

Université Mohamed Boudiaf - M'sila

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



Numéro de série.....

Numéro d'inscription.....

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT LMD

Spécialité : Electronique

Option : Micro-ondes et Télécommunications

THEME

ANALYSE ET CONCEPTION DES ANTENNES MICROSTRIP A BASE DE METAMATERIAUX

Présentée Par

Tahar BOUGOUTAIA

Soutenue le 24/05/2018

Devant le jury composé de :

<u>Nom & Prénom</u>	<u>Grade</u>	<u>Etablissement</u>	<u>Qualité</u>
SAIGAA Djamel	Professeur	Uni. de M'sila	Président
KHEDROUCHE Djamel	MCA	Uni. de M'sila	Encadreur
BENSLAMA Malek	Professeur	Uni. de Constantine 1	Examineur
BENATIA Djamel	Professeur	Uni. de Batna 2	Examineur
KAHLOUCHE Ahmed	MCA	Uni. de M'sila	Examineur
HOCINI Abdesselam	Professeur	Uni. de M'sila	Invité

Année Universitaire : 2017/2018

Dédicace

A :

- *Mes très chers parents.*

- *Mes frères : **Benaïssa, Abdeallah, Ahmed, Mohammed et Ibrahim.***

- *Mes sœurs.*

- *Mes petits-neveux: **Khaled, Khalil, Youcef, Khaled, Abdelwaheb, Aïmen** et la princesse*

Missoun, qu'Allah les protège et les fait croître en belle croissance.

- *Tous mes amis, mes proches et mes collègues.*

Je dédie ce modeste travail

tahar

Remerciements

Ce travail a été effectué au Laboratoire d'Analyse des Signaux et Système, département d'électronique, université de M'sila et dirigé par Monsieur **Djamel KHEDROUCHE**, maitre de conférences au département d'électronique, université Mohammed Boudiaf de M'sila.

Avant tout, j'adresse mes remerciements en premier lieu, à Allah tout puissant pour la volonté, la santé, le courage et la patience qu'il m'a donné durant toutes ces longues années de formation.

Je voudrais exprimer toute ma gratitude et ma considération à Mr. **Djamel KHEDROUCHE** pour avoir suivi mon travail avec une attention soutenue, pour sa générosité et pour ses qualités scientifiques et humaines qui m'ont beaucoup aidé et guidé tout au long de mes années de recherche, qu'il trouve ici toute ma gratitude et ma reconnaissance.

Je remercie très sincèrement Monsieur le Professeur **Djamel SAIGAA** de l'université de M'sila pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail et pour avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Toute ma gratitude va à Monsieur le Professeur **Malek BENSLAMA** de l'Université de Constantine, pour avoir accepté d'évaluer ce travail.

J'adresse mes chaleureux remerciements également à Monsieur **Djamel BENATIA** Professeur à l'Université de Batna, qui a accepté de participer au Jury.

Que Monsieur **Ahmed KAHLOUCHE** maitre de conférences à l'Université de M'sila, soit remercié pour sa présence dans le Jury.

J'exprime ma vive gratitude à Monsieur **Abdesselam HOCINI**, Professeur à l'Université de M'sila et directeur de laboratoire de recherche LASS, pour son aide et encouragements durant ces années, ainsi que pour avoir bien voulu répondre à mon invitation.

J'exprime une grande reconnaissance à Monsieur le Professeur **Ahmed Tayeb DENIDNI**, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire RF (INRS-EMT) Montréal Canada, pour effectuer un stage, je le remercie pour m'avoir fait bénéficier du matériel de son laboratoire de recherche ainsi que pour les conseils, je le prie de trouver ici l'expression de ma gratitude et d'accepter mes très sincères remerciements.

Je tiens à exprimer mes remerciements aux Mr. **Mohamad MANTASH** et Mr **Arun KESAVAN** chercheurs au laboratoire RF de l'INRS EMT, Montréal, Canada, et Mr **Traian ANTONESCU** expert de la technologie imprimée, centre de recherche Poly-Grames, Université de Montréal, Canada, pour leur disponibilité lors de la fabrication et de la mesure des divers prototypes.

Je remercie infiniment Messieurs **Rabia AKSAS** et **Amine MOKRAOUI**, pour m'avoir accueilli dans le laboratoire des dispositifs de communication et de conversion photovoltaïque (El-Harrach, Alger), pour effectuer quelques mesures.

Que **S. DJIDEL** doctorant à l'université de M'sila, trouvent ici l'expression de mes sincères remerciements pour les discussions que nous avons partagées tout au long de ce travail.

Que **R. MOKHTARI, I. DELLIOUA, K. BELABBAS, N. MELLOUKI, D. KHAZZAR, M. TEMMAR** et **M. MAACHE** doctorants à l'université de M'sila, trouvent ici l'expression de mes sincères remerciements pour leurs aides.

Que tous les membres des deux laboratoires **LASS** et **RF** trouvent ici l'expression de mes sincères remerciements pour les discussions enrichissantes que nous avons partagées tout au long de ce travail, leur esprit d'équipe, leur disponibilité et leur savoir m'ont été d'un apport considérable.

Je voudrais remercier mes frères et mes sœurs pour leur soutien constant et pour leurs sacrifices pour m'avoir aidé à réaliser un objectif qui me tient depuis longtemps au cœur.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à tous mes amis chacun par son nom, sans oublier l'ensemble des enseignants ayant contribué de près ou de loin à ma formation.

Enfin je ne voudrais pas oublier de remercier toute personne qui m'a aidé de loin ou de près à réaliser ce travail.

Table des matières

Dédicace	I
Remerciments	II
Table des matières	IV
Liste des figures	VIII
Liste des tableaux	XIV
Abréviations	XV
Résumé	XVII
Abstract	XVIII
ملخص.....	XIX

Introduction générale

Introduction générale.....	2
Références de l'introduction	5

Chapitre I

Contexte général sur les antennes microbandes

I.1 Introduction.....	7
I.2 Antenne microbande	7
I.2.1 Historique	7
I.2.2 Description d'une antenne microbande	9
I.2.3 Alimentation des antennes microbandes	9
I.2.3.1 Alimentation par sonde coaxiale	10
I.2.3.2 Alimentation par ligne microbande	10
I.2.3.3 Alimentation par ligne microbande en sandwich	11
I.2.3.4 Alimentation couplée par ouverture	12
I.2.3.5 Alimentation par guide d'onde coplanaire	12
I.2.4 Méthode d'analyse des antennes microbande	13
I.2.4.1 Méthodes analytiques	13
I.2.4.2 Méthodes rigoureuses	13
I.2.4.3 La conception par des simulateurs électromagnétiques.....	14
I.2.5 Avantages et limitations des antennes microbandes	14
I.2.6 Techniques d'amélioration de la bande passante	15

I.2.7 Quelques structures d'antenne patch monopole à LB	16
I.3 Conception de nouvelles antennes patch multifonctions	18
I.3.1 Conception et réalisation d'une antenne patch annulaire ULB	19
I.3.2 Conception d'antenne patch circulaire ULB	22
I.3.2.1 Visualisation des paramètres caractéristiques	22
I.3.2.2 Le diagramme de rayonnement	23
I.3.3 Analyse et conception d'une antenne patch pour les applications GPS et UMTS	24
I.3.4 Conception d'une antenne patch de forme E ultra large bande	27
I.3.5 Conception d'une antenne ULB intégrée avec une antenne à bande étroite	29
I.4 Conclusion	30
Références du chapitre I	31

Chapitre II

Contexte général sur les métamatériaux

II.1 Introduction	34
II.2 Classification des matériaux en fonction de leur permittivité et perméabilité	35
II.3 Définitions et terminologie	36
II.4 Les métamatériaux, leur origine et développement	37
II.4.1 Approche de Veselago (origine de métamatériaux)	38
II.4.2 Milieux à permittivité relative négative	40
II.4.3 Milieux à perméabilité relative négative	43
II.4.4 Matériaux doublement négative (Superposition de deux milieux simplement négatifs)	47
II.4.5 Vérification expérimentale	48
II.5 Applications des Métamatériaux	50
II.5.1 Réfraction négative	50
II.5.2 Focalisation	51
II.5.3 La dissimulation	51
II.5.4 Applications liée aux antennes	52
II.6 Conclusion	55
Références du chapitre II	56

Chapitre III

Etude et conception des cellules unitaires à base de métamatériaux

III.1 Introduction	59
III.2 Technique et procédure d'homogénéisation.....	59
III.2.1 Méthodes d'extraction des paramètres effectifs	60
III.2.1.1 Première méthode	61
III.2.1.2 Deuxième méthode (Nicolson-Ross-Weir (NRW)).....	62
III.3 Etude des cellules unitaire à base de métamatériaux	64
III.3.1 Résonateur en Anneau Fendu (résonateur à activité magnétique).....	64
III.3.1.1 RAF carré.....	65
III.3.1.2 RAF circulaire.....	71
III.3.1.3 Résonateur BC-SRR (Broadside Coupled SRR)	74
III.3.2 Réseaux de fils métalliques (résonateur à activité électrique).....	76
III.3.3 Association des tiges et RAFs (Matériaux magnéto-électrique)	78
III.3.4 Autre résonateurs générant des métamatériaux main gauche.....	81
III.3.4.1 Le résonateur TERs-W.....	81
III.3.4.2 Le résonateur double S.....	84
III.4 Conclusion.....	85
Références du chapitre III	86

Chapitre IV

Conception et fabrication des antennes microbandes à base de métamatériaux

IV.1 Introduction	89
IV.2 Choix de l'outil de simulation.....	90
IV.3 Choix de la ligne d'alimentation	90
IV.4 Etude et conception des antennes ULB à base de métamatériaux	91
IV.4.1 Antenne de base.....	91
IV.4.2 Antenne à métamatériaux basé sur les (C-SRR)	93
IV.4.2.1 Evolutions de l'antenne proposée	94
IV.4.2.2 Antenne à base de métamatériaux optimisée	96
IV.4.2.3 Etude paramétrique	99

IV.4.2.4 Résultats de mesure et discussions	102
IV.4.3 Antenne à métamatériaux basé sur (C-TER).....	106
IV.4.3.1 Réalisation et validation expérimentale	106
IV.4.4 Comparaison de nos résultats avec ceux publié dans littératures.....	111
IV.4.5 Comparaison des résultats des antennes proposées à base de métamatériaux avec ceux des antennes monopoles ULB conventionnelles.....	113
IV.5 Conception et fabrication d'une antenne ULB à trois bandes rejetées en utilisant le résonateur en anneau fendu	114
IV.5.1 Antenne microbande ultra large bande.....	116
IV.5.2 Conception des cellules unitaires de RAF.....	117
IV.5.3 Antenne ULB associée à des cellules unitaires RAF	118
IV.5.4 Antenne ULB à trois bandes rejetées	120
IV.5.5 Réalisation et validation expérimentale	122
IV.6 Conclusion	123
Références du chapitre IV	123

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et perspectives.....	126
--	-----

Annexes

Annexe A: Conception de différents types de résonateur en anneau fendu.....	A-1
A.1 Résonateur en anneau fendu triangulaire.....	A-1
A.2 Résonateur en anneau fendu triangulaire avec tige métallique.....	A-2
A.3 Résonateur en anneau fendu circulaire avec tige métallique	A-2
A.4 Résonateur en anneau fendu en forme double C	A-3
A.5 Résonateur en anneau fendu en forme double C avec tige métallique	A-4
Annexe B: Présentation du simulateur HFSS	B-1
Annexe C: Présentation du simulateur CST.....	C-1
Annexe D: Techniques de fabrication et de mesure des antennes microbandes	D-1
D.1 Techniques de fabrication des antennes microbandes	D-1
D.2 Mesure du coefficient de réflexion	D-3
D.3 Mesure des caractéristiques de rayonnement	D-4
Annexe E: Code Matlab utilisé pour calculer l'impédance de la ligne microbande.	E-1

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1 Nombre de publications concernant l'antenne microbande publiées dans IEEE Transactions on Antenna and Propagation [3]	8
Figure I.2 Nombre de pages concernant l'antenne microbande publiées dans IEEE Transactions on Antenna and Propagation [3]	8
Figure I.3 Structure d'une antenne microbande	9
Figure I.4 Alimentation par sonde coaxiale	10
Figure I.5 Alimentation par ligne microbande	11
Figure I.6 Types d'alimentation par ligne microbande : (a) axiale, (b) décalée, (c) axiale avec encoche, (d) adaptée par ligne quart d'onde	11
Figure I.7 Ligne microbande en sandwich	11
Figure I.8 Alimentation couplée par ouverture	12
Figure I.9 Alimentation par guide d'onde coplanaire (CPW)	12
Figure I.10 Structures des antennes patch monopole à large bande [23-26].....	16
Figure I.11 Le coefficient de réflexion correspondant à l'antenne de la figure I.10 (a) et (d).	17
Figure I.12 Structures des antennes patch monopole à sous bande coupée [27-29]	17
Figure I.13 Le coefficient de réflexion correspondant aux antennes de la Figure I.12	18
Figure I.14 Méthodologie de conception et d'optimisation d'une antenne patch	19
Figure I.15 L'antenne annulaire proposée.....	20
Figure I.16 Prototype de l'antenne de la figure I.15	20
Figure I.17 Coefficient de réflexion de l'antenne annulaire proposée.....	21
Figure I.18 L'évolution du gain en fonction de la fréquence	21
Figure I.19 L'antenne patch circulaire proposée.....	22
Figure I.20 (a) Coefficient de réflexion et (b) l'impédance d'entrée de l'antenne circulaire proposée en fonction de la fréquence	23
Figure I.21 Diagramme de rayonnement de l'antenne proposée.....	24
Figure I.22 L'organigramme utilisé pour obtenir l'antenne proposée	25
Figure I.23 L'antenne double bande proposée	25
Figure I.24 Coefficient de réflexion de l'antenne double bande proposée	26
Figure I.25 Les étapes suivies pour obtenir l'antenne proposée	27
Figure I.26 Coefficient de réflexion et gain de l'antenne de forme E, (a) : coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (b) : le gain en fonction de la fréquence.....	28
Figure I.27 Le taux d'onde stationnaire de l'antenne proposée	28
Figure I.28 Géométrie de la structure d'antenne proposée	29
Figure I.29 Paramètre S de l'antenne ULB intégrée avec une antenne à bande étroite	30

Chapitre II

Figure II.1 Le nombre des publications annuelles au sujet de métamatériaux [3].....	34
Figure II.2 Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité ϵ et de leur perméabilité μ	35
Figure II.3 Les étapes de création du métamatériau.....	37

Figure II.4 Trièdre direct et indirect caractérisé par la règle de la main droite et main gauche respectivement : (a) milieu main droite, (b) milieu main gauche	38
Figure II.5 Représentation vectorielle d'une onde plane : (a) milieu main droite, (b) milieu main gauche.....	39
Figure II.6 Propagation d'ondes électromagnétique dans différents milieux	40
Figure II.7 Structure du réseau de fils métalliques minces proposé par Pendry pour avoir un milieu à permittivité négative [10]	42
Figure II.8 Exemple de la permittivité (partie réelle) d'un réseau de fils, la permittivité est négative, elle reprend une valeur positive à la fréquence plasma électrique (environ 22.3 GHz), le champ électrique est orienté en parallèle avec les fils [11]	42
Figure II.9 Le rouleau suisse (Swiss-Roll) de Pendry [13]	43
Figure II.10 La variation de la perméabilité effective réelle et imaginaire en fonction de la fréquence [14].....	44
Figure II.11 Résonateur en anneau fendu (Split Ring Resonator (SRR))	45
Figure II.12 Un réseau de SRR permet d'obtenir une perméabilité magnétique effective négative	45
Figure II.13 Représentation de la perméabilité effective en fonction de la fréquence selon l'équation (II.21)	46
Figure II.14 Matériaux doublement négative (a) : milieu à permittivité négative, (b) : milieu à perméabilité négative, (c) : superposition de deux milieux simplement négatifs	47
Figure II.15 (a) Métamateriau présentant un indice négatif consistant en fils continus et SRR, (b) Schéma du dispositif expérimental propose par Shelby et al [15].....	48
Figure II.16 La dépendance angulaire de la puissance transmise dans le cas du métamatériau et également pour le téflon	50
Figure II.17 Illustrations des propriétés de la superlentille : (a) focalisation, (b) et (c) amplification des ondes évanescentes	51
Figure II.18 Illustration du principe de dissimulation ou contournement d'un obstacle à partir d'une source ponctuelle.....	52
Figure II.19 (a) antenne patch à large bande et leur S_{11} [20], (b) antenne patch avec trois cellules unitaires de type CDRR et leurs S_{11} [22]	53
Figure II.20 Structures d'antenne patch monopole à bande coupée et leur S_{11} [24,25].....	54

Chapitre III

Figure III.1 Procédure d'extraction des paramètres effectifs	60
Figure III.2 Configuration de la cellule SRR carrée imprimée sur un substrat de FR4-epoxy, la cellule est mise dans une boîte de calcul HFSS et CST avec des murs magnétiques et électriques.....	65
Figure III.3 Module en (dB) et phase en (radian) du coefficient de réflexion et de transmission de la cellule SRR carré simulés par HFSS et CST	66
Figure III.4 Partie réelle et imaginaire de la perméabilité.....	67
Figure III.5 Coefficient de réflexion et de transmission pour différentes valeurs de l'espacement entre les deux anneaux, (a) coefficient de réflexion, (b) coefficient de transmission.....	69

Figure III.6 Coefficient de réflexion et de transmission pour différentes valeurs de la coupure dans les deux anneaux, (a) coefficient de réflexion, (b) coefficient de transmission.....	69
Figure III.7 Coefficient de réflexion et de transmission pour différentes valeurs de la permittivité du substrat diélectrique, (a) coefficient de réflexion, (b) coefficient de transmission.....	70
Figure III.8 Configuration de la cellule SRR circulaire imprimée sur un substrat de FR4-epoxy, la cellule est mise dans une boîte de calcul HFSS et CST avec des murs magnétiques et électriques.....	71
Figure III.9 Module en (dB) et phase en (radian) du coefficient de réflexion et de transmission de la cellule SRR circulaire simulés par HFSS et CST	72
Figure III.10 Partie réelle et imaginaire de la perméabilité.....	72
Figure III.11 Configuration de la cellule unitaire BC-SRR : (a) carré, (b) circulaire	74
Figure III.12 Paramètre S en (dB) du coefficient de réflexion et de transmission de la cellule BC-SRR simulés par HFSS et CST : (a) BC-SRR carré, (b) BC-SRR circulaire.....	75
Figure III.13 Partie réelle et imaginaire de la perméabilité du résonateur BC-SRR.....	75
Figure III.14 Configuration de la cellule unitaire de fil mince imprimé sur un substrat de FR4-epoxy	76
Figure III.15 Module en (dB) du coefficient de réflexion et de transmission de la cellule fil métallique simulé par HFSS et CST	77
Figure III.16 Partie réelle et imaginaire de la permittivité	77
Figure III.17 Configuration de la cellule unitaire de résonateur en anneau fendu et de fil mince imprimés sur un substrat de FR4-epoxy, (cellule unitaire main gauche).....	79
Figure III.18 Module du coefficient de réflexion et de transmission de la cellule unitaire main gauche : (a) notre simulation par HFSS et CST, (b) simulation par HFSS de [13]	79
Figure III.19 Comparaison entre les résultats de notre programme d'extraction (gauche) et celles de smith [13] (droit), pour la cellule unitaire main gauche: (a)(a') l'indice, (b)(b') l'impédance, (c)(c') permittivité, (d)(d') perméabilité.....	80
Figure III.20 Configuration de la cellule unitaire de TERs et de fil mince imprimés sur un substrat de FR4-epoxy, (cellule unitaire main gauche).....	81
Figure III.21 Module en (dB) et phase en (radian) du coefficient de réflexion et de transmission de la cellule TER.....	82
Figure III.22 Les parties réelles et imaginaires des paramètres constitutifs du résonateur TER, calculées en se basant sur la matrice S: (a)-l'indice, (b)-l'impédance, (c)-perméabilité, (d)-permittivité	83
Figure III.23 Configuration de la cellule unitaire de double S imprimés sur un substrat de FR4-epoxy, (cellule unitaire main gauche)	84
Figure III.24 Les paramètres constitutifs du résonateur double S, calculés en se basant sur la matrice S : (a) les parties réelles, (b) les parties imaginaires	84

Chapitre IV

Figure IV.1 Géométrie de l'antenne de base : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous et (c) prototype fabriquée.....	91
Figure IV.2 Coefficient de réflexion de l'antenne de base.....	92

Figure IV.3 Le diagramme de rayonnement (3D) de l'antenne de base pour la fréquence de résonance 7.45 GHz	92
Figure IV.4 Géométrie de l'antenne proposée à base de métamatériaux : (a) vue de dessus (b) vue de dessous (antenne1).....	93
Figure IV.5 Taux d'onde stationnaire de l'antenne proposée (antenne1)	94
Figure IV.6 Géométrie de l'antenne proposée à base de métamatériaux avec une ligne d'alimentation secondaire (antenne2)	94
Figure IV.7 Taux d'onde stationnaire de l'antenne proposée (antenne2) en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de largeur et de longueur de la ligne d'alimentation secondaire ($W_{sf} \times L_{sf}$).....	95
Figure IV.8 Géométrie de l'antenne à base de métamatériaux améliorée (antenne3)	96
Figure IV.9 Taux d'onde stationnaire de l'antenne à base de métamatériaux améliorée (antenn3) en fonction de la fréquence	96
Figure IV.10 Géométrie de l'antenne optimisée à base de métamatériau : (a) vue de dessus (b) vue de dessous	97
Figure IV.11 Taux d'onde stationnaire des antennes proposées (antenne1, 2 et 3) en fonction de la fréquence.....	98
Figure IV.12 L'impédance d'entrée de l'antenne optimisée en fonction de la fréquence	98
Figure IV.13 Variation de la position de la ligne d'alimentation.....	99
Figure IV.14 Taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence pour différentes positions de la ligne d'alimentation.....	100
Figure IV.15 Variation de quelques dimensions dans la cellule unitaire.....	100
Figure IV.16 Taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de W_1	101
Figure IV.17 Taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de W_4	101
Figure IV.18 La photographie du prototype de l'antenne fabriquée.....	102
Figure IV.19 Taux d'onde stationnaire (TOS) simulé et mesuré de l'antenne ULB en fonction de la fréquence.....	102
Figure IV.20 Le diagramme de rayonnement (3D) de l'antenne C-SRR optimisée	103
Figure IV.21 Diagrammes de rayonnement (2D) de l'antenne optimisée à base de métamatériaux (C-SRR), (a): 3.4 GHz, (b): 6.5 GHz, (c): 9.4 GHz	104
Figure IV.22 L'évolution du gain en fonction de l'antenne optimisée à base de métamatériaux (C-SRR).....	105
Figure IV.23 Géométrie de l'antenne à base de métamatériaux (C-TER) optimisée.....	106
Figure IV.24 La photographie du prototype de l'antenne fabriquée.....	107
Figure IV.25 Etude paramétrique de l'antenne proposée.....	107
Figure IV.26 S_{11} et TOS simulé et mesuré de l'antenne proposée : (a) S_{11} , (b) TOS	108
Figure IV.27 Le diagramme de rayonnement (3D) de l'antenne C-TER optimisée	109
Figure IV.28 L'évolution du gain en fonction de l'antenne optimisée à base de métamatériaux (C-TER).....	109
Figure IV.29 Diagrammes de rayonnement (2D) de l'antenne optimisée à base de métamatériaux (C-TER), (a): 3.6 GHz, (b): 6.2 GHz, (c): 9.3 GHz	110

Figure IV.30 (a) antenne référence conventionnelle, (b) antenne référence à base de métamatériaux, (c) antenne proposée (C-SRR) et (d) antenne proposée (C-TER).....	111
Figure IV.31 Coefficient de réflexion mesuré en fonction de la fréquence l'antenne à base de MTM proposée, l'antenne référence à base de MTM et l'antenne référence conventionnelle	112
Figure IV.32 Démarche méthodologique de la conception de l'antenne à trois bandes rejetées à base des cellules Métamatériaux RAF.....	115
Figure IV.33 Antenne ULB étudiée	116
Figure IV.34 S_{11} et gain de l'antenne ULB étudiée : (a) S_{11} , (b) gain	116
Figure IV.35 Résonateurs en anneaux fendus étudiés.....	117
Figure IV.36 Paramètre S des résonateurs en anneaux fendus étudiés (a) : cellule 1, (b) : cellule 2, (c) : cellule 3	118
Figure IV.37 Antenne ULB associée à (a) : cellule 1, (b) : cellule 2, (c) : cellule 3.....	119
Figure IV.38 Paramètre S_{11} de l'antenne ULB associée à (a) : cellule 1, (b) : cellule 2, (c) : cellule 3	119
Figure IV.39 Antenne ULB associée à trois cellules unitaire de RAF.....	120
Figure IV.40 S_{11} et gain de l'antenne ULB à trois bandes rejetées : (a) : S_{11} , (b) gain.....	120
Figure IV.41 Diagramme de rayonnement de l'antenne ULB et l'antenne tri-bandes rejetées : (a) : 2.8 GHz, (b) 9.9 GHz.....	121
Figure IV.42 Prototype de l'antenne tri-bande rejetées	122
Figure IV.43 Paramètres S_{11} simulé et mesuré de l'antenne tri-bande rejetées	122

Annexes

Figure A.1 Résonateur en anneau fendu triangulaire	A-1
Figure A.2 Paramètres du RAF triangulaire, (a): coefficient de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence, (b): la partie réelle et imaginaire de la perméabilité effectifs.....	A-1
Figure A.3 Résonateur en anneau fendu triangulaire avec tige métallique.....	A-2
Figure A.4 Paramètres du RAF-T triangulaire, (a): coefficient de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence, (b): la partie réelle de paramètres effectifs	A-2
Figure A.5 Résonateur en anneau fendu circulaire avec tige métallique	A-2
Figure A.6 Paramètres du RAF-T circulaire, (a): coefficient de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence, (b): la partie réelle des paramètres effectifs.....	A-3
Figure A.7 Résonateur en anneau fendu en forme double C	A-3
Figure A.8 Paramètres du RAF en forme double C, (a): coefficient de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence, (b): les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effectifs.....	A-3
Figure A.9 Résonateur en anneau fendu en forme double C avec tige métallique	A-4
Figure A.10 Paramètres du RAF-T en forme double C, (a): coefficient de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence, (b): la partie réelle des paramètres effectifs.....	A-4
Figure B.1 Organigramme de différentes étapes de simulation d'un projet sous HFSS.....	B-1
Figure B.2 La fenêtre principale du logiciel HFSS	B-2
Figure C.1 La fenêtre principale du logiciel CST MWS.....	C-1

Figure D.1 Techniques de fabrication des antennes. (a) La machine LPKF ProtoLaser S, (b) Le logiciel de la machine LPKF ProtoLaser S, (c) Fixation du substrat dans la machine LPKF ProtoLaser S, (d) Enlèvement du cuivre par le Laser, (e) La machine LPKF ProtoMat C6, (f) antenne fabriquée. D-2

Figure D.2 L'analyseur de réseau Agilent 8722ES D-3

Figure D.3 La chambre anéchoïde D-5

Figure D.4 L'antenne de référence cornet AH-118..... D-5

Figure E.1 Ligne microbande E-1

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau I.1 Dimensions optimisées de l'antenne annulaire proposée.....	20
Tableau I.2 Paramètres de l'antenne double bande proposée	26
Tableau I.3 Paramètres de l'antenne de forme E proposée	28

Chapitre III

Tableau III.1 Tableau récapitulatif de l'étude paramétrique du RAF carré	70
Tableau III.2 Tableau récapitulatif de l'étude paramétrique du RAF circulaire	73

Chapitre IV

Tableau IV.1 Paramètres géométriques de l'antenne de base	91
Tableau IV.2 Paramètres géométriques de l'antenne optimisée à base de métamatériau	97
Tableau IV.3 Valeurs des positions de la ligne d'alimentation.....	99
Tableau IV.4 Valeurs de paramètres W1 et W4.....	101
Tableau IV.5 L'efficacité de l'antenne proposée	105
Tableau IV.6 Comparaison de nos résultats avec ceux dans les littérateurs	112
Tableau IV.7 Comparaison des résultats d'antenne proposée à base de métamatériaux (C-SRR) avec ceux d'une antenne monopole ULB conventionnelle	113
Tableau IV.8 Comparaison des résultats d'antenne proposée à base de métamatériaux (C-TER) avec ceux d'une antenne monopole ULB conventionnelle	113
Tableau IV.9 Paramètres géométriques de résonateurs étudiés	117

Annexes

Tableau A.1 tableaux récapitulatif des résonateurs étudiés	A-4
--	-----

Abréviations

Abréviations en français

BR = **B**ande **R**ejetée

Im = **I**maginaire

LB = **L**arge **B**ande

MMD = **M**ilieu **M**ain **D**roite

MMG = **M**ilieu **M**ain **G**auche

RAF = **R**ésonateur en Anneau **F**endu

RAFC = **R**ésonateur en Anneau **F**endu **C**omplémentaire

RAF-T = **R**ésonateur en Anneau **F**endu avec **T**ige métallique

Re = **R**éel

ROS = **R**apport d'**O**nde **S**tationnaire

S_{11} = Coefficient de réflexion

S_{21} = Coefficient de transmission

TOS = **T**aux d'**O**nde **S**tationnaire

ULB = **U**ltra **L**arge **B**ande

Abréviations en anglais

ADS = **A**dvanced **D**esign **S**ystem

AMC = **A**rtificial **M**agnetic **C**onductors

BC-SRR = **B**roadside **C**oupled **S**RR

CPW = **C**oplanar **W**aveguide

CSRR = **C**omplementary **S**plit **R**ing **R**esonator

CST = **C**omputer **S**cience **T**echnology

DGP = **D**efected **G**round **P**lane

FBW = **F**ractional **B**and **W**idth

FCC = **F**ederal **C**ommunication **C**ommission.

FDTD = **F**inite **D**ifference **T**ime **D**omain).

FIT = **F**inite **I**ntegration **T**echnique

GPS = **G**lobal **P**ositioning **S**ystem

HFSS = **H**igh **F**requency **S**tructure **S**imulator

MatLab = **M**atrix **L**aboratory

MTMs = **M**etamaterials

SRR = **S**plit **R**ing **R**esonator

SRR-W = **S**plit **R**ing **R**esonator and **W**ire

TER = **T**riangular **E**lectromagnetic **R**esonators

TER-W = **T**riangular **E**lectromagnetic **R**esonators and **W**ire

UMTS = **U**niversal **M**obile **T**élécommunication **S**ystem

UWB = **U**ltra **W**ide **B**and

VSWR = **V**oltage **S**tanding **W**ave **R**atio

WIFI = **W**ireless **F**idelity

WIMAX = **W**orldwide **I**nteroperability for **M**icrowave **A**ccess

WLAN = **W**ireless **L**ocal **A**rea **N**etwork

Résumé

Les communications sans fil sont aujourd'hui en pleine croissance. Avec l'augmentation des besoins de débits élevés, il est devenu essentiel de trouver des antennes microbandes spécialement adaptées à ces exigences. Afin de répondre à ces besoins, l'utilisation de métamatériau semble une solution très prometteuse. Dans cette perspective, l'objectif principal de cette thèse était la contribution à la conception et à la fabrication des antennes microbande ultra large bande (ULB) à base de métamatériau.

Nous avons commencé par étudier les différents types de résonateurs qui peuvent présenter une permittivité ou une perméabilité négative, comme le résonateur en anneau fendu et les tiges métalliques. Après, nous avons conçu et fabriqué deux antennes microbandes à base de métamatériau en démétallisant leurs plans conducteur par des structures périodiques formées par des résonateurs en anneaux fendus (C-SRR et C-TER), dont le but d'améliorer leurs bandes passantes ainsi que leurs rayonnements dans la direction horizontale.

Comme la gamme de fréquence pour les systèmes ULB cause des interférences aux systèmes de communications existants tels que le WiMAX, le WLAN, la dernière partie de cette thèse est consacré à la conception et la fabrication d'une antenne microbande ULB à trois bandes filtrées par l'utilisation d'un dispositif de filtrage à base de métamatériau.

Toutes les structures d'antennes proposées dans cette thèse sont alimentées par des lignes d'impédance adaptée à 50Ω , avec des caractéristiques de rayonnement optimales, un gain acceptable, et un faible encombrement. Les différentes simulations sont réalisées à l'aide des logiciels de simulation électromagnétique HFSS et CST, et les résultats obtenus sont en bon accord avec ceux de la mesure.

Mots clés: antenne microbande, ULB, métamatériaux, résonateur en anneau fendu, bande rejetée.

Abstract

The wireless communication, are today in full growth. With the increase and the needs of high data-rate, it became essential to find new microstrip antennas adapted to these requirements. In order to fulfill these needs, the use of the metamaterials seems a very promising solution. From this perspective, the main objective of this thesis was the contribution to the design and manufacture of new metamaterials UWB microstrip patch antennas.

First of all, we studied the different types of the resonators that can present a negative permittivity or a negative permeability such as the split ring resonator and the thin wire. After that, two UWB metamaterials microstrip patch antennas are proposed and manufactured; they are conceived by etching a periodic structure formed by the C-SRR and C-TER in the metal patch in order to improve their horizontal radiations as well as broaden their working bandwidth.

As the frequency range for UWB systems causes interferences to the existing wireless communication systems, such as the WiMAX, the WLAN, thus, in the last part of this thesis, we designed and manufactured an UWB antenna with a three notched band by inserting three SRR unit cells of SRR close to the microstrip feed line of the UWB antenna.

These proposed antennas are excited by microstrip feed line with a 50Ω impedance matching, and their parameters are acceptable such as the gain and the radiation pattern. The simulation results were validated by different numerical methods of analysis using the two simulators software's HFSS and CST, and they are in good agreement with those of the measurement.

Key words: microstrip antenna, UWB, metamaterials, split ring resonator, band-notched.

مُلخَص

إنَّ الاتِّصَالَاتِ اللَّاسِلِكِيَّةِ فِي نُمُوِّ مُتَزَايِدٍ مَعَ الزَّيَادَةِ فِي الإِخْتِيَاغَاتِ مِنْ مُعَدَّلِ البَيَانَاتِ المَرْتَفِعَةِ، لِذَلِكَ أَصْبَحَ مِنَ الصَّرُورِي إِيجَادِ هَوَائِيَّاتٍ مُلَائِمَةٍ لِهَذَا الغَرَضِ. لِتَلْبِيَةِ هَذِهِ المَتَطَلِّبَاتِ يَبْدُو اسْتِعْمَالِ المِتَامَتِرِيَالِ حَلًّا وَاعِدًا جِدًّا . المَهْدَفُ الرَّئِيسِي مِنْ هَذِهِ الأَطْرُوحَةِ هُوَ المِساهِمَةُ فِي تَصْمِيمِ وَصِنَاعَةِ هَوَائِيَّاتِ عَرِيضَةِ النِّطَاقِ التَّرْدُّدِي بِالاعْتِمَادِ عَلَى المِيتامَتِرِيَالِ.

بَعْدَ دِرَاسَةِ نَظَرِيَّةٍ تَتَعَلَّقُ بِالهَوَائِيَّاتِ الشَّرِيطِيَّةِ وَالمِتَامَتِرِيَالِ قُمْنَا بِدِرَاسَةِ مُخْتَلَفِ المِجَاوِبَاتِ الَّتِي تُعْطِي نَفَاذِيَّةً سَالِبَةً أَوْ سَمَاحِيَّةً سَالِبَةً مِثْلَ الأَسْلَاكِ المَعْدِنِيَّةِ وَالمِجَاوِبَاتِ ذَاتِ الحَلَقَاتِ المَشْطُورَةِ. بَعْدَ ذَلِكَ قُمْنَا بِتَصْمِيمِ وَصِنَاعَةِ اثْنَيْنِ مِنَ الهَوَائِيَّاتِ الشَّرِيطِيَّةِ عَرِيضَةِ النِّطَاقِ التَّرْدُّدِي. الهَوَائِيَّاتِ الأَوَّلِ المَقْتَرَحِ يَتَكَوَّنُ مِنْ عُنْصُرٍ مُشَعٍّ مُسْتَطِيلِ الشَّكْلِ يَحْتَوِي عَلَى سِلْسِلَةِ دَوْرِيَّةٍ ذَاتِ بُعْدَيْنِ مِنَ المِجَاوِبَاتِ ذَاتِ الحَلَقَاتِ المَشْطُورَةِ مُرَبَّعَةِ الشَّكْلِ مَحْفُورَةٌ عَلَيْهِ. أَمَّا الهَوَائِيَّاتِ الثَّانِي فَعُنْصُرُهُ المِشَعُّ يَحْتَوِي عَلَى سِلْسِلَةِ دَوْرِيَّةٍ مِنَ المِجَاوِبَاتِ ذَاتِ الحَلَقَاتِ المَشْطُورَةِ مُثَلَّثَةِ الشَّكْلِ. فِي حِينِ أَنَّ قَاعِدَةَ الهَوَائِيَّاتِ تَحْتَوِي عَلَى سِلْسِلَةِ دَوْرِيَّةٍ ذَاتِ خُطُوطِ مُتَصَالِبَةٍ. الغَرَضُ مِنْ هَذَا كُلِّهِ هُوَ تَحْسِينُ عَرْضِ النِّطَاقِ التَّرْدُّدِي وَالإِشْعَاعِ فِي الإِتْجَاهِ الأفْقِي لِلهَوَائِيَّاتِ.

بِمَا أَنَّ صِنْفَ تَرْدُّدِ أَنْظِمَةِ النِّطَاقِ التَّرْدُّدِي العَرِيضِ يُؤَدِّي إِلَى التَّدَاخُلِ مَعَ أَنْظِمَةِ الاتِّصَالَاتِ اللَّاسِلِكِيَّةِ الأُخْرَى مِثْلَ **Wifi, WiMAX**, قُمْنَا فِي الجُزْءِ الأَخِيرِ مِنَ الأَطْرُوحَةِ بِتَصْمِيمِ وَصِنَاعَةِ هَوَائِيَّاتِ شَرِيطِي عَرِيضِ النِّطَاقِ وَبِإِدْرَاجِ ثَلَاثِ خَلَايَا مِنَ الشَّكْلِ مُجَاوِبَاتِ ذَاتِ الحَلَقَاتِ المَشْطُورَةِ تَمَكَّنًا مِنْ حَذْفِ المِجَالَاتِ التَّرْدُّدِيَّةِ الخَاصَّةِ بـ **WLAN, WiMAX** وَجُزْءٍ مِنْ مِجَالِ التَّرْدُّدَاتِ **X**.

تَتَمَيَّزُ هَذِهِ الهَوَائِيَّاتِ المَقْتَرَحَةُ بِشَرِيطِ مُعَدِّي قِيَمَةٍ مُقاوِمَتِهِ 50 أوم، بِالإِضَافَةِ إِلَى ذَلِكَ خِصَائِصِ إِشْعَاعِيَّاتِهَا مِثَالِيَّةً، كَسَبُهَا مَقْبُولٍ، وَحَجْمُهَا صَغِيرٍ، وَهَذِهِ الخِصَائِصِ تَتَوَافَقُ مَعَ الاتِّصَالَاتِ اللَّاسِلِكِيَّةِ المَعَاصِرَةِ. تَمَّتِ المِحاكَاةُ بِاسْتِخْدَامِ بَرنامِجِي المِحاكَاةِ الكَهْرُومِغْنَاطِيَسِيَّةِ **HFSS** وَ **CST** وَالنِّتَائِجِ المِحْصَلِّ عَلَيْهَا كَانَتْ فِي تَوَافُقٍ كَبِيرٍ مَعَ النِّتَائِجِ التَّجْرِبِيَّةِ.

كَلِمَاتُ مِفْتَاحِيَّة: هَوَائِيَّاتِ شَرِيطِي، نِطَاقِ تَرْدُّدِي عَرِيضِ، مِيتامَتِرِيَالِ، مُجَاوِبِ ذِي حَلَقَاتِ مَشْطُورَةٍ، نِطَاقِ تَرْدُّدِي مَحْذُوفِ.

Introduction générale

Introduction générale

Nombreuses applications des antennes microbandes telles que ; la téléphonie, la téléphonie mobile, la télé-localisation, les applications militaires, les différents standards de communications radio-mobiles (WIFI, WIMAX, Bluetooth, UMTS, WLAN, 4G...) ou encore les communications spatiales... etc, nécessitent qu'elles soient miniaturisées, multifréquences ou ayants une bande passante très large permettant notamment d'assurer la compatibilité des différentes normes ou accéder à de nombreux services à partir du même appareil. La conception d'une antenne se fait en fonction des contraintes de l'application telles que la bande de fréquence, le gain, le coût, le poids, etc. Avec les techniques de miniaturisation, le développement et l'optimisation d'une antenne microbande fait l'objet de nombreux travaux de recherches au cours de ces dernières décennies.

Récemment, l'apparition d'une nouvelle classe de matériaux, connue sous le nom de (métamatériaux), a suscité un très grand intérêt auprès des chercheurs dans le monde des télécommunications [1]. Ces matériaux sont utilisés pour la conception de plusieurs dispositifs microondes, (antenne, filtre,...) [2,3] grâce à leurs principaux avantages tels que l'intégration facile et le faible cout de fabrication.

Les métamatériaux en générale sont des structures composites artificielles qui peuvent être présentés en plusieurs types; les plus connus sont celles susceptibles d'avoir à la fois une perméabilité et une permittivité négatives. Ces matériaux ont vu leur développement à partir des années 1999 et sont actuellement des sujets d'étude en plein développement. Les propriétés de ces structures ont été décrites pour la première fois par V. G. Véselago en 1967 [4] où il a démontré qu'un indice de réfraction peut être négatif. En 1999, J. Pendry [5] a montré la possibilité d'obtenir ces caractéristiques à travers des structures métalliques périodiques formées de résonateurs en anneau fendu (RAF) caractérisés par une perméabilité négative avec un arrangement de réseau de fils métalliques présentant une permittivité négative. A partir des années 2000 jusqu'à nos jours, un nouveau concept s'est ouvert pour la conception des antennes microbandes [2,6-8].

Le résonateur en anneaux fendus complémentaire (RAFC) a été introduit la première fois par Shah Nawaz et al [9] comme DGP (Defected Ground Strucutre), dérivé de résonateur en anneaux fendus (RAF) introduit par Pendry [5]. Dans cette structure, 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 de forme d'anneaux interrompus concentriques

introduites dans le plan conducteur d'un substrat (c'est à dire toute la partie conductrice et la partie diélectrique du RAF sont remplacées par des fentes et de cuivre respectivement). Depuis peu, le résonateur en anneaux fendus complémentaire (RAFC) a été utilisé largement dans la technologie micro-onde pour améliorer les performances de plusieurs composants micro-onde, tel que la miniaturisation des antennes microbandes [7,10], la conception de filtres [11,12], le filtrage des bandes pour les antennes microbande ULB [8] ou l'amélioration de la bande passante ou l'adaptation de l'antenne microbande [13].

Dans cette perspective, l'objectif principal de cette thèse est de concevoir de nouvelles antennes microbandes à base de métamatériaux miniaturisées pour les applications ULB. Ce travail est scindé en quatre chapitres, six annexes et une bibliographie. Il est présenté comme suit.

Le premier chapitre de cette thèse est divisé en deux parties. La première partie est consacrée à une présentation panoramique des antennes microbandes et leurs caractéristiques. En effet, nous présentons une description de ces antennes, leurs méthodes d'alimentation et d'analyse, leurs avantages et inconvénients, quelques méthodes permettant d'améliorer leurs bandes passante, et on termine cette partie par une présentation de quelques antennes existantes ayant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes. Dans la deuxième partie, nous présentons les résultats de simulation de quelques structures d'antenne microbande conçus pour fonctionner dans la gamme de fréquences définie par le commission fédérale de communication FCC [14] ou pour des applications double bande.

Le deuxième chapitre constitue un état de l'art des métamatériaux dont nous nous appuyerons dans un premier temps sur une représentation des paramètres constitutifs, que sont la permittivité et la perméabilité, dans un plan comprenant quatre cadrans afin d'inscrire les métamatériaux dans le prolongement des matériaux disponibles à l'état naturel. Ensuite, nous présentons les étapes qui nous permettent de réaliser le métamatériau doublement négatif à partir des milieux simplement négatifs. Dans la dernière partie du chapitre, on présente quelques applications des métamatériaux.

Dans le troisième chapitre, nous nous intéressons à la conception des différents éléments qui constituent les matériaux main gauche. Tout d'abord nous décrivons la procédure d'homogénéisation utilisée pour l'extraction des paramètres effectifs (la perméabilité, la permittivité et l'indice de réfraction) à partir des coefficients de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}) suite aux simulations réalisées par le logiciel HFSS et CST.

Ensuite, on présente les résultats de simulation de différents résonateurs tels que le résonateur SRR, tige métallique, TER-W, et résonateur en double S. Dans cette partie nous présentons aussi une étude paramétrique sur les résonateurs en anneau fendu (RAF) carré et circulaire.

Dans le quatrième chapitre, on applique le métamatériau dans la conception de nouvelles antennes microbandes ULB satisfaisant les spécifications demandées. Premièrement, à partir des antennes de base, on applique sur les patches des structures périodiques de deux dimensions à base de métamatériaux formées par les résonateurs C-SRR et C-TER. Ainsi, on applique sur les plans de masse une structure périodique de lignes croisées, pour améliorer la bande passante et le rayonnement horizontale. Finalement, trois cellules unitaires de forme SRR seront insérées à la proximité d'une ligne d'alimentation d'une antenne microbande ULB afin de filtrer trois bandes de fréquences correspondantes aux applications WiMax, WLAN et la bande X. Les différentes caractéristiques de chaque antenne (coefficient de réflexion, VSWR, Gain et diagrammes de rayonnement) seront présentées et commentées. Pour chaque antenne proposée, une étude paramétrique intensive de tous leurs paramètres est effectuée, afin de mieux analyser l'influence de ces paramètres géométriques sur les performances de l'antenne et en particulier sur le coefficient de réflexion (adaptation de l'antenne). Pour la validation expérimentale, un prototype est fabriqué et mesuré pour chaque antenne simulée.

Enfin, la thèse sera terminée par une conclusion générale dans laquelle on dresse un bilan du travail effectué ainsi que les perspectives sur les travaux futurs.

Pour améliorer le contenu de cette thèse, six annexes seront rajoutées et une liste de références bibliographiques dont le lecteur pourra s'en servir pour plus de détails.

Références de l'introduction

- [1] O. Acher, “*Copper vs. iron: Microwave magnetism in the metamaterial age*”, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, **321** (2009), 2093-2101.
- [2] Z. M. Razi, P. Rezaei and A. Valizade, “*A novel design of Fabry-Perot antenna using metamaterial superstrate for gain and bandwidth enhancement*”, *International Journal of Electronics and Communication* **69** (2015) 1525-1532.
- [3] K. Rambabu, M. Y. W Chia, K. M. Chan and J. Boremann, “*Design of multiple-stopband filters for interference suppression in UWB applications*”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **54** (2006), 3333-3338.
- [4] V. G. Veselago, “*The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ* ”, *Soviet Physics USPEKHI*, **10** (1968), 509-514.
- [5] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “*Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena*”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **47** (1999), 2075-2084.
- [6] L. W. Li, Y. N. Li, T. S. Yeo, J. R. Mosig and O. J. F. Martin, “*A broadband and high-gain metamaterial microstrip antenna*”, *Applied Physics Letters*, **96** (2010), 164101.
- [7] M. Elsdon and O. Yurduseven “*Direct-fed reduced size patch antenna using array of CSRR in the ground plane*”, *Microwave and Optical Technology Letters*, **57** (2015), 1526-1529.
- [8] C. Kim, J. Jang, Y. Jung, H. Lee, J. Kim, S. Park and M. S. Lee, “*Design of a frequency notched UWB antenna using a slot-type SRR*”, *International Journal of Electronics and Communication*, **63** (2009), 1087-1093.
- [9] S. N. Burokur, M. Latrach and S. Toutain, “*A novel type of microstrip coupler utilizing a slot split-ring resonators defected ground plane*”, *Microwave and Optical Technology Letters*, **48** (2006), 138-141.
- [10] H. A. Jang, D. O. Kim, and C. Y. Kim, “*Size Reduction of Patch Antenna Array Using CSRRs Loaded Ground Plane*”, *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings*, KL, MALAYSIA, 27-30 March, 2012.
- [11] 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 stopband based on sub-wavelength resonators*”, *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, **53** (2005), 1997-2006.
- [12] J. Garcia-Garcia, J. Bonache, F. Falcone, J. D. Baena, F. Martin, I. Gil, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, A. Marcotegui, R. Marqués and M. Sorolla, “*Stepped impedance low pass filters with spurious passband suppression*”, *Electronics Letters*, **40** (2004), 881-883.
- [13] T. Liu, X. Y. Cao, J. Gao, Q. Yang, and W. Q. Li, “*Design of miniaturized broadband and high gain metamaterial patch antenna*”, *Microwave and Optical Technology Letters*, **53** (2011), 2858-2861.
- [14] Federal Communication Commission, “*First order and report: Revision of part 15 of the Commission’s rules regarding UWB transmission systems*”, April 22, 2002.

Chapitre I

Contexte général sur les antennes microbandes

I.1 Introduction

Le développement du domaine des télécommunications, les contrôles, les commandes, et la télédétection, on fait apparaître la nécessité croissante de réaliser des dispositifs microondes peu coûteux et peu encombrant, faisant appel à une technologie simple et facile à manipuler. Les systèmes microondes à structure microbandes ont été à l'origine du développement des antennes microbandes qui sont le plus souvent utilisées en réseaux afin d'améliorer leur performance et de permettre la réalisation de fonctions très particulières.

Les antennes microbandes sont de plus en plus utilisées dans des applications sans fil, ceci est dû à leur structure miniaturisée. Elles sont extrêmement compatibles pour les incorporer dans les dispositifs sans fil portatifs tels que les téléphones cellulaires ... etc. Pour l'utilisation des antennes microbandes dans la télémétrie et sur les missiles, elles doivent être très minces et conformes. Un autre secteur où elles ont été employées avec succès est la communication par satellite.

Ce premier chapitre présente dans une première partie des généralités sur les antennes microbandes où nous donnerons un aperçu historique sur ces antennes, quelques types d'alimentation ainsi que les méthodes d'analyse des antennes microbandes. Ensuite, on va citer quelques techniques d'amélioration de la bande passante de l'antenne microbande, et finalement on va présenter quelques structures microbandes à large bande proposées dans la littérature. Dans la seconde partie, on présentera la conception et l'optimisation de nouvelles structures d'antenne patch pour des applications ultra large bande et multi-bande en utilisant les simulateurs électromagnétiques HFSS et CST. Quelques résultats expérimentaux seront également présentés.

I.2 Antenne microbande

I.2.1 Historique

Le concept des antennes microbandes fut apparu la première fois en 1953 par G. A. Deschamps [1], qui suggérait de canaliser efficacement les rayonnements parasites engendrés par les discontinuités qui existent dans les circuits micro-ondes planaires. Le premier brevet reprenant ce concept fut déposé en 1956 par Henri Gutton et Georges Boissinot [2]. Il consistait à introduire judicieusement des discontinuités le long d'une ligne microbande pour la faire rayonner. Il était alors envisagé d'intégrer cet élément rayonnant dans un fuselage. Il a fallu attendre les années 1970 pour voir apparaître les premières réalisations qui étaient essentiellement réservées à des applications militaires, et les années 1990 pour un véritable passage au stade de l'industrialisation.

A partir de 1970 jusqu' à 2010, le nombre de publication sur le sujet d'antennes microbandes augmente exponentiellement. Par exemple, ce sujet connaît un développement qui croît intensivement depuis 1970 jusqu'à 2011, en effet, le nombre de publications augmente de 189 publications en 1970 à 595 publications en 2011, publiées dans IEEE Transactions on Antenna and Propagation, et le nombre de pages augmente aussi de 879 pages en 1970 à 4947 pages en 2011, comme il est présenté dans la figure I.1 et I.2.

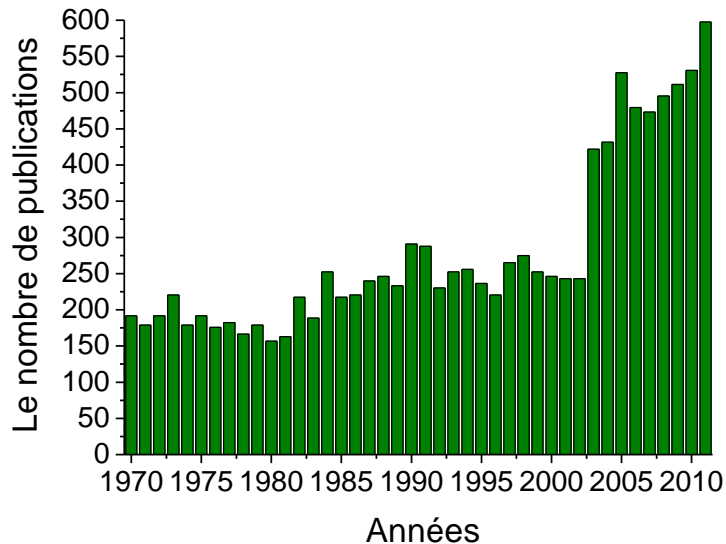


Figure I.1 Nombre de publications concernant l'antenne microbande publiées dans IEEE Transactions on Antenna and Propagation [3]

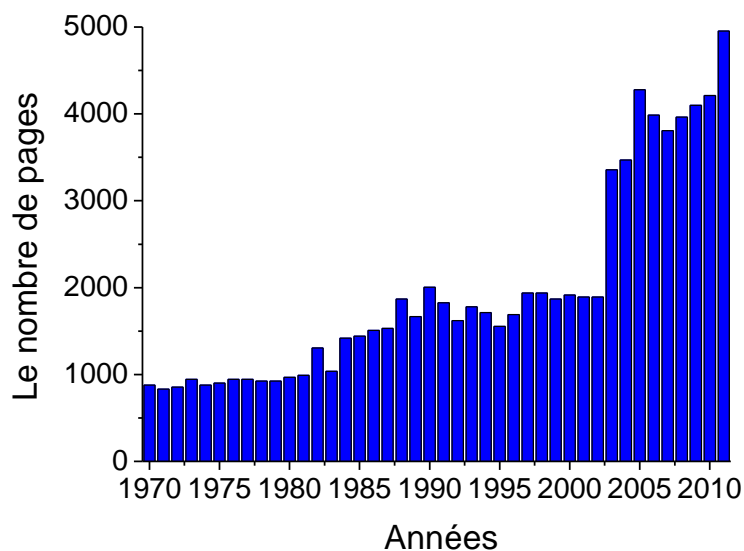


Figure I.2 Nombre de pages concernant l'antenne microbande publiées dans IEEE Transactions on Antenna and Propagation [3]

I.2.2 Description d'une antenne microbande

Dans sa structure de base, une antenne microbande se compose d'une pièce métallique rayonnante (patch) sur un côté d'un substrat diélectrique et un plan de masse de l'autre côté comme représenté sur la figure I.3. Le patch et le plan de masse sont généralement fabriqués à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or (à cause de leurs conductivités élevées) et ils peuvent prendre n'importe quelle forme possible, mais on se donne des formes régulières (carré, circulaire... etc) dans le but de simplifier l'analyse de la structure. Le patch rayonnant et la ligne d'alimentation sont habituellement photogravés sur le substrat diélectrique.

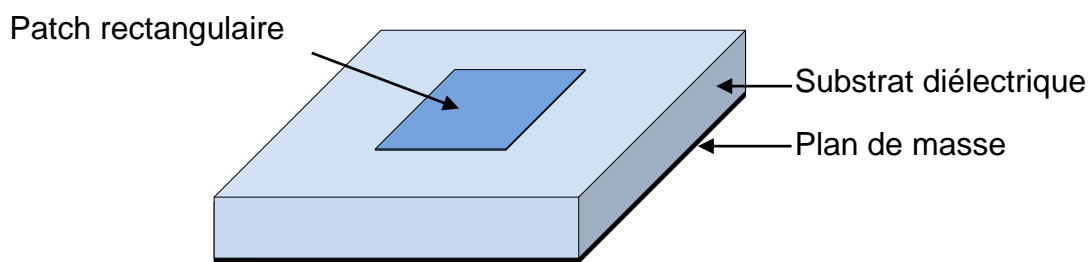


Figure I.3 Structure d'une antenne microbande

I.2.3 Alimentation des antennes microbandes

L'alimentation des antennes microbandes est assurée par plusieurs techniques, et elle présente un élément essentiel dans la conception des antennes microbandes. Sans une alimentation adéquate, l'antenne réelle ne peut pas fonctionner correctement. Dans ce qui suit, nous présentons les différentes techniques d'alimentations utilisées dans la technologie des antennes microbandes. Les différentes méthodes d'alimentation des antennes patches peuvent être regroupées en deux grandes catégories:

Alimentation par contact (par sonde ou ligne microbande) où l'alimentation est liée directement à la plaque rayonnante en utilisant un élément de connexion tel qu'une ligne microbande.

Alimentation par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou fente) où le couplage du champ électromagnétique garantit le transfert de la puissance entre la ligne microbande et l'élément rayonnant.

La technique utilisée peut modifier de façon importante le fonctionnement de l'antenne. Les cinq techniques d'alimentation les plus utilisées sont : la sonde coaxiale, la ligne microbande, le couplage par proximité, le couplage par ouverture et les guides d'onde coplanaires.

I.2.3.1 Alimentation par sonde coaxiale

L'alimentation par sonde coaxiale est une technique très connue pour alimenter les antennes microbande (figure I.4). Le câble traverse le plan de masse et le substrat, le conducteur central est connecté en un point situé sur l'axe de l'élément rayonnant et le conducteur externe relié au plan de masse. Cette alimentation est facile à mettre en œuvre et à adapter, son rayonnement parasite est faible, et son inconvénient principal est qu'elle fournit une bande passante étroite. Cette alimentation est très utilisée dans les antennes imprimées qui ont des patches de formes circulaire et annulaire [4].

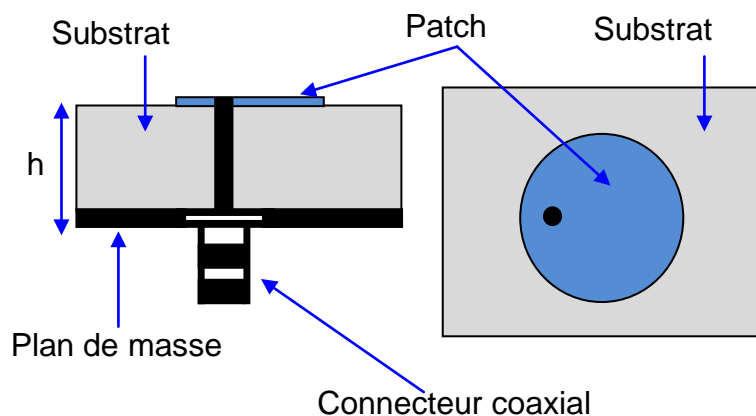


Figure I.4 Alimentation par sonde coaxiale

I.2.3.2 Alimentation par ligne microbande

Cette technique consiste à placer une ligne microbande de largeur plus petite par rapport au patch en contact direct avec le patch en même façade d'un substrat diélectrique, (figure I.5). Généralement cette ligne a une impédance caractéristique de 50 ohms. Elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes. [4]

L'alimentation peut se faire par [5]:

- Connexion directe avec une ligne microbande (généralement de 50 ohms) dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément rayonnant.
- Décalage par rapport à cet axe de symétrie.
- Alimentation axiale avec une encoche qui permet d'avoir une meilleure adaptation d'impédance.
- Alimentation (axiale ou décalée) adaptée par ligne quart d'onde.

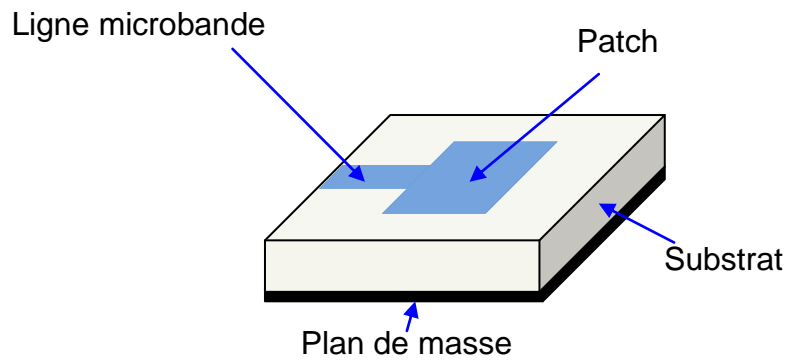


Figure I.5 Alimentation par ligne microbande

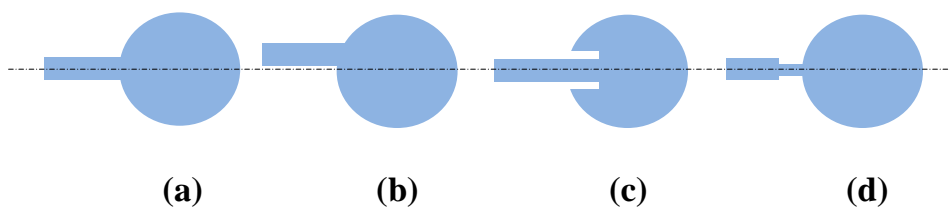


Figure I.6 Types d'alimentation par ligne microbande : (a) axiale, (b) décalée, (c) axiale avec encoche, (d) adaptée par ligne quart d'onde

I.2.3.3 Alimentation par ligne microbande en sandwich

Une antenne microbande peut être aussi alimentée par couplage électromagnétique de la ligne microbande à l'élément rayonnant, dans ce cas l'antenne est formée de deux substrats diélectriques de permittivité ϵ_1 et ϵ_2 et de hauteurs respectivement, d_1 et d_2 (figure I.7). La ligne d'alimentation se trouve entre les deux diélectriques, le patch à la façade supérieure du substrat 1, et le plan de masse à la façade inférieure du substrat 2, le couplage électromagnétique assure l'alimentation du patch.

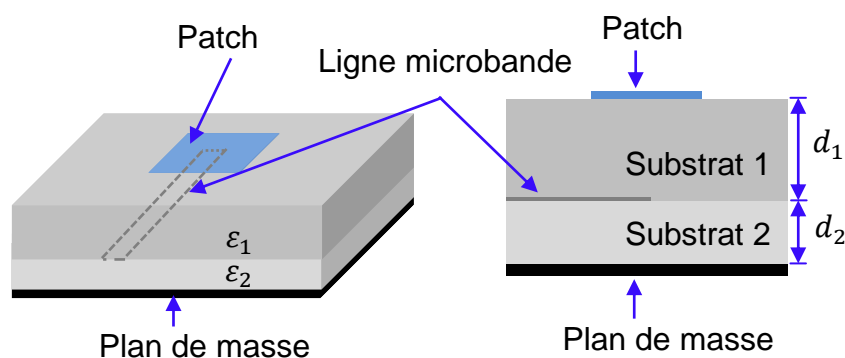


Figure I.7 Ligne microbande en sandwich

I.2.3.4 Alimentation couplée par ouverture

Dans ce type d'alimentation, l'élément rayonnant et la ligne microbande d'alimentation sont séparés par le plan de masse (Figure I.8). Le couplage entre les deux est assuré par une fente ou une ouverture dans le plan de masse. L'ouverture est centrée sous la plaque conductrice, la quantité de ce couplage étant déterminée par la forme, la taille et l'emplacement de l'ouverture. L'avantage de ce type d'alimentation est de minimiser le rayonnement parasite. Cependant l'inconvénient majeur de cette technique est qu'elle présente des difficultés au niveau de la fabrication. [5]

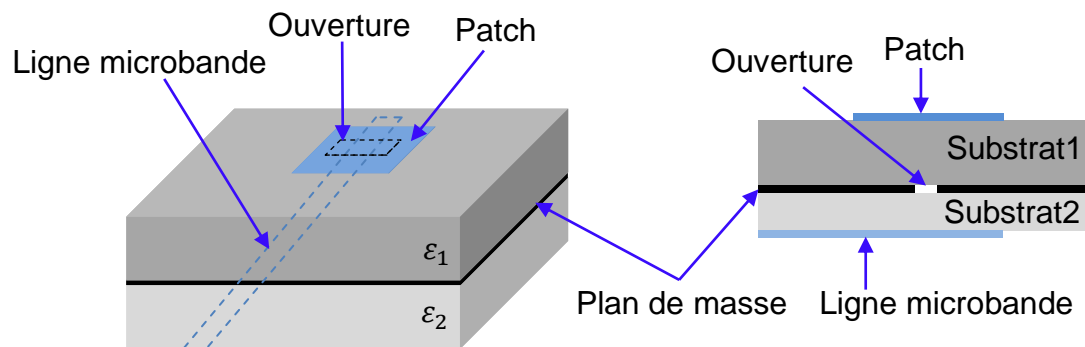


Figure I.8 Alimentation couplée par ouverture

I.2.3.5 Alimentation par guide d'onde coplanaire

Le guide d'ondes coplanaire, plus couramment désigné par CPW (Coplanar Wave Guide), est une ligne de transmission efficace largement utilisée qui présente l'avantage de placer la ligne d'alimentation au même niveau que le plan de masse. Il est constitué d'un ruban central métallique placé entre deux plans de masse parallèles entre eux, déposé sur la même face d'un substrat diélectrique.

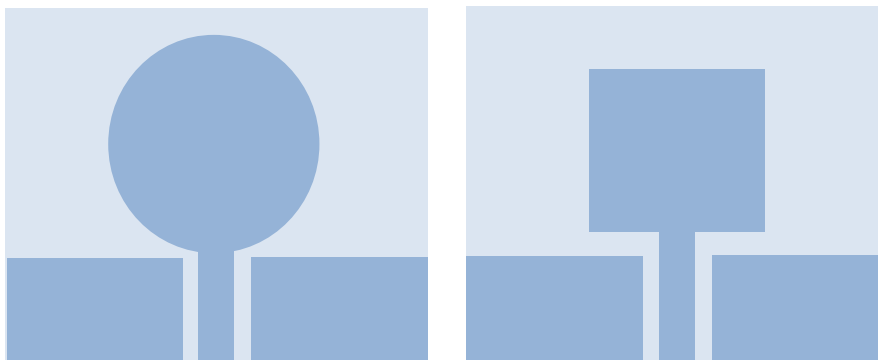


Figure I.9 Alimentation par guide d'onde coplanaire (CPW)

I.2.4 Méthode d'analyse des antennes microbande

Plusieurs méthodes d'analyse ont été utilisées dans l'analyse des antennes microbandes, allant des modèles analytiques simples jusqu'aux méthodes numériques rigoureuses. Les méthodes analytiques sont basées sur des suppositions physiques posées aux préalables, qui aboutissent généralement à des formules analytiques simples, menant à une meilleure compréhension physique du phénomène. Le modèle de la ligne de transmission est le plus simple, il donne de bonnes interprétations physiques, mais modélise difficilement le couplage. Le modèle de la cavité rayonnante est quant à lui plus précis que le modèle de la ligne de transmission mais en même temps plus complexe. Cependant il donne une bonne interprétation physique, mais modélise aussi difficilement le couplage bien qu'il donne de bons résultats pour des épaisseurs faibles. Cependant, ces modèles sont fondés sur des approximations qui peuvent donner lieu à des résultats inexacts, notamment pour des applications qui requièrent un substrat épais ou un constant diélectrique élevé.

I.2.4.1 Méthodes analytiques

Les méthodes analytiques prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques qui se produisent au sein de l'antenne, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle en question. Ces méthodes sont faciles pour calculer les différents paramètres, tels que la fréquence de résonance, la bande passante, le facteur de qualité, ... etc, mais, restent imprécises et se limitent à des formes géométriques simples où le substrat devrait être mince. Parmi ces méthodes, on peut citer :

- Le modèle de la ligne de transmission [6,7].
- Le modèle de la cavité [8].

I.2.4.2 Méthodes rigoureuses

Durant les années 1990, et avec l'amélioration des ordinateurs, d'autres méthodes numériques sont apparues. Ces méthodes ne souffrent d'aucune approximation, et s'avèrent être très rigoureuses, puisque aucune supposition initiale n'est considérée. En outre, ces méthodes permettent d'étudier des résonateurs de formes très variés et plus complexes impliquant un temps de calcul plus conséquent. Parmi ces méthodes, on peut citer :

- Méthode des différences finis dans le domaine temporel (FDTD)
- La méthode des éléments finis (FEM)
- Méthode des moments (MoM).

- La méthode spectrale, qui correspond à la transformée de Fourier de la méthode de l'équation d'intégrale.

I.2.4.3 La conception par des simulateurs électromagnétiques

Le simulateur électromagnétique est un outil spécialisé pour la simulation et la conception électromagnétique trois dimensions (3D) des composantes hautes fréquences. Il simplifie le processus de saisie de la structure et la définition des équipements en fournissant une interface graphique de modélisation puissante et solide. Après la modélisation du composant, une procédure de maillage automatique peut être appliquée avant que le moteur de simulation ne soit lancé.

L'objectif du maillage en cellule, consiste à calculer les densités de courants surfaciques électriques ou magnétiques pour chaque cellule, afin de calculer le champ totale de toute la structure. Une fois ces courants déterminés, les caractéristiques de la structure étudiée peuvent être visualisées sous différentes formes : paramètre S, impédance d'entrée, diagramme de rayonnement à deux ou trois dimensions, représentation des courants... etc.

Il existe plusieurs simulateurs de circuits électromagnétiques qui sont basés sur une des méthodes numériques su-citées. Parmi ces simulateurs on mentionne: HFSS (High Frequency Structure Simulator) basé sur la méthode des éléments finis (FEM), CST (CST MICROWAVE STUDIO) qui est basé sur la méthode d'intégration finie (FIT), IE3D basé sur la méthode des moments (MOM) et ADS (Advanced Design System) qui est basé sur la méthode des différences finies (FDTD) ...etc.

La facilité de simulation sur ces logiciels, permettra de chercher et d'explorer plusieurs structures d'antenne pour arriver à des composants qui répondent aux exigences des concepteurs.

I.2.5 Avantages et limitations des antennes microbandes

L'antenne microbande présente de nombreux avantages par rapport aux antennes classiques et par conséquent plusieurs applications dans la large gamme de fréquences allant de 100 MHz à 300 GHz sont réalisables. Parmi ces avantages, on peut citer [8,9] :

- La légèreté;
- l'encombrement réduit;
- la facilité de réalisation par la technique du circuit imprimé ;
- le réseau d'alimentation et d'adaptation fabriqué simultanément avec le résonateur;
- le faible coût de fabrication;

Malgré ces avantages elles présentent un nombre d'inconvénients considérables, tel que un gain faible et une bande passante étroite, typiquement d'environ 5% ou moins [9].

I.2.6 Techniques d'amélioration de la bande passante

Le fonctionnement d'une antenne sur une bande de fréquence se traduit généralement par une adaptation raisonnable de l'antenne pour toutes les fréquences de la bande. Cette adaptation est définie par un coefficient de réflexion ou un rapport d'onde stationnaire (ROS) à l'entrée de l'antenne inférieur à une valeur fixée. (Couramment -10 dB pour le coefficient de réflexion et 2 pour le ROS). Dans plusieurs cas, la largeur de bande étroite de l'antenne microbande traditionnelle, empêche son utilisation dans beaucoup d'applications micro-ondes pratiques. Dans certaines applications, il est intéressant d'avoir une antenne ayant une bande passante le plus large possible, par exemple pour l'utilisation de plusieurs standards sur une même antenne.

La plupart des méthodes directes utilisées pour élargir la bande passante de l'élément microbande doit utiliser un substrat épais avec un constant diélectrique faible [10]. Mais ceci mène inévitablement à l'inconvénient de l'apparition des ondes de surface qui affaiblit le gain et l'efficacité de l'antenne et dégrade le diagramme de rayonnement [11]. Pour remédier à ce problème, il est possible de concevoir un réseau assorti d'impédance (antennes planaires) pour augmenter la largeur de bande. Ainsi des largeurs de bande de 9%-12% [12], et de 15% [13], ont été obtenues de cette manière pour les éléments alimentés par sonde et par ligne microbande, une largeur de bande de 13% a été réalisée pour un résonateur couplé par proximité [14].

Une des meilleures techniques pour augmenter la largeur de bande est d'effectuer des fentes de forme H, T ou U dans le patch métallique [15,16], ou modifier le patch. Dans [17], les formes U, E et H sont développées à partir d'un patch rectangulaire pour améliorer la bande passante. Les résultats obtenus montrent que la bande passante de l'antenne patch rectangulaire conventionnel peut être améliorée de 4.81% à 9.13%, 28.71% et 28.89%, en utilisant les formes H, U et E respectivement. Fan et al [18] a réussi à avoir une largeur de bande de 30% pour une antenne microbande avec un patch de forme E alimentée par câble coaxial. Une méthode très efficace pour augmenter la bande passante ou en créer de nouvelles grâce à l'ajout d'éléments parasites, a été proposée. En effet, cette méthode peut permettre de créer de nouvelles résonances et de les coupler au besoin entre elles, afin d'élargir les bandes déjà obtenues. Par exemple, Chun-Kun Wu et Kin-Lu Wong [19], utilisent deux éléments

parasites arrangés avec un patch rectangulaire en même plan, chacun de ces deux éléments parasites crée une nouvelle résonance couplée à celle du résonateur principal, les résultats obtenus dans [19] montrent que l'antenne proposée peut avoir une bande passante six fois plus large que la bande passante d'une antenne patch rectangulaire conventionnelle. Il y a une autre technique qui consiste à modifier le plan de masse, tel que l'utilisation d'un plan de masse partiel [20] ou en incluant des fentes dans le plan de masse. Dans [21], Khan Delwal MK et al propose une nouvelle forme d'antenne patch à large bande en utilisant une ouverture de forme circulaire dans le plan de masse, il a pu prouver un pourcentage de bande passante de 56.67%. L'utilisation d'une fente dans le plan de masse de forme E a permis même de produire une bande passante de 120% [22].

I.2.7 Quelques structures d'antenne patch monopole à LB

Durant la dernière décennie, les antennes patch ultra large bande planaires imprimées sur le diélectrique avec un plan de masse partiel sont les plus pratiques à mettre en œuvre. Grâce à leurs encombrements moindres, les antennes monopoles planaires peuvent être facilement intégrées dans les circuits RF ainsi que dans les dispositifs ULB.

Fondamentalement, les éléments rayonnants planaires sont gravés sur un substrat diélectrique, le plan de masse peut être coplanaire (CPW) avec les éléments rayonnant ou dans le cadre du substrat diélectrique, les éléments rayonnants peuvent être carré, rectangulaire, circulaire, annulaire, ou modifié à partir de ces géométries régulières. Le plan de masse peut être modifié pour améliorer la bande passante [23-26], comme présenté dans la figure I.10. La figure I.11 présente le coefficient de réflexion correspondant à la structure de la figure I.10 (a) et (d), ces deux structures permettant d'obtenir une très large bande passante avec $S_{11} \leq -10$ dB pour la bande 2.12-11.5 GHz et 2.65-13 GHz, respectivement.

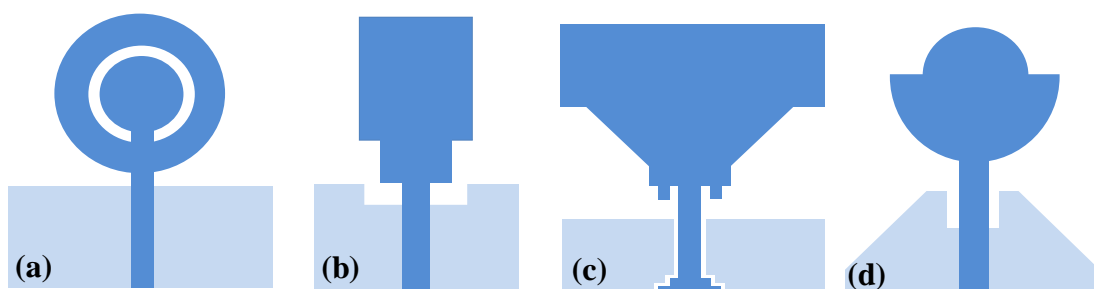


Figure I.10 Structures des antennes patch monopole à large bande [23-26]

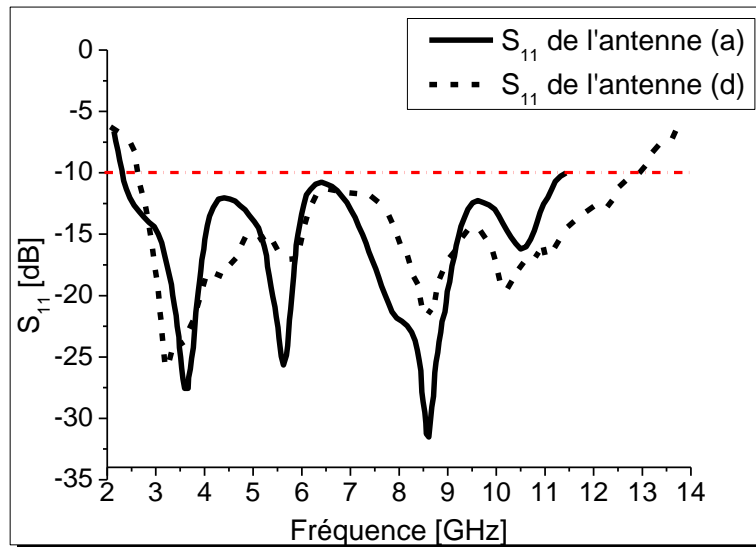


Figure I.11 Le coefficient de réflexion correspondant à l'antenne de la figure I.10 (a) et (d)

Un des inconvénients lié à l'utilisation des antennes ultra large bande tient au fait que les fréquences utilisées sont déjà employées par d'autres systèmes, ce qui rend possible l'existence d'interférences. Alors pour éviter certaines interférences avec les systèmes à bande étroite déjà existants, l'antenne ULB doit pouvoir rejeter certaines fréquences (bande 5-6 GHz pour le Wifi, 2.4 GHz pour le Bluetooth, 5.15-5.825 GHz pour le WLAN ou 5.25-5.85 GHz pour le WiMax). Pour ce faire, l'antenne doit pouvoir jouer le rôle de filtre coupe bande. En ajoutant des fentes ou des éléments parasites, sur ou proches de l'élément rayonnant, l'antenne peut être désadaptée sur une certaine sous bande. La position et la dimension de la fente sont immédiatement reliées par la bande de fréquence rejetée.

La figure I.12 présente quelques structures d'antenne à bande filtré [27-29], et la figure I.13 illustre la courbe de leurs coefficients de réflexion. On peut observer que ces antennes sont bien adaptées ($S_{11} \leq -10$ dB) dans les bandes [2.8-14.8GHz], [3.1-10.6 GHz] et [3.05-11.15 GHz] respectivement, sauf dans les bandes ([3.3-3.6GHz] et [5.15-5.82GHz]), [5.05-5.82GHz] et [5.12-6.08GHz] respectivement ($S_{11} \geq -10$ dB) pour ces bandes.

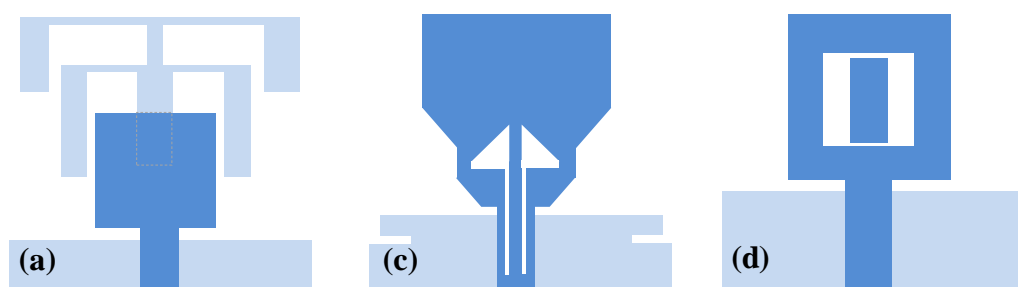


Figure I.12 Structures des antennes patch monopole à sous bande coupée [27-29]

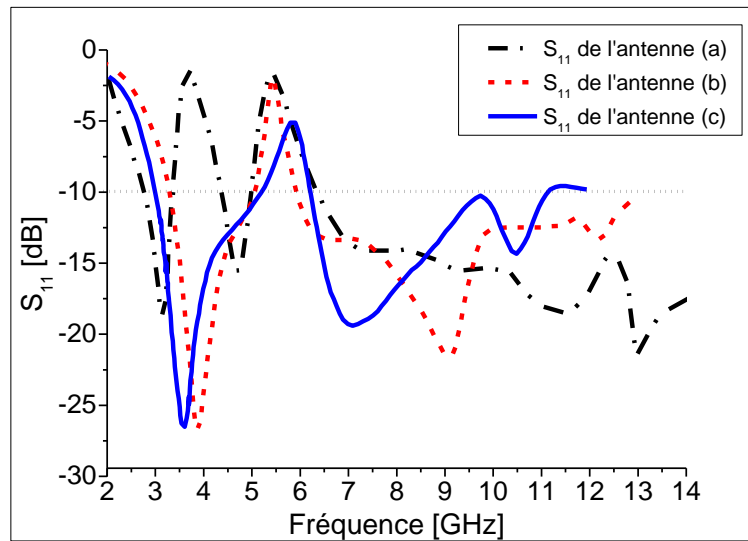


Figure I.13 Le coefficient de réflexion correspondant aux antennes de la Figure I.12

I.3 Conception de nouvelles antennes patch multifonctions

Aujourd'hui l'état de l'art des antennes ULB se focalise sur les antennes microbande à fentes et les antennes planaires monopole avec différentes techniques d'adaptation pour améliorer la largeur de bande sans perdre de ses propriétés du diagramme de rayonnement, du gain ...etc. Puisque les antennes sont les composantes clés de n'importe quel système sans fil ULB ou multi bande, il est essentiel qu'elles aient les performances ultra large bande, en particulier en ce qui concerne la largeur de bande ($S_{11} \leq -10$ dB), un rayonnement acceptable et un gain important dans toute la bande passante de l'antenne. Donc, dans ce sens, nous avons proposé des nouvelles structures d'antenne patch pour les applications ultra large bande, et double bande. Les simulateurs électromagnétiques HFSS et CST, ont été utilisés dans la conception des structures d'antenne qui peuvent fonctionner en gamme de fréquence plus large que la gamme définie par le FCC (de 3.1 GHz à 10.6 GHz) [30], avec un gain important et une forme simple de l'élément rayonnant. Pour chaque structure, une étude paramétrique intensive de tous les paramètres est menée, mais nous ne présenterons que les résultats de la structure optimale par souci de brièveté.

Le processus de simulation est réalisé en utilisant l'étude paramétrique qui consiste à fixer tous les paramètres et faire changer un seul paramètre, pour étudier l'influence de ce dernier sur les caractéristiques de l'antenne. On peut traduire le processus de la conception et de l'optimisation par l'organigramme présenté dans la figure I.14.

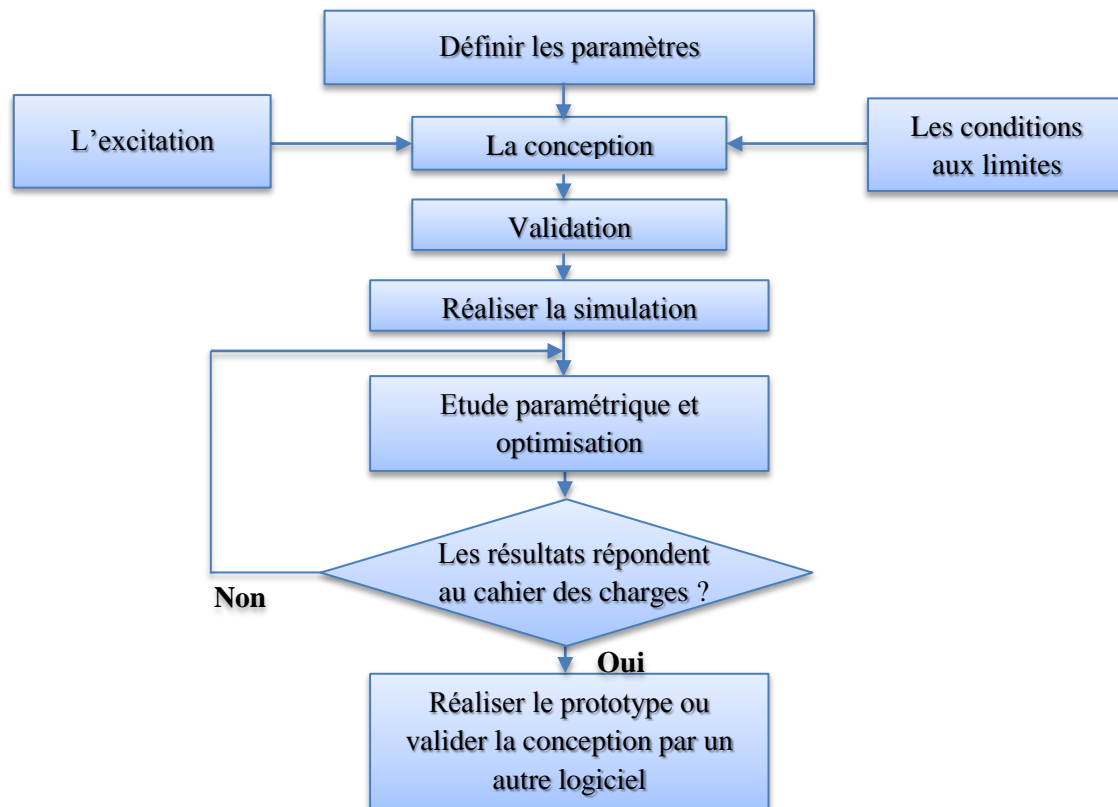


Figure I.14 Méthodologie de conception et d'optimisation d'une antenne patch

I.3.1 Conception et réalisation d'une antenne patch annulaire ULB

L'antenne proposée se compose d'un patch annulaire et un plan de masse partiel séparé par un substrat diélectrique de type FR4 époxy, et de permittivité égale à 4.4, et d'épaisseur $h=1.6$ mm. Le plan de masse contient une ouverture rectangulaire comme montré dans la figure I.15. Cette antenne est alimentée par une ligne microbande d'impédance caractéristique égale à 50Ω . Les paramètres optimaux obtenus par simulation sont résumé dans le tableau 1.

En se basant sur l'étude paramétrique réalisée, on a fabriqué un prototype de cette antenne dans le but de réaliser une validation expérimentale (voir la figure I.16). La comparaison des résultats de simulation et ceux de la mesure concernant le coefficient de réflexion sont données dans la figure I.17.

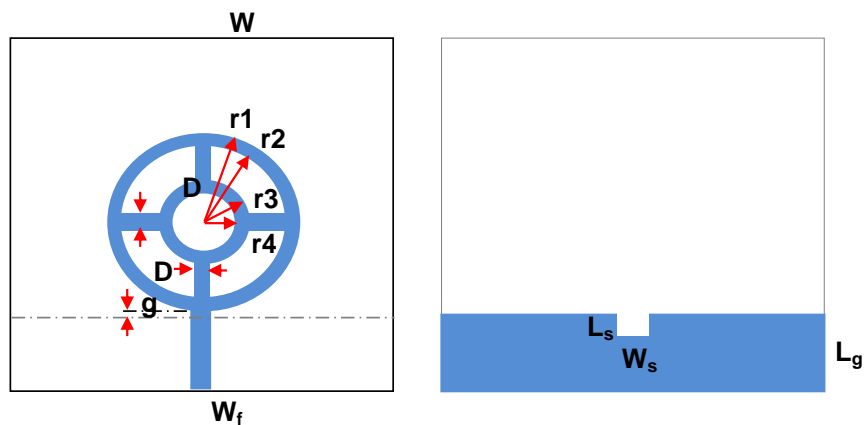


Figure I.15 L'antenne annulaire proposée

Composants	Les variables	La valeur (mm)
Substrat diélectrique	W	40.0
	L	40.0
	h	01.6
	ϵ_r	04.4
Patch	r1	12.0
	r2	10.0
	r3	05.0
	r4	03.0
	D	03.0
	g	00.3
	W_f	03.1
Plan de masse	L_g	10.0
	W_s	03.2
	L_s	03.0

Tableau I.1 Dimensions optimisées de l'antenne annulaire proposée

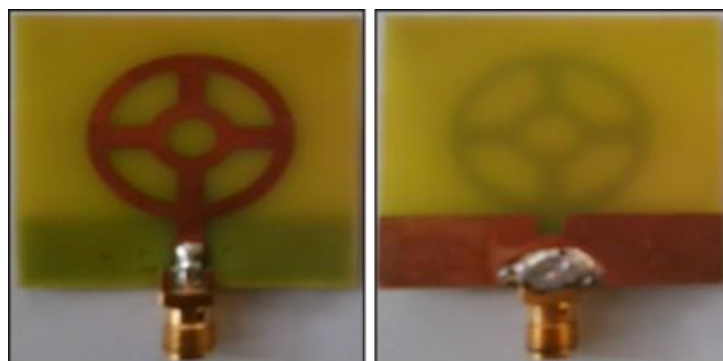


Figure I.16 Prototype de l'antenne de la figure I.15

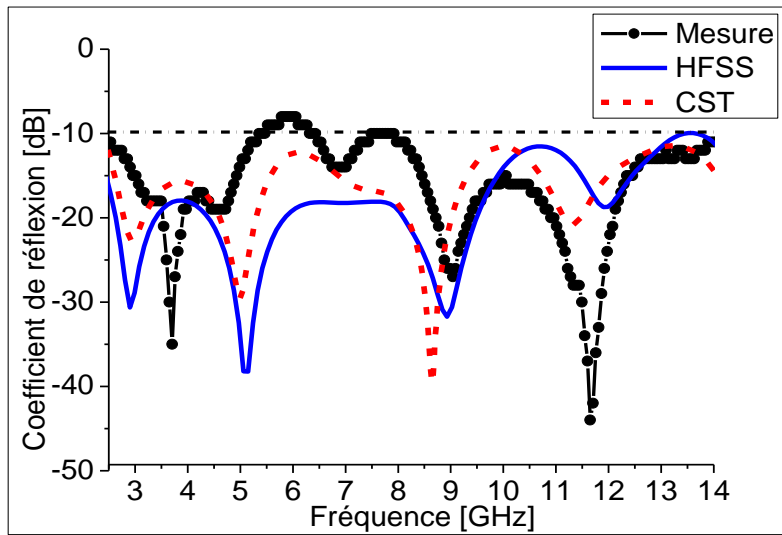


Figure I.17 Coefficient de réflexion de l'antenne annulaire proposée

La figure I.17 montre le coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence obtenu avec les deux logiciels HFSS et CST et les résultats de la mesure. On remarque que les résultats de mesures sont en bonne concordance avec ceux de la simulation entre (4.5 et 14 GHz). Le petit décalage qu'on peut observer entre les résultats expérimentaux et ceux de la simulation est dû principalement aux tolérances de fabrication d'une part et aux paramètres du substrat d'autre part.

La figure I.18 représente l'évolution du gain en fonction de la fréquence. En moyenne le gain est autour de 4 dB, avec un gain maximum de 6.45 dB pour la fréquence 12 GHz, et une valeur minimale de 1.85 dB, pour la fréquence 2.5 GHz.

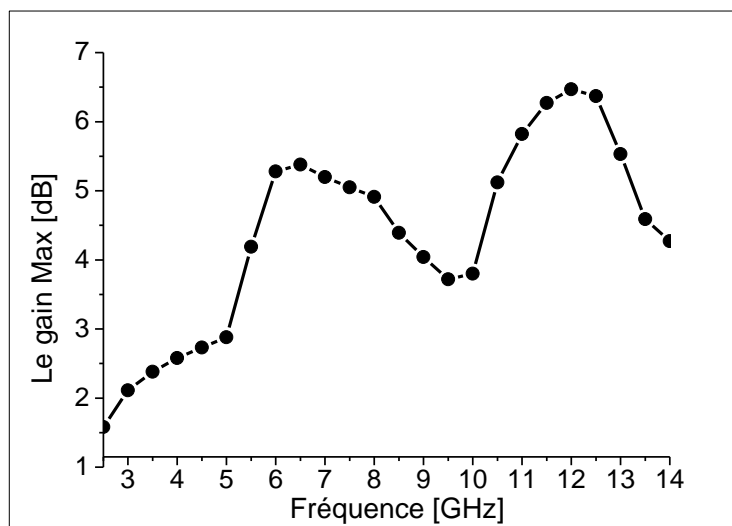


Figure I.18 L'évolution du gain en fonction de la fréquence

I.3.2 Conception d'antenne patch circulaire ULB

Cette antenne est composée d'un patch circulaire qui contient une ouverture rectangulaire déposée sur un côté d'un substrat diélectrique de type FR4-époxy. L'antenne est alimentée par une ligne microbande gravée sur le même coté et ayant une impédance caractéristique de 50Ω . Dans l'autre côté du substrat, on trouve le plan de masse partiel avec une ouverture rectangulaire au-dessous de la ligne d'alimentation, comme montré dans la figure I.19. Les valeurs de tous les paramètres sont résumées dans [31].

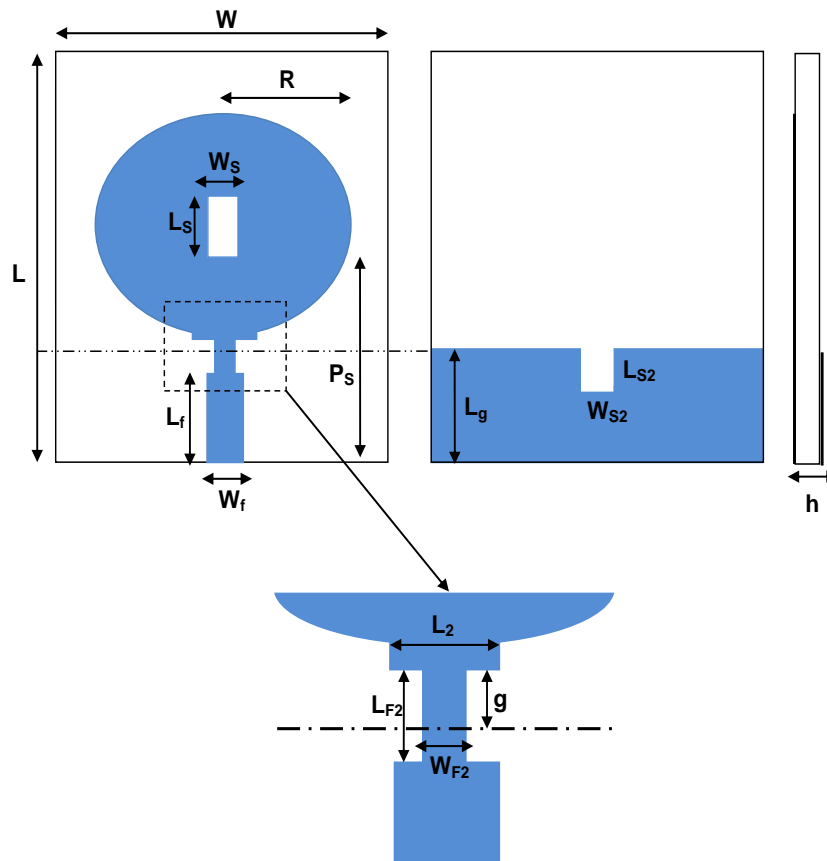


Figure I.19 L'antenne patch circulaire proposée

I.3.2.1 Visualisation des paramètres caractéristiques

Les paramètres caractéristiques du patch inclus, le paramètre S_{11} , qui symbolise le coefficient de réflexion de l'antenne et le paramètre de l'impédance caractéristique Z_{11} qui n'est autre que l'impédance d'entrée de l'antenne. Pour qu'un maximum de puissance totale transmise à l'antenne soit rayonnée dans l'espace, il faut que le coefficient S_{11} soit le plus petit possible et que l'impédance soit adaptée. Nous avons représenté pour cette antenne l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion, qui va nous permettre de visualiser le niveau d'adaptation et la bande passante désirée.

La figure I.20 (a) représente le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. D'après cette figure, on peut observer que les deux courbes obtenues par HFSS et CST sont en accord dans la gamme de fréquence considérée. Ces résultats montrent que la bande passante de cette antenne est ultra large, de 2.5 GHz à 11.21 GHz, et leurs fréquences des résonnances sont localisées à 3.25GHz, 5GHz et 8.75 GHz avec les coefficients de réflexion respectifs -48dB, -27.5 dB, et -17.5dB.

La figure I.20 (b) présente l'impédance d'entrée (résistance et réactance) de l'antenne. La partie réelle de l'impédance d'entrée représente la puissance rayonnée (active) et la partie imaginaire correspond à une puissance (réactive) emmagasinée autour de l'antenne (pertes dans les conducteurs et les diélectriques). On observe que la partie réelle est proche de 50 Ω et la partie imaginaire est d'environ 0 Ω dans la gamme du fonctionnement de l'antenne.

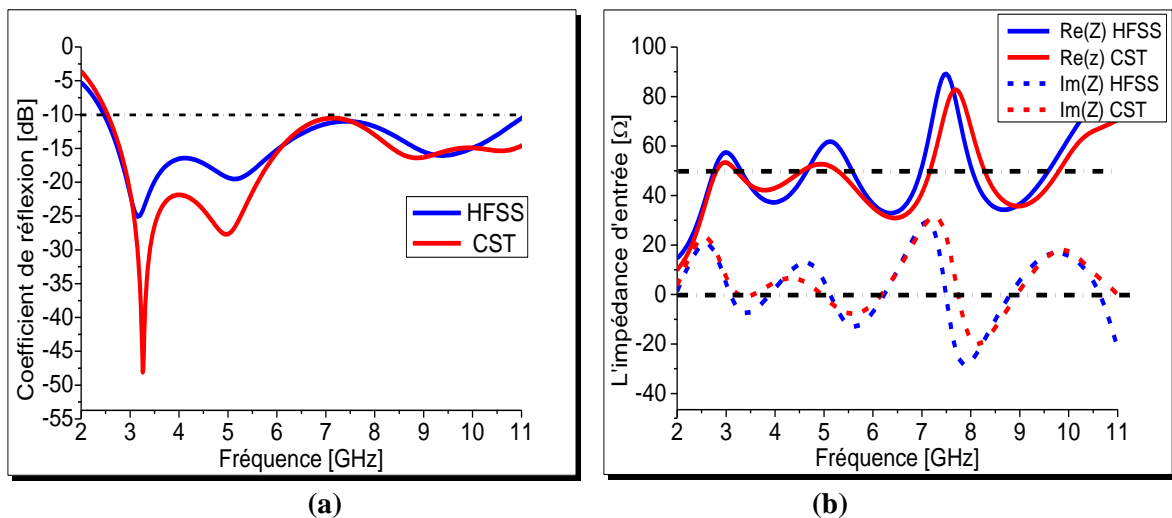


Figure I.20 (a) Coefficient de réflexion et (b) l'impédance d'entrée de l'antenne circulaire proposée en fonction de la fréquence

I.3.2.2 Le diagramme de rayonnement

La figure I.21 représente le diagramme de rayonnement de l'antenne monopole circulaire dans le plan E et dans le plan H aux fréquences : 3.1, 4, 5.1, 6, 7 et 9.3 GHz. On observe que le diagramme de rayonnement est stable pour les fréquences (3.1 à 6 GHz) tel que le diagramme est omnidirectionnelle dans le plan E, et bidirectionnelle dans le plan H, à partir de la fréquence 7 GHz on constate que le nombre de lobes augmente proportionnelle avec la fréquence. En effet, ce comportement est très connu pour les antennes microbande

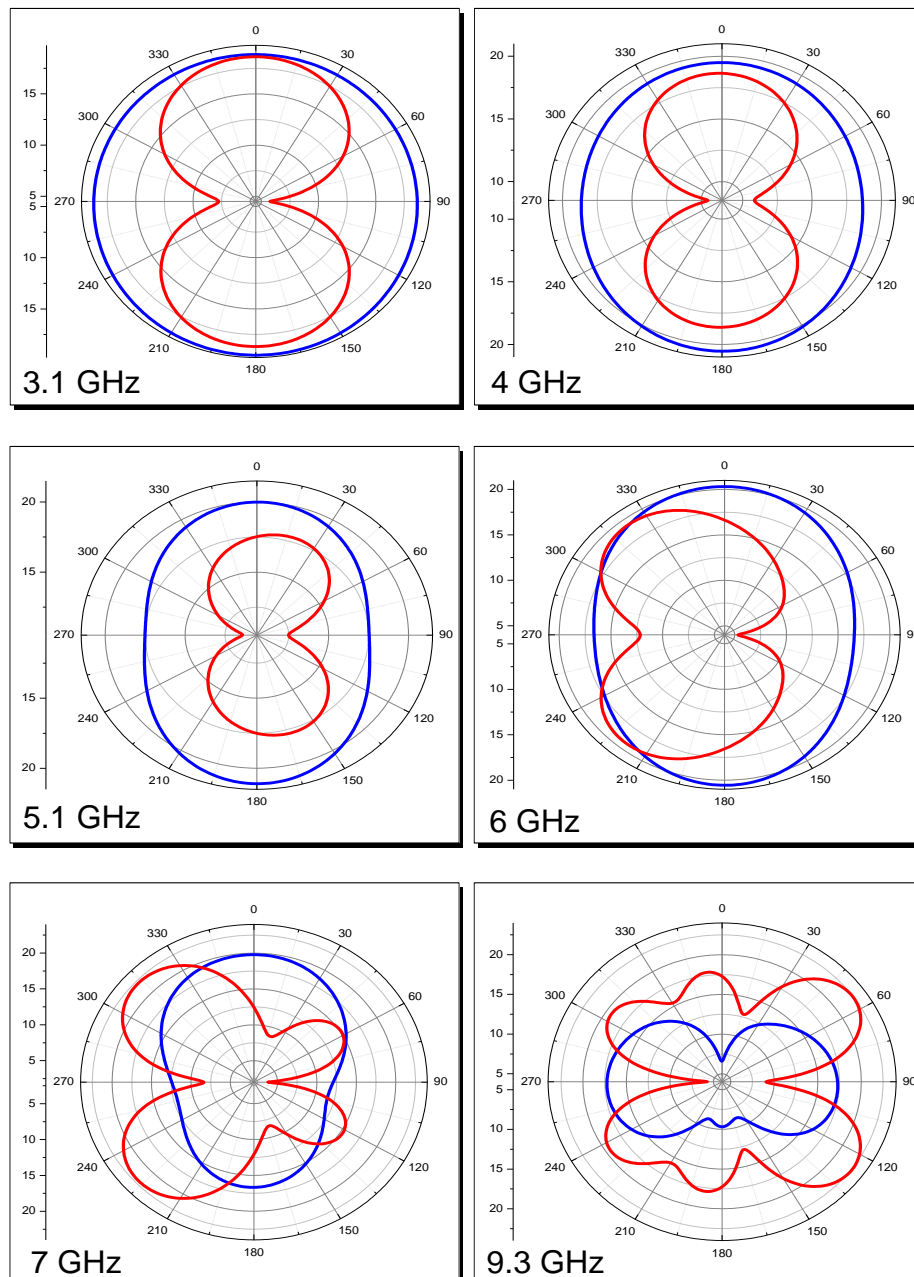


Figure I.21 Diagramme de rayonnement de l'antenne proposée

I.3.3 Analyse et conception d'une antenne patch pour les applications GPS et UMTS

La convergence des services et des systèmes vers une intégration complète sur une seule petite plate-forme requiert souvent la conception d'antennes compactes double bande ou multi-bandes pour accomplir de multiples tâches. L'objectif de cette partie est de concevoir une antenne double-bandes pour les applications GPS (1.57GHz) et UMTS (2.1GHz). L'antenne de départ est une antenne patch rectangulaire classique alimentée par câble coaxial, après quelques modifications (voir l'organigramme présenté dans la figure I.22) on obtient l'antenne proposée qui est présentée dans la figure I.23. Tous les paramètres sont définis dans [32].

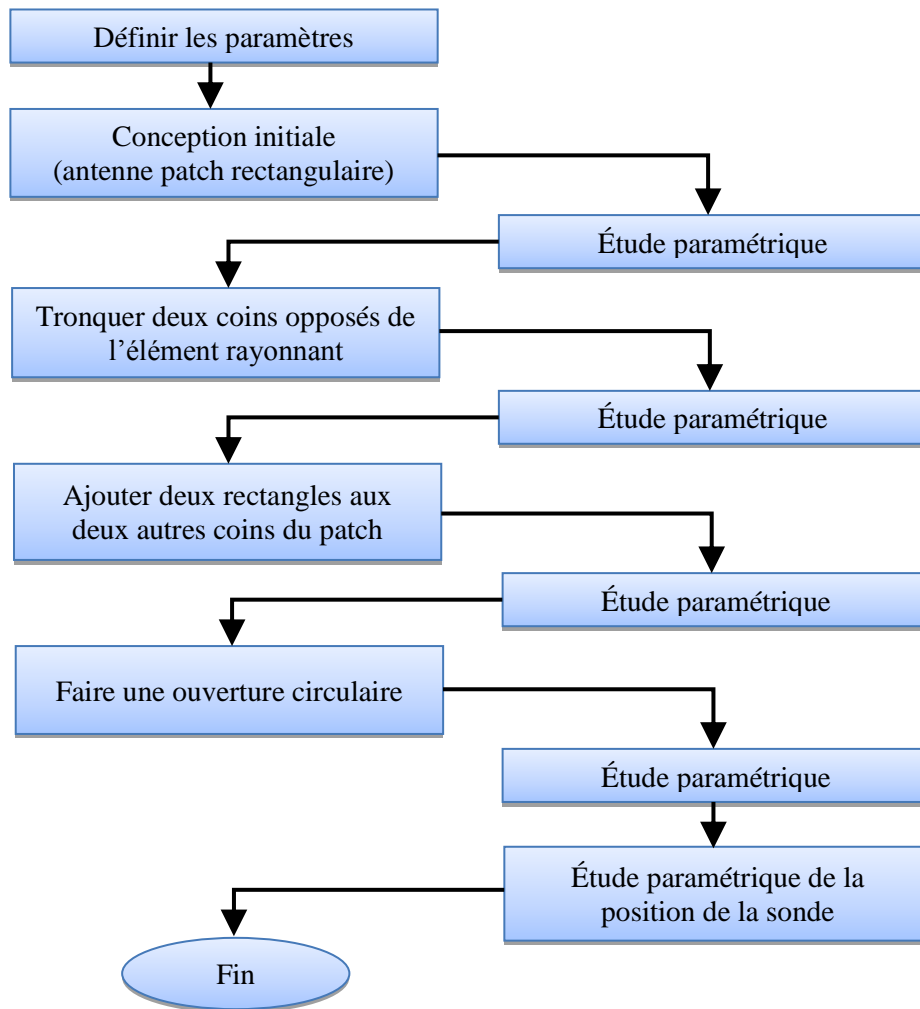


Figure I.22 L'organigramme utilisé pour obtenir l'antenne proposée

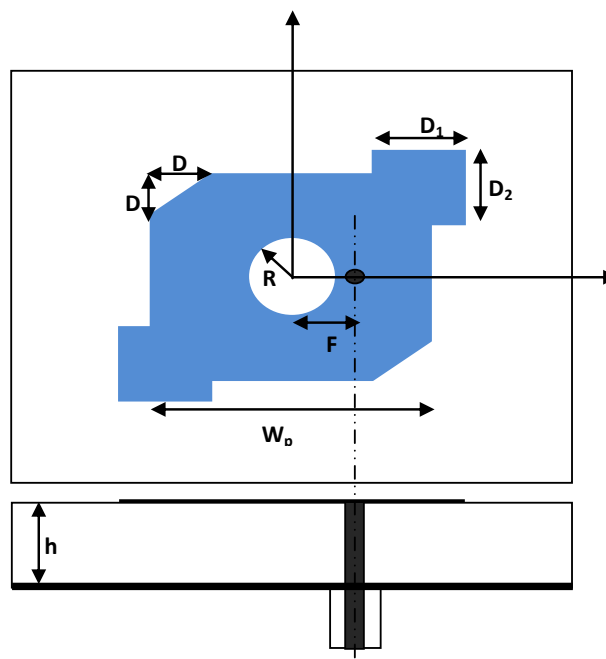


Figure I.23 L'antenne double bande proposée

La figure I.23 représente l'antenne double bande proposée, l'antenne est conçue en utilisant le simulateur électromagnétique HFSS, nous ne présenterons que les résultats de la dernière étape. La figure I.24 présente le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, il est évident que l'antenne présente un caractère double-bande. En effet, on obtient des bandes de 22 MHz et 48 MHz respectivement autour des fréquences centrales de 1.57GHz et 2.1 GHz, auxquelles correspondent des niveaux d'adaptation de -17.37 et -16.18 dB respectivement. Le tableau I.2 résume les données numériques de tous les paramètres tels que le coefficient de réflexion, le TOS, l'impédance d'entrée et la bande passante pour chaque application.

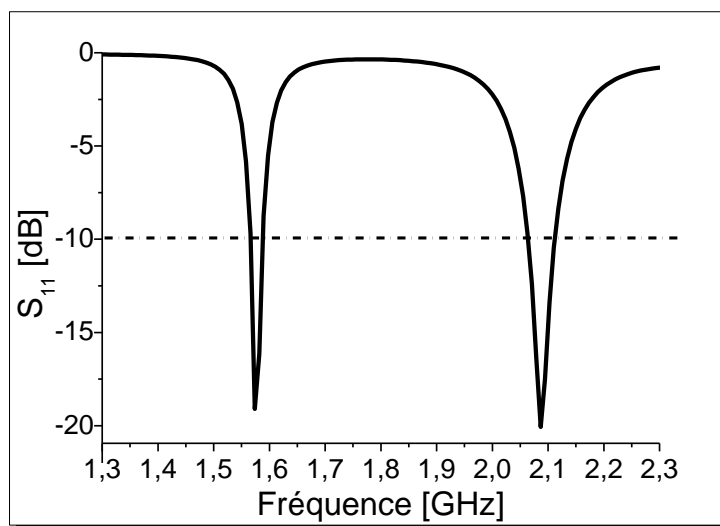


Figure I.24 Coefficient de réflexion de l'antenne double bande proposée

Applications	GPS	UMTS
La fréquence	1.575 GHz	2.1 GHz
Le coefficient de réflexion	-17.37 dB	-16.18 dB
TOS	1.31	1.37
L'impédance d'entrée	51.99 – j10.66	62.22 + j12.38
La bande passante (BP)	22 MHz	48 MHz

Tableau I.2 Paramètres de l'antenne double bande proposée

I.3.4 Conception d'une antenne patch de forme E ultra large bande

Dans ce travail nous avons étudié par simulation une antenne patch afin de trouver une antenne qui peut fonctionner en gamme de fréquence plus large que la gamme définie par le FCC. L'antenne initiale est une antenne patch rectangulaire conventionnelle, la première modification consiste à couper le plan de masse pour obtenir une antenne monopole rectangulaire, la dernière modification consiste à réaliser deux fentes rectangulaires dans l'élément rayonnant pour obtenir l'antenne proposée (antenne patch de forme E). La figure I.25 représente les étapes suivies pour obtenir la structure d'antenne en E. Tous les paramètres sont définis dans [33].

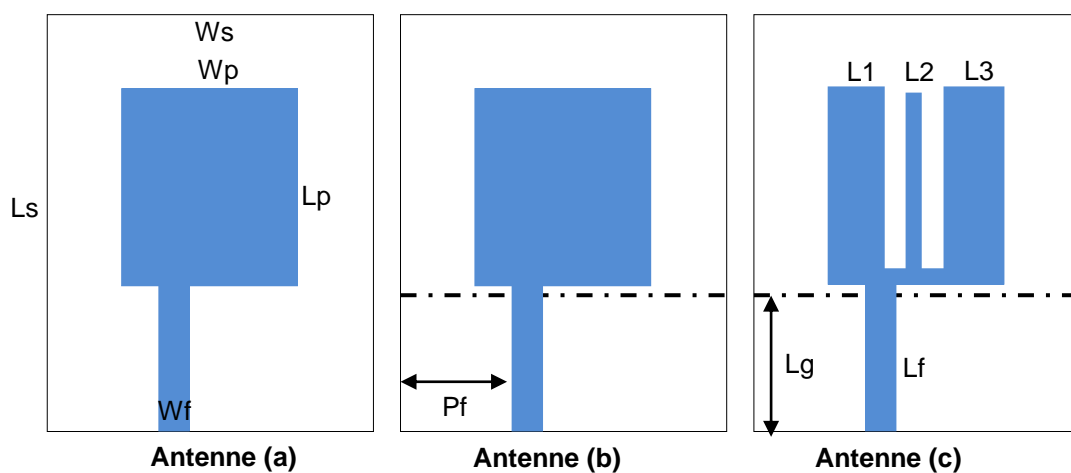


Figure I.25 Les étapes suivies pour obtenir l'antenne proposée

Pour comprendre l'effet de chaque modification, l'analyse fréquentielle du coefficient de réflexion et du gain pour chaque modification est représentée dans la Figure I.26. D'après la **figure I.26**, on peut obtenir les caractéristique ULB en utilisant l'antenne monopole rectangulaire (antenne b), mais si on inclut deux fentes rectangulaires dans le patch (antenne c), on peut obtenir trois améliorations, la bande passante, l'adaptation et le gain. Le tableau 3 résume ces trois améliorations.

Il est évident des résultats de simulation de la figure I.27 qui présente le taux d'onde stationnaire, que les résultats obtenus par les deux simulateurs HFSS et CST sont en bonne concordance, donc l'antenne est bien adaptée ($TOS < 2$) dans la bande [2.52, 12.62], soit une bande passante de 133.42%.

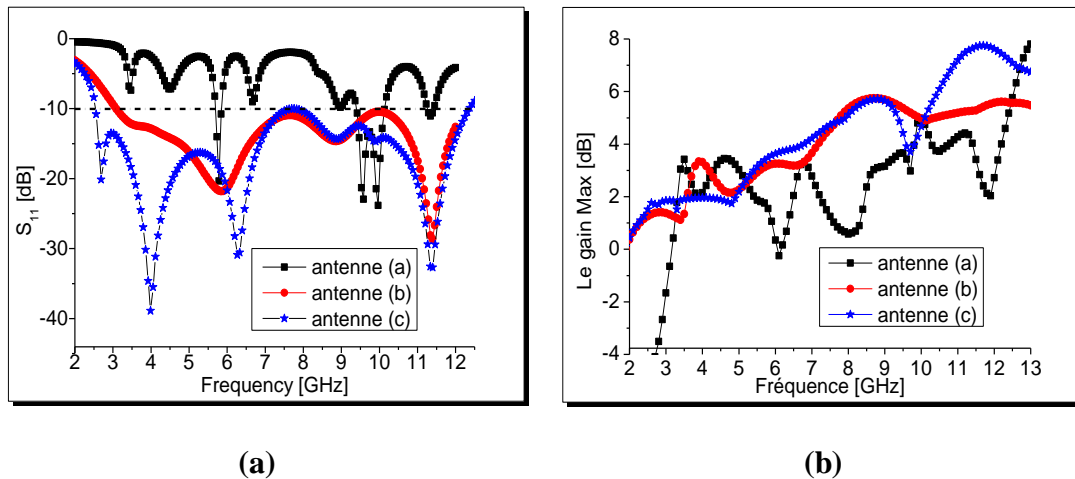


Figure I.26 Coefficient de réflexion et gain de l'antenne de forme E, (a) : coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (b) : le gain en fonction de la fréquence

	Antenne (a)	Antenne (b)	Antenne (c)
La géométrie de l'antenne	antenne conventionnelle	antenne monopole rectangulaire	antenne microbande de forme E
La bande passante [GHz]	5.7 à 5.88 et 9.43 à 10.17	3.05 à 12.62	2.52 à 12.62
Le gain moyen [dB]	2.3614	4.0186	4.4035
Le gain maximum [dB]	6.3268	5.7487	7.7503
Le gain minimum [dB]	-4.6465	1.1190	1.5135

Tableau I.3 Paramètres de l'antenne de forme E proposée

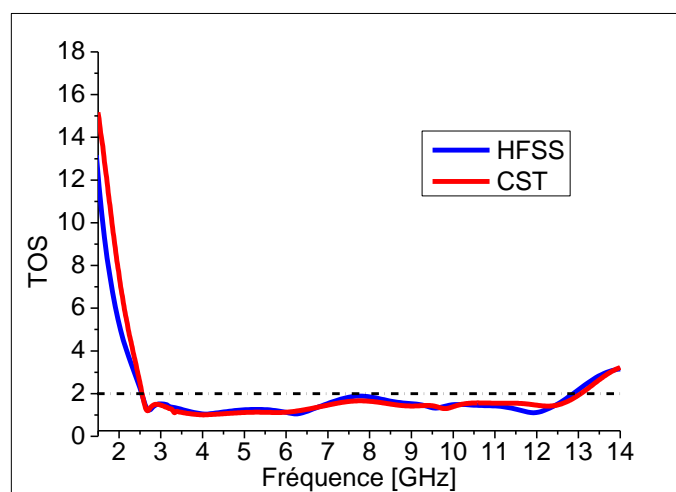


Figure I.27 Le taux d'onde stationnaire de l'antenne proposée

I.3.5 Conception d'une antenne ULB intégrée avec une antenne à bande étroite

Dans cette section, on propose une nouvelle structure d'antenne avec deux ports d'alimentation, cette structure se compose de deux parties; une antenne ULB alimentée par une ligne microbande pour le spectre de détection, et une autre antenne alimentée par un guide d'onde coplanaire, et utilisée comme une antenne à bande étroite pour la communication.

La figure I.28 montre la configuration de la structure d'antenne proposée. L'antenne ULB est composée d'un monopôle planaire rectangulaire ayant un plan de masse partiel et imprimé sur un substrat de type Rogers TMM4 avec une permittivité $\epsilon_r = 4.5$, une épaisseur $h = 1.524$ mm, et une surface de 30×30 mm². L'antenne à bande étroite est constituée d'un patch de forme C, placée à l'intérieur du patch ULB (qui est considérée comme un plan de masse) et excitée par une ligne de transmission CPW.

Les paramètres de répartition (S) simulés de la structure proposée sont tracés en fonction de la fréquence, comme illustré dans la figure I.29. La figure I.29 (a) présente les coefficients de réflexion (S_{11} et S_{22}), alors que la figure I.29 (b) présente les coefficients de transmission entre les deux ports d'antennes (S_{21} et S_{12}).

A partir de la figure I.29 (a), on voit que la largeur de la bande passante de l'antenne patch ULB est de 2 GHz à 17.5 GHz pour un coefficient de réflexion (S_{11}) inférieur à -10 dB (ce qui couvre la totalité de la bande de fréquence ULB de 3.1 à 10.7 GHz). L'antenne à bande étroite fonctionne à 5.8 GHz, et fournit une bande passante ($S_{22} < -10$ dB) de 600 MHz (entre 5.4 et 6 GHz), qui est adéquate pour transmettre les informations via l'application WLAN.

A partir de la figure I.29 (b), il peut être observé que le coefficient de transmission est inférieur à -15 dB dans la bande de fréquence ULB de 3.1 à 10.7 GHz, ce qui assure une très bonne isolation entre les deux ports d'antenne et il permet une intégration efficace.

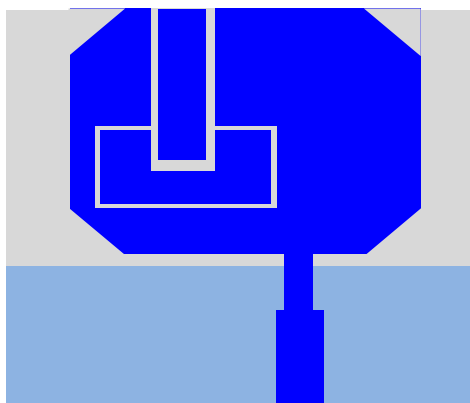


Figure I.28 Géométrie de la structure d'antenne proposée

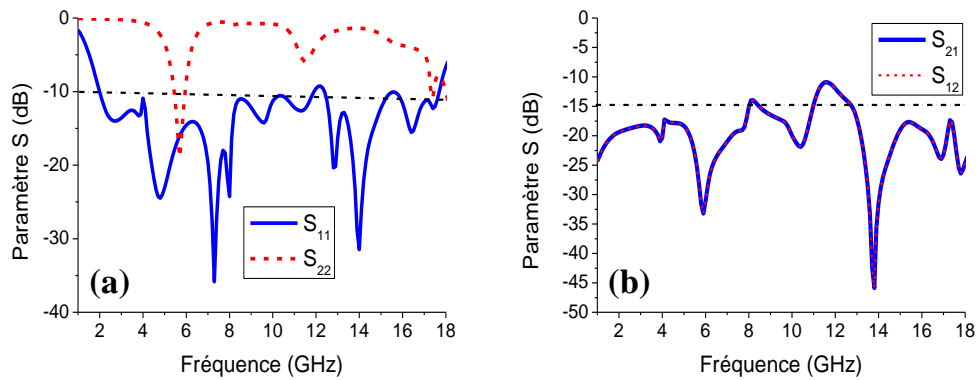


Figure I.29 Paramètre S de l'antenne ULB intégrée avec une antenne à bande étroite

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résonateurs microbandes en général, les différentes méthodes d'alimentation, ainsi que les différentes méthodes d'analyse des antennes microbandes. Nous avons également présenté plusieurs méthodes utilisées pour augmenter la bande passante d'une antenne microbande. Toutes ces méthodes se basent sur le même effet physique, à savoir le fait d'ajouter des modes supplémentaires à la structure, alors, la plupart de ces méthodes peuvent obtenir une bande passante très large. A la fin de ce chapitre nous avons présenté quelques résultats de simulation que nous avons obtenus en utilisant l'étude paramétrique qui nous a permis d'optimiser les paramètres des antennes imprimées soit pour l'élargissement de la bande passante, soit pour avoir un fonctionnement multi-bande. Les résultats obtenus sont intéressants et prometteurs.

Récemment, l'apparition d'un nouveau type de matériaux appelés métamatériaux a été mis au point pour ses caractéristiques électromagnétiques extraordinaires. Ils ont été utilisé intensivement dans la conception des dispositifs microondes tel que les antennes, les guide d'ondes, les filtres... etc. Le chapitre suivant résume l'état de l'art, la théorie et les applications de ce type de matériaux.

Références du chapitre I

- [1] G. Deschamps, “*Microstrip Microwave Antennas*”, Proceedings of the Third Symposium on the USAF Antenna Research and Development Program, 18-22 October, 1953.
- [2] H. Gutton and G. Boissinot, “*Aérien incorporable pour engins mobiles*”, Brevets FR 1123769, 27 sept. 1956.
- [3] J. R. Mosig, “*Microstrip Antenna Papers in the IEEE Transactions on Antennas and Propagation*”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, **54** (2012), 264-268.
- [4] L. I. Basilio, M. A. Khayat, J. Williams and S. A. Long, “*The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line fed patch antennas*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, **49** (2001), 45-47.
- [5] F. Benmeddour, “*Etude et réalisation d’un résonateur microbande de forme circulaire (application au cas particulier de l’alimentation par couplage)*”, Thèse de doctorat, Université Mentouri, Constantine, 2012.
- [6] R. E. Munson, “*Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, **27** (1979), 137-149.
- [7] R. Bancroft, “*Microstrip and Printed Antenna*”, SCITECH publishing, INC Design 2nd Edition, (2009).
- [8] Y. T. Lo, D. Solomon, and W.F.Richards, “*Theory and experiment on microstrip antennas*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, **27** (1979), 137-145.
- [9] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, “*Microstrip Antenna Design Handbook*”, Artech House, Boston London, 2001.
- [10] C. A. Balanis, “*Modern Antenna Handbook*”, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, USA, 2008.
- [11] W. Jian, Z. Hou, H. Wenli and H. Xueyu, “*A novel wide-band circular patch antenna*”, Journal of Electronics (China), **22** (2005), 681- 685.
- [12] H. F. Pues, A. R. Van de Capelle, “*An impedance matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antennas*”, IEEE transactions on antennas and propagation, **37** (1989), 1345-1354.
- [13] J. J. Schuss, J. D. Hanfling and R. L. Bauer, “*Design of wideband patch radiator phased arrays*”, International Symposium on Antennas and Propagation Society, San Jose, CA, USA, 26-30 June 1989.
- [14] D. M. Pozar, “*A microstrip antenna aperture coupled to a microstrip line*”, Electronics Letters, **21** (1985), 49-50.
- [15] W. Naktong, S. Kronsing, and A. Ruengwaree, “*The bandwidth enhancement of rectangular slot antenna with H and T-shaped slot tuning for ultrawideband applications*”, the 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Nakhon Ratchasima, Thailand, 14-17 May 2014.
- [16] T. Huynh and K. F. Lee, “*Single-layer single-patch wideband microstrip antenna*”, Electronics Letters, **31** (1995), 310-312.
- [17] A. R. Atser, M. M. Joseph, A. I. Gabriel, “*Enhancing the Bandwidth of a Microstrip Patch Antenna using Slots Shaped Patch*”, American Journal of Engineering Research (AJER), **2** (2013), 23-30.
- [18] F. Yang, X.-X. Zhang, X. Ye, and Y. Rahmat-Samii, “*Wide-band E-patched patch antenna for wireless communications*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, **49** (2001), 1094-1100.

- [19] C. K. Wu and K. L. Wong, "Broadband microstrip antenna with directly coupled and gap-coupled parasitic patches", *Microwave and Optical Technology Letters*, **22** (1999), 348-349.
- [20] J. Clerk, J. Liang, C. C. Chiau, X. Chen and C. G. Parini, "Study of printed circular disc monopole antenna for UWB systems" *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, **53** (2005), 3500-3504.
- [21] M. K. Khandelwal et al, "Analysis and design of wide band Microstrip-line-fed antenna with defected ground structure for Ku band applications" *International Journal of Electronics and Communications*, **68** (2014), 951-957.
- [22] A. Dastranj, A. Imani, and M. Naser-Moghaddasi, "Printed wide-slot antenna for wideband applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **56** (2008), 3097-3102.
- [23] Y. C. Kang, C. N. Chiu and S. M. Deng, "A new planar circular disc-and-ring monopole antenna for UMTS/UWB dual-network applications" *Microwave and Optical Technology Letters*, 2006, **48** (12), 2396-2399.
- [24] J. Jung, W. Choi, J. Choi, "A small wideband microstrip-fed monopole antenna", *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, **15** (2005), 703-705.
- [25] J. N. Lee, J. H. Yoo, J. H. Kim, J. K. Park, J. S. Kim, "A Novel UWB antenna Using PI-Shaped Matching Stub for UWB Applications", *IEEE International Conference on Ultra-wideband (ICUWB)*, Hannover, Germany, 10-12 Sept, 2008.
- [26] M. Koohestani, M. N. Moghadasi and B. S. Virdee, "Miniature microstrip-fed ultra-wideband printed monopole antenna with a partial ground plane structure", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, **5** (2011), 1683-1689.
- [27] Z. Esmati and M. Moosazadeh, "Design of Compact Dual Band-Notched UWB Antenna Using Slotted Conductor-Backed Plane", *Arab J Sci Eng*, **39** (2014), 4707- 4713.
- [28] Y. Xiao, Z. Y. Wang, J. Li, Z. Yuan, and A. K. Qin, "Two-Step Beveled UWB Printed Monopole Antenna with Band Notch", *International Journal of Antennas and Propagation*, Volume 2014, Article ID 173704, 11 pages.
- [29] H. Liu, C. Ku, T. Wang, and C. Yang, "Compact Monopole Antenna With Band-Notched Characteristic for UWB Applications", *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, **9** (2010), 397- 400.
- [30] Federal Communication Commission, "First order and report: Revision of part 15 of the Commission's rules regarding UWB transmission systems", April 22, 2002.
- [31] T. Bougoutaia, D. Khedrouche and A. Hocini, "A Simple Small Size Disk Microstrip Patch Antenna with a Rectangular Aperture for Ultra Wide Band Application", *IEEE 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT)*, Tlemcen, Algeria, 25-27 May, 2015.
- [32] D. Khedrouche, T. Bougoutaia and A. Hocini, "Design and Analysis of Dual-Band Microstrip Patch Antenna for GPS and UMTS Application", *International Conference on Automatic control, Telecommunications and Signals (ICATS)*, Annaba, Algeria, 16-18 November, 2015.
- [33] T. BOUGOUTAIA, D. KHEDROUCHE and A. HOCINI, "Design and analysis of a UWB E-shaped microstrip patch antenna for ultra wide bande application", *The First National Conference on Electronics and New Technologies (NCENT)*, M'sila, Algeria, 19-20 May, 2015.

Chapitre II
Contexte général sur les
métamatériaux

II.1 Introduction

Durant les dernières années, une nouvelle expression a paru dans l'univers de la théorie de l'électromagnétisme, ce sont les métamatériaux. Les métamatériaux, également appelés (matériaux main gauche, ou left handed material (LHM) en anglais), sont des structurations métal-diélectriques périodiques artificielles à une échelle inférieure à la longueur d'onde qui présentent des propriétés électromagnétiques introuvables dans la nature, à savoir une permittivité et une perméabilité toutes deux négatives. Toutefois, d'un point de vue historique, les premières études ont été consacrées au contrôle des ondes électromagnétiques avec comme principale source d'inspiration, les travaux théoriques publiés dès 1968 par le chercheur physicien russe Victor Veselago en 1968 [1]. Depuis, ce sujet a connu une longue hibernation jusqu'en 2001, où une première réalisation pratique a été proposée par le chercheur américain D. Smith [2]. Depuis, les métamatériaux n'ont cessé d'attiser l'intérêt des chercheurs, car ils permettent d'envisager de nouvelles applications et optimisations dans le domaine des micro-ondes, notamment au niveau de la miniaturisation des circuits et l'introduction de nouvelles propriétés (filtre dual bande, ligne à avance de phase). A partir de l'an 2000 jusqu'à aujourd'hui le nombre de papier et conférences qui traitent ce sujet a augmenté de façon exponentielle (figure II.1) [3]

Dans ce chapitre nous décrivons les structures artificielles baptisées dans la littérature (Métamateriaux), c'est ce qui constituera la charpente de cette thèse. En effet, nous présentons, en premier lieu, l'historique ainsi que les différentes synonymes et définitions des metamateriaux. Ensuite, nous allons décrire et commenter les étapes qui nous permettront de réaliser le métamatériau doublement négatif à partir d'une superposition de deux milieux simplement négatifs. Dans la dernière partie du chapitre, notre attention sera focalisée sur les applications des métamatériaux et leurs utilisations dans le domaine des antennes.

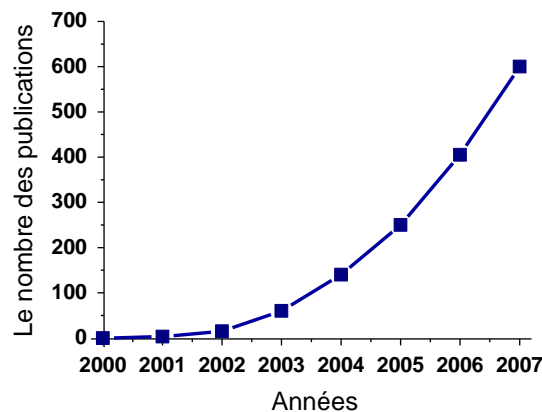


Figure II.1 Le nombre des publications annuelles au sujet de métamatériaux [3]

II.2 Classification des matériaux en fonction de leur permittivité et perméabilité

En électromagnétisme, tout matériau homogène peut être décrit par ses paramètres constitutifs que sont la permittivité et la perméabilité. Ces deux paramètres permettent de déterminer la réponse du matériau à un champ électromagnétique. En règle générale ε et μ sont à la fois positifs dans des matériaux ordinaires, cela signifie que l'indice de réfraction est positive. Les différentes possibilités du couple (ε, μ) sont $(+, +)$, $(+, -)$, $(-, +)$ et $(-, -)$. Donc, nous nous appuyerons sur une représentation de ces paramètres dans un plan comprenant quatre cadrans afin d'inscrire les métamatériaux dans le prolongement des matériaux disponibles à l'état naturel. La figure II.2 résume toutes les configurations possibles. Cette représentation est basée sur une description des matériaux par le biais de leurs parties réelles de permittivité et perméabilité relatives, respectivement notées ε_r et μ_r .

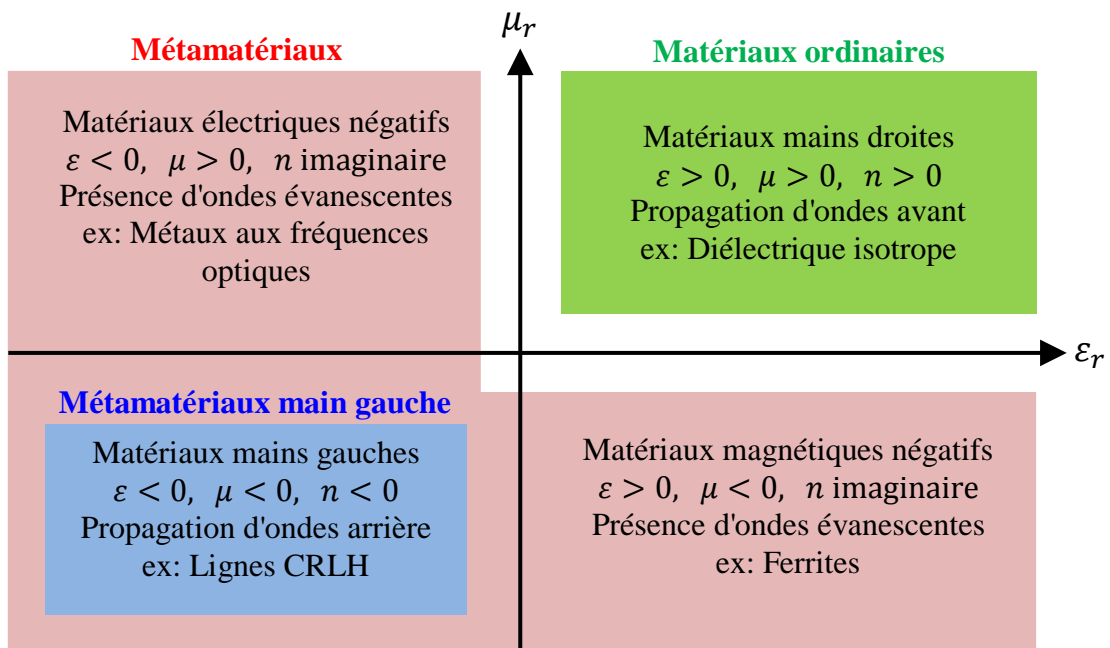


Figure II.2 Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité ε et de leur perméabilité μ

Le cadran dans lequel ε_r et μ_r sont les deux positives $(+, +)$ correspond aux matériaux classiques dits (*matériaux main droite (MMD)*) comme les matériaux diélectriques isotropes. L'expression main droite vient du fait qu'il faille utiliser la main droite pour trouver le trièdre direct $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$. Le cadran $(+, -)$ correspond aux matériaux ferromagnétique sur certaines bandes de fréquences. Tandis que le cadran $(-, +)$ correspond aux plasmas ainsi qu'aux

métaux à des fréquences optiques. La dernière configuration où ϵ_r et μ_r sont les deux négatives ($-$, $-$), appartient à la classe des MMT dit *Métamatériaux main gauche* (MMG).

Les trois derniers cadrans présentent le type de métamatériaux qui sera étudié par la suite. Nous considérons donc qu'il est possible de mettre tout matériau avec un paramètre négatif dans la catégorie MMT tandis que seules les structures avec un indice n négatif peuvent être nommées MMG.

II.3 Définitions et terminologie

En physique le terme métamatériaux désigne dans son ensemble des matériaux composites artificiels qui présentent des propriétés électromagnétiques qu'on ne retrouve pas dans les matériaux naturels. [4]

Les métamatériaux, comme leur nom l'indique, sont des matériaux artificiels ayant des propriétés physiques supérieures aux matériaux naturels. « META » est un préfixe grec signifiant (au-delà) ou (un niveau au-dessus), comme dans métaphysique ou métalogue.

Donc les métamatériaux sont des matériaux ayant des propriétés (au-delà) de ce l'on peut espérer observer dans des matériaux naturels. Plus précisément, en électromagnétisme et en optique, les métamatériaux présentent des propriétés nouvelles susceptibles d'exciter l'imagination des chercheurs et des ingénieurs (l'indice de réfraction négatif, l'effet de doppler inverse,...). [5]. Le point le plus intéressant pour les métamatériaux c'est qu'ils ont un indice de réfraction négatif ($n < 0$).

Plusieurs synonymes de MMT (métamatériaux) existent dans la littérature pour désigner les Matériaux main gauche (MMG). Ils se résument comme suit :

- Matériaux main gauche (left-handed materials LHM). Ce terme fut proposé par Veselago [1]. Il souligne la propriété fondamentale des MMT qui est l'opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe.
- Matériaux doublement négatif (double-negative materials DNG). Les signes négatifs de la permittivité et de la perméabilité sont explicitement mentionnés. Ce terme ne peut donc être utilisé hors contexte.
- Matériaux à indice de réfraction négatif (negative refractive index materials). Ce terme décrit très bien les matériaux 2D et 3D. Par contre, il ne peut être utilisé pour les matériaux 1D car la notion de d'angle de réfraction perd tout son sens.

- Matériaux à onde réfléchi (backward wave materials). Ce terme souligne une autre propriété mais ne donne pas de réelle information sur la définition d'un métamatériau car les ondes réfléchies peuvent être également visibles dans des structures classiques.
- Matériaux de Veselago (Veselago medium). Ce terme rend hommage au scientifique considéré comme le père des MMT. Seulement, il ne donne aucune information physique sur les propriétés du matériau.
- Matériaux à vitesse de phase négative (negative phase velocity medium). Ce terme permet de pointer du doigt la nouveauté des MMT: utiliser l'information de phase des paramètres S du système au même titre que le module. Jusqu'à maintenant, le module de ces paramètres était le plus utilisé pour réaliser une fonction. Bien que très précis d'un point de vue sémantique, ce terme est très peu utilisé par la communauté scientifique.

II.4 Les métamatériaux, leur origine et développement

Le terme métamatériaux a été synthétisé par Rodger M. Walser, université de Texas à Austin, en 1999, qui a été à l'origine définis en tant que "composés macroscopiques faisant concevoir une architecture cellulaire synthétique, tridimensionnelle, périodique pour produire une combinaison optimisée, non disponible dans la nature" [6].

Il existe deux types de métamatériaux présentant une réfraction négative. Le premier type a été proposé par Notomi et utilise les propriétés d'anisotropie des cristaux photoniques [7]. Dans ce cas, une réfraction négative est obtenue même quand l'indice de réfraction est positif. Le deuxième type est obtenu par une perméabilité et une permittivité simultanément négatives et a été proposé d'après une étude théorique de Veselago en 1967 [1]. La réalisation pratique du premier métamatériau a été obtenue grâce à l'évolution en quatre étapes comme représente la figure II.3. Après l'étude de Veselago, d'abord, la réalisation d'un milieu avec une permittivité négative. Puis, d'un milieu avec une perméabilité négative. Enfin, la superposition des deux milieux pour obtenir un milieu doublement négatif. C'est le deuxième type de métamatériaux qui a été étudié dans le cadre de cette thèse.

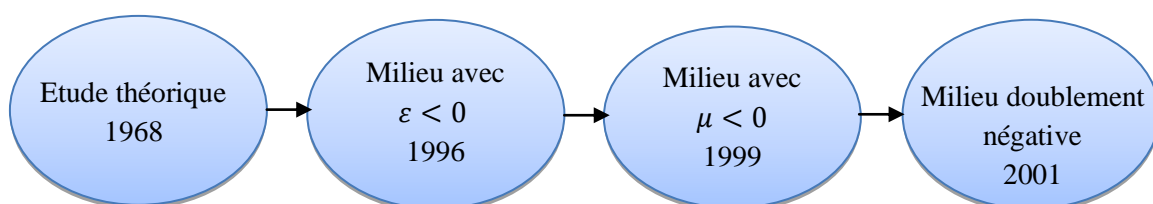


Figure II.3 Les étapes de création du métamatériau

II.4.1 Approche de Veselago (origine de métamatériaux)

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, Veselago a considéré qu'une onde électromagnétique peut se propager dans un milieu linéaire, homogène et isotrope et qui est caractérisé par une permittivité et une perméabilité négatives à la fois. Ces matériaux ont été qualifiés comme main gauche (*Left-Handed Materials LHM*) par la suite. Ce terme vient du fait que le champ électrique \vec{E} , le champ magnétique \vec{H} et le vecteur d'onde \vec{k} forment un trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche (figure II.4(b)).

Il utilise la matrice G formée par les cosinus directeurs des vecteurs $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$ et attribue un rôle primordial à son déterminant d . Les cosinus directeurs de \vec{E} , \vec{H} et \vec{k} sont respectivement notés par α_i , β_i et γ_i .

$$G = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 \\ \beta_1 & \beta_2 & \beta_3 \\ \gamma_1 & \gamma_2 & \gamma_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

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

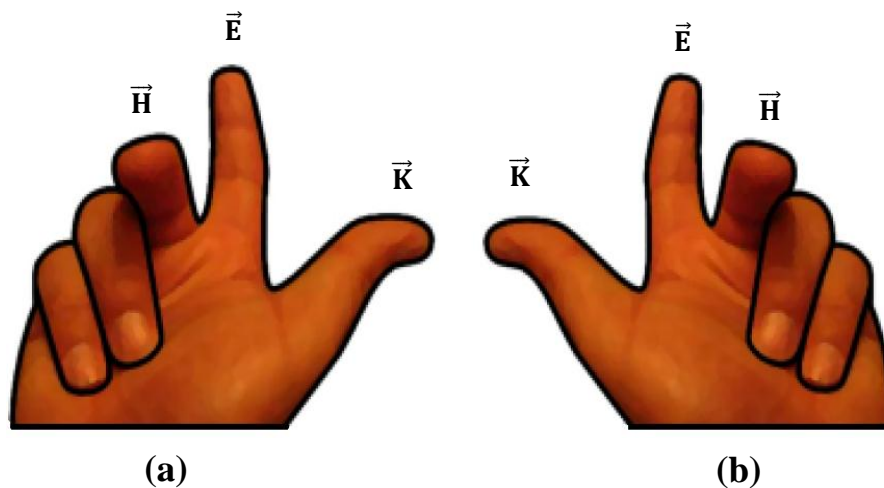


Figure II.4 Trièdre direct et indirect caractérisé par la règle de la main droite et main gauche respectivement : (a) milieu main droite, (b) milieu main gauche

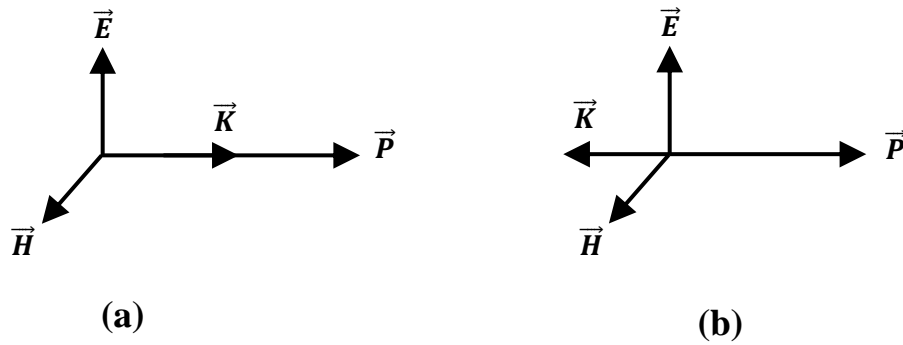


Figure II.5 Représentation vectorielle d'une onde plane : (a) milieu main droite, (b) milieu main gauche

Considérons les équations de Maxwell dans un milieu matériel reliant le champ électrique et le champ magnétique

$$\vec{\nabla} \times E(r, t) = -\mu \frac{\partial H(r, t)}{\partial t} \quad (\text{II. 2})$$

$$\vec{\nabla} \times H(r, t) = \varepsilon \frac{\partial E(r, t)}{\partial t} \quad (\text{II. 3})$$

Pour une onde plane de la forme

$$E(r, t) = E_0 e^{i(kr - \omega t)} \text{ et } H(r, t) = H_0 e^{i(kr - \omega t)} \quad (\text{II. 4})$$

Les équations précédentes deviennent

$$k \times E = \omega \mu H \quad (\text{II. 5})$$

$$k \times H = -\omega \varepsilon E \quad (\text{II. 6})$$

Par conséquent, pour des valeurs positives de ε et μ ; \vec{E} , \vec{H} et \vec{k} forment un trièdre direct de vecteurs et quand ε et μ sont toutes les deux négatives ; \vec{E} , \vec{H} et \vec{k} forment un trièdre indirect de vecteurs. Dans ce cas les équations peuvent se réécrire comme

$$k \times E = -\omega |\mu| H \quad (\text{II. 7})$$

$$k \times H = \omega |\varepsilon| E \quad (\text{II. 8})$$

Ce résultat est à l'origine de la dénomination (milieu main-gauche) donnée aux milieux ayant simultanément $\varepsilon < 0$ et $\mu < 0$.

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

- Le vecteur de Poynting \vec{P} donné par l'équation $\vec{P} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^*$ se retrouve opposé à la direction du vecteur d'onde \vec{k} (figure II.5(b)).
- La vitesse de phase, v_φ et la vitesse de groupe, v_g d'une onde électromagnétique sont dans des directions opposées qui est connu par la propagation en arrière de l'onde électromagnétique.

Ces différentes propriétés donnent naissance à des phénomènes physiques nouveaux, décrits par Veselago. Il avait prédit que ce type de milieu posséderait des propriétés uniques telles que :

- L'inversion de la loi de Snell-Descartes. En effet, lors du passage d'un milieu main droite à un milieu main gauche, une onde se verra transmise du même côté de la normale.

Ce résultat conduit donc à définir un indice de réfraction négatif pour les milieux main gauche.

- L'inversion de l'effet Doppler
- L'inversion du rayonnement de Cerenkov.

La figure II.6 montre la propagation d'une onde électromagnétique dans différents milieux.

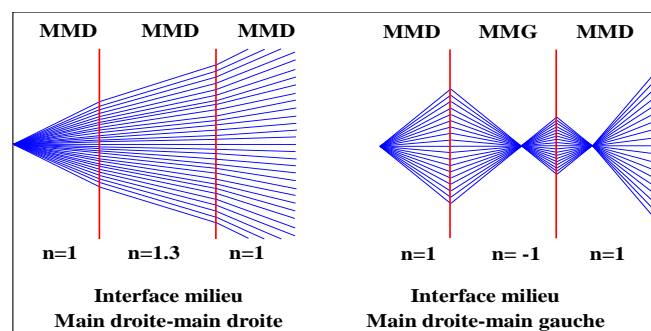


Figure II.6 Propagation d'ondes électromagnétique dans différents milieux

II.4.2 Milieux à permittivité relative négative

Le comportement des électrons dans un métal est celui d'un plasma caractérisé par deux fréquences caractéristiques qui sont la fréquence de collision f_c , associée aux temps de libre parcours moyen et la fréquence plasma f_p . La dépendance fréquentielle de la permittivité des métaux suit le modèle de Drude défini par l'expression suivante :

$$\varepsilon(f) = 1 - \frac{f_{pe}^2}{f(f + j \cdot f_c)} \quad (\text{II. 9})$$

Avec f_{pe} la fréquence plasma électrique donnée par l'équation (II. 10), f_c est la fréquence de collision donnée par l'équation (II. 11).

$$\omega_{pe} = \sqrt{\frac{n e^2}{\varepsilon_0 m_e}} \quad (\text{II. 10})$$

$$\omega_c = \frac{1}{\tau} \quad (\text{II. 11})$$

Avec n la densité d'électrons, e la charge élémentaire, m_e la masse, τ le temps de collision.

Si on considère le cas idéal dans l'équation (II. 9), c'est-à-dire une partie imaginaire nulle, on déduit que les métaux présentent naturellement une permittivité négative en dessous de leur fréquence plasma électrique. Au vu des valeurs des éléments de l'équation (II. 10), cette fréquence plasma électrique se situe typiquement dans le domaine du visible et de l'ultraviolet. Par exemple, elle est de 2184 THz pour l'or, 3570 THz pour l'aluminium et 1788 THz pour le cuivre [8].

Pour avoir une permittivité négative dans le domaine des micro-ondes, J. Pendry a proposé d'abaisser la fréquence plasma électrique [9,10]. La solution consiste à diluer le métal en créant un réseau périodique de fils minces métalliques séparés par de l'air (figure II.7), cela permet d'abaisser la densité des électrons dans l'équation (II. 10) car il revient à définir un milieu effectif régi également par le modèle de Drude, où n devient n_{eff} eq (II. 12). 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_e devient m_{eff} eq (II. 13).

$$n_{eff} = \frac{n \pi r^2}{a^2} \quad (\text{II. 12})$$

$$m_{eff} = \frac{\mu_0 e^2 \pi r^2 n}{2\pi} \ln\left(\frac{a}{r}\right) \quad (\text{II. 13})$$

Avec n la densité d'électrons dans les tiges métalliques, r leur rayon et a l'espacement (le pas du réseau).

L'effet combiné de la dilution du milieu et de l'augmentation de la masse effective permet donc de diminuer la fréquence plasma électrique. Cette astuce a permis de créer un milieu présentant une permittivité négative exploitable dans le domaine des micro-ondes. Un exemple de permittivité en fonction de la fréquence d'un réseau de fils métalliques est présenté dans la figure II.8.

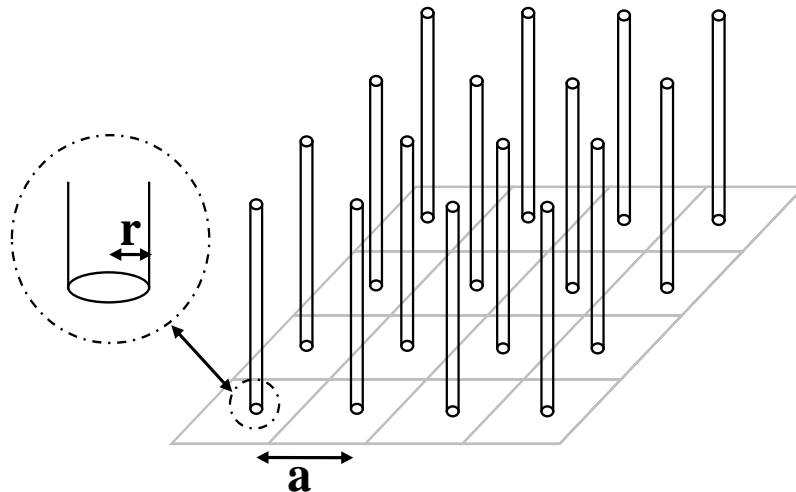


Figure II.7 Structure du réseau de fils métalliques minces proposé par Pendry pour avoir un milieu à permittivité négative [10]

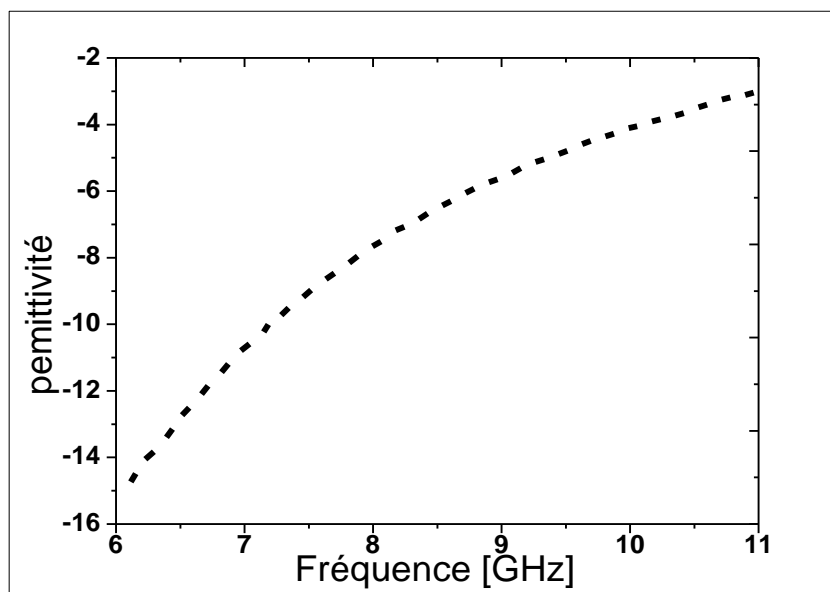


Figure II.8 Exemple de la permittivité (partie réelle) d'un réseau de fils, la permittivité est négative, elle reprend une valeur positive à la fréquence plasma électrique (environ 22.3 GHz), le champ électrique est orienté en parallèle avec les fils [11]

II.4.3 Milieux à perméabilité relative négative

Dans le domaine microondes, des valeurs négatives de perméabilité peuvent être observées dans certains alliages ferromagnétiques tels que MgF_2 et FeF_2 [12]. Cependant, ces matériaux sont lourds et présentent de fortes pertes magnétiques et la mise en œuvre pratique peut s'avérer délicate.

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 introduisit la structure rouleau suisse (swiss-roll) présentée sur la figure II.9 [13]. En effet, le rouleau suisse est une structure artificielle métallique qui a une résonance magnétique sans la présence de composant magnétique. Chaque rouleau suisse individuel est composé d'un cylindre de rayon r sur lequel est 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 alternatif est appliqué selon l'axe du cylindre, un courant est induit dans le conducteur et une capacité équivalente est créée. La capacité créée complète donc le circuit résonant et fait circuler le courant. La structure (Swiss-Roll) est considérée comme un milieu homogène puisque la plus grande dimension de cette inclusion est très inférieure à la longueur d'onde d'excitation.

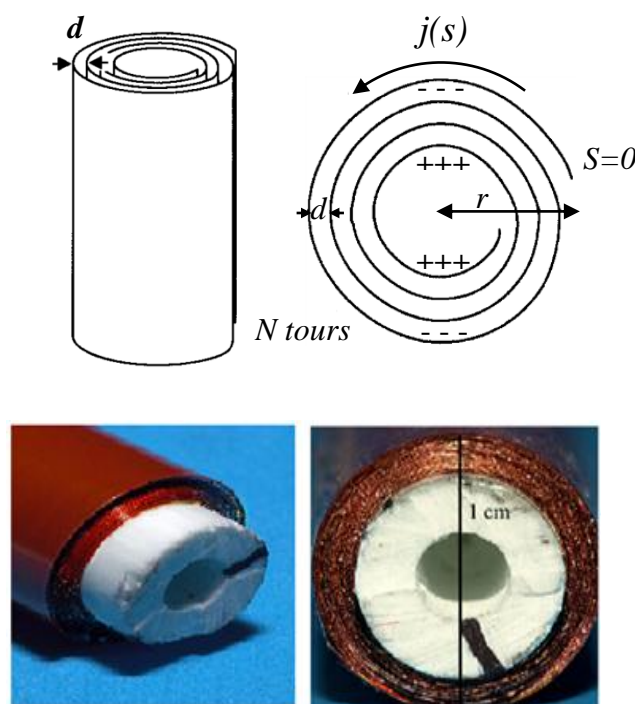


Figure II.9 Le rouleau suisse (Swiss-Roll) de Pendry [13]

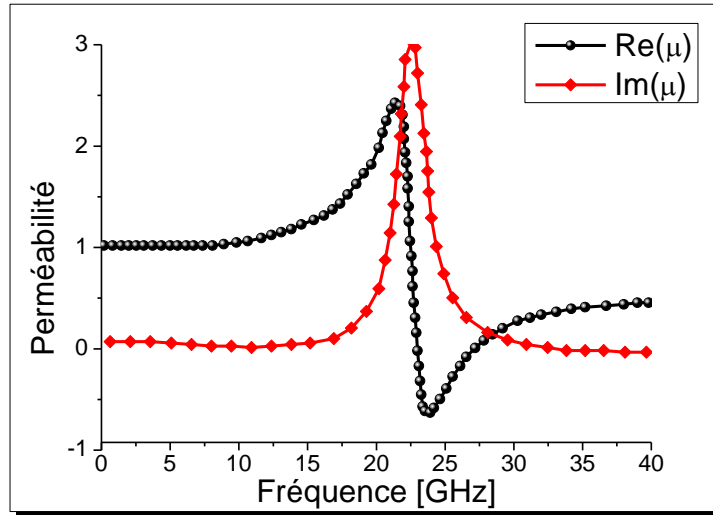


Figure II.10 La variation de la perméabilité effective réelle et imaginaire en fonction de la fréquence [14]

La relation permettant de calculer la perméabilité effective est d'après [13] :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma_i}{\omega r \mu_0 (N-1)} - \frac{d_c c_0^2}{2\pi^2 r^3 (N-1) \omega^2}} \quad (\text{II. 14})$$

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 $F = \pi \frac{r^2}{a^2}$. La perméabilité effective peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2 + i\Gamma\omega} \quad (\text{II. 15})$$

où la pulsation de résonance est donnée par :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{d_c c_0^2}{2\pi^2 r^3 (N-1)}} \quad (\text{II. 16})$$

et l'amortissement de la résonance est donné par le facteur :

$$\Gamma = \frac{2\sigma}{\omega r \mu_0 (N-1)} \quad (\text{II. 17})$$

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

Dans le but de remédier aux imperfections de la structure (Swiss-Roll) en termes d'absorption qui est liée au facteur de remplissage. Une optimisation de la structure a été ensuite proposée par la même équipe. Il s'agit de la structure SRR (Split Ring Resonator) (figure II.11).

La structure SRR est composée de deux résonateurs en boucles métalliques imbriquées sous forme de la lettre C (figure II.11). Une propriété intéressante du SRR est son pouvoir à concentrer de l'énergie électrostatique du champ incident dans les régions où est créée la capacité. Le réseau de SRR (chacun des SRR est constitué d'un matériau non magnétique) utilisé pour obtenir une perméabilité négative est montré dans la figure II.12, où deux SRR emboîtés l'un dans l'autre ont été utilisés (double SRR).



Figure II.11 Résonateur en anneau fendu (Split Ring Resonator (SRR))

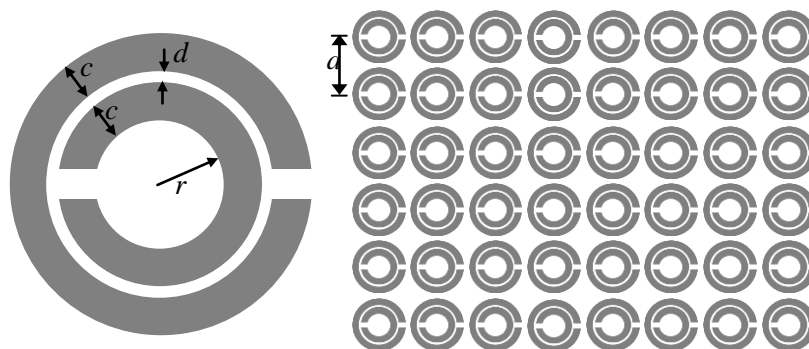


Figure II.12 Un réseau de SRR permet d'obtenir une perméabilité magnétique effective négative

Après le calcul de la force électromotrice fem [13] sur les mailles formées par chacune des deux boucles de la SRR l'expression de la perméabilité effective est donnée par :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma_i}{\omega R \mu_0} - \frac{3}{\pi^2 \mu_0 \omega^2 C r^3}} \quad (\text{II. 18})$$

F est le volume occupé par une cellule unitaire appartenant au réseau global, r est le rayon de l'anneau interne, a la périodicité du réseau et d est la distance entre les deux SRRs emboîtés. Le volume F et la capacité C créée par le gap intra-cellules adjacentes s'écrivent sous les formes suivantes

$$F = \pi \frac{r^2}{a^2} \quad (\text{II. 19})$$

$$F = \pi \frac{\varepsilon_0}{d} = \frac{1}{d \mu_0 c_0^2} \quad (\text{II. 20})$$

Un développement de l'équation (II. 18) conduit à une expression de la perméabilité effective simplifiée en fonction principalement de la pulsation de résonance ω_0 et la pulsation du plasma magnétique ω_{pm} :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F}{\omega^2 - \omega_0^2 + i\gamma\omega} \quad (\text{II. 21})$$

Les SRR présentent au-dessus de leurs fréquences de résonance une bande étroite pour laquelle la perméabilité passe en dessous de zéro (figure II.13). Le phénomène métamatériau magnétique est observé entre la fréquence de résonance ω_0 et la fréquence du plasma magnétique ω_{pm} .

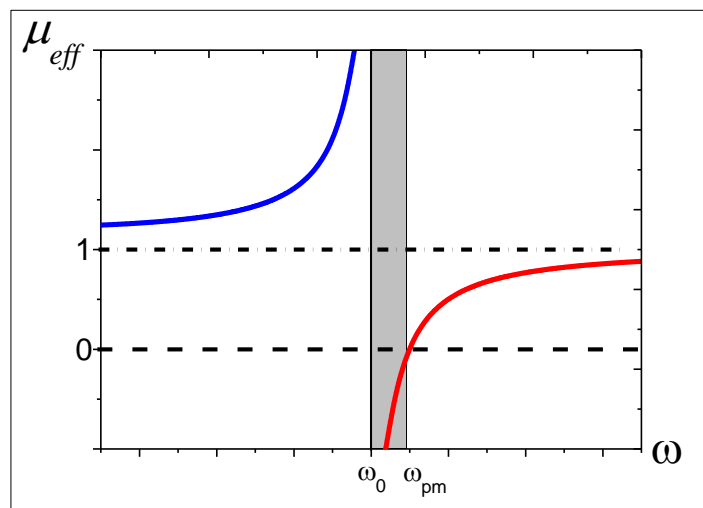


Figure II.13 Représentation de la perméabilité effective en fonction de la fréquence selon l'équation (II.21)

II.4.4 Matériaux doublement négative (Superposition de deux milieux simplement négatifs)

Nous venons de décrire les propriétés des motifs élémentaires les plus utilisés dans le domaine des métamatériaux. Afin d'illustrer leur potentiel, nous allons à présent montrer qu'il est possible de réaliser à partir de ces structures des milieux à indice de réfraction négatif, propriété qui n'existe pas dans la nature. Ce type de structure a été tout d'abord étudié théoriquement par Veselago à une époque où l'on pensait qu'une telle propriété n'était pas réalisable en pratique. [1]. Comme nous l'avons vu dans la section II.4.1, Veselago conjectura qu'un indice de réfraction négatif correspond à une situation où les paramètres epsilon et mu sont tous les deux négatifs.

La première idée pour réaliser une telle substance consiste à superposer ces deux réseaux (les fils coupés [9] et les SRR [13]) pour définir un milieu doublement négatif comme nous allons présenter dans la figure II.14. Ce milieu sera caractérisé par un indice de réfraction négatif n défini par la relation suivante :

$$n = \sqrt{\varepsilon_{eff}\mu_{eff}} \quad (\text{II.22})$$

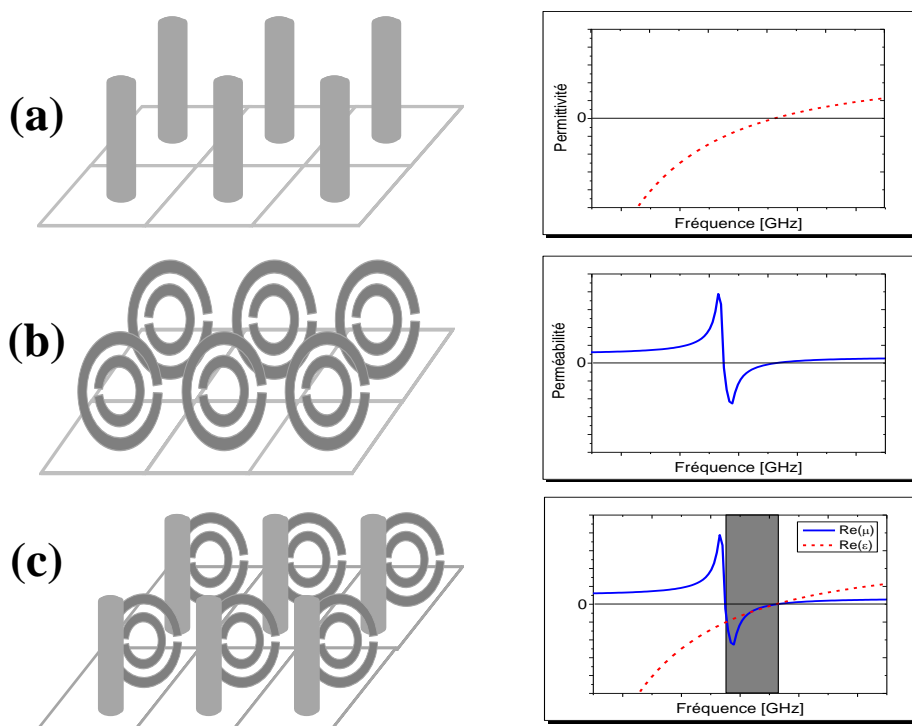
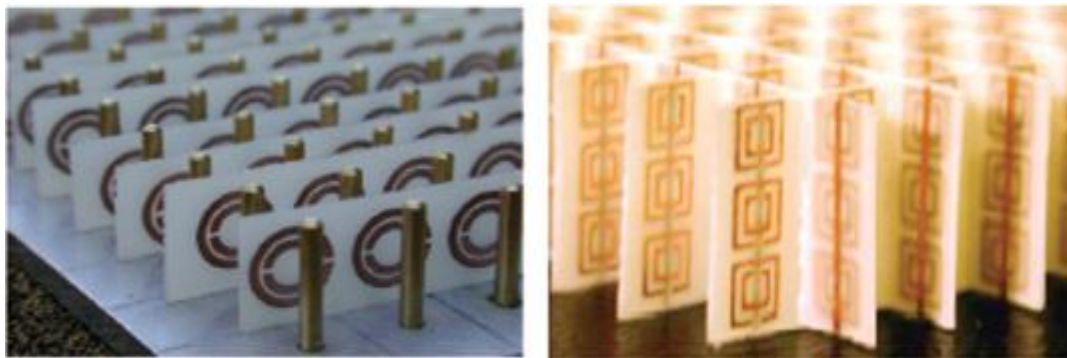


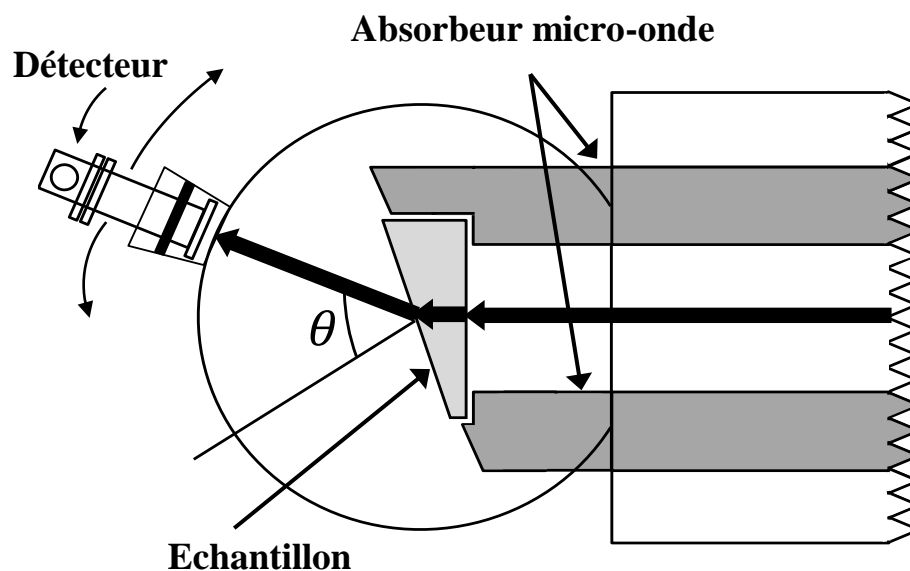
Figure II.14 Matériaux doublement négative (a) : milieu à permittivité négative, (b) : milieu à perméabilité négative, (c) : superposition de deux milieux simplement négatifs

II.4.5 Vérification expérimentale

La première structure a été démontrée par le groupe de Smith en 2001 en régime micro-ondes [15]. L'indice de réfraction négatif a été obtenu par une expérience basée sur la loi de Snell en utilisant un échantillon de LHM, cet échantillon se compose d'une rangée bidimensionnelle périodique de résonateurs d'anneau fendus et de fils en cuivre, gravés au bord de matériau G10 Fiber Glas (d'épaisseur de 0.25 mm). Après traitement, les planches ont été coupées et assemblés dans une unité de verrouillage, dont une section en forme de prisme a été coupée pour un test de réflexion du faisceau d'expériences.



(a)



(b)

Figure II.15 (a) Métamateriau présentant un indice négatif consistant en fils continus et SRR, (b) Schéma du dispositif expérimental proposé par Shelby et al [15]

Pour déterminer l'indice de réfraction, Ils ont mesuré la déflexion d'un faisceau de micro-ondes qui traverse l'échantillon en forme de prisme. Dans cette expérience de réfraction (figure II.15(b)), les échantillons en forme de prisme ont été placés entre les deux plaques d'aluminium circulaires. La plaque supérieure a eu un pivot au centre, autour de quel un guide d'onde (bande X) a été attaché qui peut être tourné pour déterminer la puissance transmise par la mesure des angles de réfraction arbitraires. La face d'incidence du prisme a été illuminée par un faisceau de micro-ondes dont le champ électrique est polarisé de telle sorte qu'il était uniforme et perpendiculaire aux plaques métalliques et parallèles aux fils de la figure II.15(a) (polarisation magnétique transversale). N'importe quelle réfraction de la première surface serait provoquée par des composants de faisceau incident contenant des angles d'incidence à partir de la normal. Pour réduire l'effet de propagation angulaire de faisceau incident provoqué par la diffraction à partir de la source, ils ont introduit le signal micro-ondes à travers un câble coaxial à l'adaptateur de guide d'ondes, 1 m de distance de l'échantillon.

Les ondes étaient alors guidées par deux feuilles plates d'aluminium dont l'espacement correspondait à celle de la plaque circulaire (1.2 cm) et ont été confinés latéralement par des feuilles d'absorbeur placé 9.3 cm à part.

Après être propagé à travers l'échantillon, le faisceau micro-ondes rencontre la deuxième surface du prisme, l'interface de réfraction, et il est réfracté dans une direction déterminée par la loi de Snell.

Pour mesurer l'angle de sortie, ils ont pivoté l'ensemble guide d'onde / compteur de puissance à 1.5° , et ils ont enregistré les mesures de puissance transmis sur toute la gamme de bande X à chaque étape, en utilisant un analyseur de réseau scalaire HP8756A.

Des expériences ont été réalisées avec un échantillon LHM en forme de prisme, ainsi que avec un échantillon de forme similaire Téflon comme un contrôle. La normale de la surface à la réfraction LHM était à un angle de 18.43° par rapport à la normale de la surface de l'incidence.

Comme on peut le constater sur la Figure II.16, à 10.5 GHz, les ondes micro-ondes ont été réfractée à angles positifs prévu pour l'échantillon en téflon et au côté opposé de la normal pour l'échantillon LHM. Les données enregistrées de réfraction de téflon montrent que $n = 1.4$, alors que pour le LHM, l'angle de sortie mesurée du $\theta = -61^\circ$ implique que $n_{LHM} = -2.7$.

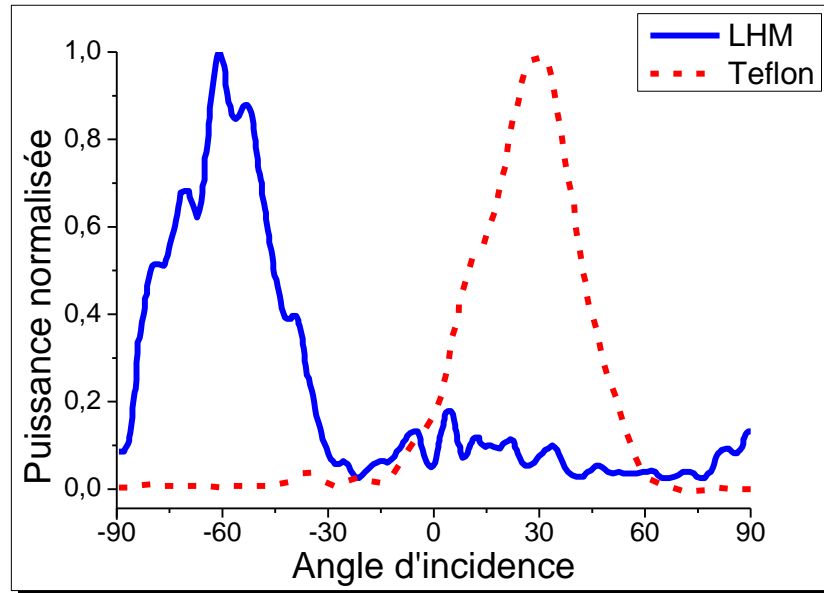


Figure II.16 La dépendance angulaire de la puissance transmise dans le cas du métamatériau et également pour le téflon

II.5 Applications des Métamatériaux

II.5.1 Réfraction négative

Le travail de V. G. Veselago, publié en 1968 [1], a montré qu'un milieu doublement négatif pouvait être décrit par un indice de réfraction négatif. Cette hypothèse a été vérifiée, environ 30 ans plus tard, par la démonstration expérimentale de Pendry [15].

D'un point de vue théorique, la réfraction négative est décrite par la loi de Snell-Descartes énoncée par la relation suivante :

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (\text{II.23})$$

Où n_1 et n_2 sont les indices de réfraction des milieux 1 et 2 respectivement et θ_1 et θ_2 , l'angle de réfraction par rapport à la normale de leur plan de jonction. Par conséquent, la mesure de l'angle de réfraction en fonction de la fréquence permet de déduire l'évolution de l'indice. En termes d'application, la possibilité de faire varier l'indice de réfraction d'un matériau effectif peut être mise à profit pour contrôler le diagramme de rayonnement d'une antenne. Il convient de rappeler que beaucoup de structures, notamment celles constituées de réseaux de fils et de SRR sont fortement anisotropes. C'est la raison pour laquelle la plupart des expériences de réfraction sont menées sur des prismes, ce qui permet de conserver une direction de propagation parallèle à la normale à l'intérieur de la structure métamatériau.

II.5.2 Focalisation

Dans le même sens, la réfraction négative donne la possibilité de focaliser une onde en utilisant une lentille plane. En effet, les métamatériaux font en sorte que les ondes électromagnétiques focalisent sur un point au lieu de dévier vers l'extérieur. Une lentille classique doit normalement être convexe pour focaliser la lumière, ce qui n'est pas le cas d'une lentille à base de métamatériaux. D'un autre côté, les lentilles classiques ne peuvent pas voir des détails plus petits que la longueur d'onde électromagnétique. Par exemple, les atomes sont plus petits que les longueurs d'ondes de la lumière visible et ne peuvent donc pas être vus à l'aide d'un microscope optique. Cependant, comme les métamatériaux font que la lumière subit une diffraction inversée, ils permettent une « super-résolution » : ces lentilles main gauche plates sont capables de focaliser les ondes évanescentes, qui transportent des détails plus petit que les longueurs d'ondes d'un objet, d'où l'appellation (lentilles parfaites) ou (superlentilles) (figure II.17) [16].

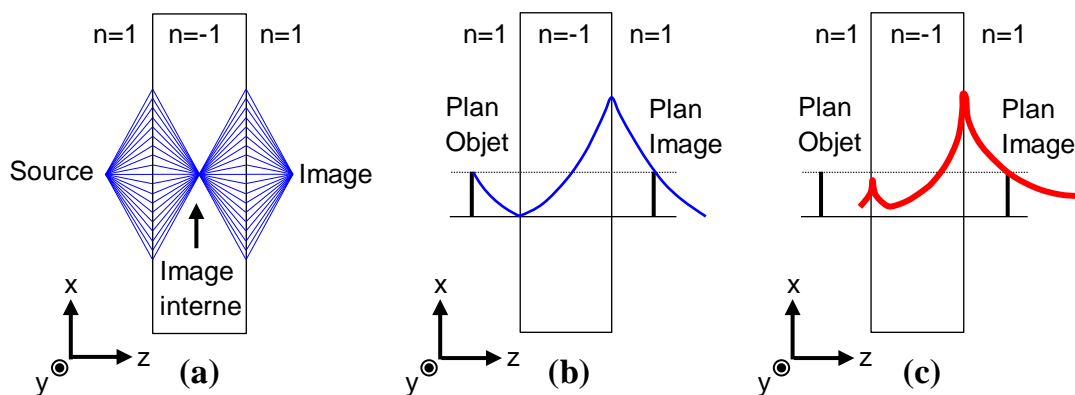


Figure II.17 Illustrations des propriétés de la superlentille : (a) focalisation, (b) et (c) amplification des ondes évanescentes

II.5.3 La dissimulation

Une autre application potentielle qui a suscité un grand intérêt de la part des chercheurs est la cape d'invisibilité ou «Cloaking». Le cloaking consiste à rendre invisible un objet en l'enrobant d'un métamatériau. Récemment ce sujet est devenu populaire grâce aux travaux de J.B. Pendry [17] et U. Lenhard [18]. En effet dans [18], il a été montré qu'il était possible de réaliser une sorte de cape d'invisibilité à l'aide des matériaux main gauche (MMG). Le principe est d'utiliser les MMG pour contrôler la lumière autour de l'objet à cacher de telle sorte que l'onde lumineuse après l'objet soit comme cette dernière n'avait pas traversé cet objet. Le défi est de réussir à faire un système large bande et surtout à faible perte afin d'obtenir une invisibilité sans effet de flou. Ce concept est particulièrement prometteur en

termes d'applications, dans le domaine militaire notamment. La conception et l'application des métamatériaux furtifs nécessitent la connaissance précise des paramètres constitutifs (ϵ, μ) de ces structures et des pertes associées, la (cloak) idéale étant sans pertes. Le principe du cloaking tel que proposé par J. B. Pendry en 2006 [17] est illustré par la figure II.18. Ce type de système a été étudié en détail dans la section 5.1 dans la thèse de Charles Croëne [19].

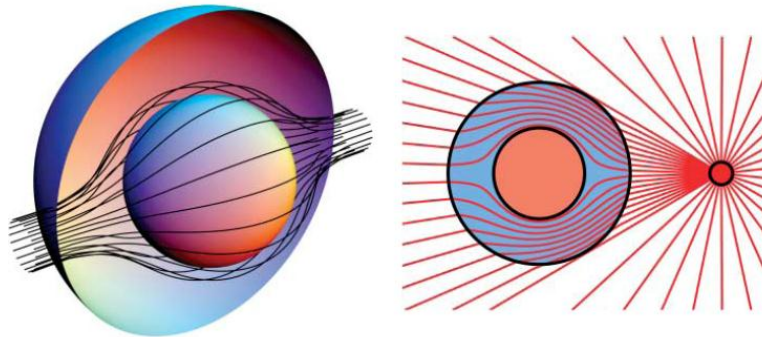


Figure II.18 Illustration du principe de dissimulation ou contournement d'un obstacle à partir d'une source ponctuelle

II.5.4 Applications liée aux antennes

Dans le domaine des micro-ondes et des antennes beaucoup d'applications utilisant les métamatériaux ont connu un regain d'intérêt ces dernières années. Les applications dans le domaine des antennes, sur lesquelles nous nous concentrons ici, sont l'élargissement de la bande passante, le rejet de bandes de fréquences, l'augmentation de la directivité, l'amélioration du gain et la miniaturisation.

L'élargissement de la bande passante peut être obtenu en utilisant différents techniques à base de métamatériaux, par exemple on peut concevoir des antennes patch démétallisées sur le patch et le plan de masse par des structures périodiques de deux dimensions, ces structures sont composées de résonateurs en anneaux fendus ou autre types de cellule unité à métamatériaux (tel que le résonateur en S ou oméga ... etc) [20,21] comme représente dans la figure II.19(a). Chaque cellule unité représente une fente qui pourra créer de nouvelle résonance. Le choix de la forme et de la taille de ces fentes détermineront les fréquences de fonctionnement de l'antenne et les impédances d'entrée. L'association des résonances des fentes avec la résonance de l'élément métallique favoriserait ici l'élargissement de la bande passante. Ainsi que, pour ce type des antennes, le lobe principal du diagramme de rayonnement change de direction vers la position horizontale au lieu de la direction verticale grâce à l'effet du métamatériau.

Une des applications des métamatériaux concernant l'amélioration de l'adaptation des antennes patch est l'utilisation des fentes de type SRR ou DRR dans le patch ou dans le plan de masse. Dans [22], l'insertion de trois fentes de type DRR dans le patch rectangulaire donne une bonne adaptation qui atteint un niveau moins de -15 dB dans toute la bande définie par le FCC (3.1-10.7 GHz) [23].

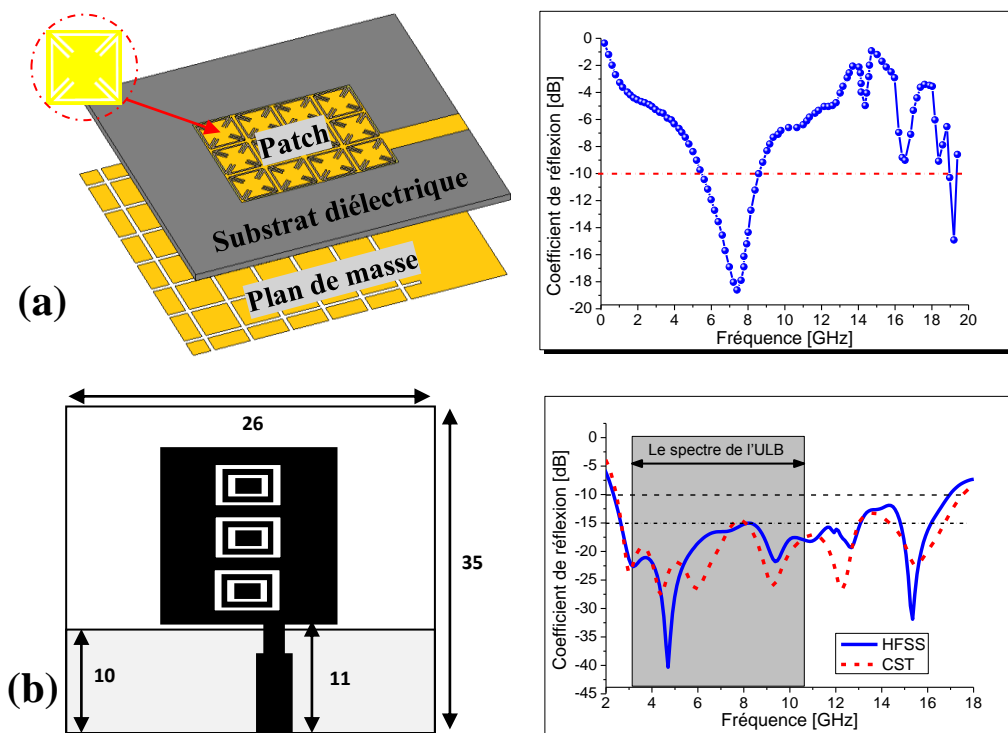


Figure II.19 (a) antenne patch à large bande et leur S_{11} [20], (b) antenne patch avec trois cellules unitaires de type CDRR et leurs S_{11} [22]

L'utilisation des structures métamatériaux, RAF (résonateur en anneau fendu) ou RAFC (résonateur en anneau fendu complémentaire), permet également de stopper certaines bandes de fréquence due à leurs propriétés non ordinaires. Quand les ondes électromagnétiques se propagent sur les SRRs le long de la direction x , la polarisation de champ électrique est gardée le long de l'axe y , et la polarisation du champ magnétique est gardée le long de l'axe z . En raison de cette propriété, ces structures réfléchissent parfaitement les ondes EM.

Cheolbok Kim et al. et J. Kim et al [24,25] ont inséré la structure SRR sur l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation CPW pour obtenir la fonction stop bande dans l'antenne ULB. Cette méthode est présentée sur la figure II.20.

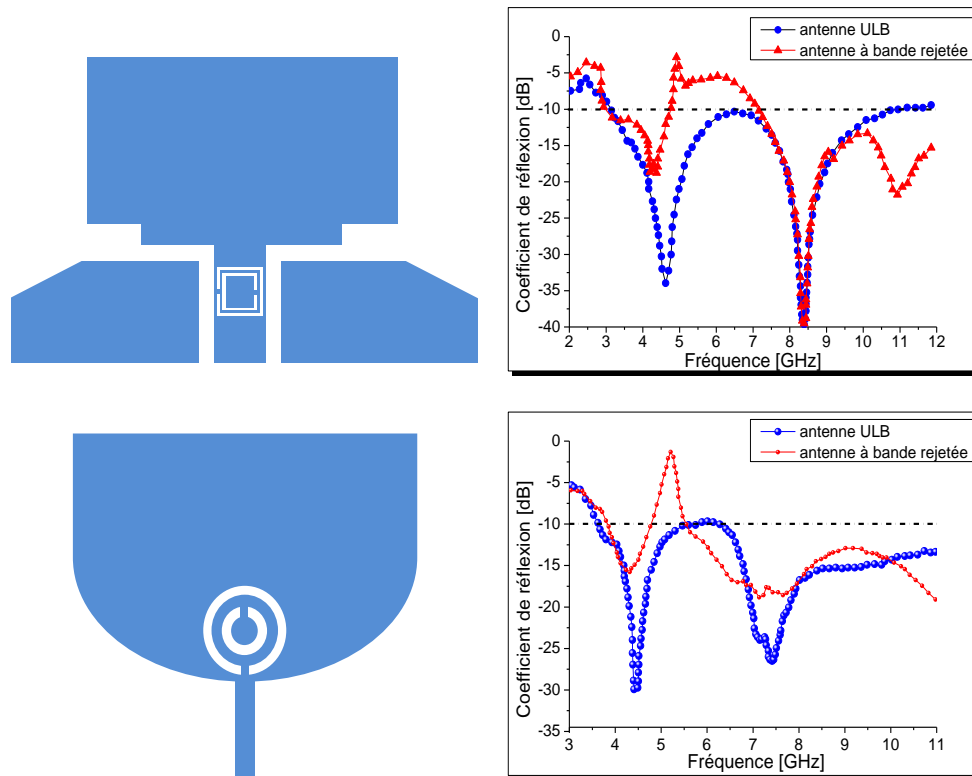


Figure II.20 Structures d'antenne patch monopole à bande coupée et leur S11 [24,25]

Dans le domaine des antennes, certains métamatériaux trouvent également des applications en raison de leurs propriétés en réflexion. En particulier, ils permettent de réaliser des conducteurs magnétiques matriciels (Artificial Magnetic Conductors (AMC)). Du point de vue de leurs propriétés en réflexion, ceux-ci s'apparentent à des équivalents magnétiques des surfaces métalliques, et présentent un déphasage à la réflexion de valeur nulle. Cette propriété permet d'importantes réductions d'encombrement pour les systèmes comportant une antenne et un plan réflecteur arrière, telles les antennes à cavité [26,27], ou les antennes comportant un plan de masse, telles les antennes patch [28]. De plus, il est possible d'obtenir simultanément une réduction des ondes de surface sur ces plans réflecteurs, qui sont à l'origine de couplages parasites lorsque l'on souhaite réaliser un réseau d'antennes ou pour des applications Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) [28, 29].

Des applications exploitant les propriétés de réfraction de certains métamatériaux ont également été proposées. Ainsi, si on place une antenne non directive à l'intérieur d'une lame de métamatériau présentant un indice effectif proche de zéro, on obtiendra une forte augmentation de la directivité, avec la formation d'un lobe principal étroit orienté suivant la normale à la lame [30].

Pendant plusieurs années les matériaux à indice négative ont très fortement attirés l'attention des antennistes. Ces matériaux ont été proposés aussi pour réaliser des miniaturisations d'antennes et pour optimiser leurs performances [31]. Ainsi, Mohmoud Abdalla, et al, ont conçu une antenne patch compact triple bande à base de métamatériau pour tous les applicatifs WiMAX [32]. Cette antenne a été conçue à l'aide d'une antenne patch rectangulaire monopôle alimentée par ligne microbande coplanaire CPW et deux cellules à métamatériaux. Chaque cellule peut être conçue séparément pour résonner à une fréquence différente afin qu'il puisse présenter deux bandes de fréquences différentes. L'antenne patch monopôle contribue à obtenir la troisième bande. Une réduction de la taille de 66%, 50% et 25% aux 2.4GHz, 3.5 GHz et 5.5 GHz respectivement a été réalisé.

II.6 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons défini les métamatériaux électromagnétiques dans une classification globale qui s'appuie sur les paramètres constitutifs qui sont la permittivité électrique et la perméabilité magnétique. Par la suite, nous avons décrit et commenté les étapes qui nous permettent de réaliser le métamatériau doublement négatif à partir d'une superposition de deux milieux simplement négatifs (ϵ et $\mu < 0$). Enfin nous avons terminé le chapitre par les applications des métamatériaux pour les antennes, pour chaque application l'utilisation de métamatériaux consiste à ajouter des cellules unitaires ou cellules unitaires complémentaires à métamatériaux dans le patch ou le plan de masse, ou ajouter des couches diélectriques contenant des cellules unitaires, ces cellules peuvent être RAF carré, circulaire ou triangulaire, résonateur en S, résonateur en oméga ou TER.

Dans le chapitre suivant on va présenter ces cellules unitaires et leurs paramètres constitutifs, ainsi que quelques méthodes utilisées pour calculer ces paramètres constitutifs, tel que l'approche NRW.

Références du chapitre II

- [1] V. G. Veselago, “*The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ* ”, Soviet Physics USPEKHI, **10** (1968), 509–514. Aprévoiser
- [2] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, “*Experimental verification of a negative index of refraction*”, Science, **292** (2001), 77-79.
- [3] O. Acher, “*Copper vs. iron: Microwave magnetism in the metamaterial age*”, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, **321** (2009), 2093-2101.
- [4] C. Caloz and T. Itoh “*Electromagnetic Metamaterials: Transmission line theory and microwave applications*” JOHN WILEY & sons, 2006.
- [5] A. PRIOU, “*Matériaux composites en électromagnétisme : Matériaux chargés, matériaux électroniques et métamatériaux*” Techniques de l’ingénieur, T1.e 1165.
- [6] W. W. Weiglhofer and Lakhtakia, A. “*Introduction to complex mediums for optics and electromagnetics*”, SPIE Press, Bellingham, W A, USA (2003).
- [7] M. Notomi, “*Negative refraction in photonic crystals*”, Optical and Quantum Electronics, **34** (2002), 133-143.
- [8] M. Ordal, R. J. Bell, R. W. Alexander, L. L. Long, and M. R. Querry, “*Optical properties of fourteen metals in the infrared and far infrared: Al, Co, Cu, Au, Fe, Pb, Mo, Ni, Pd, Pt, Ag, Ti, V, and W*”, Applied optics, **24** (1985), 4493-4499.
- [9] J. Pendry, A. Holden, W. Stewart, and I. Youngs, “*Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures*”, Physical Review Letters, **76** (1996), 4773-4776.
- [10] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, “*Low frequency plasmons in thin wire structures*”, Journal of Physics: Condensed Matter, **10** (1998), 4785-4809.
- [11] D. R. Smith and S. Schultz, “*Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients*”, Physical Review B, **65** (2002), 195104(1-5).
- [12] T. T. K. Teruhiro and H. Kenichi, “*Negative permeability spectra in permalloy granular composite materials*”, Applied Physics Letters, **88** (2006), 172502.
- [13] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “*Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **47** (1999), 2075–2084.
- [14] M. C. K. Wiltshire, et al., “*Microstructured Magnetic Materials for RF Flux Guides in Magnetic Resonance Imaging*”, Science, **291** (2001), 849-851.
- [15] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, “*Experimental verification of a negative index of refraction*”, Science, **292** (2001), 77-79.
- [16] J. Pendry, “*Negative refraction makes a perfect lens*”, Physical review letters, **85** (2000), 3966-3969.
- [17] D. S. J. B. Pendry and D. R. Smith, “*Controlling electromagnetic fields*”, Science, **312** (2006), 1780-1782.
- [18] U. Leonhardt, “*Optical conformal mapping*”, Science, **312** (2006), 1777-1780.
- [19] C. Croënne, “*Contrôle de la propagation et du rayonnement électromagnétiques par les métamatériaux*”, thèse de doctorat, Université Lille1, (2009).

- [20] L.W. Li, Y.N. Li, T.S. Yeo, J.R. Mosig and O.J.F. Martin, "A broadband and high-gain metamaterial microstrip antenna", *Applied Physics Letters*, **96** (2010), 164101.
- [21] H. XIONG, J. S. HONG, and Y.H. PENG, "Impedance bandwidth and gain improvement for microstrip antenna using metamaterials", *Radio Eng*, **21** (2012), 993-998.
- [22] T. Bougoutaia, D. Khedrouche and A. Hocini "Bandwidth Improvement for Compact Microstrip Patch Antenna Using Metamaterials", *Acta Physica Polonica A*, **129** (2016), 538-540.
- [23] Fedral Communication Commission, "First order and report: Revision of part 15 of the Commision's rules regarding UWB transmission systems", April 22, 2002.
- [24] C. Kim; J. Jang; Y. Jung; H. Lee; J. Kim; S. Park and M. S. Lee, "Design of a frequency notched UWB antenna using a slot-type SRR", *International Journal of Electronics and Communication*, **63** (2009), 1087-1093.
- [25] J. Kim; C. S. Cho and J. W. Lee, "5.2 GHz notched ultra-wideband antenna using slot-type SRR", *Electronics Letters*, **42** (2006), 315-316.
- [26] A. P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang et J. C. Vardaxoglou, "Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **53** (2005), 209 - 215.
- [27] A. Ourir, A. de Lustrac et J.-M. Lourtioz, "All-metamaterial-based subwavelength cavities ($\lambda/60$) for ultrathin directive antennas", *Applied Physics Letters*, **88** (2006), 084103.
- [28] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. Jimenez Broas, G. Alex_opolous et E. Yablonovitch, "impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **47** (1999), 2059 - 2074.
- [29] K. M. K. H. Leong, C. J. Lee and T. Itoh, "Compact metamaterial based antennas for mimo applications", *International Workshop on Antenna Technology : Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications*, Cambridge, UK, 21-23 March 2007.
- [30] S. Enoch, G. Tayeb, P. Sabouroux, N. Gu_erin et P. Vincent, "A metamaterial for directive emission" *Physical Review Letters*, **89** (2002), 213902.
- [31] H. A. Jang, D. O. Kim, and C. Y. Kim, "Size Reduction of Patch Antenna Array Using CSRRs Loaded Ground Plane", *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings KL, MALAYSIA*, 27-30 March, 2012.
- [32] M. Abdalla, U. Abdelnaby and A. A. Mitkees, "Compact and Triple Band Meta-material Antenna for All WiMAX Applications", *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, Nagoys, Japan, 29 Oct.-2 Nov, 2012.

Chapitre III

Etude et conception des cellules unitaires à base de métamatériaux

III.1 Introduction

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels conçus pour présenter des propriétés physiques qui ne sont pas rencontrées dans la nature. Leurs caractéristiques ont été étudiées théoriquement par Veselago en 1968[1]. Les travaux de Veselago n'ont pas été poursuivis à cette époque. 30 ans après Veselago, Pendry et al. [2,3] ont proposé une structure appelée résonateur en anneau fendu (RAF), qui présente une perméabilité négative et la tige métallique qui présente une permittivité négative dans une bande de fréquence bien déterminée. En 2001 Smith a pu faire la première réalisation d'un tel milieu ayant un indice de réfraction négatif avec la synthèse de ces deux structures proposées par Pendry.

Dans ce chapitre, notre étude sera consacrée à l'analyse et à la conception des différents éléments constituant les métamatériaux. Tous d'abord on présente la méthode qui va nous permettre d'extraire les paramètres effectifs d'une cellule unitaire à base de métamatériaux, c'est la procédure d'homogénéisation suivis par les formules nécessaires pour transformer les paramètres S_{11} et S_{21} aux paramètres effectifs du métamatériau (ϵ et μ). Ultérieurement, deux types d'éléments seront présentés, le premier élément et celui permettant d'obtenir une perméabilité négative, est appelé Résonateur en Anneau Fendu «RAF», sa notation en anglais Split Ring Resonator (SRR), le deuxième élément présentant une permittivité négative est une tige métallique ou bien un réseau de tiges. Ensuite, on va présenter les résultats correspondant à la superposition de ces deux éléments afin de démontrer les caractéristiques du métamatériau doublement négatif. On terminera le chapitre par une présentation de quelques éléments tel que le résonateur en S, TER ... etc.

III.2 Technique et procédure d'homogénéisation

La procédure utilisée pour l'extraction des paramètres effectifs est celle de la procédure d'homogénéisation. Elle consiste à modéliser le problème d'une structure périodique, illuminée par une onde incidente plane normale, par un problème de transmission - réflexion sur un matériau d'épaisseur d et de paramètres effectifs ϵ_{eff} et μ_{eff} .

Cette technique consiste à déterminer les paramètres effectifs (la permittivité effective ϵ_{eff} et la perméabilité effective μ_{eff}) d'un matériau homogène qui montre les mêmes paramètres S que la structure réelle périodique à étudier. Ces paramètres effectifs sont déterminés à partir des coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} . Ces deux

coefficients sont obtenus à partir des simulations numériques sous le logiciel HFSS ou CST.

On peut traduire la procédure d'extraction des paramètres effectifs par la figure III.1.

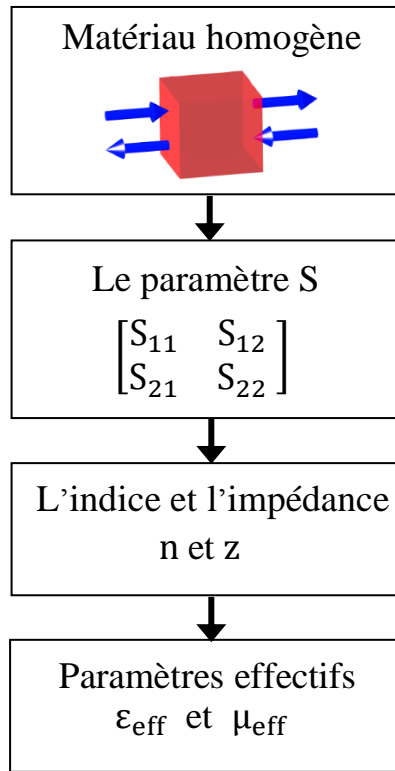


Figure III.1 Procédure d'extraction des paramètres effectifs

III.2.1 Méthodes d'extraction des paramètres effectifs

L'extraction des paramètres effectifs pour les métamatériaux est déjà traitée. Dans nos travaux, nous nous intéressons tout particulièrement aux paramètres effectifs des structures étudiées (indice, perméabilité, permittivité, etc.). Ces paramètres effectifs doivent être extraits à partir des coefficients de réflexion et de transmission complexes de la lame de matériau composite simulée avec HFSS ou CST. Ces coefficients de réflexion et de transmission se présentent sous la forme de paramètres S, avec S_{11} le coefficient de réflexion et S_{21} le coefficient de transmission :

$$S_{11} = M_{11}e^{-i\phi_{11}} \quad , \quad S_{21} = M_{21}e^{-i\phi_{21}} \quad (\text{III. 1})$$

Où M_{11} ; M_{21} ; ϕ_{11} ; ϕ_{21} sont respectivement les modules et les phases de la réflexion et de la transmission. L'extraction des paramètres effectifs peut être réalisée en utilisant plusieurs méthodes.

III.2.1.1 Première méthode

Les coefficients de transmission et de réflexion des ondes électromagnétiques à travers un matériau homogène d'épaisseur d_{eff} sont donnés en termes d'indice de réfraction N_{eff} et d'impédance Z_{eff} du matériau, par les relations suivantes [4] :

$$S_{11} = \frac{R_{01}(1 - e^{i2N_{eff}k_0d_{eff}})}{1 - R_{01}^2 e^{i2N_{eff}k_0d_{eff}}} \quad (III. 2)$$

$$S_{21} = \frac{(1 - R_{01}^2)e^{i2N_{eff}k_0d_{eff}}}{1 - R_{01}^2 e^{i2N_{eff}k_0d_{eff}}} \quad (III. 3)$$

Donc

$$e^{iN_{eff}k_0d_{eff}} = \frac{S_{21}}{1 - S_{11}R_{01}} \quad (III. 4)$$

Où

$$R_{01} = \frac{(Z_{eff} - 1)}{(Z_{eff} + 1)} \quad (III. 5)$$

$Z_{eff}(\omega)$ impédance complexe de l'onde incidente.

k_0 le nombre d'onde dans l'espace libre.

Les relations pour la transmission et la réflexion sont inversées et Z_{eff} est donnée par la relation suivante :

$$Z_{eff} = \pm \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (III. 6)$$

Avec le signe du côté droit de l'équation déterminé par le fait que:

$Re(Z_{eff}) \geq 0$ et $Im(N_{eff}) \geq 0$ en d'autre terme.

$$|e^{i2N_{eff}k_0d_{eff}}| \leq 1 \quad (III. 7)$$

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

$$N_{eff} = N'_{eff} + iN''_{eff} \quad (III. 8)$$

L'équation donne donc

$$N'_{eff} = \frac{Re\left(\ln\left(e^{i2N_{eff}k_0d_{eff}}\right)\right)}{k_0d_{eff}} + \frac{2m\pi}{k_0d_{eff}} \quad (III. 9)$$

$$N_{eff}'' = \frac{-Im\left(\ln\left(e^{i2N_{eff}k_0d_{eff}}\right)\right)}{k_0d_{eff}} \quad (III. 10)$$

Où m est un nombre entier.

et donc

$$\mu_{eff} = N_{eff}Z_{eff} \quad (III. 11)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{Z_{eff}}{N_{eff}} \quad (III. 12)$$

À partir du relevé de la matrice de répartition S par simulation sur la structure incluant la cellule en question, nous pouvons extraire les valeurs de permittivité et de perméabilité effectives par la méthode décrite précédemment en utilisant un code que nous avons développé sous Matlab.

III.2.1.2 Deuxième méthode (Nicolson-Ross-Weir (NRW))

La méthode (NRW) [5-7] est usuellement utilisée dans la caractérisation de matériaux. Cette méthode consiste à calculer l'indice de réfraction, l'impédance d'onde et les paramètres constitutifs d'un milieu composite à partir du coefficient de réflexion et de transmission mesurés ou simulés. Cette méthode a été appliquée en premier dans le contexte des métamatériaux par Smith et al. [8].

Plusieurs approximations faites dans la littérature, dont le but est d'éliminer l'ambiguïté de cette technique. Dans ce contexte, on présente l'approximation proposée par Ziolkowski [9] qui commence par présenter les termes composés:

$$\begin{cases} V_1 = S_{21} + S_{11} \\ V_2 = S_{21} - S_{11} \end{cases} \quad (III. 13)$$

On dérivant les quantités suivantes :

$$X = \frac{1 - V_1V_2}{V_1 + V_2} = \frac{1 + Z^2}{2Z} \quad (III. 14)$$

$$Y = \frac{1 - V_1V_2}{V_1 - V_2} = \frac{1 + \Gamma^2}{2\Gamma} \quad (III. 15)$$

En conséquence, on obtient à partir des équations (III. 14) et (III. 15)

$$Z = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (\text{III. 16})$$

$$\Gamma = Y \pm \sqrt{Y^2 - 1} \quad (\text{III. 17})$$

Le choix du signe est fait pour maintenir l'importance prévue de ces termes, c.-à-d, $|Z| \leq 1$ et $|\Gamma| \leq 1$. Après l'essai sur de nombreux cas de métamatériaux, les expressions standard d'extraction se sont avérées insuffisantes, en particulier dans les régions de fréquence où les résonances de constante diélectrique et de perméabilité ont été prévues, c.-à-d, où ces valeurs transitent rapidement entre le positif et le négatif. La présence des valeurs de racine carrée est particulièrement difficile dans ces régions.

Utilisant le même processus, cependant, on peut dériver beaucoup d'autres expressions pour Γ et Z . ceux qui pourrait traiter les cas courants des métamatériaux ont été cherchés. Par exemple, on peut obtenir la limite Z de transmission comme :

$$Z = \frac{V_1 - \Gamma}{1 - \Gamma V_1} \quad (\text{III. 18})$$

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

$$\Gamma = \frac{Z - V_2}{1 - Z V_2} \quad (\text{III. 19})$$

A partir des équations. (III. 18) et (III. 19) on peut obtenir les expressions exactes :

$$1 - Z = \frac{(1 - V_1)(1 + \Gamma)}{1 - \Gamma V_1} \quad (\text{III. 20})$$

$$\eta = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = \frac{1 + Z}{1 - Z} \frac{1 + V_2}{1 - V_2} \quad (\text{III. 21})$$

Supposons que l'épaisseur électrique d'une structure métamatériau n'est pas trop grande, c.-à-d $K_{reel}d \leq 1$ et sachant que le nombre d'onde complexe:

$$k = \frac{\omega \sqrt{\epsilon_r \mu_r}}{c} = k_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r}, \text{ on peut écrire } Z \sim 1 - jkd \text{ pour obtenir les résultats approximatifs}$$

pour l'impédance et la perméabilité de des équations (III. 20) et (III. 21), respectivement,

$$k \sim \frac{1}{jd} \frac{(1 - V_1)(1 + \Gamma)}{1 - \Gamma V_1} \quad (\text{III. 22})$$

$$\mu_r \sim \frac{2}{jk_0 d} \frac{1 - V_2}{1 + V_2} \quad (\text{III. 23})$$

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

$$\varepsilon_r = \left(\frac{k}{k_0}\right)^2 \frac{1}{\mu_r} \quad (\text{III. 24})$$

$$n = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} = \frac{k}{k_0} \quad (\text{III. 25})$$

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

$$\eta^2 = \frac{\mu_r}{\varepsilon_r} = \frac{Y+1}{Y-1} = \frac{1+V_1}{1-V_1} \frac{1-V_2}{1+V_2} = \frac{(S_{11}+1)^2 - S_{21}^2}{(S_{11}-1)^2 - S_{21}^2} \quad (\text{III. 26})$$

Ces expressions ont semblé produire des résultats raisonnables pour tous les cas examinés. La combinaison d'équations (III. 26) et (III. 23) nous donne :

$$\varepsilon_r = \frac{2}{jk_0 d} \frac{1-V_1}{1+V_1} \quad (\text{III. 27})$$

On va introduire ces équations au logiciel HFSS pour extraire les paramètres effectives comme l'indice de réfraction, la partie réelle de la permittivité ou la perméabilité, ou on peut utiliser un code que nous avons développé sous Matlab pour extraire ces paramètres effectifs qui nous intéressent.

III.3 Etude des cellules unitaire à base de métamatériaux

III.3.1 Résonateur en Anneau Fendu (résonateur à activité magnétique)

En 1999, J.Pendry al [2] ont proposé un élément artificiel connu sous le nom de résonateur en anneau fendu, cet élément a le pouvoir de présenter une perméabilité négative dans une bande de fréquence bien déterminée autour de sa fréquence de résonance, et a une réponse similaire aux matériaux ferromagnétiques. Les résonateurs peuvent se présenter sous différentes formes géométriques (carré, circulaire, rectangulaire ou triangulaire) et sont dimensionnés dans l'ordre de $\lambda/10$ pour un bon fonctionnement. Pour la simulation, cet élément est déposé sur un substrat diélectrique placé dans une boîte de radiation afin d'extraire les valeurs de sa perméabilité à partir des deux coefficients de réflexion et de transmission comme est décrit dans la procédure d'homogénéisation.

III.3.1.1 RAF carré

Dans cette section, nous allons étudier le résonateur en anneau fendu carré, le RAF est dimensionné pour un fonctionnement dans la bande X [8.2 GHz ; 12.4 GHz]. Ce résonateur est en cuivre déposé sur un substrat diélectrique de type FR4-epoxy caractérisé par une permittivité de 4.4 et de pertes tangentielles de 0.02 avec une épaisseur de 0.25 mm. Le RAF carré étudié est de coté extérieur égale à 2.2 mm, la largeur du piste est de 0.2 mm, une coupure dans l'une de ces cotés présente un gap de 0.3 mm. Les deux anneaux sont concentriques et espacés de 0.15 mm, l'anneau interne est de coté extérieur égale à 1.5 mm.

Pour les simulations réalisées avec les logiciels HFSS et CST, les conditions aux limites sont appliquées. Les murs électriques sont appliqués selon l'axe y et les murs magnétiques selon l'axe x pour avoir une propagation suivant l'axe z.

Les murs électriques et magnétiques sont définis dans les logiciels HFSS et CST par *Perfect E* et *Perfect H*. Ainsi, pour l'excitation nous utilisons deux ports d'excitations : *Waveport1* et *Waveport2*. L'ensemble des résonateurs et le substrat sont mis dans une boîte de rayonnement de dimensions $2.5 \times 2.5 \times 2.5 \text{ mm}^3$. La boîte de radiation est déclarée dans le logiciel HFSS comme Radiation Box, comme le montre la figure III.2.

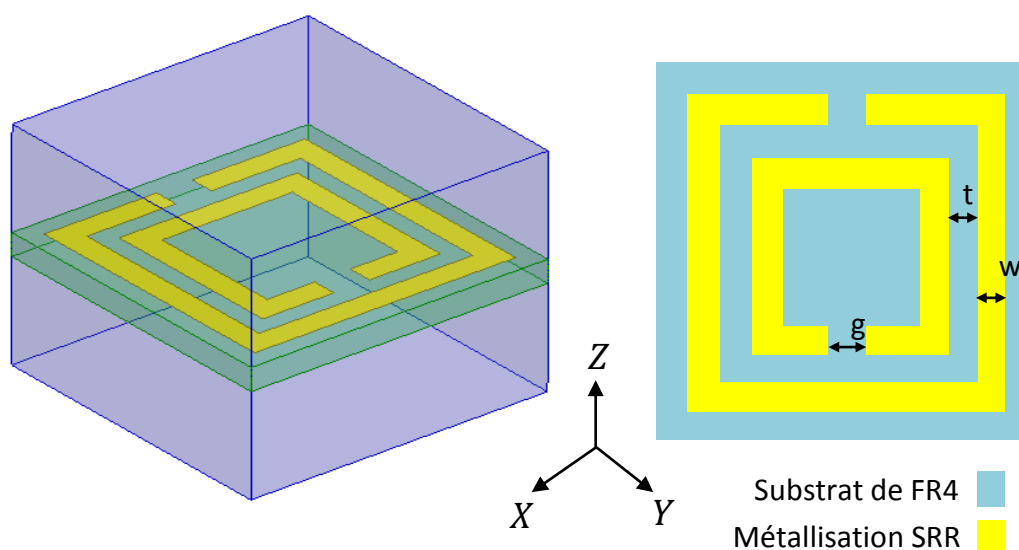


Figure III.2 Configuration de la cellule SRR carrée imprimée sur un substrat de FR4-epoxy, la cellule est mise dans une boîte de calcul HFSS et CST avec des murs magnétiques et électriques

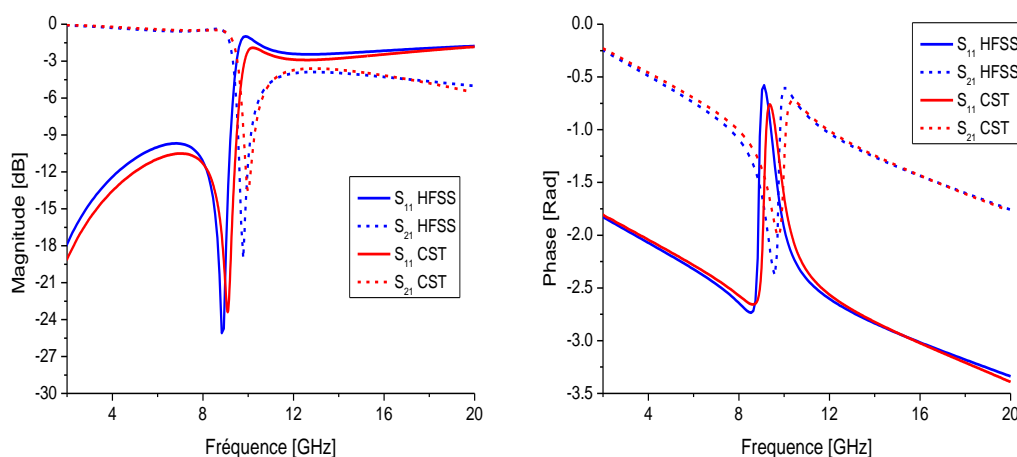


Figure III.3 Module en (dB) et phase en (radian) du coefficient de réflexion et de transmission de la cellule SRR carré simulés par HFSS et CST

La figure III.3 représente le module en dB et la phase en radian du coefficient de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}) obtenus par le simulateur HFSS et CST du RAF carré présenté dans la figure III.2. Nous remarquons que les résultats obtenus par HFSS sont en bon accord avec ceux obtenus par CST.

Plusieurs constats peuvent être faits à partir de ces courbes :

- le module du coefficient de réflexion S_{11} présente une résonance à 8.83 GHz avec une réflexion de -25 dB, ainsi qu'un saut de phase à cette même fréquence.
- le module du coefficient de réflexion S_{11} présente une pente très élevée entre 8.83 GHz et 9.87 GHz : il passe de -25 dB à 0 dB sur une bande de fréquence égale à 1.04 GHz.
- le module du coefficient de transmission S_{21} présente une résonance à la fréquence de 9.87 GHz avec une transmission de -19 dB.

Ces observations sont typiques aux milieux à perméabilité négative comme décrit dans [10]. Les allures de (S_{11} , S_{21}) avec les caractéristiques décrites ci-dessus nous laissent déjà supposer que ce milieu est à perméabilité artificielle. Pour confirmer ça, nous allons calculer la perméabilité à partir des paramètres S.

La figure III.4 illustre les variations de la partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective, associée au RAF carré, calculée par la méthode d'homogénéisation à partir de la matrice S. Nous remarquons que la structure simulée présente une partie réelle de la

perméabilité $Re(\mu_{eff})$ négative (de 9.5 GHz à 11.2 GHz) autour de la fréquence de résonance qui est (9.87GHz).

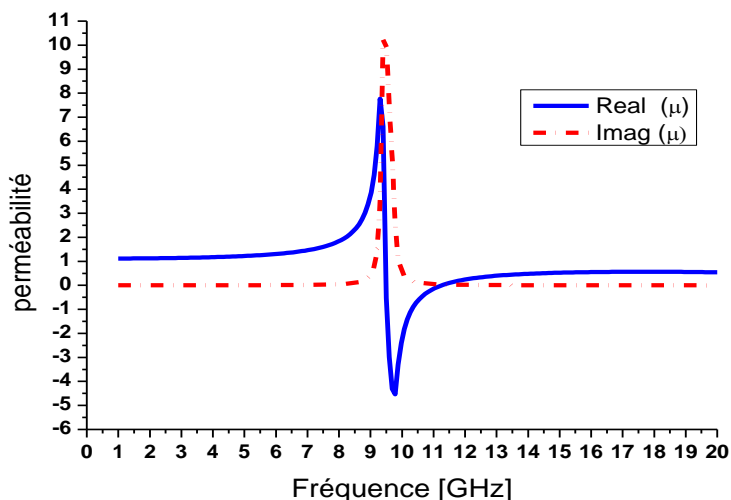


Figure III.4 Partie réelle et imaginaire de la perméabilité

❖ Etude paramétrique du SRR carré

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

- L'espace entre les deux anneaux formant le SRR (t).
- L'ouverture des anneaux (g).
- La permittivité relative du substrat (ϵ).

Cette étude paramétrique est très intéressante car elle permet de mieux appréhender les contraintes de fabrication technologique vu les petites dimensions de la structure.

Dans un premier temps, nous allons faire une étude sur l'espace (t) entre les deux anneaux constituant le SRR. Pour cela, nous prenons des valeurs autour de la valeur nominale utilisée dans la section III. 3.1.1 (figure III.2).

Ensuite, l'influence de la largeur de l'ouverture (g) du SRR. Similairement, des valeurs seront prises pour la largeur de l'ouverture.

En dernier lieu, l'influence de la permittivité relative du substrat utilisé sur le comportement de la fréquence de résonance.

Une étude sur la variation de l'espacement entre les deux anneaux du SRR pris comme référence, est faite afin de voir son influence sur la fréquence de résonance. La valeur nominale utilisée sur la figure III.2 est de 0.15mm . Donc, cinq valeurs sont prises autour de la valeur nominale utilisée dans la section III.3.1.1. Ces cinq valeurs sont respectivement 0.05mm , 0.1mm , 0.15mm , 0.2mm et 0.25mm . La variation de l'espacement entre les deux anneaux s'est faite en gardant toutes les dimensions de l'anneau fixes ($w = 0.2\text{mm}$, $g = 0.3\text{mm}$ le côté de l'anneau extérieur 2.2mm) mais en diminuant le côté de l'anneau interne. D'après la figure III.5 on observe que la fréquence de résonance du résonateur SRR augmente proportionnelle avec l'augmentation de l'espacement.

Nous faisons ici, une étude sur l'influence de la taille de l'ouverture du SRR. La valeur nominale utilisée dans la section III.3.1.1 est de 0.3mm . Afin de voir comment la fréquence de résonance du SRR évolue avec l'ouverture, cinq valeurs sont prises autour de la valeur nominale utilisée précédemment, et en même temps on fixe tous les autres paramètres ($w = 0.2\text{mm}$, $t = 0.15\text{mm}$ le côté de l'anneau extérieur 2.2mm , le côté de l'anneau intérieur 1.5mm). Ces cinq valeurs sont respectivement 0.1mm , 0.2mm , 0.3mm , 0.4mm et 0.5mm .

La figure III.6 présente les coefficients de réflexion et de transmission. Cette figure montre que l'augmentation de l'ouverture diminue la fréquence de résonance.

Pour un éventuel changement du substrat, une étude sur la variation de permittivité relative est faite afin de voir son influence sur la fréquence de résonance. Le substrat utilisé dans la cellule de référence est le verre époxy à permittivité relative de 4.4. Pour notre étude, nous utilisons le Rogers RT 5880 qui présente une permittivité relative de 2.2 tout en gardant les dimensions de la cellule unitaire.

La figure III.7 présente les coefficients de réflexion et de transmission pour différentes valeurs de la permittivité. Dans la figure III.7(b) on observe que pour une permittivité de 2.2, on a une résonance à 12.66GHz avec une transmission de l'ordre de -20.83dB , mais, pour une valeur de permittivité égale à 4.4 on a une résonance de 10GHz avec une transmission de l'ordre de -13.57dB . Ces fréquences de résonance vérifient bien le fait que la fréquence de résonance dépende de la permittivité du substrat utilisé.

Dans tous les cas, la perméabilité présente toujours des valeurs négatives au voisinage de la fréquence de résonance.

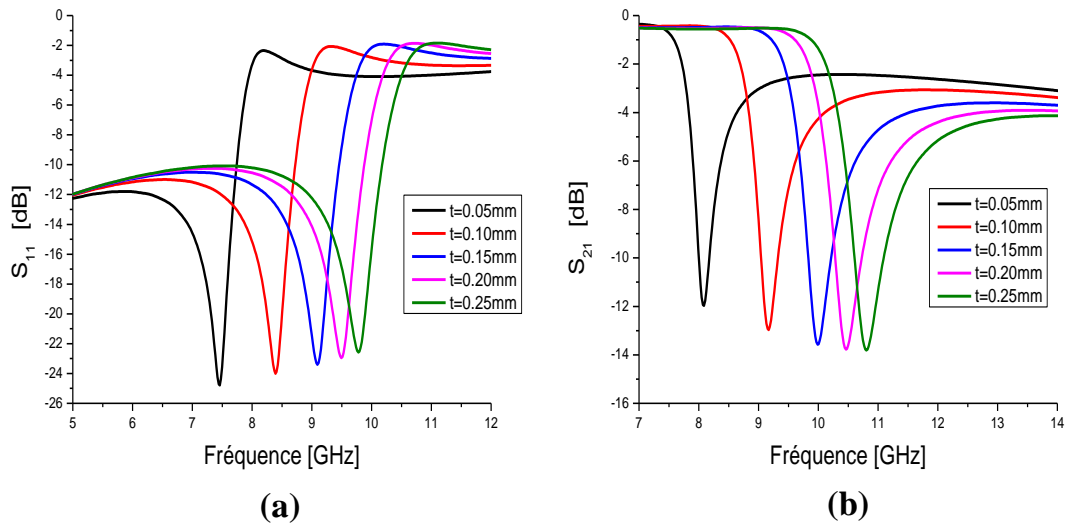


Figure III.5 Coefficient de réflexion et de transmission pour différentes valeurs de l'espacement entre les deux anneaux, (a) coefficient de réflexion, (b) coefficient de transmission

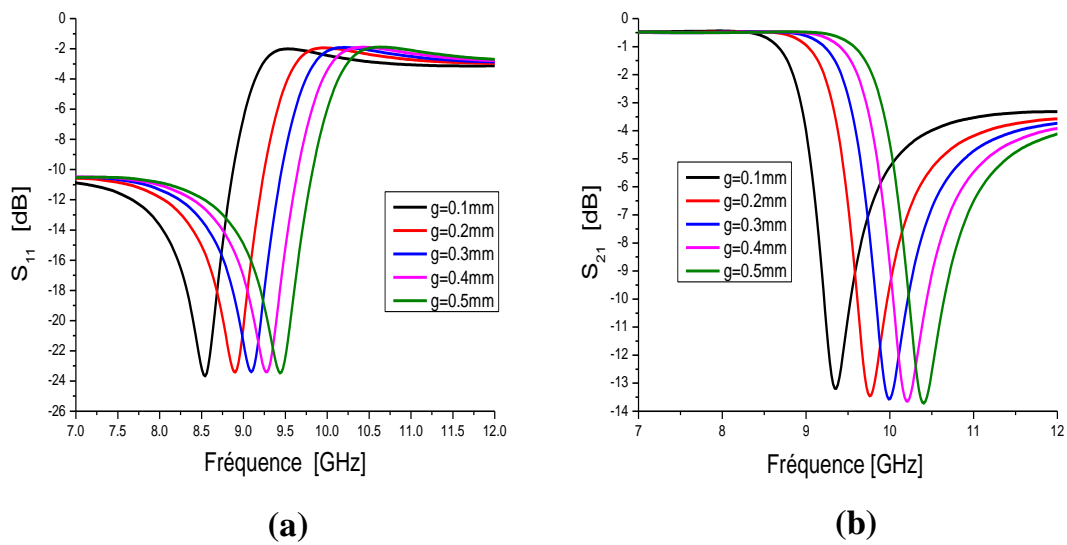


Figure III.6 Coefficient de réflexion et de transmission pour différentes valeurs de la coupure dans les deux anneaux, (a) coefficient de réflexion, (b) coefficient de transmission

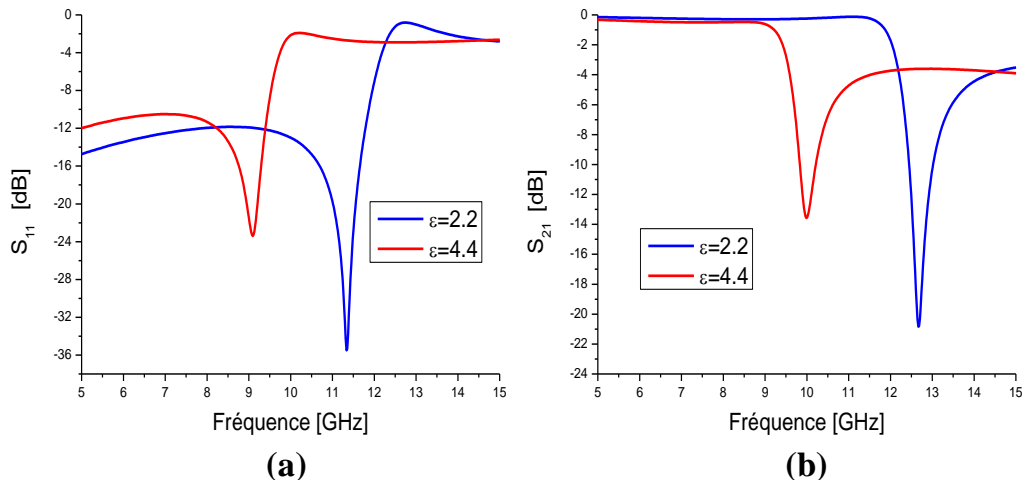


Figure III.7 Coefficient de réflexion et de transmission pour différentes valeurs de la permittivité du substrat diélectrique, (a) coefficient de réflexion, (b) coefficient de transmission

Afin de résumer cette étude paramétrique, nous avons dressé le tableau III.1 qui présente un récapitulatif des résultats pour tous les paramètres étudiés. Dans ce tableau, on mentionne les paramètres avec ses valeurs étudiés, ainsi que les fréquences de résonance correspondantes.

Paramètres étudiés		Fréquence de résonance	La fréquence de résonance en fonction du paramètre étudié
L'espace entre les deux anneaux (t)	t=0.05mm	08.08 GHz	
	t=0.10mm	09.17 GHz	
	t=0.15mm	09.98 GHz	
	t=0.20mm	10.46 GHz	
	t=0.25mm	10.80 GHz	
la taille de l'ouverture des deux anneaux (g)	g=0.10mm	09.36 GHz	
	g=0.20mm	09.75 GHz	
	g=0.30mm	09.98 GHz	
	g=0.40mm	10.21 GHz	
	g=0.50mm	10.40 GHz	
La permittivité du substrat	$\epsilon=2.2$	12.66 GHz	
	$\epsilon=4.4$	09.98 GHz	

Tableau III.1 Tableau récapitulatif de l'étude paramétrique du RAF carré

III.3.1.2 RAF circulaire

Dans cette partie nous allons présenter un autre motif métallique qui permet d'avoir une perméabilité négative autour de sa fréquence de résonance, c'est le résonateur en anneau fendu circulaire proposé par J.Pendry al. [2] en 1999.

La figure III.8 présente un résonateur circulaire formé par deux anneaux concentriques de diamètres extérieurs 2.2 mm et 1.5 mm respectivement. Les dimensions de la structure sont illustrées dans la figure III.8. Le RAF est déposé sur un substrat de type FR4 epoxy de permittivité relative 4.4 et de pertes tangentielles de 0.02. Les conditions aux limites sont appliquées. Les murs électriques sont appliqués selon l'axe y et les murs magnétiques selon l'axe x pour avoir une propagation suivant l'axe z. Les murs électriques et magnétiques sont définis dans les logiciels HFSS et CST par Perfect E et Perfect H. Ainsi, pour l'excitation nous utilisons deux ports d'excitations : Waveport1 et Waveport2. L'ensemble des résonateurs et le substrat sont mis dans une boîte de rayonnement de dimensions $2.5 \times 2.5 \times 2.5 \text{ mm}^3$. La boîte de radiation est déclarée dans le logiciel HFSS comme Radiation Box, comme le montre la figure III.8.

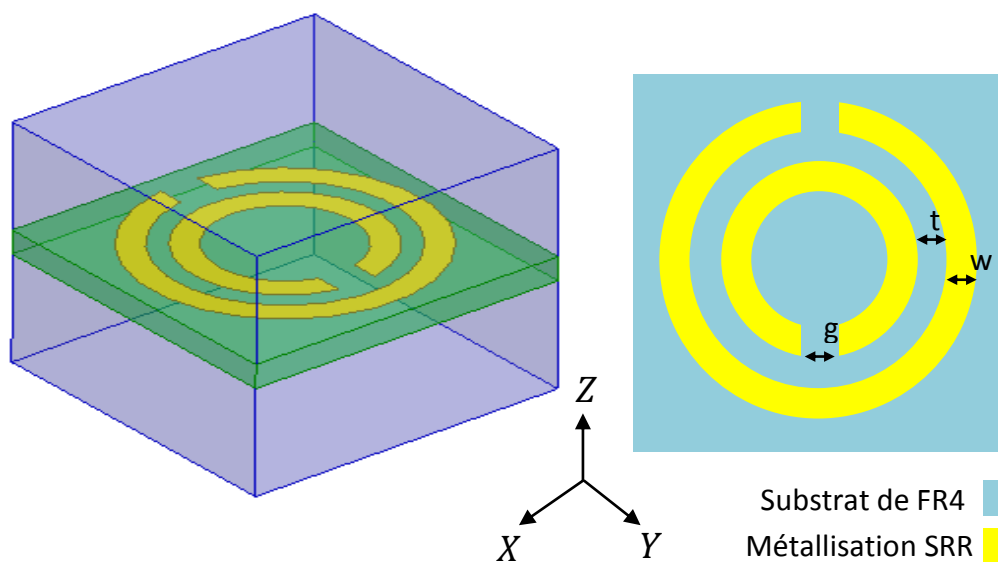


Figure III.8 Configuration de la cellule SRR circulaire imprimée sur un substrat de FR4-epoxy, la cellule est mise dans une boîte de calcul HFSS et CST avec des murs magnétiques et électriques

La figure III.9(a) présente les coefficients de transmission et de réflexion simulés avec les deux simulateurs HFSS et CST, et la figure III.9(b) présente leurs phase en radian. On observe que les deux figures présentent un bon accord entre les deux simulateurs.

On observe aussi que cette structure présente une fréquence de résonance de 11.87 GHz et une transmission de -16.3 dB . Cependant, le module du coefficient de réflexion S_{11} présente une résonance à 10.73 GHz , ainsi qu'un saut de phase à cette même fréquence, le module du coefficient de réflexion S_{11} présente une pente très élevée entre 10.73 GHz et 11.78 GHz : il passe de -30.36 dB à 1 dB sur une bande de fréquence égale à 1.05 GHz . Toutes ces observations nous permettent de considérer que ce milieu est à perméabilité artificielle [10].

En se basant sur la procédure d'homogénéisation, les parties réelles et imaginaires de la perméabilité effective sont calculées à partir de la matrice S et sont illustrées dans la figure III.10. Nous remarquons que la structure simulée présente une partie réelle de la perméabilité $Re(\mu_{eff})$ négative (de 11.59 GHz à 12.8 GHz) autour de la fréquence de résonance (11.87 GHz).

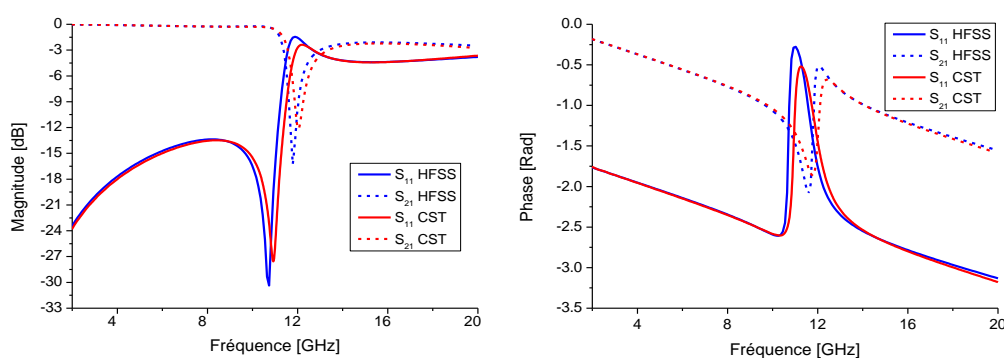


Figure III.9 Module en (dB) et phase en (radian) du coefficient de réflexion et de transmission de la cellule SRR circulaire simulés par HFSS et CST

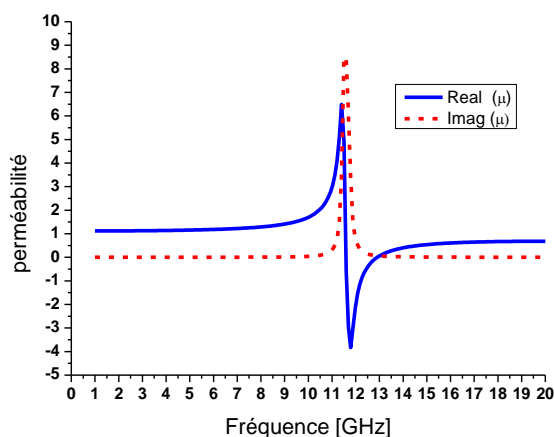


Figure III.10 Partie réelle et imaginaire de la perméabilité

L'étude paramétrique que nous avons fait pour le RAF carré donne les mêmes résultats pour le RAF circulaire. Le tableau III.2 résume cette étude paramétrique.

Paramètres étudiés		Fréquence de résonance	La fréquence de résonance en fonction du paramètre étudié												
L'espace entre les deux anneaux (t)	t=0.10mm	11.32 GHz	<table border="1"> <caption>Data for Graph 1: Fr [GHz] vs t [mm]</caption> <thead> <tr> <th>t [mm]</th> <th>Fr [GHz]</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0.10</td> <td>11.32</td> </tr> <tr> <td>0.15</td> <td>12.03</td> </tr> <tr> <td>0.20</td> <td>12.97</td> </tr> <tr> <td>0.25</td> <td>13.35</td> </tr> </tbody> </table>	t [mm]	Fr [GHz]	0.10	11.32	0.15	12.03	0.20	12.97	0.25	13.35		
	t [mm]	Fr [GHz]													
	0.10	11.32													
	0.15	12.03													
0.20	12.97														
0.25	13.35														
t=0.15mm	12.03 GHz														
t=0.20mm	12.97 GHz														
t=0.25mm	13.35 GHz														
la taille de l'ouverture des deux anneaux (g)	g=0.10mm	11.11 GHz	<table border="1"> <caption>Data for Graph 2: Fr [GHz] vs g [mm]</caption> <thead> <tr> <th>g [mm]</th> <th>Fr [GHz]</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0.10</td> <td>11.11</td> </tr> <tr> <td>0.20</td> <td>11.64</td> </tr> <tr> <td>0.30</td> <td>12.04</td> </tr> <tr> <td>0.40</td> <td>12.56</td> </tr> <tr> <td>0.50</td> <td>12.95</td> </tr> </tbody> </table>	g [mm]	Fr [GHz]	0.10	11.11	0.20	11.64	0.30	12.04	0.40	12.56	0.50	12.95
	g [mm]	Fr [GHz]													
	0.10	11.11													
	0.20	11.64													
	0.30	12.04													
0.40	12.56														
0.50	12.95														
g=0.20mm	11.64 GHz														
g=0.30mm	12.04 GHz														
g=0.40mm	12.56 GHz														
g=0.50mm	12.95 GHz														
La permittivité du substrat	$\epsilon=2.2$	15.23 GHz	<table border="1"> <caption>Data for Graph 3: Fr [GHz] vs epsilon</caption> <thead> <tr> <th>epsilon</th> <th>Fr [GHz]</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>2.2</td> <td>15.23</td> </tr> <tr> <td>4.4</td> <td>12.05</td> </tr> </tbody> </table>	epsilon	Fr [GHz]	2.2	15.23	4.4	12.05						
	epsilon	Fr [GHz]													
2.2	15.23														
4.4	12.05														
$\epsilon=4.4$	12.05 GHz														

Tableau III.2 Tableau récapitulatif de l'étude paramétrique du RAF circulaire

III.3.1.3 Résonateur BC-SRR (Broadside Coupled SRR)

Le résonateur BC-SRR a été proposé par Marque [11] pour éliminer le couplage magnéto-électrique dans le RAF carré ou circulaire. Ce résonateur peut être carré ou circulaire, et est composé de deux anneaux placés chacun sur une face du substrat, et ont les mêmes dimensions. Dans cette partie nous allons étudier le BC-SRR carré et circulaire afin de les comparer avec le RAF carré et circulaire étudiés précédemment.

La figure III.11 présente des unités de cellule du BC-SRR, l'une carré et l'autre circulaire. Notons que les dimensions des anneaux de BC-SRR sont les mêmes que les anneaux extérieurs du RAF carré et circulaire (figure III.2 et III.8).

Pour la simulation, les conditions aux limites sont appliquées, les résultats de simulation montrent une transmission de -18.16 dB avec une fréquence de résonance de 7.2 GHz pour le résonateur BC-SRR carré, cependant, la structure BC-SRR circulaire présente une transmission de -15 dB à une fréquence de résonance de 9.02 GHz, comme le montre la figure III.12. En comparaison avec le RAF carré et circulaire, on constate un abaissement de la fréquence de résonance.

Les variations de la partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective du BC-SRR carré et circulaire sont données dans La figure III.13, ces paramètres sont calculés en se basant sur la procédure d'homogénéisation. Nous pouvons constater que les deux structures carré et circulaire présentent des valeurs négatives de la partie réelle de la perméabilité dans les bande [7.13 GHz ; 5.63 GHz] et [8.61 GHz ; 9.74 GHz] respectivement. En dehors de ces bandes $Re(\mu_{eff})$ est positive.

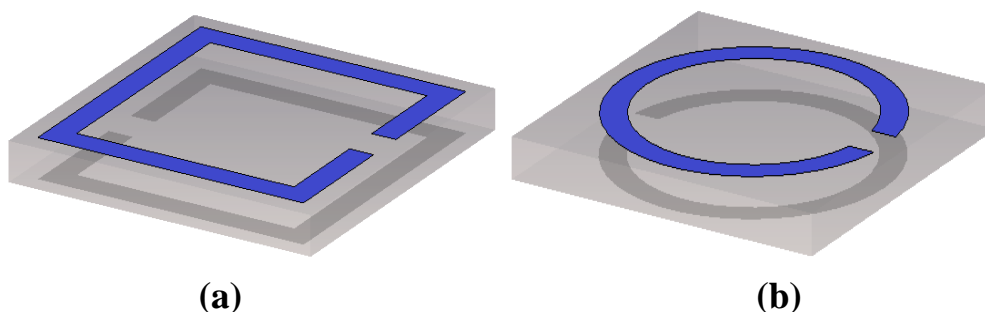


Figure III.11 Configuration de la cellule unitaire BC-SRR : (a) carré, (b) circulaire

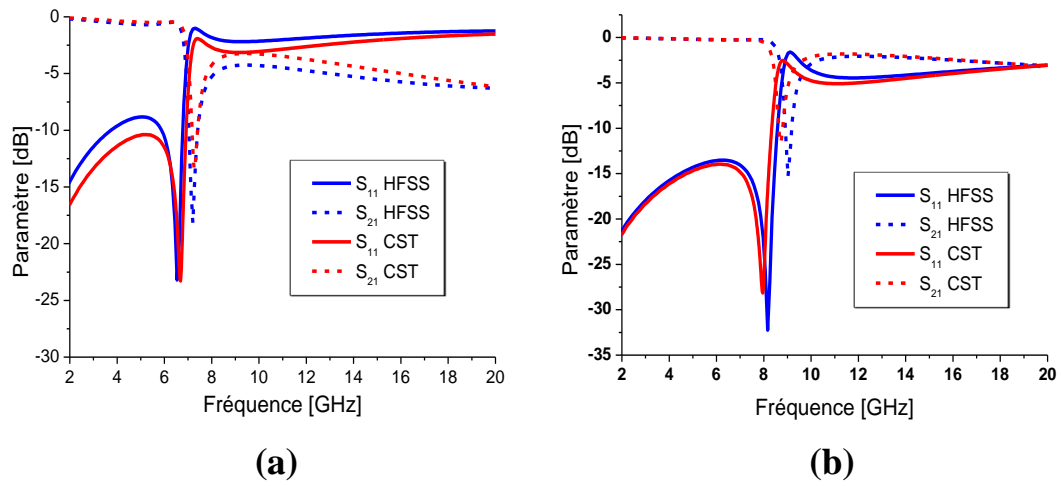


Figure III.12 Paramètre S en (dB) du coefficient de réflexion et de transmission de la cellule BC-SRR simulés par HFSS et CST : (a) BC-SRR carré, (b) BC-SRR circulaire

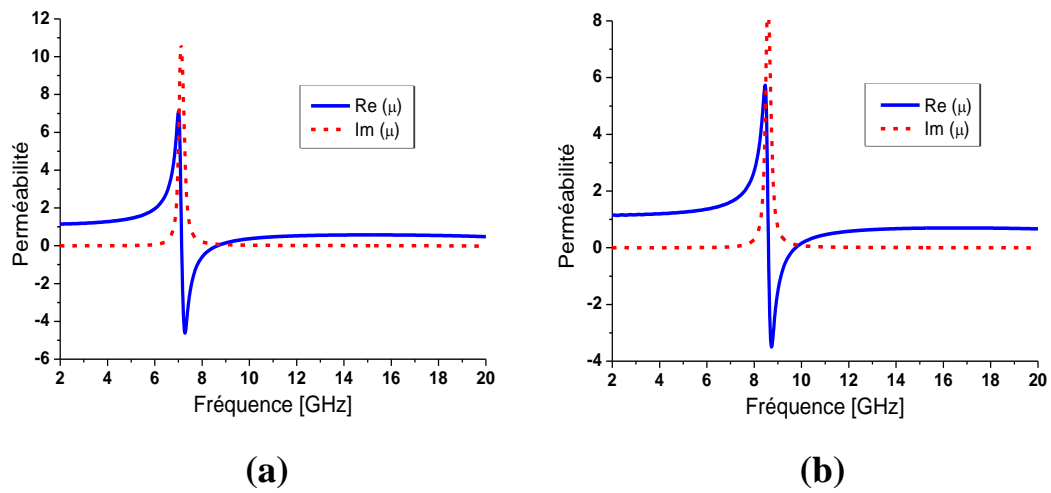


Figure III.13 Partie réelle et imaginaire de la perméabilité du résonateur BC-SRR

III.3.2 Réseaux de fils métalliques (résonateur à activité électrique)

Dans cette partie nous allons étudier un autre motif qui constitue les matériaux main gauche. Comme nous avons vu dans le chapitre. II, l'équipe de Pendry a démontré que la réponse électromagnétique d'un réseau périodique de tiges métalliques parallèles de rayons très faibles est similaire à celle d'un plasma de faible densité [12]. Dans ce cas, la fréquence de plasma f_p se situe dans le domaine des GHz. Pour avoir une permittivité négative dans le domaine des micro-ondes, J. Pendry a proposé d'abaisser la fréquence plasma électrique par substitution au métal un réseau de fils métallique [12]. L'idée proposée par Pendry d'utiliser un réseau de tiges vient du fait qu'il faut diluer fortement le milieu plasma [12].

Dans cette partie, nous nous intéressons à la simulation d'une cellule unitaire d'un fil métallique. Les conditions de périodicité et aux limites sont respectées :

- murs magnétiques sur les deux faces perpendiculaires à l'axe z ,
- murs électriques sur les deux faces perpendiculaires à l'axe x .

La figure III.14 présente une unité de cellule d'une tige métallique, cette tige est dimensionnée pour un fonctionnement dans la bande X. La tige est de longueur 2.5 mm, de largeur 0.14 mm et est en cuivre. Pour la simulation, la tige est déposée sur l'une des faces du substrat diélectrique de permittivité 4.4 et de pertes tangentielles 0.02 . La boîte de rayonnement de dimensions $2.5 \times 2.5 \times 2.5 \text{ mm}^3$.

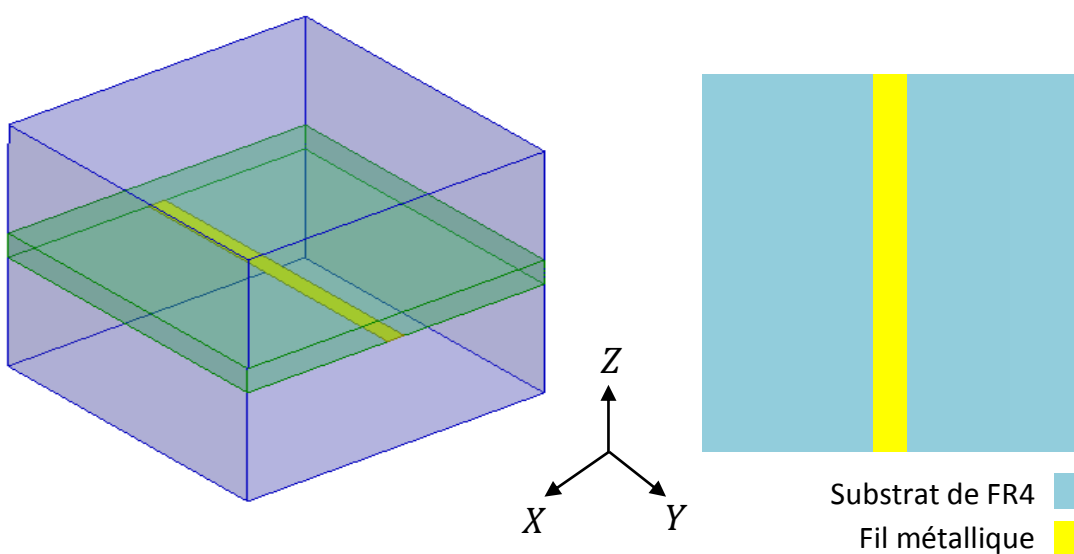


Figure III.14 Configuration de la cellule unitaire de fil mince imprimé sur un substrat de FR4-epoxy

La figure III.15 présente les coefficients de transmission et de réflexion. La figure III.16 illustre les parties réelles $Re(\epsilon)$ et imaginaires $Im(\epsilon)$ de la permittivité calculées en se basant sur la matrice S. Nous constatons que la structure étudiée présente des valeurs négatives de la partie réelle de la permittivité pour toute la bande de fréquence étudiée, cependant la partie imaginaire présente des valeurs positives dans cette bande.

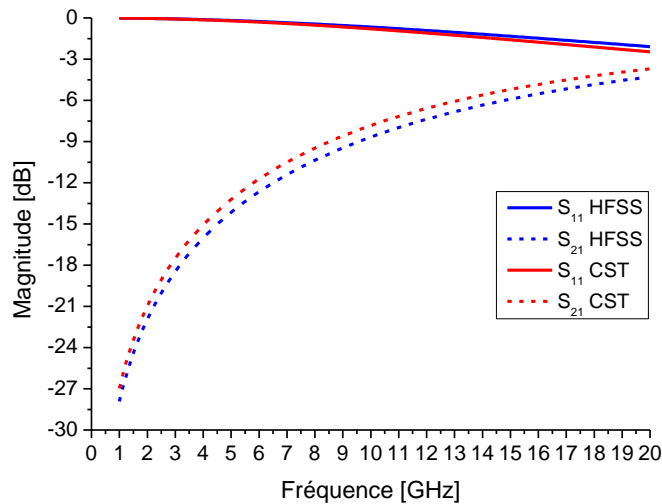


Figure III.15 Module en (dB) du coefficient de réflexion et de transmission de la cellule fil métallique simulé par HFSS et CST

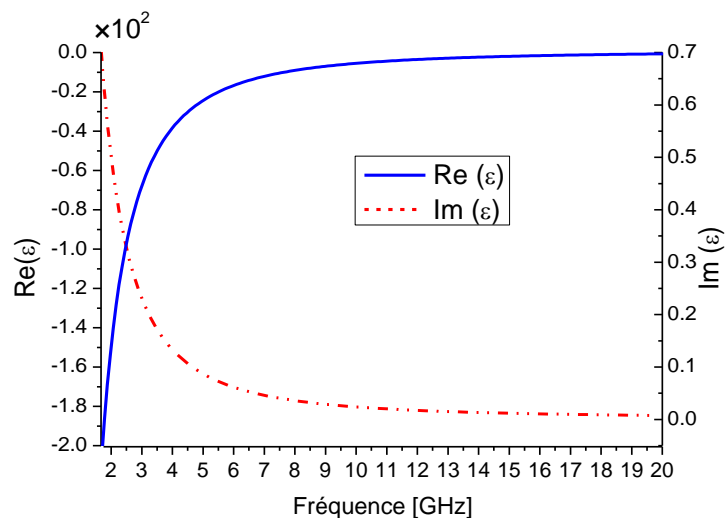


Figure III.16 Partie réelle et imaginaire de la permittivité

III.3.3 Association des tiges et RAFs (Matériaux magnéto-électrique)

Cette partie est consacrée à l'étude des cellules à base de métamatériaux présentant simultanément une permittivité, une perméabilité et un indice de réfraction négatives. Veselago conjectura qu'un indice de réfraction négatif correspond à une situation où les paramètres ϵ et μ sont tous les deux négatifs. La première idée pour réaliser une telle substance consiste à superposer ces deux réseaux (les fils métallique et les SRRs) pour définir un milieu doublement négatif qui sera caractérisé par un indice de réfraction négatif. Nous associerons donc les structures des tiges et des RAFs afin de réaliser un métamatériau composite main gauche que nous analyserons par la suite.

Ces deux structures ont été présentées et étudiés dans le chapitre II. Le premier est un réseau de résonateur en anneau fendu carrés qui permet d'avoir une perméabilité négative et le deuxième est un réseau de tiges continues qui montre une permittivité négative. Le réseau de RAF utilisé est celui de la section III. 3.1.1 et les tiges sont celles qui sont à la fois traités dans la section III. 3.2 de ce chapitre. L'assemblage de ces deux structures contribue à avoir une permittivité et une perméabilité négatives à la fois dans une fréquence précise.

L'unité de cellule de cette structure est illustrée sur la figure III.17. Avant de procéder à la simulation, une boîte de calcul numérique a été mise en place, ayant des murs électrique et magnétique comme conditions aux limites. Ces murs doivent vérifier les conditions d'excitation requises pour la cellule. Le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux afin d'assurer l'activité magnétique du RAF. Le champ électrique, quant à lui, excite les tiges pour activer la résonance électrique. A cet effet deux murs magnétiques seront configurés parallèles au plan (XY) et deux murs électriques parallèles au plan (XZ), ainsi, pour l'excitation nous utilisons deux ports d'excitations. La boîte de rayonnement a un volume de $2.5 \times 2.5 \times 2.5 \text{ mm}^3$.

La structure étudiée est composée d'un RAF carrée placé sur un côté du substrat diélectrique de type FR4-epoxy de permittivité 4.4 et d'épaisseur 0.25 mm , sur la face opposé du substrat nous plaçons une tige métallique de longueur 2.5 mm et de largeur 0.14 mm . Les dimensions du RAF sont les mêmes que le RAF de la figure III.2.

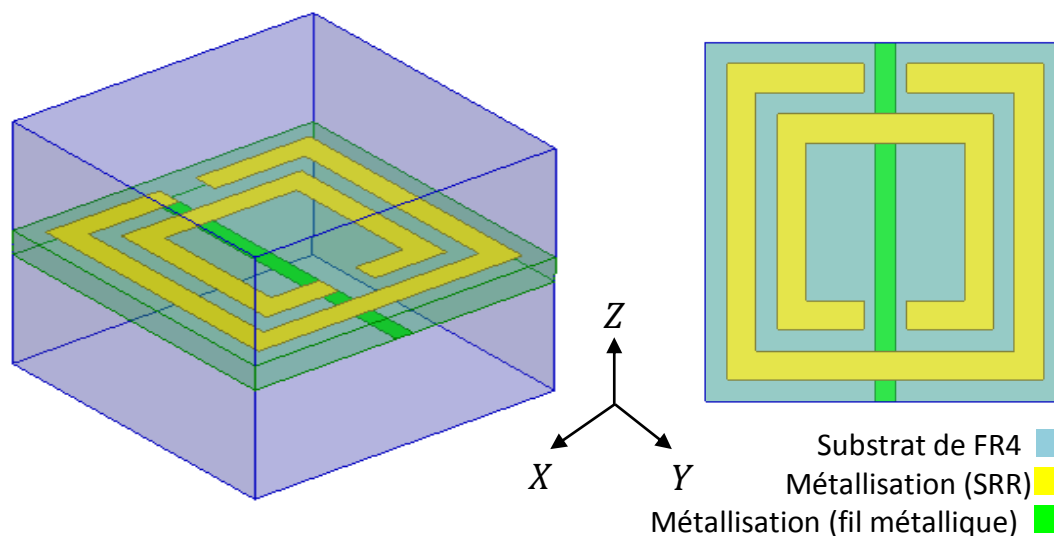


Figure III.17 Configuration de la cellule unitaire de résonateur en anneau fendu et de fil mince imprimés sur un substrat de FR4-epoxy, (cellule unitaire main gauche)

L'analyse fréquentielle des paramètres S_{11} et S_{21} représente dans la figure III.18. On observe un bon accord entre nos résultats et ceux de Smith [13]. L'extraction des paramètres effectifs est obtenue à partir des coefficients S_{11} et S_{21} comme il est décrit dans la procédure d'homogénéisation. Les résultats d'extraction sont illustrés dans la figure III.19, nos résultats sont en bon accord avec les résultats de Smith [13]. La figure 19 (a, b, c et d) montre que les parties réelles des paramètres effectifs $Re(\epsilon_{eff})$, $Re(\mu_{eff})$ et $Re(n_{eff})$ présentent des valeurs négatives comme suit:

$n_{eff} < 0$ Dans la bande de fréquence [03.70 GHz à 11.80 GHz].

$\epsilon_{eff} < 0$ Dans la bande de fréquence [01.00 GHz à 12.50 GHz].

$\mu_{eff} < 0$ Dans la bande de fréquence [09.40 GHz à 11.20 GHz].

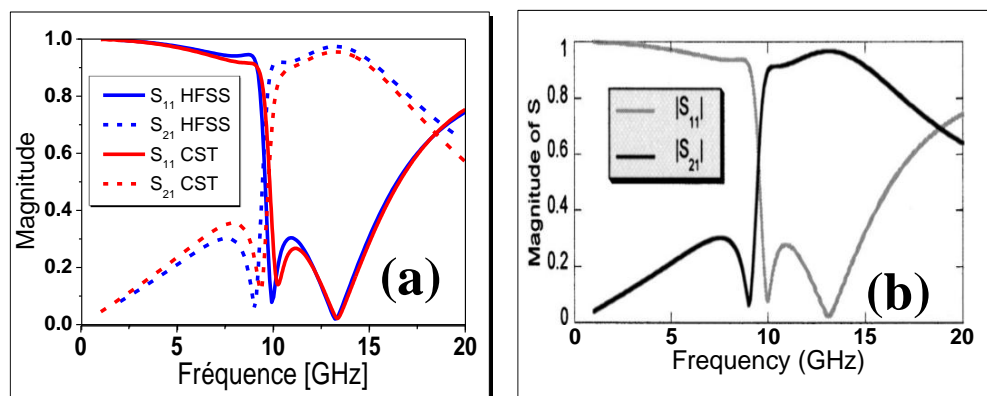


Figure III.18 Module du coefficient de réflexion et de transmission de la cellule unitaire main gauche : (a) notre simulation par HFSS et CST, (b) simulation par HFSS de [13]

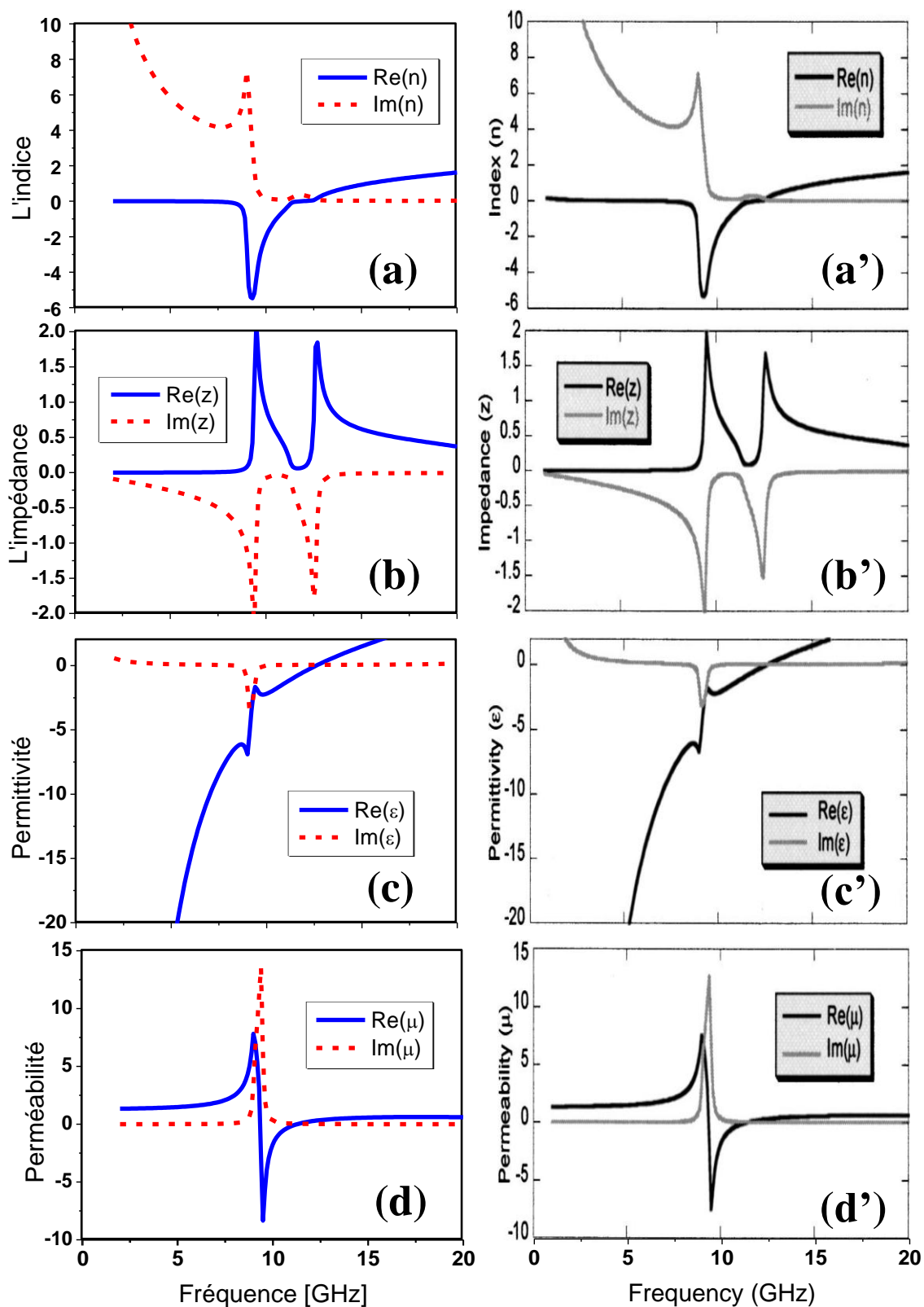


Figure III.19 Comparaison entre les résultats de notre programme d'extraction (gauche) et celles de smith [13] (droit), pour la cellule unitaire main gauche: (a)(a') l'indice, (b)(b') l'impédance, (c)(c') permittivité, (d)(d') perméabilité

III.3.4 Autre résonateurs générant des métamatériaux main gauche

Dans la littérature, de nombreuses inclusions ayant différentes géométries ont été proposées par les chercheurs afin d'obtenir des propriétés améliorées pour les cellules unitaires de métamatériau, soit pour les milieux simplement négatifs, soit pour les milieux doublement négatifs [14-19]. Ces configurations ont permis d'enrichir le domaine des matériaux artificiels. En réalité, chaque cellule unitaire offre des avantages et en même temps comporte des inconvénients.

Dans cette section nous nous intéressons à l'étude de quelques cellules unitaires qui peut réaliser un milieu doublement négatif (matériaux composite main gauche).

III.3.4.1 Le résonateur TERs-W

Le résonateur TER-Wire (Triangular Electromagnetic Resonators, and Wire), a été introduit dans [14], il se compose de deux anneaux fendus triangulaires liés par un ruban, et imprimés sur une face d'un substrat diélectrique, avec une tige métallique imprimée sur l'autre face du substrat. La figure III.20 illustre l'unité de cellule du TERs-W étudié avec ces différents paramètres utiles pour un fonctionnement dans la bande X.

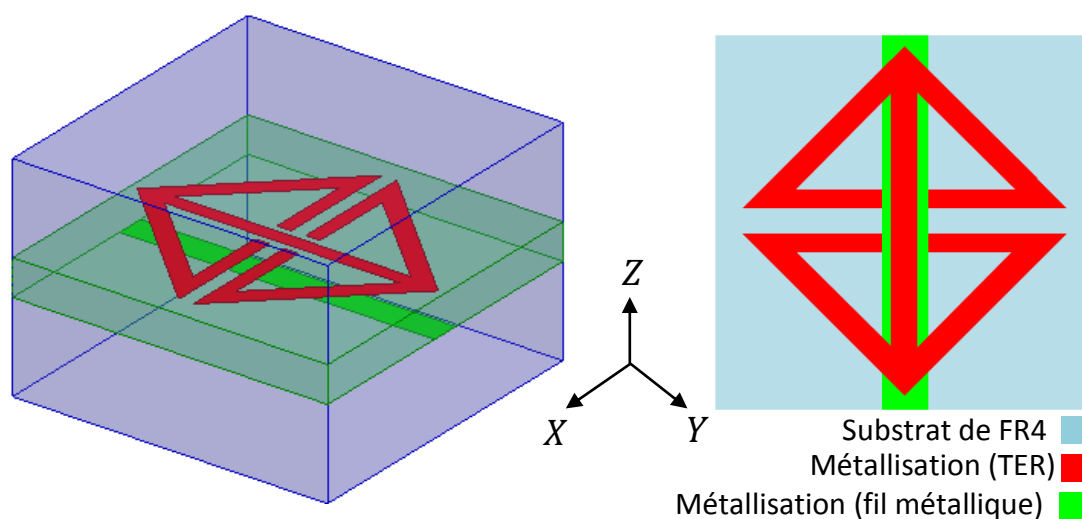


Figure III.20 Configuration de la cellule unitaire de TERs et de fil mince imprimés sur un substrat de FR4-epoxy, (cellule unitaire main gauche)

La figure III.21(a) présente les coefficients de transmission et de réflexion, et la figure III.21(b) présente leurs phases en radian. On observe que cette structure présente une fréquence de résonance de 09.60 GHz et une transmission de -25 dB , ainsi qu'un saut de phase à cette même fréquence, ce saut de phase est propre au milieu présentant un indice de réfraction négatif à cette fréquence [10].

La figure III. 22 illustre les parties réelles et imaginaires des paramètres constitutifs calculées en se basant sur la matrice S. Nous constatons que la structure étudiée présente des valeurs négatives de la partie réelle de la permittivité, la perméabilité et l'indice comme suit:

$n_{eff} < 0$ dans la bande de fréquence [08.90 GHz ; 11.50 GHz].

$\varepsilon_{eff} < 0$ dans la bande de fréquence [02.00 GHz ; 12.93 GHz].

$\mu_{eff} < 0$ dans la bande de fréquence [09.97 GHz ; 10.64 GHz].

Nous pouvons remarquer aussi que le comportement Main Gauche de ce résonateur est dans la bande de fréquence [09.97 GHz ; 10.64 GHz], où la partie réelle de l'indice de réfraction, la partie réelle de la permittivité et la partie réelle de la perméabilité sont négatives.

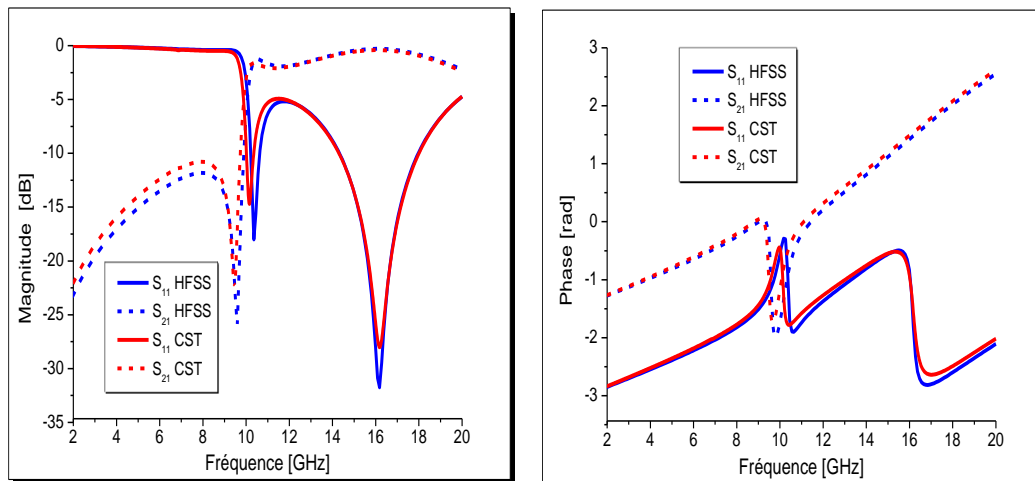


Figure III.21 Module en (dB) et phase en (radian) du coefficient de réflexion et de transmission de la cellule TER

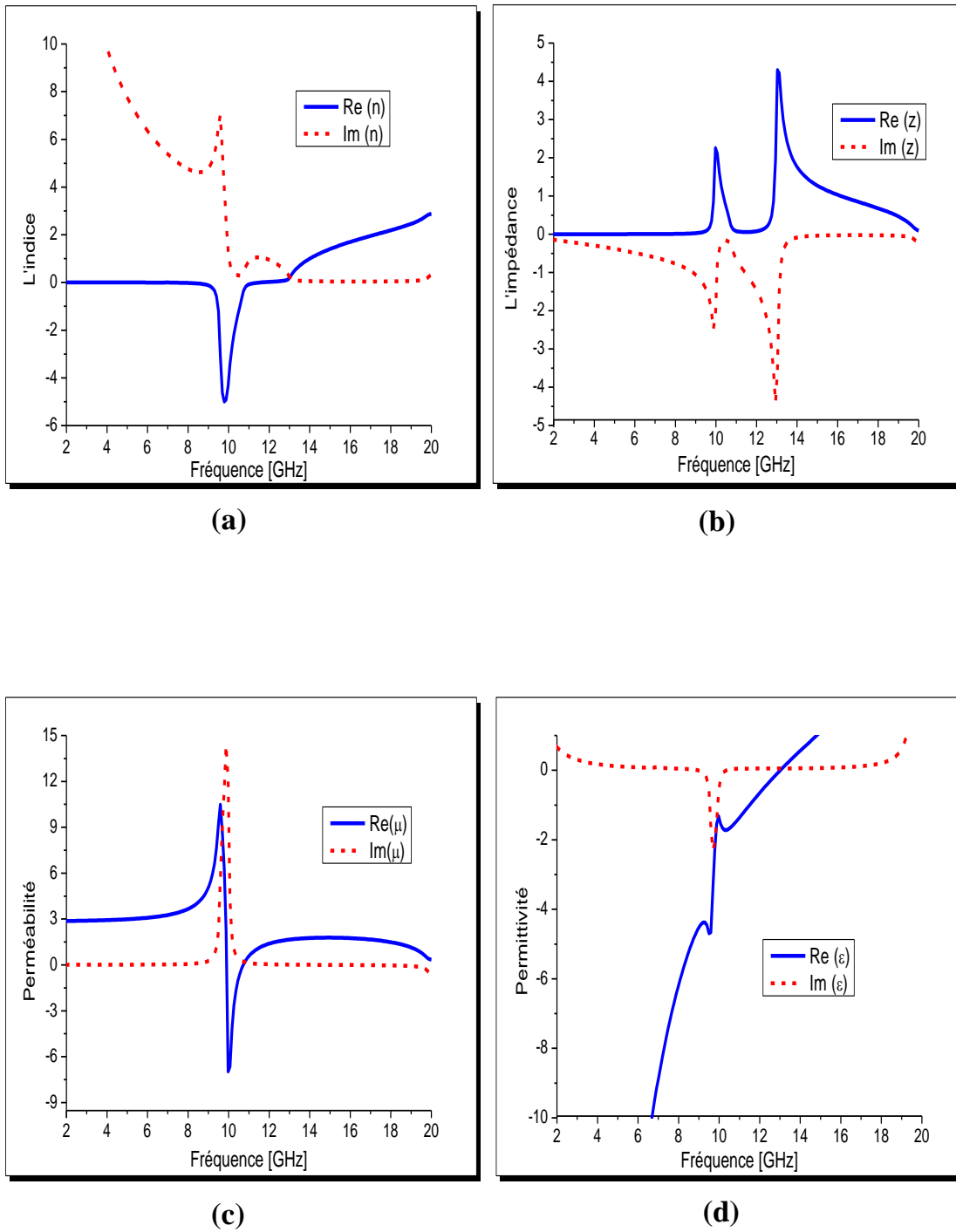


Figure III.22 Les parties réelles et imaginaires des paramètres constitutifs du résonateur TER, calculées en se basant sur la matrice S : (a)-l'indice, (b)-l'impédance, (c)-perméabilité, (d)-permittivité

III.3.4.2 Le résonateur double S

Le résonateur en S est composé de deux lignes microbandes de forme S, chaque ligne est placée sur une face du substrat diélectrique comme le montre la figure III.23. Parmi les caractéristiques de ce résonateur qu'on ne peut pas les trouver chez d'autres structures, sa susceptibilité d'avoir une double résonance électrique et magnétique, il présente les propriétés nécessaires d'un matériau main gauche et il présente aussi une perméabilité, une permittivité et un indice de réfraction négatif à la fois.

Pour la simulation, comme nous avons vu précédemment, les conditions de murs magnétiques et électriques sont appliquées. L'allure des paramètres effectifs de cette structure est illustrée dans la figure III.24. Nous remarquons un comportement main gauche de ce résonateur dans la bande de fréquence [10.83 GHz ; 12.74 GHz], où les parties réelles des paramètres effectifs sont négatives.

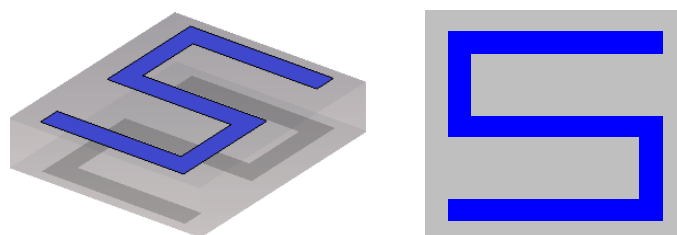


Figure III.23 Configuration de la cellule unitaire de double S imprimés sur un substrat de FR4-epoxy, (cellule unitaire main gauche)

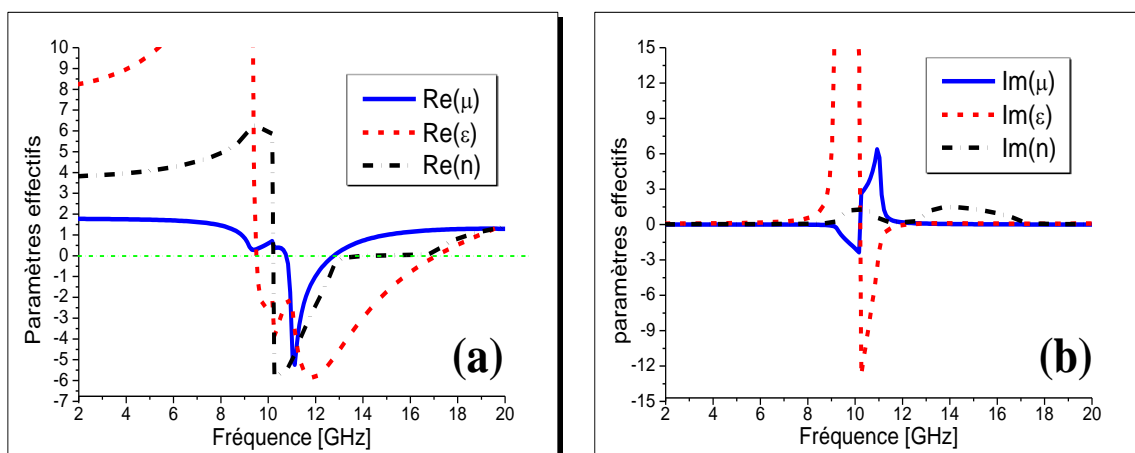


Figure III.24 Les paramètres constitutifs du résonateur double S, calculés en se basant sur la matrice S : (a) les parties réelles, (b) les parties imaginaires

III.4 Conclusion

Dans ce troisième chapitre, nous avons simulé quelques structures à base de métamatériaux. Tout d'abord nous avons présenté les méthodes qui nous ont permis de calculer les paramètres effectifs d'une cellule unitaire à partir des coefficients de réflexion et de transmission, deux méthodes ont été présentées.

Ensuite, différentes structures ont été simulées et présentées en utilisant les deux simulateurs HFSS et CST afin d'extraire leurs paramètres effectifs et les analyser. Le premier type de structure étudié est celui du résonateur en anneau fendu (RAF) qui est susceptible de présenter une perméabilité négative autour de sa fréquence de résonance, nous avons étudié le RAF carré et circulaire, puis le résonateur BC-SRR carré et circulaire. Le deuxième type présenté est un réseau de tiges métalliques caractérisé par une partie réelle de la permittivité négative. Ensuite un milieu doublement négatif a été obtenu en combinant des résonateurs en anneau fendus (perméabilité négative) et des tiges métalliques (permittivité négative). Enfin, nous avons présenté d'autres structures qui peuvent générer un milieu doublement négatif.

L'étude paramétrique effectuée sur les résonateurs RAFs carré et circulaire nous a permis de mieux appréhender l'effet de tous les paramètres du résonateur sur sa fréquence de résonance, donc on peut concevoir des résonateurs fonctionnant dans des fréquences bien définies. Le résonateur BC-SRR est très intéressant, car il permet de baisser la fréquence de résonance par rapport au RAF, ce qui s'inscrit dans l'objectif de réaliser des structures miniaturisées, mais l'inconvénient principal de ce résonateur est l'utilisation des deux faces du substrat pour sa mise en œuvre.

En générale les résultats obtenus présentent un bon accord entre les deux simulateurs d'une part, et un bon accord par rapport aux résultats publiés dans la littérature d'autre part.

Dans le chapitre suivant, nous allons appliquer ces résonateurs dans la conception des antennes microbande, afin d'améliorer leurs caractéristiques, tel que l'obtention d'une bande passante large, ou rejeter des bandes pour éviter l'interférence avec les autres systèmes.

Références du chapitre III

- [1] V. G. Veselago, “*The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ* ”, Soviet Physics USPEKHI, **10** (1968), 509-514.
- [2] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “*Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **47** (1999), 2075-2084.
- [3] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, “*Experimental verification of a negative index of refraction*”, Science, **292** (2001), 77-79.
- [4] R. H. Zsolt Szabó, Gi-Ho Park and E.-P. Li, “*a unique extraction of metamaterial parameters based on kramers kronig relationship*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **58** (2010), 2647-2653.
- [5] A. M. Nicolson and G. F. Ross, “*Measurement of the intrinsic properties of materials by time domain techniques*”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, **IM-17** (1968), 395-402.
- [6] W. W. Weir, “*Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies*”, Proceedings of the IEEE, **62** (1974), 33-36.
- [7] J. Baker-Jarvis, E. J. Vanzura, and W. A. Kissick, “*Improved techniques for determining complex permittivity with the transmission/reflection method*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **38** (1990), 1096-1103.
- [8] D. R. Smith, S. Schultz, P. Markoš, and C. M. Soukoulis, “*Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients*”, Phys. Rev. B, **65** (2002), 195104.
- [9] R. W. Ziolkowski, “*Design, fabrication, and testing of double negative metamaterials*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, **51** (2003), 1516-1529.
- [10] D. Seetharamdoo “*Étude des métamatériaux à indice de réfraction négatif : paramètres effectifs et applications antennaires potentielles*”, Thèse de doctorat, Université de RENNES I, (2006).
- [11] R. Marqués, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina, “*Comparative analysis of edge- and broadside-coupled split ring resonators for metamaterial design - theory and experiments*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, **51** (2003), 2572–2581.
- [12] J. Pendry, A. Holden, W. Stewart, and I. Youngs, “*Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures*”, Physical Review Letters. **76** (1996), 4773-4776.
- [13] D. R. Smith, D. C. Vier, Th. Koschny, and C. M. Soukoulis, “*Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials*”, Physical Review E, **71** (2005), 036617.
- [14] Z. Cheng, L. Long and C. H. Liang, “*An Efficient Broadband Left-Handed Metamaterials with Low-Loss*”, Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI) Toronto, ON, Canada, 11-17 July 2010.
- [15] B. I. Wu, W. Wang, J. Pacheco, X. Chen, T. Grzegorzczak and J. A. Kong, “*A Study of Using Metamaterials as Antenna Substrate to Enhance Gain*”, Progress In Electromagnetics Research, **51** (2005), 295-328.
- [16] A. Qarchi, H. Belkebir and A. Mir, “*Extraction des paramètres effectifs d’une structure métamatériau sous la forme « double oméga »*”, J. Mater. Environ. Sci. 2 (1) (2011), 7-12.
- [17] S. I. Sikder, M. R. Iqbal Faruque and M. T. Islam, “*Design and absorption analysis of a new multiband split-S-shaped metamaterial*”, Science and Engineering of Composite Materials, **24** (2015), 139-148.

[18] S. Cumali and N. Tayfun, “*Design and characterization of a resonator-based metamaterial and its sensor application using microstrip technology*”, *Optical Engineering*, **55** (2016), 027107.

[19] P. Gao and C. Zhang , “*Resonant frequency of triangle split resonant rings*”, *Optical Engineering*, **51** (2012), 018001.

Chapitre IV
Conception et fabrication des
antennes microbandes à base
de métamatériaux

IV.1 Introduction

Les antennes sont les composants clés de n'importe quel système de communication, il est donc essentiel qu'elles aient les performances correspondant au système de communication moderne, en particulier en ce qui concerne la largeur de bande ($VSWR \leq 2$ ou $S_{11} \leq -10$ dB), un rayonnement acceptable, un gain important dans toute leur bande de fréquence. Dans la dernière décennie, la commission fédérale de communications (FCC) a autorisé l'utilisation de la bande de fréquence entre 3.1 GHz et 10.6 GHz pour des applications commerciales Ultra-large bande (ULB) [1]. Plusieurs travaux de recherches ont été menés pour la conception des antennes adéquates pour le spectre ULB. Et comme les antennes microbandes conventionnelles ont habituellement le rayonnement le plus fort dans la direction verticale, le rayonnement le long du plan de la plaque rayonnante provoque généralement une puissance rayonnée indésirable (due aux ondes de surface telles que les ondes latérales et de fuites) et provoque ainsi un couplage entre les éléments du réseau de manière à réduire le gain de l'antenne. Aujourd'hui l'état de l'art des antennes microbande ULB se focalise sur les antennes microbande à base des matériaux artificiels tels que les métamatériaux, avec différentes techniques d'adaptation pour améliorer la largeur de leur bande de fréquences sans perdre de ses propriétés du rayonnement tel que le gain et la directivité.

Ce chapitre est consacré à l'application des métamatériaux dans l'environnement des antennes microbandes. En effet, nous allons proposer des nouvelles antennes microbandes à base de métamatériaux travaillant dans la bande ULB défini par le FCC [1]. Dans un premier temps, nous allons faire la simulation et la fabrication des antennes microbandes à patch démétallisé par des structures périodiques de deux dimensions à métamatériaux basé sur les résonateurs en anneaux fendus (SRR et TER), dont le but d'améliorer leurs bandes passantes, ainsi que leurs rayonnements dans la direction horizontales. Ces conceptions sont inspirées de la structure proposée dans [2], et utilisent en fait pleinement les propriétés des ondes de surface, de sorte que le rayonnement puisse être augmenté dans la même direction des ondes de surface. Durant la deuxième partie, nous allons étudier l'association de la fonctionnalité filtrage à celle d'un dispositif de rayonnement traditionnel. Donc, nous avons choisi comme élément de rayonnement une antenne conventionnelle ULB à base d'un monopole microbande. Pour former un phénomène de filtrage, on ajoute à proximité de la ligne d'alimentation trois dispositifs de filtrage à base de métamatériaux, ce sont des résonateurs en anneau fendus. L'antenne dans ce cas peut rejeter trois bandes de fréquences.

IV.2 Choix de l'outil de simulation

Pour réaliser notre travail, nous avons choisi deux outils de simulations électromagnétiques 3D puissants et efficaces, avec deux méthodes de calcul différentes, le premier, c'est l'outil CST microwave studio, qui utilise la technique d'intégration finie (FIT); et le second outil c'est le HFSS, qui utilise la technique des éléments finis.

IV.3 Choix de la ligne d'alimentation

Le choix de la ligne d'alimentation est basé sur le fait que cette ligne doit avoir une impédance caractéristique de 50 Ω . Parmi les divers types des lignes de transmission les plus couramment utilisées pour alimenter une antenne imprimée, nous avons choisi la ligne microbande. Le choix du type du substrat influe directement sur l'impédance caractéristique de la ligne de transmission, en particulier sa permittivité relative et son épaisseur. La formule de l'impédance caractéristique Z_c est représentée par les expressions suivantes [3] :

Pour $\frac{w}{h} \leq 1$

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left[\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right] \quad (IV.1)$$

Pour $\frac{w}{h} > 1$

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]} \quad (IV.2)$$

Où

h : L'épaisseur du substrat.

w : La largeur de la ligne.

ϵ_{reff} : La permittivité effective

Avec

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (IV.3)$$

Où

ϵ_r : Permittivité du substrat.

IV.4 Etude et conception des antennes ULB à base de métamatériaux

Dans cette section nous nous intéressons à l'amélioration de la bande passante et le rayonnement horizontale des antennes microbandes en utilisant les métamatériaux. Tout d'abord on présente l'antenne conventionnelle dont la bande passante est très étroite. Puis, nous allons faire la conception de nos antennes à base de métamatériaux, en se basant sur l'étude paramétrique, pour obtenir l'adaptation souhaitée. Nous passerons ensuite à l'étude expérimentale dans laquelle, les prototypes des antennes simulées sont fabriqués et mesurés. Enfin, pour montrer l'avantage des antennes proposées, une étude comparative avec des résultats de différentes antennes basées sur le même principe, publiés dans la littérature, a été menée. Pour évaluer l'intérêt des métamatériaux pour la conception des antennes proposées, on fera une autre étude comparative concernant le gain et la directivité avec des antennes monopoles rectangulaires ULB ayant mêmes dimensions et mêmes bandes passantes que les antennes proposées.

IV.4.1 Antenne de base

Dans un premier temps, on a choisi une antenne imprimée de forme rectangulaire alimentée par ligne microbande. La géométrie de cette antenne est donnée sur la figure IV.1(a) et (b), cependant la figure IV.1(c) présente le prototype réalisé. L'antenne est constituée d'un patch rectangulaire, imprimé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique de type FR4 époxy de permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$, et d'épaisseur $h = 1.6mm$. Le plan de masse est imprimé sur la surface inférieure du substrat. Le patch est alimenté par une ligne microbande décalée d'impédance caractéristique 50Ω . Tous les paramètres géométriques de l'antenne de base sont regroupés dans le tableau IV.1.

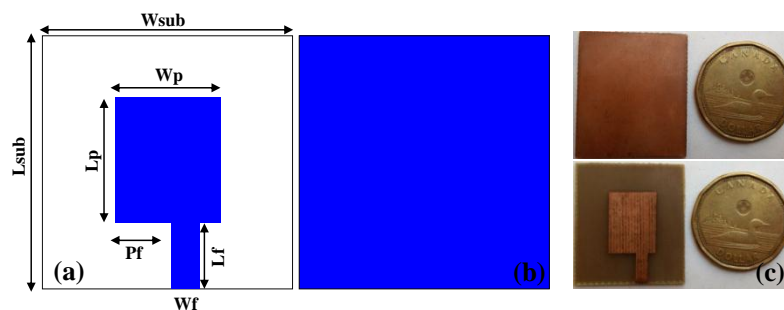


Figure IV.1 Géométrie de l'antenne de base : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous et (c) prototype fabriquée

Paramètres	Wsub	Lsub	Wp	Lp	Wf	Lf	Pf
Valeurs (mm)	28.00	32.00	12.00	16.00	02.46	08.00	07.00

Tableau IV.1 Paramètres géométriques de l'antenne de base

Les résultats de simulation ainsi que les résultats de mesure du coefficient de réflexion de l'antenne de base sont représentés dans la figure IV.2. Ces résultats montrent un bon accord entre la simulation et les mesures. Le module du coefficient de réflexion mesuré de cette antenne est inférieur à -10 dB pour la fréquence 7.45 GHz, avec une bande passante étroite comme nous l'avions prévu, cette bande passante est comprises entre 7.22 et 7.68 GHz. On constate que l'antenne présente une mauvaise adaptation dans la bande de fréquence étudié, sauf pour la fréquence de résonances 7.45 GHz.

Pour mieux voir le comportement du rayonnement de l'antenne de base dans l'espace, on présente dans la figure IV.3, le diagramme de rayonnement 3D simulé, pour la fréquence de résonance 7.45 GHz. On constate que l'intensité de rayonnement est orientée vers la direction verticale de l'élément rayonnant.

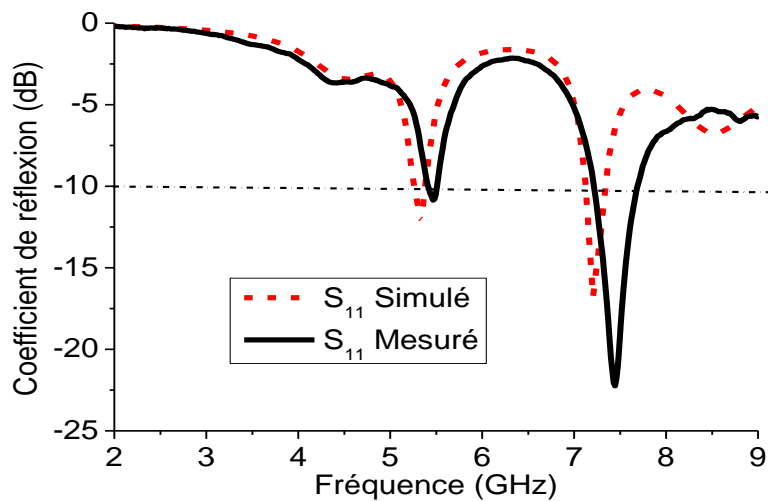


Figure IV.2 Coefficient de réflexion de l'antenne de base

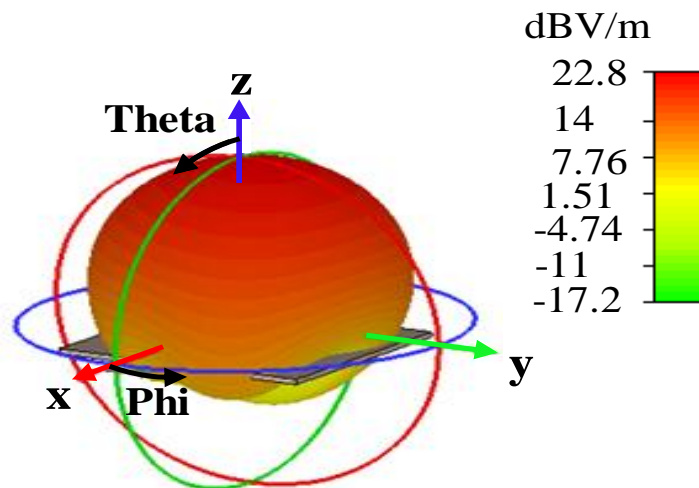


Figure IV.3 Le diagramme de rayonnement (3D) de l'antenne de base pour la fréquence de résonance 7.45 GHz

IV.4.2 Antenne à métamatériaux basé sur les (C-SRR)

Dans cette partie, pour améliorer l'adaptation de l'antenne et pour avoir une antenne ayant une bande passante ultra large, on utilise la même antenne précédente, et on applique une structure périodique de deux dimensions des résonateurs en anneaux fendus complémentaires (C-SRR) sur le patch, cependant, le plan de masse sera démetallisé par une structure périodique de lignes croisées, comme le montre la figure IV.4. Les caractéristiques de métamatériaux de cette structure sont déjà démontrées dans [4].

Le patch contient 12 fentes de forme C-SRR et chaque fente est équivalent à une capacité et une inductance (circuit L-C). Les courants qui circulent d'un bout à l'autre de l'élément rayonnant (le patch) seront donc bloqués par les C-SRRs et pour les contourner ils devront emprunter un chemin plus long que celui dans le patch traditionnel (sans C-SRRs). La longueur électrique est donc augmentée ainsi que la capacité et l'inductance de l'antenne. Dans ce cas, les C-SRRs peuvent créer plusieurs résonances autour de la fréquence de résonance de l'antenne de base, et quand ces fréquences de résonance sont proche l'une par rapport à l'autre on obtient une bande passante plus large. La figure IV.4 présente l'antenne patch proposée à base de métamatériaux.

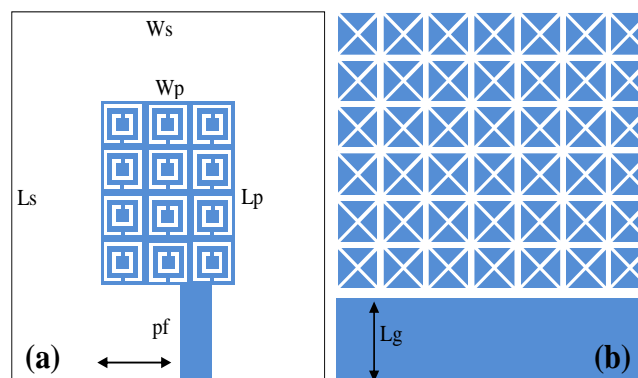


Figure IV.4 Géométrie de l'antenne proposée à base de métamatériaux : (a) vue de dessus (b) vue de dessous (antenne1)

D'après la figure IV.5 qui montre les résultats de simulation du taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence de l'antenne proposée, l'antenne présente une bonne adaptation dans la bande [2.64 ; 12 GHz], avec un taux d'onde stationnaire moins de 2, sauf dans les bandes [6.2 ; 7 GHz] et [10.9, 11.6 GHz], où le taux d'onde stationnaire est supérieur à 2. On constate aussi que cette antenne présente une meilleure adaptation par rapport à l'antenne de base dans la même bande de fréquence.

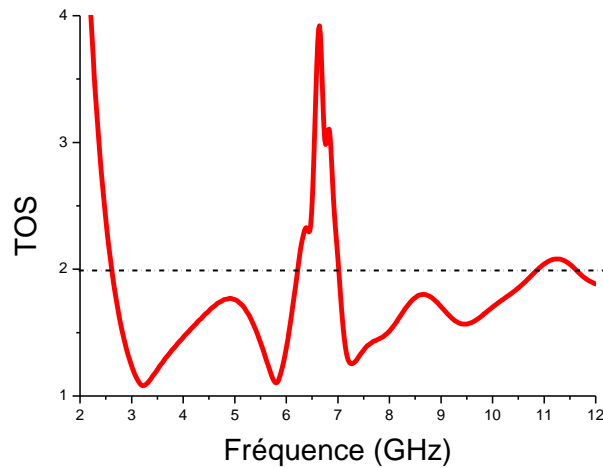


Figure IV.5 Taux d'onde stationnaire de l'antenne proposée (antenne1)

IV.4.2.1 Evolutions de l'antenne proposée

Dans cette partie et afin d'apporter des améliorations sur les caractéristiques de l'antenne et précisément sur l'adaptation de l'antenne, nous allons effectuer quelques modifications sur l'antenne précédente, tel que l'utilisation d'une ligne d'alimentation secondaire entre la ligne principale et le patch, supprimer une des cellules C-SRR dans le patch ... etc.

IV.4.2.1.1 Ajout d'une ligne d'alimentation secondaire

Maintenant, nous allons couper la ligne d'alimentation pour obtenir la ligne secondaire qui permet d'avoir une meilleure adaptation d'impédance. Nous allons utiliser l'étude paramétrique pour déterminer les dimensions adéquates de cette ligne, pour cela, on va faire la simulation pour plusieurs valeurs de la longueur et de largeur de la ligne secondaire qui sont $W_{sf} \times L_{sf}$, tout en gardant les autres paramètres de l'antenne fixes.

La figure IV.6 donne la géométrie de l'antenne. Les dimensions de la ligne secondaire étudiées sont: W_{sf} de 0.1 mm à 1 mm avec un pas de 0.1 mm.

L_{sf} de 0.2 mm à 4 mm avec un pas de 0.2 mm.

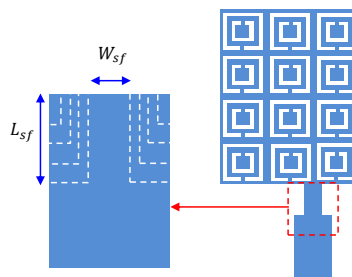


Figure IV.6 Géométrie de l'antenne proposée à base de métamatériaux avec une ligne d'alimentation secondaire (antenne2)

La figure IV.7 présente le taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence pour différentes largeurs et longueurs de la ligne d'alimentation secondaire. Cette figure, montre que l'ajout de la ligne d'alimentation secondaire a un grand effet sur l'adaptation de l'impédance. Les dimensions obtenus de la ligne secondaire sont $W_{sf} = 0.5mm$ et $L_{sf} = 4mm$. Dans ce cas, l'antenne présente un taux d'onde stationnaire moins de 2 dans toute la bande de fréquences [2.64, 11 GHz] sauf dans la bande étroite [6.5 ; 7.1 GHz]. L'influence de la ligne d'alimentation secondaire se voit clairement dans l'amélioration de l'adaptation. Cependant, comparé à l'antenne sans ligne secondaire, dont le taux d'onde stationnaire est supérieur à 2 dans plusieurs bandes de fréquences, cette antenne présente une meilleure adaptation.

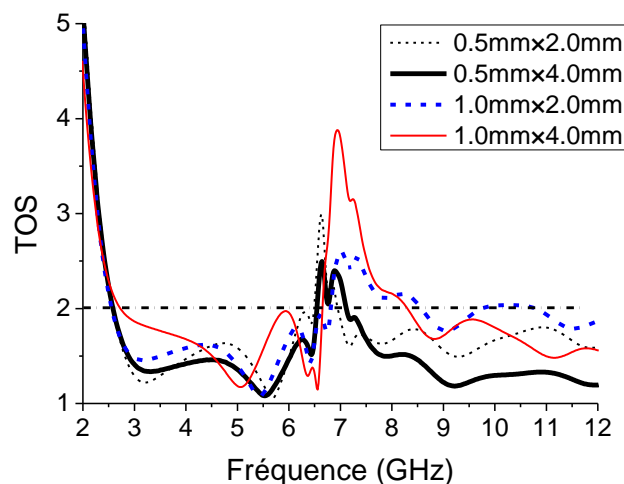


Figure IV.7 Taux d'onde stationnaire de l'antenne proposée (antenne2) en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de largeur et de longueur de la ligne d'alimentation secondaire ($W_{sf} \times L_{sf}$)

IV.4.2.1.2 Supprimer une des cellules de C-SRRs dans le patch

Nous avons vu dans la section précédente que l'ajout de la ligne d'alimentation secondaire permet d'avoir une bonne adaptation d'impédance, donc grâce à cette ligne nous avons obtenu une bande passante large, mais reste insuffisante car elle ne couvre pas la bande définie par le FCC complètement [3.1 ; 10.6 GHz]. Afin d'améliorer la bande passante de notre antenne, on métallise dans l'antenne étudiée précédemment une cellule unitaire au niveau du patch (la cellule la plus proche de la ligne d'alimentation) comme le montre la figure IV.8, les autres paramètres de l'antenne restent les mêmes.

La figure IV.9 présente le taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence, pour cette configuration. Nous pouvons remarquer qu'une adaptation est assurée sur toute la bande passante [2.64 ; 12 GHz] avec un taux d'onde stationnaire moins de 2. Ce résultat est obtenu

par une étude paramétrique dans laquelle nous avons évalué l'effet de la métallisation de chaque cellule unitaire.

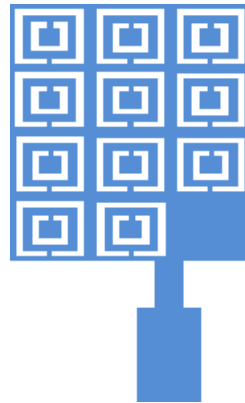


Figure IV.8 Géométrie de l'antenne à base de métamatériaux améliorée (antenne3)

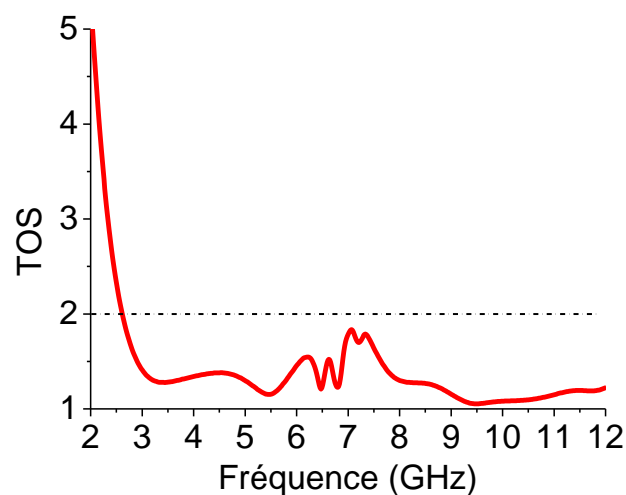


Figure IV.9 Taux d'onde stationnaire de l'antenne à base de métamatériaux améliorée (antenn3) en fonction de la fréquence

IV.4.2.2 Antenne à base de métamatériaux optimisée

Après avoir vu l'influence des modifications apportées sur l'antenne de base, nous pouvons déduire les paramètres importants affectants les performances d'adaptation de l'antenne à base de métamatériaux, une antenne optimisée peut donc être présentée dans cette partie. La figure IV.10 donne la géométrie de l'antenne optimisée. Le substrat utilisé est de type FR4 de permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$, et de tangente de pertes $\tan \delta = 0.02$. L'antenne possède un plan de masse de dimensions $28 \times 32 m^2$, et démétallisé par une structure périodique de deux dimensions. Dans l'autre face du substrat, l'élément rayonnant démétallisé par une structure périodique de C-SRR, et alimenté par une ligne 50Ω . Tous Les paramètres de l'antenne sont donnés dans le tableau IV.2.

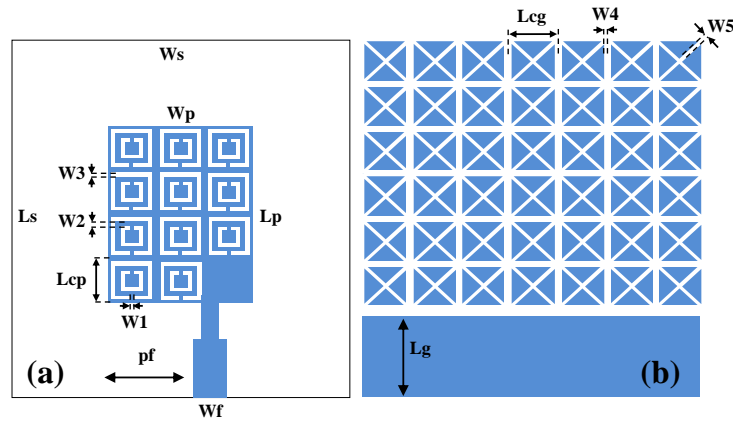


Figure IV.10 Géométrie de l'antenne optimisée à base de métamatériau : (a) vue de dessus (b) vue de dessous

Composants	Paramètres	Valeur	Paramètres	Valeur
Substrat diélectrique	Ws	28.0 mm	ϵ_r	04.4
	Ls	32.0 mm	h	01.6 mm
Le patch	Wp	12.0 mm	W1	0.30 mm
	Lp	16.0 mm	W2	0.30 mm
	Lcp	04.0 mm	W3	0.30 mm
La ligne d'alimentation	Wf	03.0 mm	Wsf	01.0 mm
	Pf	07.0 mm	Lsf	04.0 mm
Le plan de masse	Lg	6.90 mm	W4	0.20 mm
	Lcg	04.0 mm	W5	0.29 mm

Tableau IV.2 Paramètres géométriques de l'antenne optimisée à base de métamatériau

Les résultats de simulations du taux d'onde stationnaire de l'antenne optimisée (antenne3), ainsi que ceux des deux antennes précédentes (antenne1 et 2) sont illustrés dans la figure IV.11. Ces résultats montrent que l'antenne optimisée couvre une bande passante allant de 2.65 à 12 GHz pour un TOS < 2, soit une bande passante de 121.13%. On constate aussi que l'antenne optimisée présente un taux d'onde stationnaire de moins de 1.5 sur toutes la bande de fréquence [3 ; 12 GHz] sauf la bande étroite [7 ; 7.5 GHz].

La comparaison des différents taux d'onde stationnaire pour chaque antenne montre que l'ajout de la ligne d'alimentation secondaire entre l'élément rayonnant et la ligne principale permet l'amélioration de l'adaptation de l'antenne, mais avec un taux d'onde stationnaire $TOS < 2$ dans certaines bandes de fréquences. Cependant, la métallisation d'une cellule C-SRR dans le patch améliore de façon considérable l'adaptation de l'antenne où le taux d'onde stationnaire sera inférieur à 2 sur toute la bande de fréquence allant de 2.64 à 12 GHz.

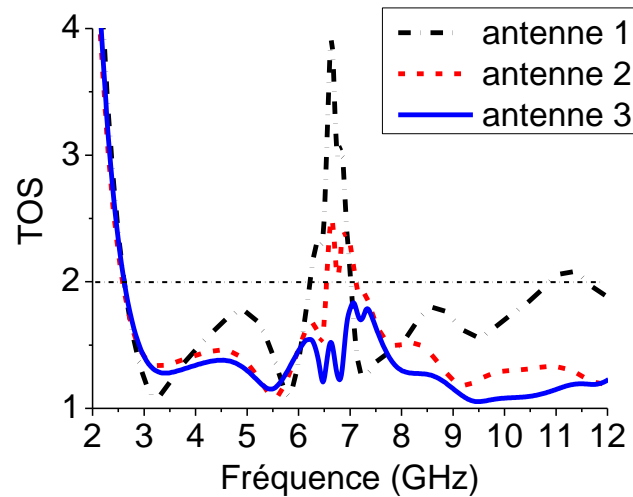


Figure IV.11 Taux d'onde stationnaire des antennes proposées (antenne1, 2 et 3) en fonction de la fréquence

Les parties réelle et imaginaire de l'antenne optimisée en fonction de la fréquence sont représentés dans la figure IV.12. On remarque que les résultats de simulation obtenus par HFSS sont en bonne concordance avec ceux obtenus par CST.

Les résultats de l'impédance d'entrée (figure IV.12), montrent que la partie réelle de l'impédance varie autour de 50 ohms dans la bande passante de l'antenne avec un maximum de 63.85 ohms à la fréquence 3.24 GHz et un minimum de 28.74 ohms à la fréquence 7.1 GHz. Pour la partie imaginaire de l'impédance d'entrée, on obtient une variation entre +j21 et -j23 dans toute la bande passante de l'antenne.

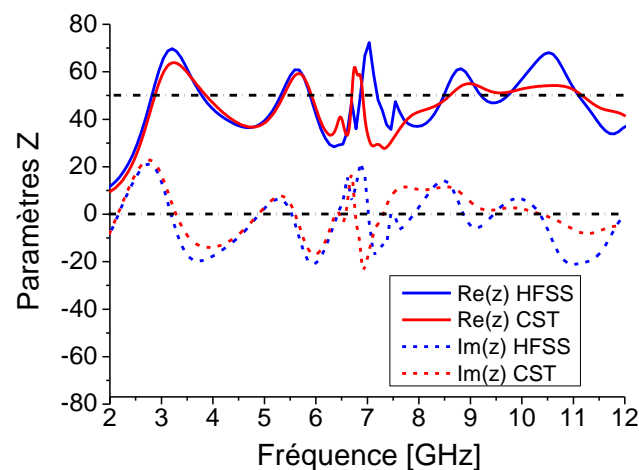


Figure IV.12 L'impédance d'entrée de l'antenne optimisée en fonction de la fréquence

IV.4.2.3 Etude paramétrique

Nous étudierons ici l'influence des différents paramètres géométriques sur le taux d'onde stationnaire de l'antenne. Pour cela certains paramètres géométriques de l'antenne seront modifiés un à un, afin de constater leurs influences sur les performances de l'antenne, notamment en termes d'adaptation sur une large bande de fréquences. L'étude est effectuée sur l'antenne présentée dans la figure IV.10. Cette étude paramétrique est très intéressante car elle permet de mieux appréhender les contraintes de fabrication technologique vu les petites dimensions de la structure. En d'autres mots, elle nous permet de déterminer les paramètres les plus sensibles sur les performances de l'antenne.

IV.4.2.3.1 Effet de la position de la ligne d'alimentation

Dans cette section, nous allons étudier l'influence de la position de la ligne d'alimentation sur les caractéristiques de l'antenne, et principalement sur le taux d'onde stationnaire. Donc, on varie la position de la ligne à partir du premier côté du patch à l'autre côté, avec un pas de 2 mm, comme le montre la figure IV.13. La variation de la ligne sera notée par Pf. Les valeurs des positions pf sont données dans le tableau IV.3

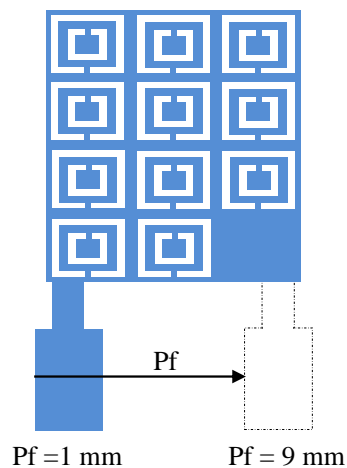


Figure IV.13 Variation de la position de la ligne d'alimentation

paramètres	Pf1	Pf2	Pf3	Pf4	Pf5
Valeurs en (mm)	1	3	5	7	9

Tableau IV.3 Valeurs des positions de la ligne d'alimentation

La figure IV.14 représente le taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence de l'antenne optimisée pour différentes valeurs de la position de la ligne d'alimentation. On constate que la position de la ligne a un grand effet sur l'adaptation de l'impédance de l'antenne, en effet, l'adaptation s'améliore progressivement lorsque la position de la ligne s'approche de la valeur $p_f=7\text{mm}$, et pour cette valeur on obtient la meilleure adaptation. Mais l'adaptation de l'antenne se détériore lorsque la position de ligne devienne supérieure à 7 mm.

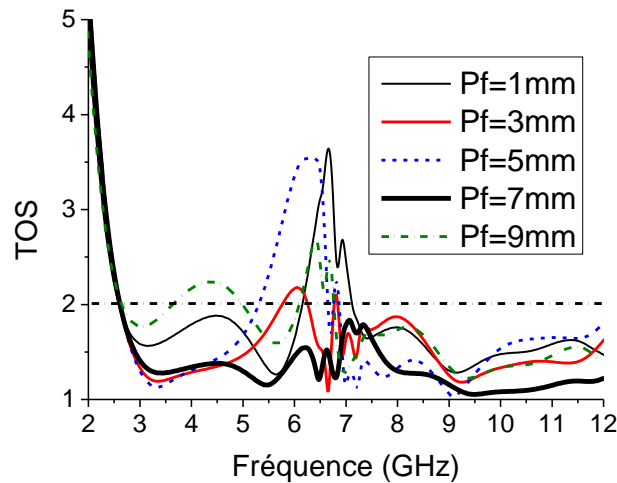


Figure IV.14 Taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence pour différentes positions de la ligne d'alimentation

IV.4.2.3.2 Effet des dimensions de quelques paramètres de la cellule unitaire

Afin d'étudier l'influence de différentes dimensions de la cellule unitaire sur les caractéristiques de l'antenne et en particulier le taux d'onde stationnaire, on va varier ces dimensions noté W_1 , W_2 , W_3 , W_4 et W_5 . Dans cette partie nous allons étudier et présenter l'influence de W_1 et W_4 sur le taux d'onde stationnaire. En premier lieu on varie la longueur W_1 , puis la longueur W_4 comme présente dans la figure IV.15. Les valeurs de ces deux dimensions sont données dans le tableau IV.4.

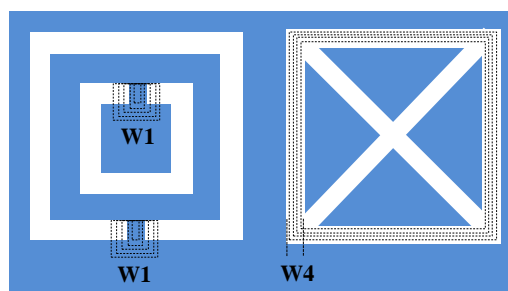


Figure IV.15 Variation de quelques dimensions dans la cellule unitaire

paramètres	valeurs		
W1	0.20 mm	0.30 mm	0.40 mm
W4	0.15 mm	0.20 mm	0.30 mm

Tableau IV.4 Valeurs de paramètres W1 et W4

La figure IV.16 et IV.17 représentent le taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence de l'antenne optimisée pour différentes valeurs de W1 et W4 respectivement. On peut constater que le taux d'onde stationnaire de l'antenne n'est pas sensible à ces deux paramètres. Lorsque les valeurs de W1 et W4 changent de 0.2 mm à 0.4, le taux d'onde stationnaire reste le même. On note que les autres paramètres de la cellule unitaire tels que W2, W3 et W5 ont le même effet que W1 et W4. Ces résultats offre un avantage pour notre antennes, donc, pour fabriquer cette antenne, une gamme de la largeur de ces paramètres est disponible.

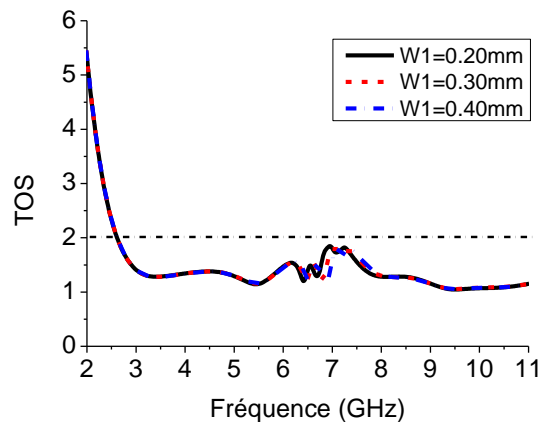


Figure IV.16 Taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de W1

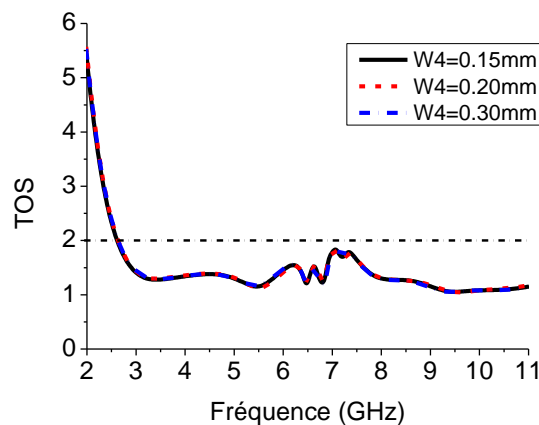


Figure IV.17 Taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de W4

IV.4.2.4 Résultats de mesure et discussions

Afin de valider les résultats numériques de simulation, un prototype expérimental de la structure d'antenne proposée a été fabriqué, comme illustré dans la figure IV.18. Les mesures ont été effectuées en utilisant l'analyseur de réseau Agilent 8722ES et une chambre anéchoïde pour mesurer les paramètres S et les caractéristiques de rayonnement de la structure d'antenne proposée.

Les résultats de mesure du taux d'onde stationnaire de l'antenne réalisée sont rapportés sur la figure IV.19. La comparaison entre les résultats de simulation par le simulateur HFSS et CST à ceux de la mesure montre un accord satisfaisant dans toute la bande de fréquences.

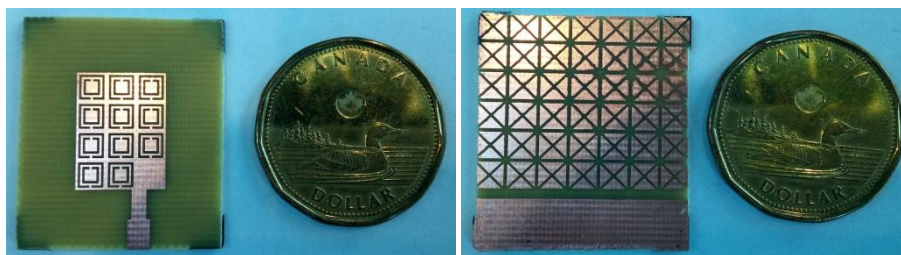


Figure IV.18 La photographie du prototype de l'antenne fabriquée

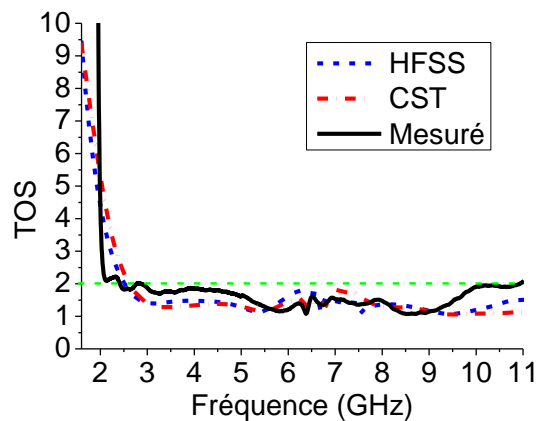


Figure IV.19 Taux d'onde stationnaire (TOS) simulé et mesuré de l'antenne ULB en fonction de la fréquence

❖ Caractéristiques de rayonnement

Les cellules C-SRR dans le patch induit une onde arrière qui se déplace le long du plan de patch, la propagation de cette onde induit le rayonnement le plus fort dans cette direction au lieu de la direction verticale comme c'est le cas de l'antenne conventionnelle

(sans métamatériaux). Pour confirmer ça, le diagramme de rayonnement de l'antenne patch optimisée à base de métamatériaux est étudié dans toute leur bande passante. La figure IV.20 présente les diagrammes de rayonnement tridimensionnel (3D) de l'antenne optimisée pour les fréquences 5.45, 6.5, 9.5 et 11 GHz, on peut observer l'effet du métamatériau sur le diagramme de rayonnement. En effet, le lobe principal change de direction vers la position horizontale au lieu de la direction verticale pour l'antenne conventionnelle (figure IV.3).

Les diagrammes de rayonnement dans les deux principaux plans (plan E et H) de l'antenne ULB sont simulés et mesurés, la figure IV.21 présente les diagrammes normalisés (mesurés et simulés). Il peut être observé que les deux diagrammes sont en bonne accord avec une petite différence, ceci est dû aux tolérances de fabrication d'une part et aux paramètres du substrat d'autre part.

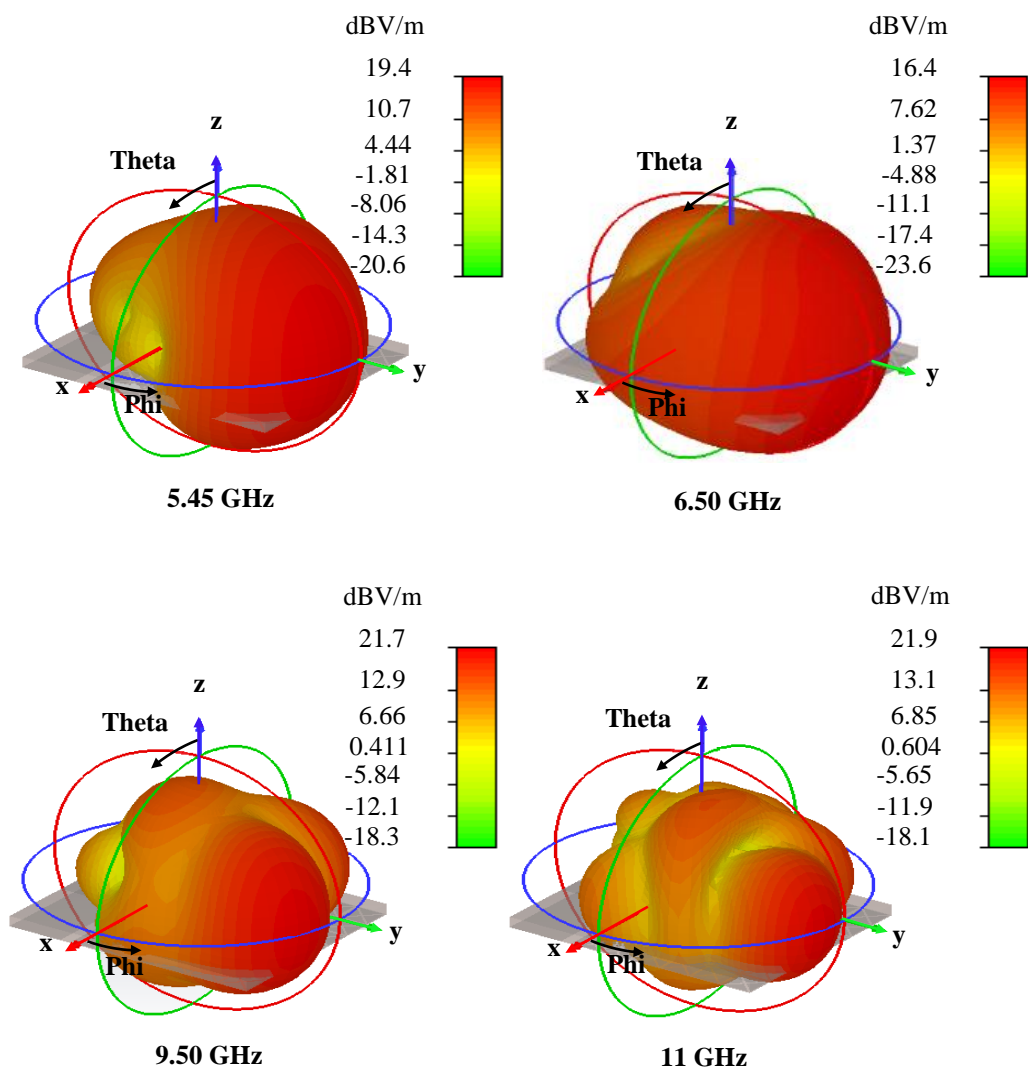


Figure IV.20 Le diagramme de rayonnement (3D) de l'antenne C-SRR optimisée

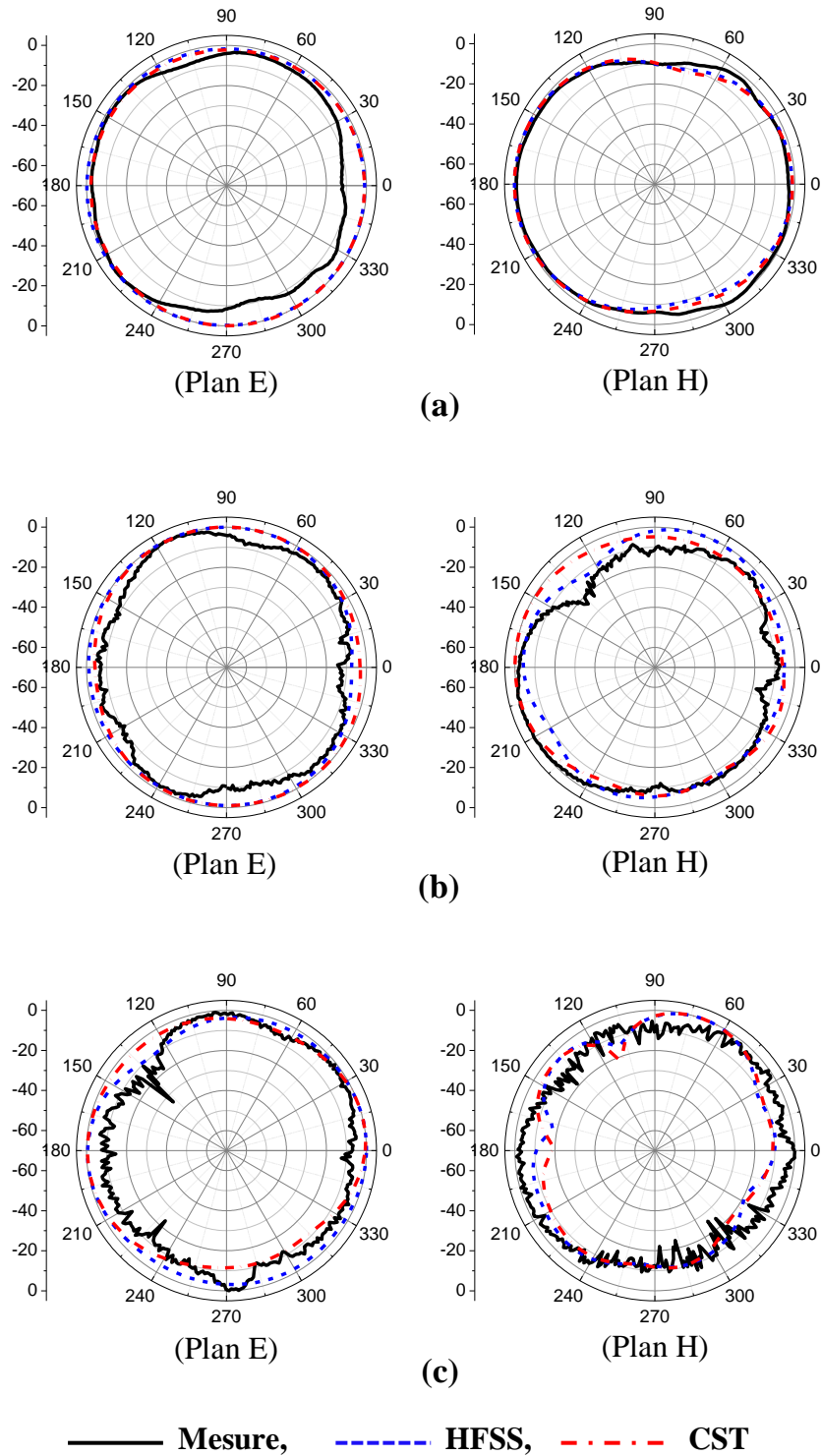


Figure IV.21 Diagrammes de rayonnement (2D) de l'antenne optimisée à base de métamatériaux (C-SRR), (a): 3.4 GHz, (b): 6.5 GHz, (c): 9.4 GHz

La figure IV.22, représente l'évolution du gain en fonction de la fréquence, simulé. On remarque que le gain n'est pas constant dans toute la bande passante de l'antenne, le gain pour les fréquences basses est inférieur à celui aux fréquences hautes. On observe aussi que l'antenne présente un gain presque constant et varie légèrement autour de 6 dB, partir de la fréquence 8 GHz vers les fréquences hautes. Un maximum gain est de 7.2 dB obtenu à la fréquence 9.5 GHz, et un gain moyen de 4.2 dB.

Les valeurs de l'efficacité de rayonnement de l'antenne sont regroupées dans le tableau IV.5. Après avoir fait une moyenne sur toute la bande de fonctionnement de notre antenne avec un pas de 0.2 GHz, on a trouvé une efficacité moyenne de 84%, avec l'efficacité max et min sont 92% et 50% respectivement.

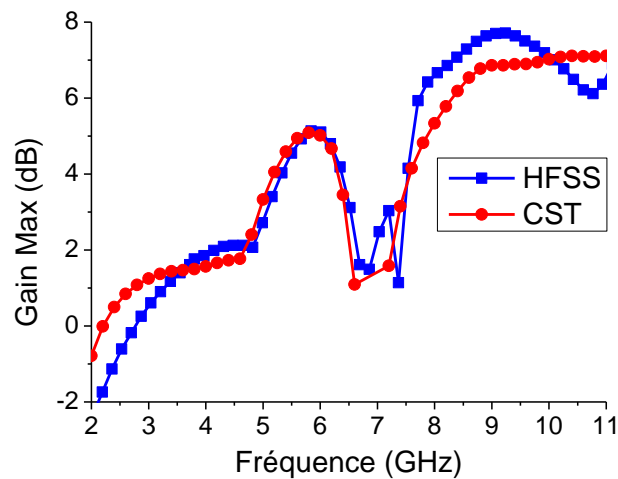


Figure IV.22 L'évolution du gain en fonction de l'antenne optimisée à base de métamatériaux (C-SRR)

Fréquence [GHz]	3	4	5	6	7	8	9	10
Efficacités [%]	80	87	88	89	50	90	91	92

Tableau IV.5 L'efficacité de l'antenne proposée

IV.4.3 Antenne à métamatériaux basé sur (C-TER)

Dans cette section, nous allons entamer la simulation et la fabrication d'une antenne microbande en utilisant une structure périodique du résonateur TER comme des fentes sur le patch, dont le but est d'améliorer leur bande passante et leur rayonnement horizontale. Pour ce faire, nous procéderons selon la démarche méthodologique de la section précédente. Après avoir vu l'influence de l'ajout de la ligne d'alimentation secondaire, ainsi que la métallisation de quelques cellules unitaire dans le patch, et après des études paramétriques intensives et optimisation réalisées par HFSS et CST, on a abouti à la structure souhaitée, qui est représentée sur la figure IV.23. Cette structure est composée d'un substrat diélectrique de type Rogers TMM4, de permittivité relative $\epsilon_r = 4.5$ et d'épaisseur $h = 1.524\text{mm}$, au-dessous du substrat, nous avons un plan de masse démetallisé par une structure périodique de deux dimensions de lignes croisée. Dans l'autre face de substrat l'élément rayonnant démetallisé par une structure périodique de C-TER, et alimenté par une ligne 50Ω . Les dimensions de la structure sont : $W_s=28\text{mm}$, $L_s=32\text{mm}$, $W_p=12\text{mm}$, $L_p=16\text{mm}$, $pf=7.6\text{mm}$, $L_g=6.9\text{mm}$, $W_1=W_2=W_3=0.3\text{mm}$, $W_4=0.2\text{mm}$ and $W_5=0.29\text{mm}$.

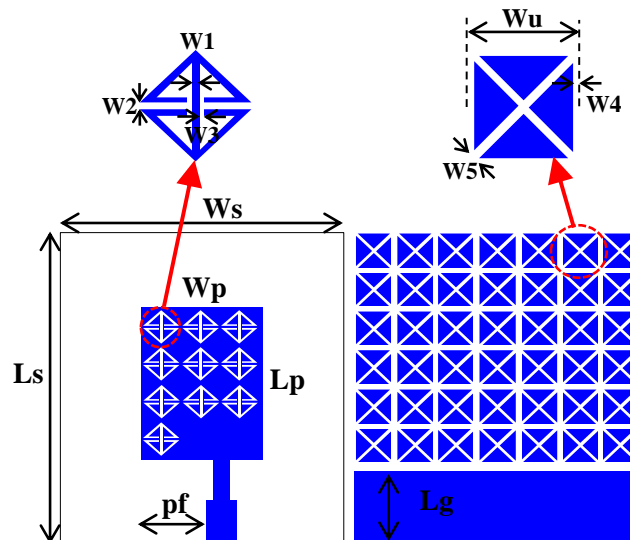


Figure IV.23 Géométrie de l'antenne à base de métamatériaux (C-TER) optimisée

IV.4.3.1 Réalisation et validation expérimentale

Afin de confirmer les résultats obtenus par simulation, une validation expérimentale est réalisée en fabriquant et mesurant le prototype présenté dans la figure IV.24. La figure IV.25 présente la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du paramètre Pf et W1. Cependant la figure IV.26 permet d'effectuer une étude comparative entre les résultats de simulation et ceux obtenus expérimentalement de

l'antenne proposée. D'après la figure IV.25 (a), lorsqu'on change la longueur $W1$ de 0.2 à 0.4 mm, on constate que, le coefficient de réflexion est quasiment inchangeable pour toutes les fréquences de la bande passante, on note que les autres paramètres de la cellule unitaire tels que $W2$, $W3$, $W4$ et $W5$ ont le même effet que $W1$. La figure IV.25 (b), montre que, le coefficient de réflexion est fortement lié à la position de la ligne d'alimentation, et la position optimale est $pf=7\text{mm}$, mais, l'adaptation de l'antenne se détériore lorsque on s'éloigne de cette valeur.

La figure IV.26 (a) présente le coefficient de réflexion mesuré et simulé de l'antenne proposée, alors que la figure IV.26 (b) présente leur taux d'onde stationnaire. L'accord entre les résultats de simulation et ceux de la mesure est tout à fait satisfaisant du point de vue de l'adaptation. Par contre la bande passante mesurée est atténuée à partir de 3 GHz jusqu'à 3.75 GHz. Cette dégradation est certainement due à un effet réactif au niveau de la connectique et la précision des paramètres du substrat diélectrique, ainsi que les tolérances de la fabrication.



Figure IV.24 La photographie du prototype de l'antenne fabriquée

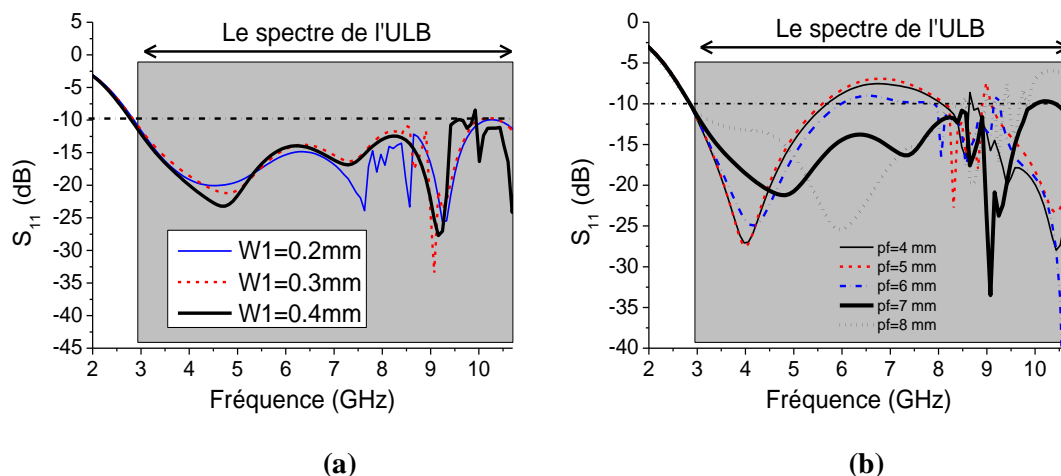


Figure IV.25 Étude paramétrique de l'antenne proposée

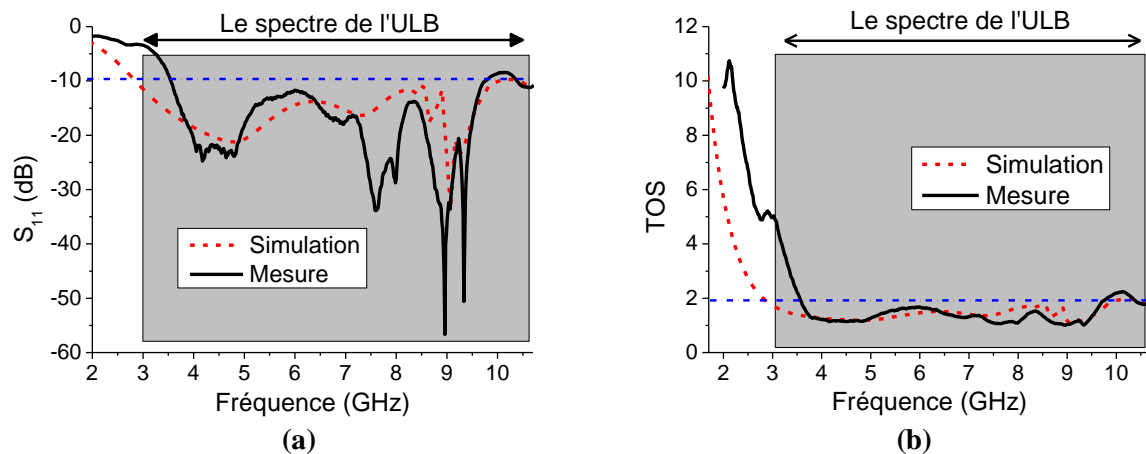


Figure IV.26 S_{11} et TOS simulé et mesuré de l'antenne proposée : (a) S_{11} , (b) TOS

Pour mieux voir le comportement du rayonnement de l'antenne proposée dans l'espace, une représentation du champ en 3D est tracée dans la figure IV.27 pour différentes fréquences, il est observé que le maximum de rayonnement est orienté vers la direction horizontale ($\theta = 90$) au lieu de la direction verticale ($\theta = 0$) ceci est dû à l'effet de métamatériaux. Les diagrammes de rayonnement dans les deux principaux plans (plan E et H) de l'antenne ULB sont simulés et mesurés, la figure IV.29 présente le diagramme normalisé (mesuré et simulé). On observe que les résultats mesurés du diagramme de rayonnement en champ lointain sont en bon accord avec ceux des simulations avec une petite différence, ceci est dû aux tolérances de fabrication d'une part et aux paramètres du substrat d'autre part.

Les gains et l'efficacité simulés de l'antenne proposée, sont présentés simultanément dans la figure IV.28. On constate que le gain de l'antenne augmente proportionnelle avec la fréquence et atteint sa valeur maximale 9.16 dB à la fréquence 9.4 GHz, puis il diminue légèrement. On constate aussi que la valeur moyenne du gain est 5.11 dB. Pour l'efficacité, on peut voir que l'antenne a une efficacité qui varie autour de 90%.

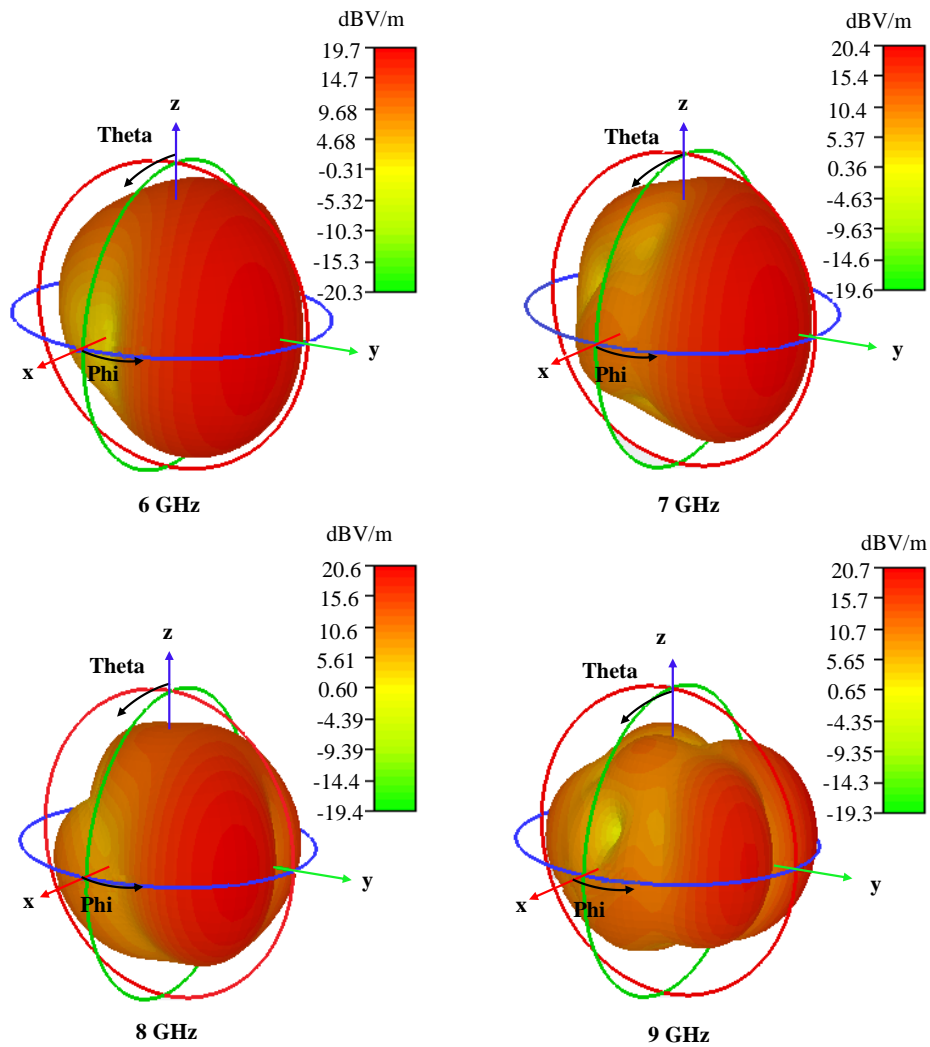


Figure IV.27 Le diagramme de rayonnement (3D) de l'antenne C-TER optimisée

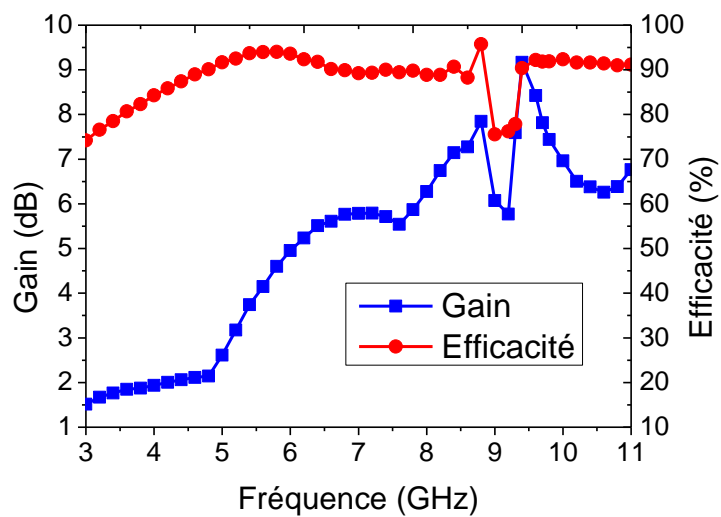


Figure IV.28 L'évolution du gain en fonction de l'antenne optimisée à base de métamatériaux (C-TER)

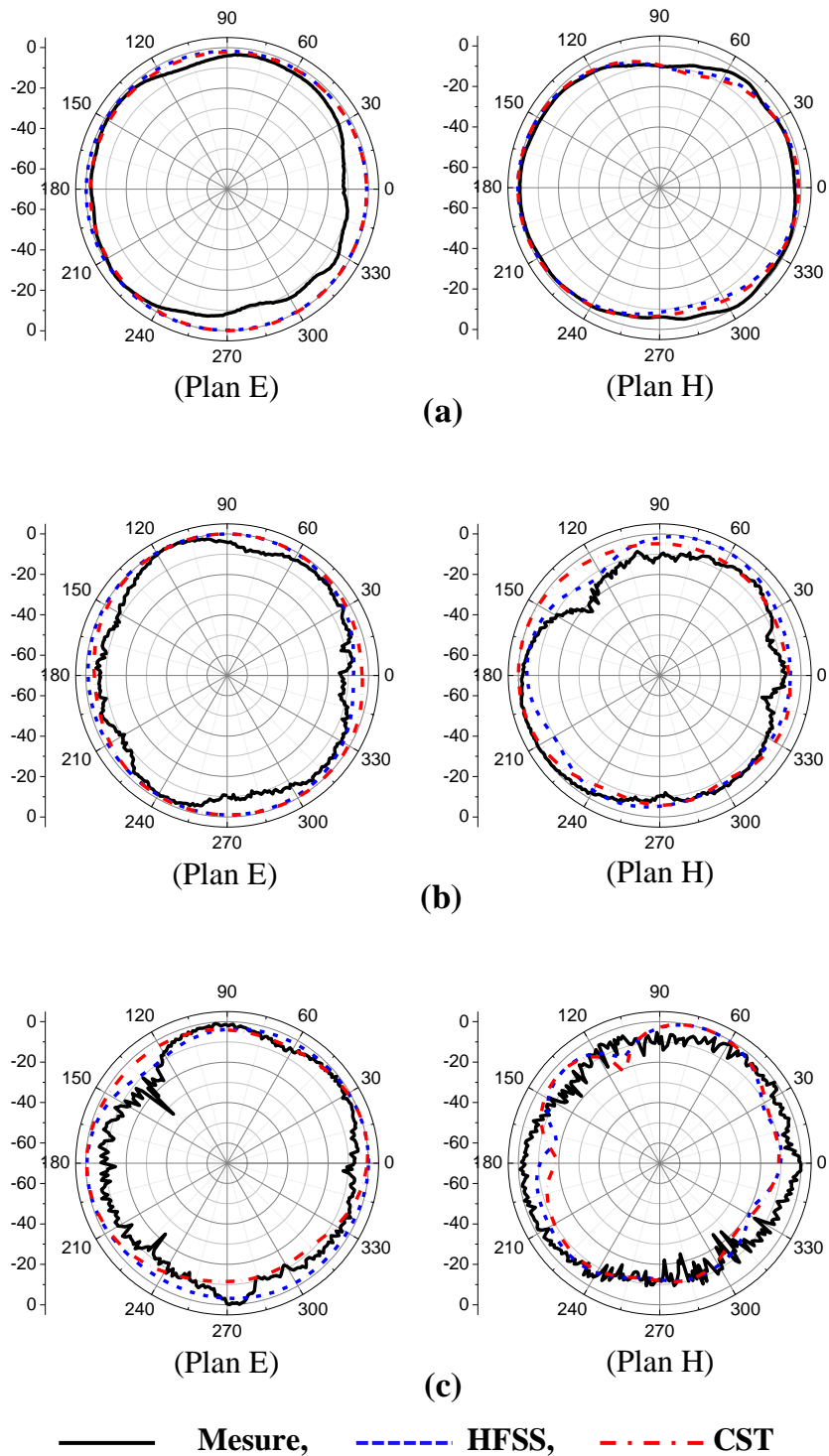


Figure IV.29 Diagrammes de rayonnement (2D) de l'antenne optimisée à base de métamatériaux (C-TER), (a): 3.6 GHz, (b): 6.2 GHz, (c): 9.3 GHz

IV.4.4 Comparaison de nos résultats avec ceux publiés dans littératures

Nous allons présenter dans cette section les résultats de la comparaison de notre antenne par rapport à des antennes de référence, la première antenne référence est montrée précédemment dans la figure IV.1. Elle est constituée d'un patch rectangulaire, imprimé sur la face de dessus d'un substrat diélectrique de type FR4 époxy de permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$, et d'épaisseur $h = 1.6\text{mm}$. Cependant, la deuxième est celle proposée par Le-Wei Li et al [2]. En effet, ces auteurs sont les premiers qui ont traité ce type d'antenne à base de métamatériaux, ils ont utilisé l'antenne référence 1, et ont appliqué directement sur le patch et le plan de masse une structure périodique de deux dimensions formée par des cellules unitaires à base de métamatériaux. Ils ont pu améliorer la bande passante de l'antenne de quelques MHz à quelques GHz. La figure IV.30 représente l'antenne référence conventionnelle, l'antenne référence à base de métamatériaux et nos antennes proposées. Cependant, la figure IV.31 présente le coefficient de réflexion correspondant à chaque antenne.

D'après la figure IV.31, plusieurs constats peuvent être faits:

- L'antenne référence conventionnelle couvre une bande passante mesurée allant de 7.22 à 7.68 GHz pour un $S_{11} < -10\text{dB}$, soit une bande passante de 6.17%.
- L'antenne référence à base de métamatériaux couvre une bande passante mesurée allant de 5.30 à 8.50 GHz pour un $S_{11} < -10\text{dB}$, soit une bande passante de 46.37%.
- Les bandes passantes mesurées des antennes à base de métamatériaux proposées sont de 8.35 GHz (de 2.65 à 11GHz), soit une bande passante de 122.34%, et de 7.2 GHz (de 3.5 à 10.7 GHz) soit une bande passante de 101.4%.

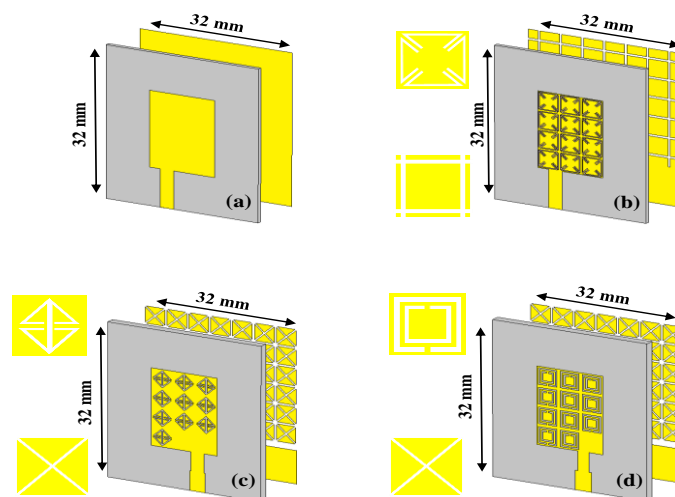


Figure IV.30 (a) antenne référence conventionnelle, (b) antenne référence à base de métamatériaux, (c) antenne proposée (C-SRR) et (d) antenne proposée (C-TER)

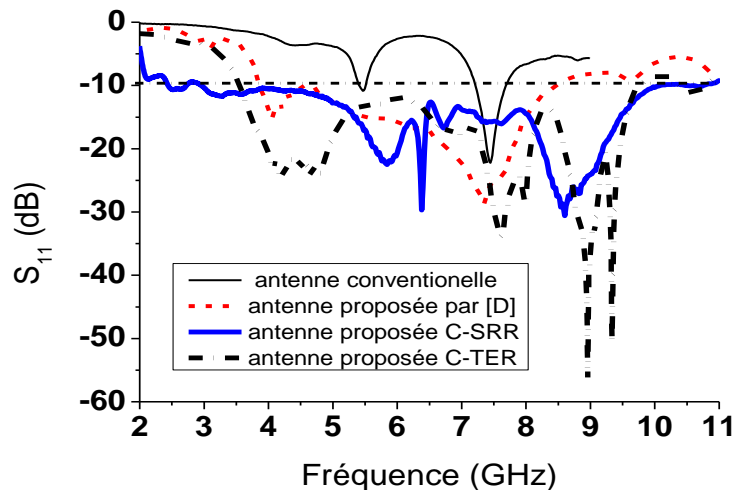


Figure IV.31 Coefficient de réflexion mesuré en fonction de la fréquence l'antenne à base de MTM proposée, l'antenne référence à base de MTM et l'antenne référence conventionnelle

Pour mieux voir l'intérêt des antennes proposées à base de métamatériaux, nous allons les comparer avec d'autres antennes à base de métamatériaux basées sur le même principe, c'est-à-dire l'utilisation des structures périodiques formées par des cellules unitaire à base de métamatériaux comme des fentes sur le patch et le plan de masse. Chaque antenne est conçue pour des applications à large bande. Leurs paramètres, tels que la largeur de la bande passante, les dimensions physiques, les dimensions électriques et la bande passante fractionnaire sont résumés dans le tableau IV.6. D'après le tableau IV.6, on observe que les bandes passantes des antennes proposées à base de métamatériaux sont plus larges que les antennes références et les dimensions électriques sont plus petites.

Réf	La taille [mm]	Les dimensions électriques	La bande passante	BPF (%)
[5]	28.0 × 32.0	0.36λ × 0.41λ	3.93 GHz – 05.89 GHz	039.91
[2]	28.0 × 32.0	0.49λ × 0.56λ	5.30 GHz – 08.50 GHz	046.37
[6]	27.8 × 31.9	0.47λ × 0.54λ	4.08 GHz – 07.63 GHz	040.12
[7]	28.0 × 32.0	0.38λ × 0.44λ	4.14 GHz – 08.65 GHz	070.52
Notre antenne 1	28.0 × 32.0	0.24λ × 0.28λ	2.65 GHz – 11.00GHz	122.34
Notre antenne 2	28.0 × 32.0	0.32λ × 0.37λ	3.50 GHz – 10.70 GHz	101.40

Tableau IV.6 Comparaison de nos résultats avec ceux dans les littérateurs

IV.4.5 Comparaison des résultats des antennes proposées à base de métamatériaux avec ceux des antennes monopoles ULB conventionnelles

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons à la comparaison du gain et de la directivité des antennes proposée à base de métamatériaux avec des antennes monopoles rectangulaire ULB imprimées sur les mêmes substrats, ayant les mêmes dimensions et fonctionnant dans les mêmes bande de fréquences que les antennes proposées. Les résultats simulés du gain et de la directivité sont résumés dans les tableaux IV.7 et IV.8. D’après les résultats du tableau, on constate une amélioration significative du gain et de la directivité des antennes proposées. Ceci est dû à la contribution des ondes de surface au rayonnement des antennes proposées. Contrairement à l’antenne monopole ULB conventionnelle qui avait un rayonnement dans la direction verticale, où les ondes de surface vont affaiblir le gain et dégrader la directivité de l’antenne.

Fréq	Antenne proposée1 (C-SRR) (Substrat FR4-époxy)		Antenne monopole ULB (Substrat FR4-époxy)	
	Gain Max (dB)	Directivité Max (dB)	Gain Max (dB)	Directivité Max (dB)
03 GHz	0.60698	0.75547	0.33424	0.53078
04 GHz	1.90332	2.17484	1.76091	1.959
05 GHz	3.07496	3.42423	2.32996	2.55273
06 GHz	5.10545	5.74031	4.0824	4.31364
07 GHz	2.47973	4.91362	5.18514	5.44068
08 GHz	6.66518	7.41152	5.44068	5.79784
09 GHz	7.70115	8.43855	6.82145	7.20159
10 GHz	7.10963	7.86041	7.03291	7.44293
11 GHz	6.85742	7.60422	6.73021	7.26727

Tableau IV.7 Comparaison des résultats d’antenne proposée à base de métamatériaux (C-SRR) avec ceux d’une antenne monopole ULB conventionnelle

Fréq	Antenne proposée2 (C-TER) (Substrat Rogers TMM4)		Antenne monopole ULB (Substrat Rogers TMM4)	
	Gain Max (dB)	Directivité Max (dB)	Gain Max (dB)	Directivité Max (dB)
03 GHz	0.64458	0.68186	0.45323	0.49218
04 GHz	2.14844	2.17484	1.98657	1.98657
05 GHz	2.52853	2.55273	2.57679	2.55273
06 GHz	5.03791	5.0515	4.28135	4.23246
07 GHz	5.86587	5.88832	5.68202	5.61101
08 GHz	6.60865	6.65581	5.72872	5.63481
09 GHz	6.81241	7.08421	7.10963	7.01568
10 GHz	6.04226	6.06381	7.54348	7.4351
11 GHz	8.0618	8.0618	6.90196	6.80336

Tableau IV.8 Comparaison des résultats d’antenne proposée à base de métamatériaux (C-TER) avec ceux d’une antenne monopole ULB conventionnelle

IV.5 Conception et fabrication d'une antenne ULB à trois bandes rejetées en utilisant le résonateur en anneau fendu

L'inconvénient principal des antennes ULB c'est la partition de leurs bandes de fréquences avec les systèmes à bande étroite existants tels que WLAN, WiMAX et ainsi de suite, en raison de leurs caractéristiques larges bandes. Donc il est important d'éliminer l'interférence avec les systèmes de communication voisins en utilisant le filtrage qui consiste à prévenir l'émission ou la réception d'un signal indésirable dans un système de communication. Pour ce faire, l'antenne doit pouvoir jouer le rôle de filtre coupe bande. Pour répondre à de telle exigence, diverse antennes ultra large bande à bande filtrée ont été conçues en ajoutant des fentes ou des éléments parasites, sur ou proches de l'élément rayonnant [8-12]. L'utilisation des structures à métamatériaux comme le résonateur en anneau fendu semble une solution très prometteuse pour répondre à ces besoins, due à leurs propriétés extraordinaires. Une rangée de RAF a la propriété de filtrage, et une fois les RAFs sont correctement polarisés, ils peuvent empêcher parfaitement la propagation du signal, de ce fait offrant une façon efficace de rejeter une bande de fréquence au voisinage de sa fréquence de résonance [13]. En ce qui concerne les antennes microbandes, il est possible d'insérer le RAF sur l'élément rayonnant, le plan de masse ou sur la ligne d'alimentation [14, 15,16] pour obtenir la fonction de bande rejetée. Le RAF peut être également placé à la proximité de l'élément rayonnant ou de la ligne d'alimentation [17,18]. Une ligne microbande chargée avec des RAF montre donc une caractéristique de stop bande, et pour améliorer le couplage, la distance entre la ligne et les anneaux devraient être assez petite que possible.

Dans ce qui suit, en se basant sur le modèle de filtre étudié par H. Lalj et al [18], on va présenter une nouvelle structure d'antenne microbande ULB, en insérant trois cellules de résonateur en anneau fendu rectangulaire à la proximité de la ligne d'alimentation dont le but de couper les bandes de fréquences correspondantes aux applications de WiMAX [3.3-3.6 GHz], WLAN [5.15-5.35 GHz] et la bande X [8.2-12.4 GHz]. Dans un premier temps nous allons faire la conception d'une antenne microbande travaillant dans la bande définie par le FCC. La suite logique de notre démarche méthodologique, consiste à concevoir trois cellules unitaires de RAF dont les fréquences de résonances sont bien en accord avec les applications WiMAX, WLAN et la bande X. Ensuite, l'étape suivante consiste à étudier l'association de l'antenne microbande à chaque cellule RAF. Enfin, la dernière étape vise à étudier l'association de l'antenne microbande aux trois cellules RAF, dont le but de concevoir une antenne ULB ayant trois bandes de fréquences rejetées. Pour chaque structure d'antenne

simulée, la position de la cellule le long de la ligne d'alimentation, ainsi que leur orientation sont étudiés par des études paramétriques intensives, pour déterminer la position et l'orientation optimales de la cellule afin de garantir un meilleur couplage électromagnétique en zone champ proche de la ligne microbande. Les différentes étapes de la démarche méthodologique de notre étude sont résumées dans la figure IV.32.

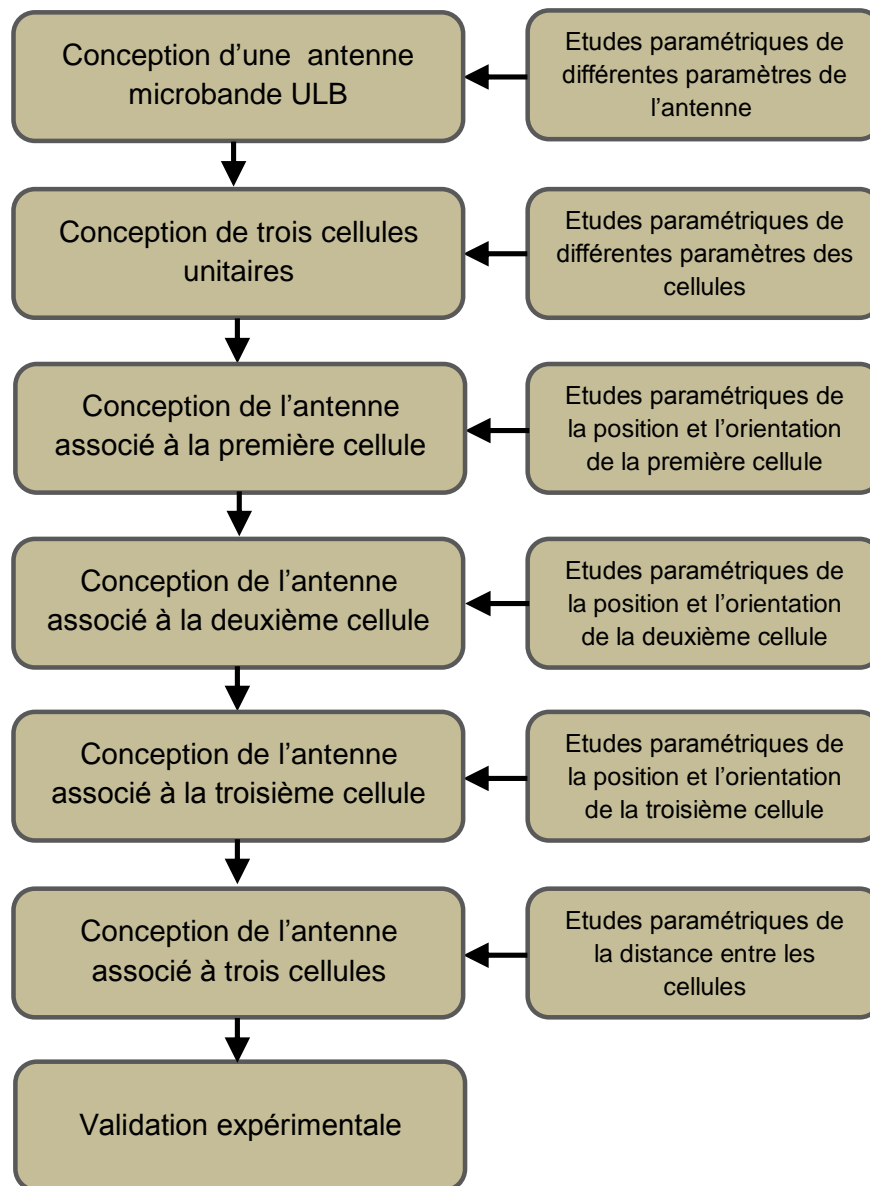


Figure IV.32 Démarche méthodologique de la conception de l'antenne à trois bandes rejetées à base des cellules Métamatériaux RAF

IV.5.1 Antenne microbande ultra large bande

L'antenne ULB de départ dans le cadre de notre étude est une antenne à patch rectangulaire classique à quatre coins tronqués, le patch est imprimé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique de type FR4-époxy de permittivité relative 4.4, de tangente de perte 0.02 et d'épaisseur $h=1.6\text{mm}$. Le plan de masse est un plan partiel imprimé sur la surface inférieure du substrat. Le patch est alimenté au centre par une ligne microbande d'impédance caractéristique $50\ \Omega$. La géométrie de cette antenne est donnée à la figure IV.33, tous les paramètres géométriques optimisés sont : $W_s=30\text{mm}$, $L_s=38\text{mm}$, $L_g=15.6\text{mm}$, $W_p=19\text{mm}$, $W_{t1}=3\text{mm}$, $W_{t2}=7\text{mm}$, $L_p=7\text{mm}$, $L_{t1}=3\text{mm}$, $L_{t2}=7\text{mm}$, $W_f=3\text{mm}$, $L_f=17\text{mm}$.

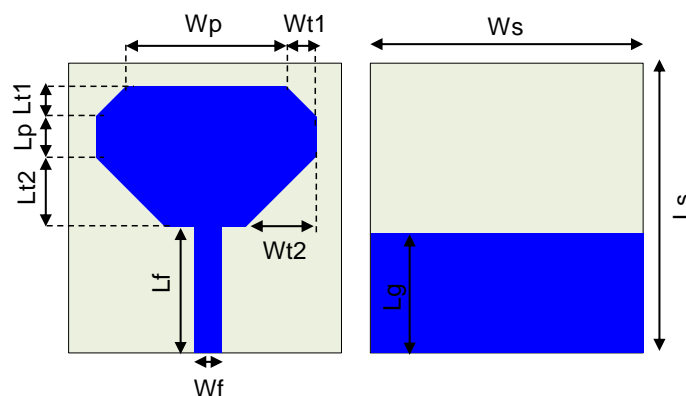


Figure IV.33 Antenne ULB étudiée

Notre premier souci, pour répondre aux exigences de notre cahier des charges, serait d'arriver à élargir la bande passante. Après des études paramétriques, on a abouti à la structure souhaitée présentée dans la figure IV.33. Les résultats de simulation du coefficient de réflexion sont représentés dans la figure IV.34 (a), ces résultats montrent bien une adaptation dans la bande 2.38-11.30 GHz ($S_{11} \leq -10\text{dB}$). La figure IV.34 (b) présente la variation du gain de notre antenne en fonction de la fréquence. Il se trouve être entre 2 et 4.1dB sur la bande de fréquence qui nous intéresse, qui est [3.1-10.75GHz].

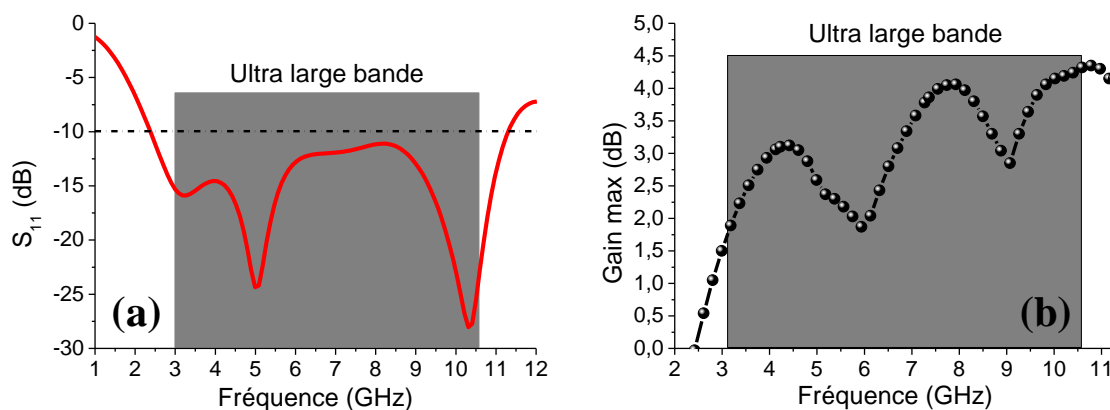


Figure IV.34 S_{11} et gain de l'antenne ULB étudiée : (a) S_{11} , (b) gain

IV.5.2 Conception des cellules unitaires de RAF

Dans cette section, nous allons concevoir trois cellules unitaires de RAF carrées, opérant dans des fréquences correspondantes aux WiMAX, WLAN et la bande X. Pour ce faire, nous procéderons selon la démarche méthodologique de conception des cellules unitaires présentée dans le troisième chapitre.

La figure IV.35 présente les résonateurs étudiés. Le premier résonateur est dimensionné pour un fonctionnement dans la bande de WiMAX [3.3-3.6 GHz], il se compose d'un seul anneau avec une coupure déposé sur le substrat diélectrique. Les dimensions de la deuxième résonateur sont optimisés pour qu'il soit capable de fonctionner dans la bande de WLAN [5.15-5.35 GHz], il se compose de deux anneaux concentriques et espacés, ces deux anneaux contiennent une fente. Le troisième résonateur est formé par deux anneaux concentriques et espacés, dont l'anneau extérieur contient une fente, leur fréquence de résonance correspondant à la bande X. Tous ces résonateurs sont en cuivre, et déposés sur un substrat diélectrique de type FR4-époxy de permittivité 4.4 et d'épaisseur 1.6mm, la largeur de chaque cellule unitaire est noté par W_u , la largeur de la piste en cuivre est noté par W , l'espacement entre deux anneaux concentriques est noté par g , la largeur de la coupure des anneaux est noté par S . Tous les paramètres géométriques de ces résonateurs sont regroupés dans le tableau IV.9.

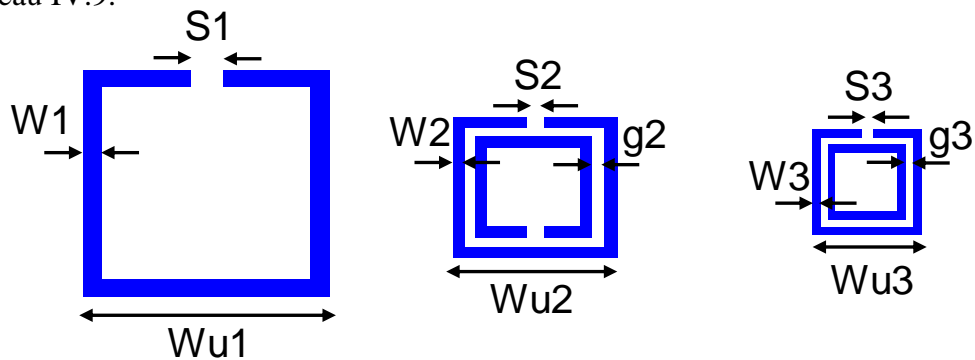


Figure IV.35 Résonateurs en anneaux fendus étudiés

	W_u	W	S	g
Cellule 1	7.0 mm	0.5 mm	1.0 mm	
Cellule 2	4.0 mm	0.3 mm	0.6 mm	0.3 mm
Cellule 3	2.7 mm	0.2 mm	0.2 mm	0.2 mm

Tableau IV.9 Paramètres géométriques de résonateurs étudiés

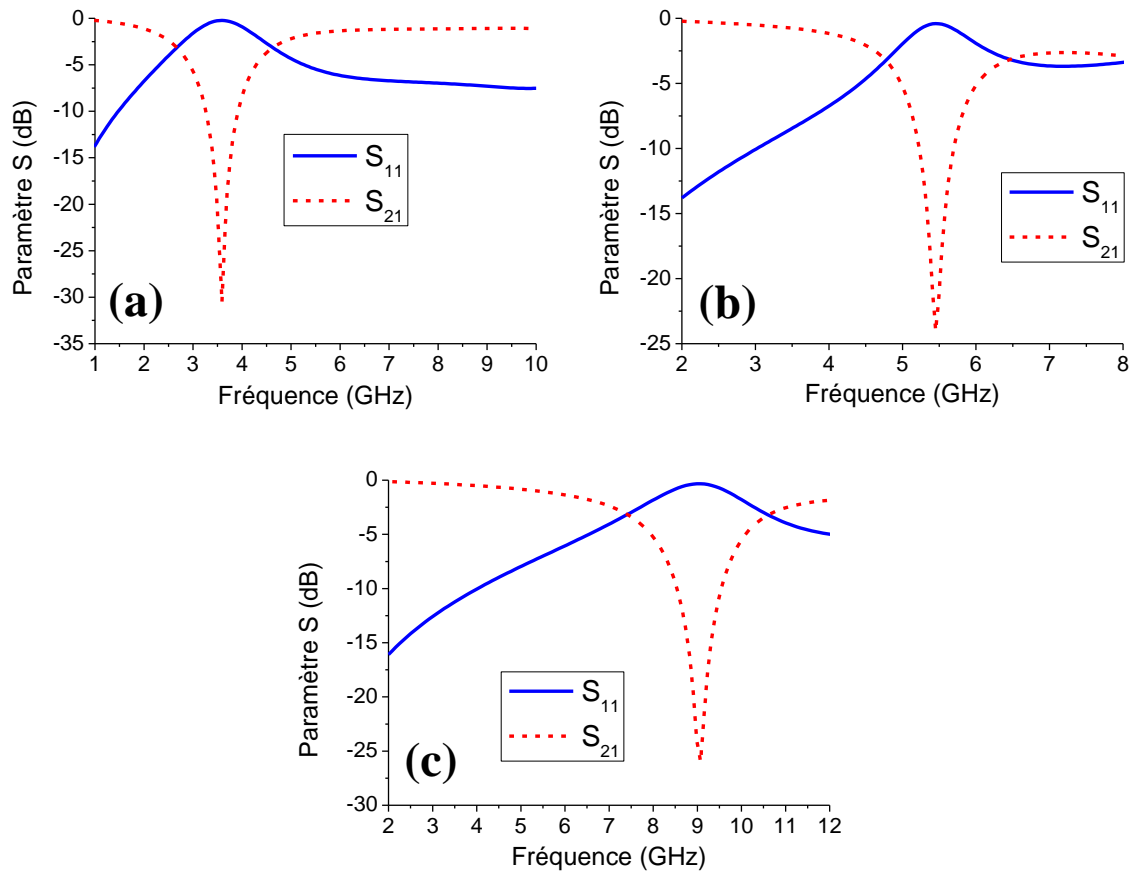


Figure IV.36 Paramètre S des résonateurs en anneaux fendus étudiés (a) : cellule 1, (b) : cellule 2, (c) : cellule 3

La figure IV.36 représente les coefficients de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}) en dB suite à la simulation du trois résonateurs présentés dans la figure 21. Nous remarquons que les fréquences de résonance de ces résonateurs sont 3.5 GHz, 5.45 GHz et 9 GHz, avec des pics d'atténuation de -32 dB, -24 dB et -27 dB respectivement pour les coefficients de transmission (S_{21}). Ces résultats confirment un phénomène de bande interdite autour des fréquences de résonance (c-à-d il n'y a pas de transmission autour de la fréquence de résonance de chaque cellule unitaire).

IV.5.3 Antenne ULB associée à des cellules unitaires RAF

Dans cette section, l'étude se focalise sur l'utilisation des résonateurs conçus précédemment dans l'environnement de l'antenne ULB dont le but de concevoir une antenne ULB à trois bandes rejetées. Pour se faire, on place chaque résonateur à la proximité de la ligne d'alimentation en réalisant des études paramétriques concernant l'orientation et la position du résonateur tout au long de la ligne d'alimentation, pour obtenir la position optimale, dans laquelle le résonateur RAF sera bien excité.

Afin d'éviter l'interférence au système WiMAX de 3.3 à 3.6 GHz on place le premier résonateur en proximité de la ligne d'alimentation de l'antenne ULB conçue précédemment, on fait varier sa position (d_1) tout au long de la ligne d'alimentation pour obtenir la meilleur position, le but est de satisfaire les conditions d'excitation du résonateur. Dans notre cas la position optimale est $d_1=8.5$ mm. En raison de la gamme étendue de fréquences que couvre la technologie ULB, elle est sûrement affectée par la technologie WLAN (5.15-5.35 GHz), donc, pour atténuer ces signaux d'interférences et pour réduire leur impact sur le système ULB, on place le deuxième résonateur en proximité de la ligne d'alimentation de l'antenne ULB, dans ce cas, la position optimale est $d_2=1.3$ mm. Finalement, le troisième résonateur est aussi placé en proximité de la ligne à la distance $d_3=12.15$ mm, pour atténuer les signaux d'interférences autour de 9 GHz et réduire leur impact sur le système ULB. La géométrie de ces trois structures est représentée à la figure IV.37. La distance entre les résonateurs et la ligne d'alimentation est fixée à 0.2 mm, le choix de cette valeur est dû aux contraintes technologiques de réalisation.

La figure IV.38 présente le coefficient de réflexion de chaque structure d'antenne ULB associée à un résonateur RAF (figure IV.35), on constate que les trois structures simulées présentent une bande de fréquence rejetée ($S_{11}>-10$ dB), et ces bandes sont identiques aux bandes interdite des cellules RAF étudiées précédemment. On note que la troisième bande rejetée est décalée vers les fréquences inférieures.

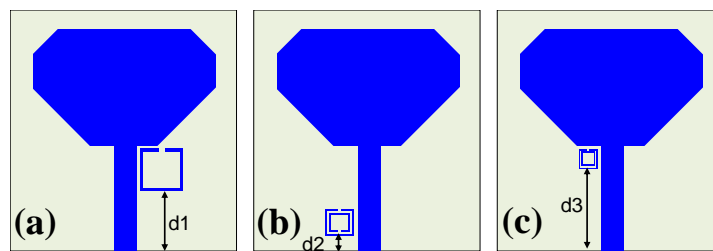


Figure IV.37 Antenne ULB associée à (a) : cellule 1, (b) : cellule 2, (c) : cellule 3

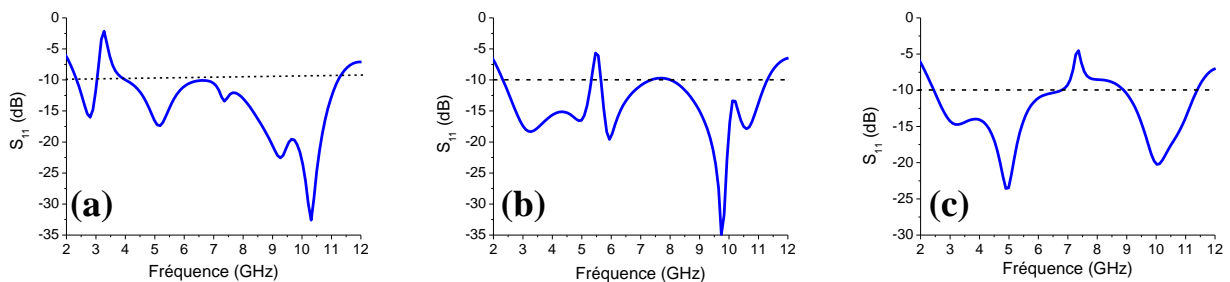


Figure IV.38 Paramètre S_{11} de l'antenne ULB associée à (a) : cellule 1, (b) : cellule 2, (c) : cellule 3

IV.5.4 Antenne ULB à trois bandes rejetées

Dans cette étape d'étude, on place à proximité de la ligne d'alimentation de l'antenne microbande ULB, les trois résonateurs cités précédemment, afin de réaliser le filtrage de trois bandes à savoir la bande WiMAX (3.3 à 3.6) GHz, WLAN (5.15-5.35 GHz) et la bande de 7.5 – 8.3 GHz. La géométrie de cette antenne est montrée sur la figure IV.39.

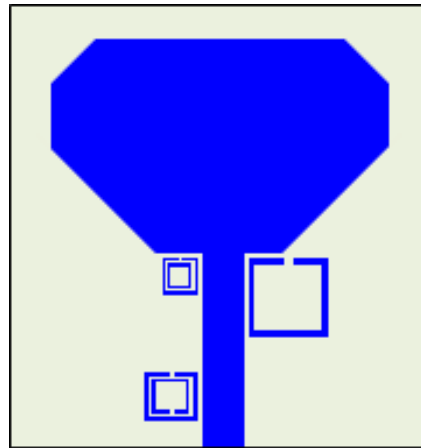


Figure IV.39 Antenne ULB associée à trois cellules unitaire de RAF

La figure IV.40 présente l'évolution du coefficient de réflexion ainsi que la variation du gain en fonction de la fréquence pour l'antenne ULB et l'antenne à bandes rejetées. Il est évident des résultats de simulation de paramètre S que l'antenne est bien adaptée ($S_{11} < -10\text{dB}$, dans la bande (2.38-11.30 GHz), soit une bande passante de 130.409%, sauf dans les bandes [(3.15- 3.9 GHz), (5.2-5.65 GHz) et (7.5-8.3 GHz)] où ($S_{11} > -10\text{dB}$). Ces bandes rejetées sont identiques à ceux obtenues dans le cas précédent. On constate également que ces résultats montrent bien que l'insertion de ces cellules de RAF n'affecte pas l'adaptation de l'antenne en dehors des bandes rejetées.

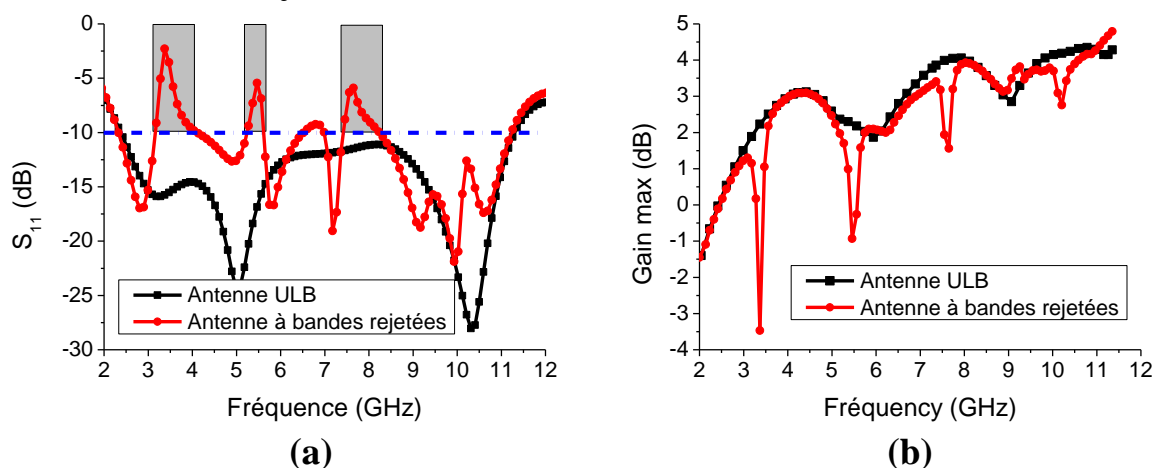


Figure IV.40 S_{11} et gain de l'antenne ULB à trois bandes rejetées : (a) : S_{11} , (b) gain

D'après les résultats du gain pour l'antenne à tri-bande rejetées, on constate que les valeurs du gain restent les mêmes que l'antenne ULB, mais ils subissent une très grande diminution aux fréquences centrales des bandes rejetées, ceci confirme que l'antenne n'est pas capable de rayonner dans ces bandes.

Les performances de rayonnement de l'antenne ULB et l'antenne tri-bande rejetées ont été étudié dans toute la bande de fonctionnement de l'antenne. Afin de comparer le champ rayonné en zone lointaine de l'antenne ULB seule et de l'antenne associée au dispositif de filtrage, les diagrammes de rayonnement dans le plan E et H pour les deux fréquences 2.8 et 9.9 GHz (fréquence en dehors des bandes rejetées) de l'antenne ULB et de l'antenne tri-bande rejetées sont rapportés sur la même figure (figure IV.41). D'après les résultats, on peut observer une stabilité des performances de rayonnement.

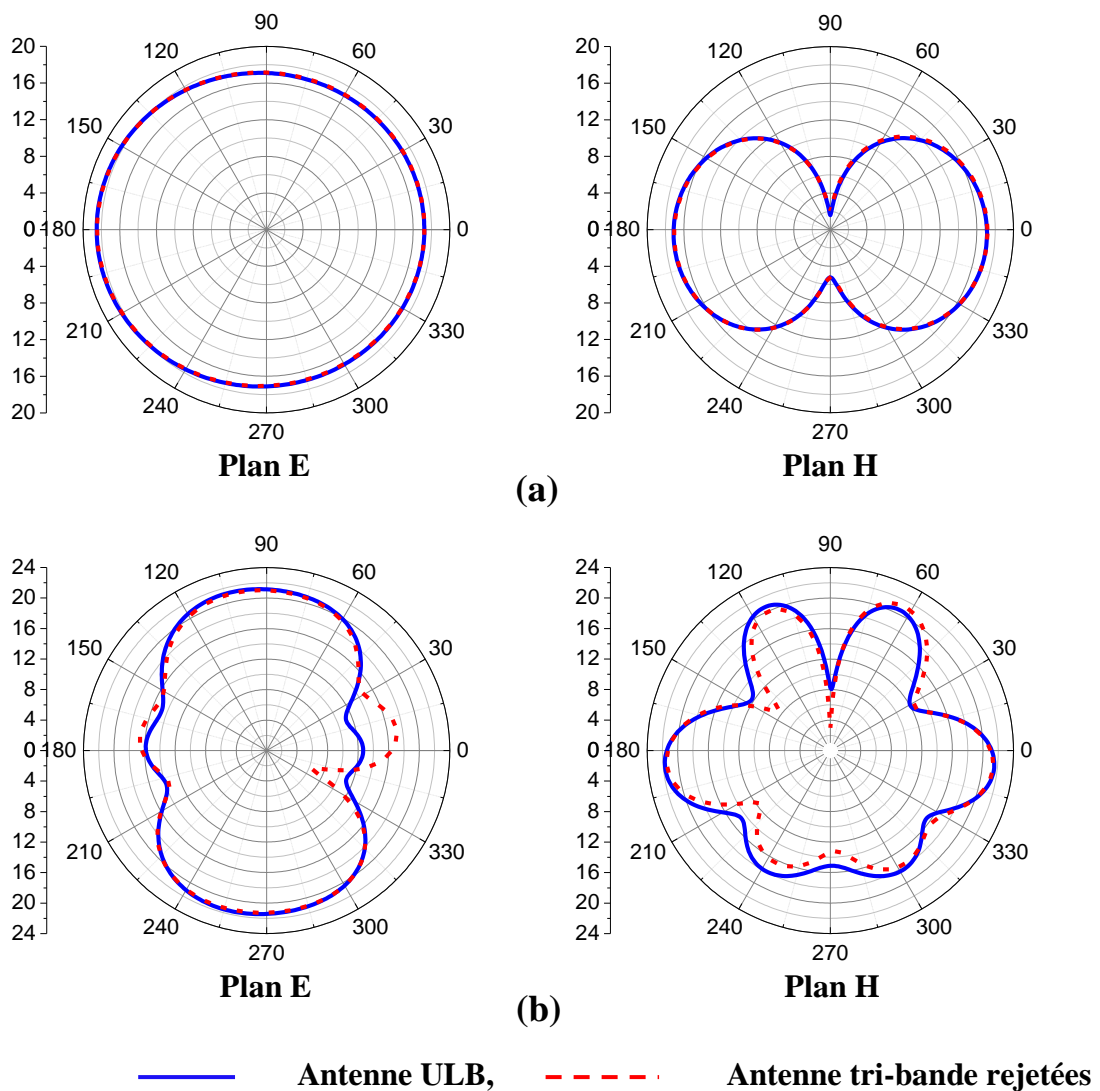


Figure IV.41 Diagramme de rayonnement de l'antenne ULB et l'antenne tri-bandes rejetées : (a) : 2.8 GHz, (b) 9.9 GHz

IV.5.5 Réalisation et validation expérimentale

Pour la validation pratique de l'antenne proposée, un prototype est fabriqué comme le montre la figure IV.42. L'analyse fréquentielle de l'antenne fabriquée est effectuée à l'aide d'un analyseur de réseau. Les résultats de mesure et de simulation des paramètres S_{11} de l'antenne tri-bande rejetées sont présentés sur la figure IV.43. La comparaison des résultats de simulation à ceux de la mesure montre un bon accord satisfaisant dans la première bande de fréquence rejetée, cependant, un décalage entre les résultats est remarqué dans les deux autres bandes. Ceci est sûrement dû aux incertitudes de la fabrication ou du calibrage.

Par ailleurs, en ce qui concerne le niveau d'adaptation, les résultats de mesure sont mieux que ceux de la simulation, et la troisième bande rejetée mesurée couvrit une grande partie de la bande X [8.2–11.3 GHz].

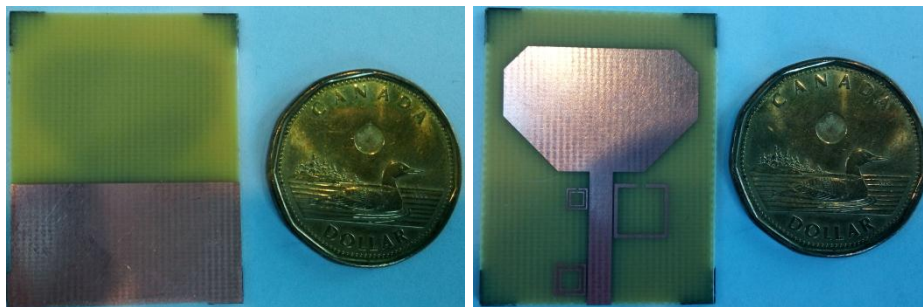


Figure IV.42 Prototype de l'antenne tri-bande rejetées

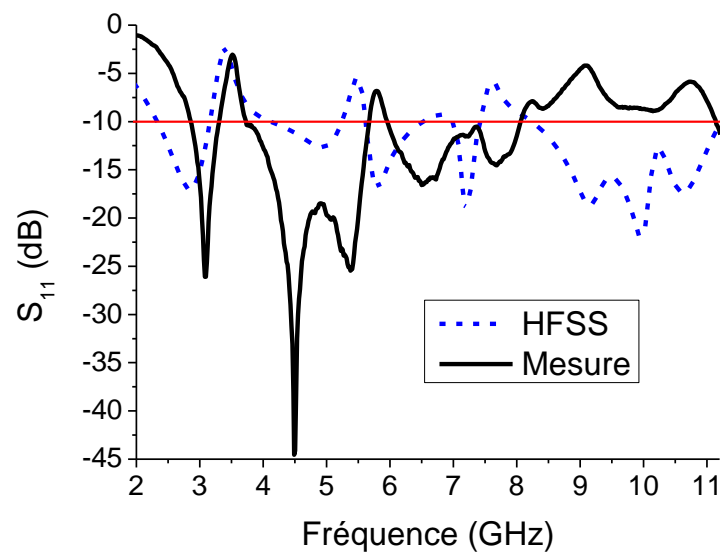


Figure IV.43 Paramètres S_{11} simulé et mesuré de l'antenne tri-bande rejetées

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté trois antennes qui appartiennent aux catégories des antennes microbande ULB, deux antennes à base de métamatériaux formés par des structures périodiques de C-SRR e C-TER, et une antenne ULB à trois bandes rejetées à base de SRR rectangulaire.

Cette étude a permis de mettre en évidence le rôle du résonateur an anneaux fendus, ainsi que le résonateur en anneaux fendus complémentaires (C-SRR e C-TER) dans la conception des antennes microbande ULB.

Les deux premières structures que nous avons conçues consistent à démétalliser le patch et le plan de masse par des structures périodiques à base de métamatériaux, pour élargir la bande passante. Nous avons vu dans ce cas que le lobe principal se réoriente vers la direction horizontale au lieu de la direction verticale en raison de caractéristiques du métamatériau. La troisième antenne, est conçue pour travailler dans la bande (2.38;11.23 GHz), puis avec l'insertion de trois cellules de SRR nous avons pu filtrer les bandes [(3.15-3.9 GHz), (5.2-5.65 GHz) et (7.5-8.3 GHz)] sans perdre les caractéristiques ULB en dehors de ces bandes rejetées.

Références du chapitre IV

- [1] Federal Communication Commission, “*First order and report: Revision of part 15 of the Commission’s rules regarding UWB transmission systems*”, April 22, 2002.
- [2] L.W. Li, Y.N. Li, T.S. Yeo, J.R. Mosig and O.J.F. Martin, “*A broadband and high-gain metamaterial microstrip antenna*”, Applied Physics Letters, **96** (2010), 164101.
- [3] C. A. Balanis, “*Antenna Theory, Analysis and Design*”, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, USA, 2005.
- [4] A.U. Limaye, “*Size reduction of microstrip antennas using left handed materials realized by complementary split-ring resonators*”, Thesis of Master, Kate Gleason College Engineering (KGC OE) Rochester Institute of Technology Rochester, New York, July, 2006.
- [5] T. Liu, X. Y. Cao, J. Gao, Q. Yang, and W. Q. Li, “*Design of miniaturized broadband and high gain metamaterial patch antenna*”, Microwave and Optical Technology Letters, **53** (2011), 2858-2861.
- [6] H. XIONG, J. S. HONG, M. T. TAN and B. LI, “*Compact microstrip antenna with metamaterial for wideband applications*”, Turk J Elec Eng & Comp Sci, **21** (2013), 2233-2238.
- [7] H. Xiong and J. S. Hong, “*A Wideband Endfire Directional Microstrip Antenna with Metamaterials*”, IETE Journal of Research, **59** (2013), 150-155.
- [8] C. M. Li and L. H. Ye, “*Improved dual band-notched UWB slot antenna with controllable notched bandwidths*”, Progress In Electromagnetics Research, 115 (2011), 477-493.

- [9] C. Y. Hong, C. W. Ling; I. Y. Tarn and S. J. Chung, “*Design of a planar ultra wideband antenna with a new band-notch structure*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, **55** (2007), 3391-3397.
- [10] Y. L. Zhao; Y. C. Jiao; G. Zhao; L. Zhang; Y. Song and Z. B. Wong, “*Compact planar monopole UWB antenna with band notched characteristic*”, Microwave and Optical Technology Letters, **50** (2008), 2656-2658.
- [11] L. Peng; CL. Ruan and XC. Yin, “*Analysis of the small slot-loaded elliptical patch antenna with a band-notched for UWB applications,*” Microwave and Optical Letters, **51** (2009), 973-976.
- [12] M. Ojaroudi; G. Ghanbari; N. Ojaroudi and C. Ghobadi, “*Small square monopole antenna for UWB applications with variable frequency band-notch function*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, **8** (2009), 1061-1064.
- [13] R. Marques, J. D. Baena, M. Beruete, F. Falcone, T. Lopetegi, M. Sorolla, F. Martín and J. Garcia, “*Ab initio analysis of frequency selective surfaces based on conventional and complementary split ring resonators*”, Journal of Optics A: Pure and Applied Optics, **7** (2005), S38-S43.
- [14] J. Kim; C. S. Cho and J. W. Lee, “*5.2 GHz notched ultra-wideband antenna using slot-type SRR*”, Electronics Letters, **42** (2006), 315-316.
- [15] D. Kim and C. Y. Kim, “*CPW-fed ultra-wideband antenna with triple-band notch function*”, IEE Electronic Letters, **46** (2010), 1246-1248.
- [16] C. Kim; J. Jang; Y. Jung; H. Lee; J. Kim; S. Park and M. S. Lee, “*Design of a frequency notched UWB antenna using a slot-type SRR*”, International Journal of Electronics and Communication, **63** (2009), 1087-1093.
- [17] I. Ben Trad, J. M. Floch, H. Rmili, M. Drissi et H. Zangar “*Conception d’une Antenne Elliptique ULB à Rejet de Bande Reconfigurable pour les Télécommunications Multistandards*”, 18^{èmes} Journées Nationales Microondes, PARIS, 15-17 Mai 2013.
- [18] H. Lalj, H. Griguer and M. Drissi “*Design of Reconfigurable Band Notches Antenna for Cognitive Radio Applications*”, Wireless Engineering and Technology, **5** (2014), 99-105.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et perspectives

L'objectif principal de ce travail était de proposer des structures d'antennes microbandes à base de métamatériaux répondant aux exigences de la bande passante ultra large et de la miniaturisation. Pour analyser et étudier ces structures, on a eu recours au logiciel de simulation HFSS et CST et aux mesures expérimentales effectuées sur les prototypes fabriqués dans un souci de validation des résultats numériques.

Une présentation panoramique des antennes microbande a été faite dans la première partie du premier chapitre, cependant, la deuxième partie a pour objectif de présenter les résultats de simulation de quelques structures d'antenne microbande ULB proposées et simulées sous HFSS et CST, ainsi que quelques résultats expérimentaux ont été présentés.

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

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté deux méthodes qui permettent d'extraire les paramètres effectifs (ϵ , μ , et n) du métamatériau à travers des coefficients de réflexion et de transmission (S_{11} et S_{21}). Après, nous avons présenté les résultats de simulation par HFSS et CST des paramètres effectifs de différents résonateurs (SRR carré et circulaire, BC-SRR carré et circulaire, tige métallique, SRR-W, TER-W et le résonateur double S). L'étude de ces résonateurs nous permet de choisir celui qui est le plus adapté dans le cadre d'une application donnée. La comparaison de nos résultats de simulation et les résultats analytiques du modèle théorique proposé et discuté dans la littérature (chapitre 2) donne une bonne concordance entre les allures des courbes de perméabilité et de permittivité du SRR et de tige métallique respectivement.

Dans le quatrième chapitre, on a présenté un ensemble de travaux de conception et de fabrication qui concernent de nouvelles structures d'antennes à base de métamatériaux (SRR, C-SRR et C-TER). Ensuite à travers des études paramétriques intensives, on a examiné l'effet de tous les paramètres géométriques de ces antennes sur leurs performances.

Les deux premières antennes proposées sont des antennes microbandes aux patches démétallisés par des structures périodiques de deux dimensions à base de métamatériaux (C-SRR et C-TER), qui ont pour but d'améliorer leur bande passante par le biais de modification de la distribution des courants surfaciques sur l'élément rayonnant. Dans ce cas les cellules peuvent créer plusieurs fréquences de résonances adjacentes, ce qui mène à une bande passante très large. Avec les propriétés extraordinaires de ces structures, des ondes arrières se sont induites, se propagent ainsi, le long du plan de patch. Ces ondes vont induire un rayonnement plus important dans la direction horizontale plutôt que dans la direction verticale, comme c'est le cas pour les antennes conventionnelles. Dans ce cas, les ondes de surface vont contribuer significativement au rayonnement de l'antenne. Pour confirmer ce phénomène, l'étude comparative de ces structures d'antennes et des antennes monopoles ULB conventionnelles montre une amélioration significative concernant le gain et la directivité des antennes à base de métamatériaux.

La troisième antenne proposée est une antenne monopole ULB à patch rectangulaire classique à quatre coins tronqués optimisée pour un fonctionnement dans la bande 2.4 à 11.3 GHz. Et comme l'antenne ULB partage sa bande de fréquences avec les systèmes à bande étroite existants nous avons ajouté trois dispositifs de filtrage à base de métamatériaux à l'antenne conçue pour éviter l'interférence avec le système WiMAX, WLAN et la bande X. Les résultats obtenus montrent que ces résonateurs peuvent empêcher parfaitement la propagation du signal à proximité de ses fréquences de résonance et ne l'affectent pas d'ailleurs, donc pour rejeter n'importe quelle fréquence, on modifie les paramètres de la cellule, car sa fréquence de résonance est liée directement avec ses paramètres dimensionnels, comme nous avons vu dans le troisième chapitre. On peut aussi rejeter une large bande de fréquence en utilisant un réseau de résonateurs SRR dont les fréquences de résonance sont près l'une à l'autre.

En générale, les résultats obtenus lors de cette thèse ont apporté une contribution à la conception et la fabrication des antennes microbandes miniaturisées ultra large bande à base de métamatériaux, ainsi que la conception d'une antenne ULB à base de métamatériaux à plusieurs bandes rejetées. Ces structures sont adaptées pour être utilisées dans plusieurs applications tel que WiMAX, WLAN...etc. Les résultats de simulation et ceux de la mesure montrent une bonne concordance. La comparaison de nos résultats de simulation, en termes de taille et de performances, par rapport aux résultats publiés dans la littérature valide les résultats obtenus et montrent que les structure proposées contribuent à la réponse aux exigences des systèmes de communication modernes.

Autre résultats important, lorsque nous avons appliqué une structure périodique à base de métamatériaux sur une antenne conventionnelle, nous avons observé que le diagramme de rayonnement s'oriente vers la direction horizontale au lieu de la direction verticale. Ce phénomène ouvre une perspective de possibilité de contrôler le diagramme de rayonnement en utilisant les métamatériaux, car les antennes à rayonnement contrôlable permettent d'apporter une amélioration significative et une multiplication des services aux utilisateurs. Donc comme perspectives pour des travaux futurs, nous allons essayer d'appliquer les métamatériaux agiles pour bien contrôler les caractéristiques de rayonnement de l'antenne microbande telle que le gain, la directivité et le diagramme de rayonnement. D'autre part nous allons essayer de proposer un nouveau système de filtrage reconfigurable et miniaturisé à base de métamatériaux.

Annexes

Annexe A: Conception de différents types de résonateur en anneau fendu

Dans cette annexe, nous allons présenter les résultats de simulation de quelques types de résonateur en anneau fendu. Afin de confirmer qu'ils ont les caractéristiques du métamatériau, on utilise la procédure d'homogénéisation pour extraire leurs paramètres constitutifs tels que la permittivité, la perméabilité et l'indice de réfraction. A la fin de l'annexe, on dresse un tableau récapitulatif contenant les résultats numériques de chaque résonateur, en ce qui concerne les fréquences pour lesquelles la permittivité, la perméabilité ou l'indice de réfraction sont négatives.

A.1 Résonateur en anneau fendu triangulaire

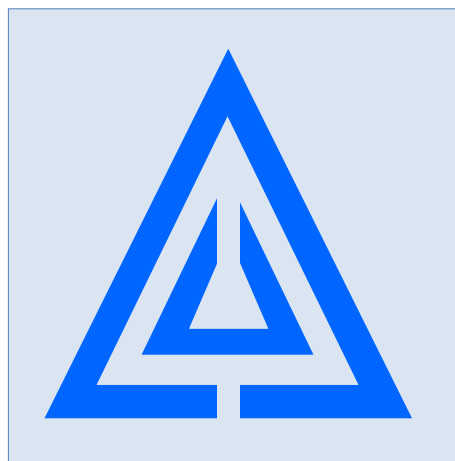


Figure A.1 Résonateur en anneau fendu triangulaire

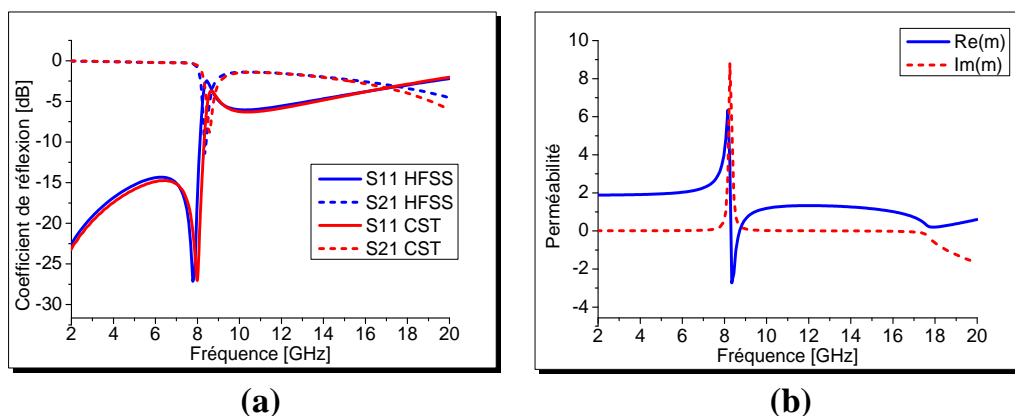


Figure A.2 Paramètres du RAF triangulaire, (a): coefficient de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence, (b): la partie réelle et imaginaire de la perméabilité effectifs

A.2 Résonateur en anneau fendu triangulaire avec tige métallique

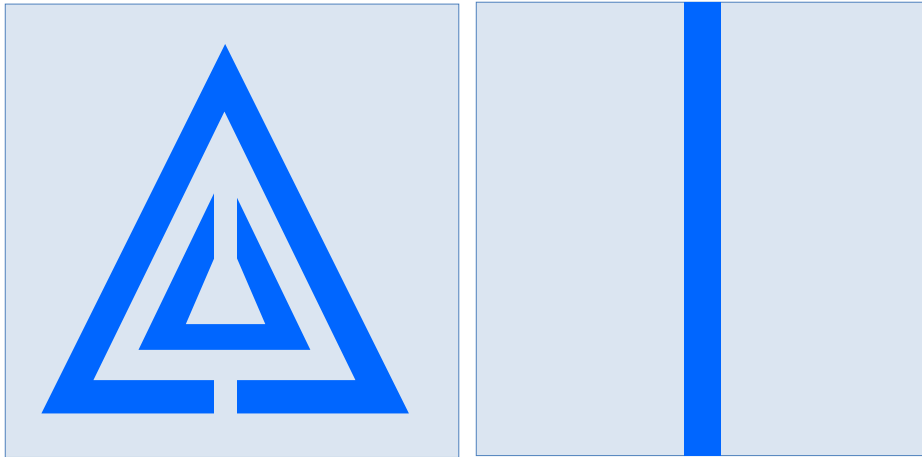


Figure A.3 Résonateur en anneau fendu triangulaire avec tige métallique

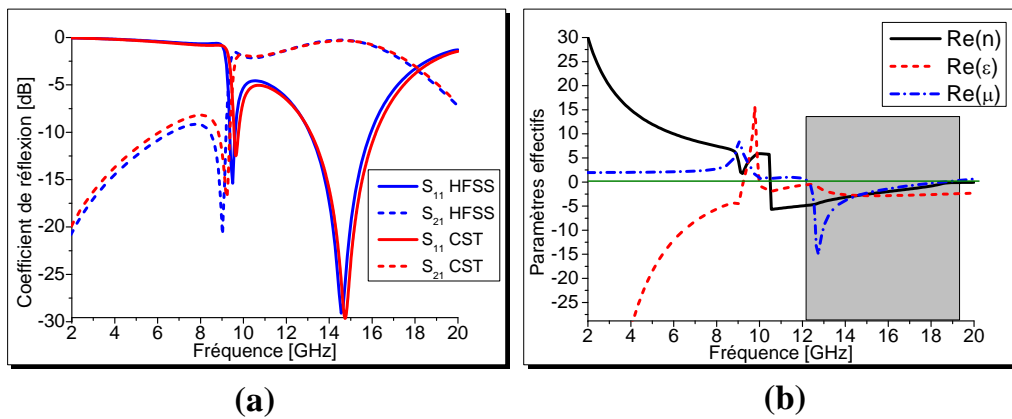


Figure A.4 Paramètres du RAF-T triangulaire, (a): coefficient de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence, (b): la partie réelle de paramètres effectifs

A.3 Résonateur en anneau fendu circulaire avec tige métallique

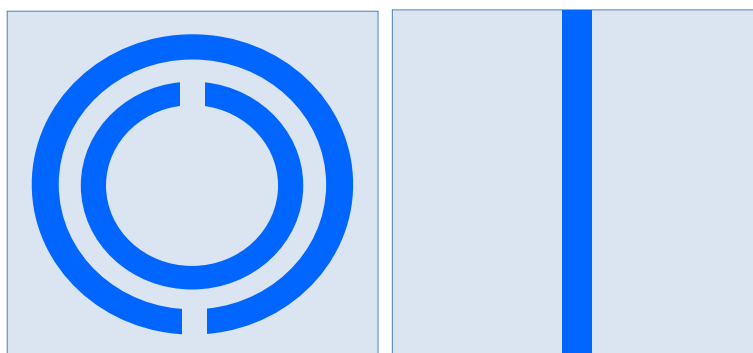


Figure A.5 Résonateur en anneau fendu circulaire avec tige métallique

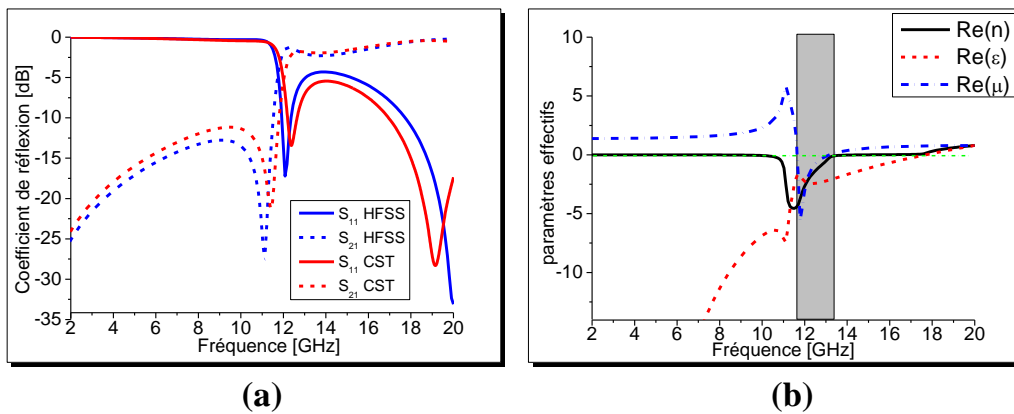


Figure A.6 Paramètres du RAF-T circulaire, (a): coefficient de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence, (b): la partie réelle des paramètres effectifs

A.4 Résonateur en anneau fendu en forme double C

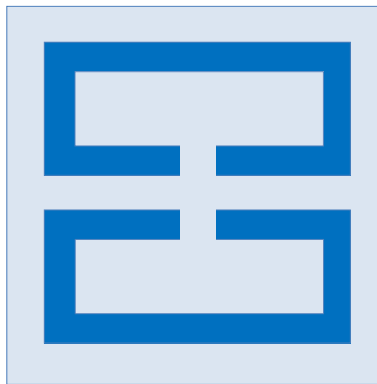


Figure A.7 Résonateur en anneau fendu en forme double C

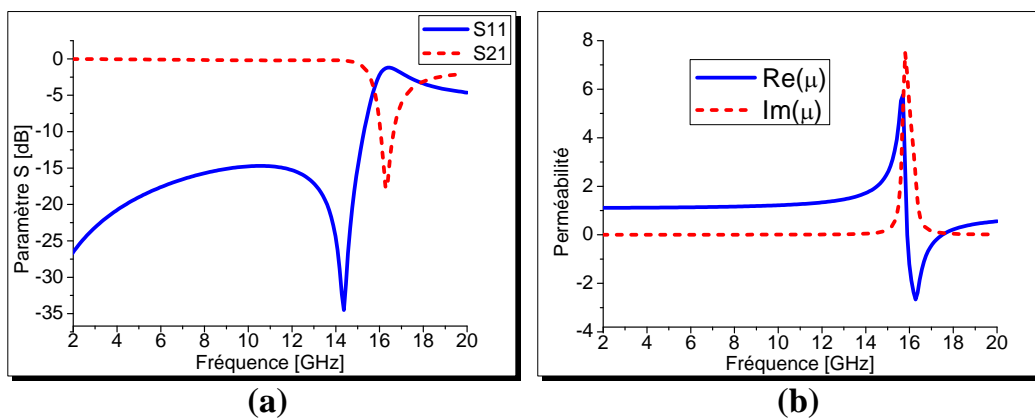


Figure A.8 Paramètres du RAF en forme double C, (a): coefficient de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence, (b): les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effectifs

A.5 Résonateur en anneau fendu en forme double C avec tige métallique

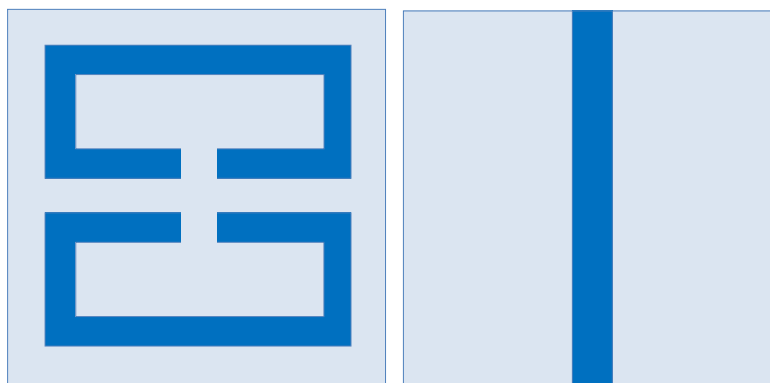


Figure A.9 Résonateur en anneau fendu en forme double C avec tige métallique

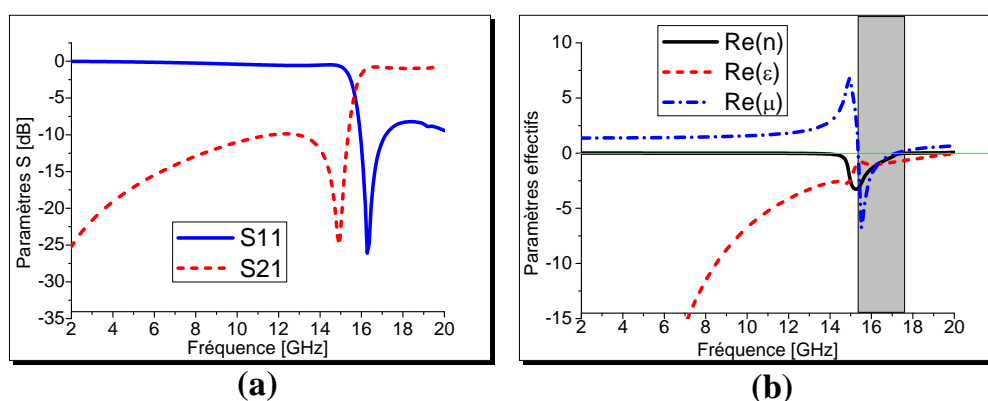


Figure A.10 Paramètres du RAF-T en forme double C, (a): coefficient de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence, (b): la partie réelle des paramètres effectifs

Résonateurs	Paramètres effectifs	Gamme de fréquences
RAF triangulaire	$\text{Re}(\mu) < 0$	8.35 – 8.63 GHz
RAF triangulaire avec tige métallique	$\text{Re}(n) < 0$	10.54 – 20 GHz
	$\text{Re}(\epsilon) < 0$	1 – 9.2 GHz et 10 – 20 GHz
	$\text{Re}(\mu) < 0$	12.36 – 18.47 GHz
RAF circulaire avec tige métallique	$\text{Re}(n) < 0$	3.57 – 10.74 GHz
	$\text{Re}(\epsilon) < 0$	1 – 17 GHz
	$\text{Re}(\mu) < 0$	11.7 – 13.12 GHz
RAF en forme de C	$\text{Re}(\mu) < 0$	15.9 – 17.4 GHz
RAF en forme double C avec tige métallique	$\text{Re}(n) < 0$	8 – 17.8 GHz
	$\text{Re}(\epsilon) < 0$	2 – 20 GHz
	$\text{Re}(\mu) < 0$	15.4 – 17.15 GHz

Tableau A.1 Tableaux récapitulatif des résonateurs étudiés

Annexe B: Présentation du simulateur HFSS

Le logiciel HFSS (**H**igh **F**requency **S**tructure **S**imulation) est un logiciel commercial qui calcule des champs électromagnétiques dans le domaine fréquentiel en résolvant localement les équations de Maxwell. Pour cela, il faut construire des objets en trois dimensions et leur assigner des caractéristiques (type de matériau, taille, épaisseur,... etc). Il est également nécessaire de spécifier les sources électromagnétiques. Il est possible de paramétrer le système et de faire varier ces paramètres lors de la simulation. Les résultats de simulation peuvent être présentés sous forme d'un graphe ou en 3D. L'un des intérêts de HFSS est sa capacité de donner directement les paramètres S en fonction de la fréquence. Les principales étapes de simulation sous HFSS sont illustrées par l'organigramme suivant.

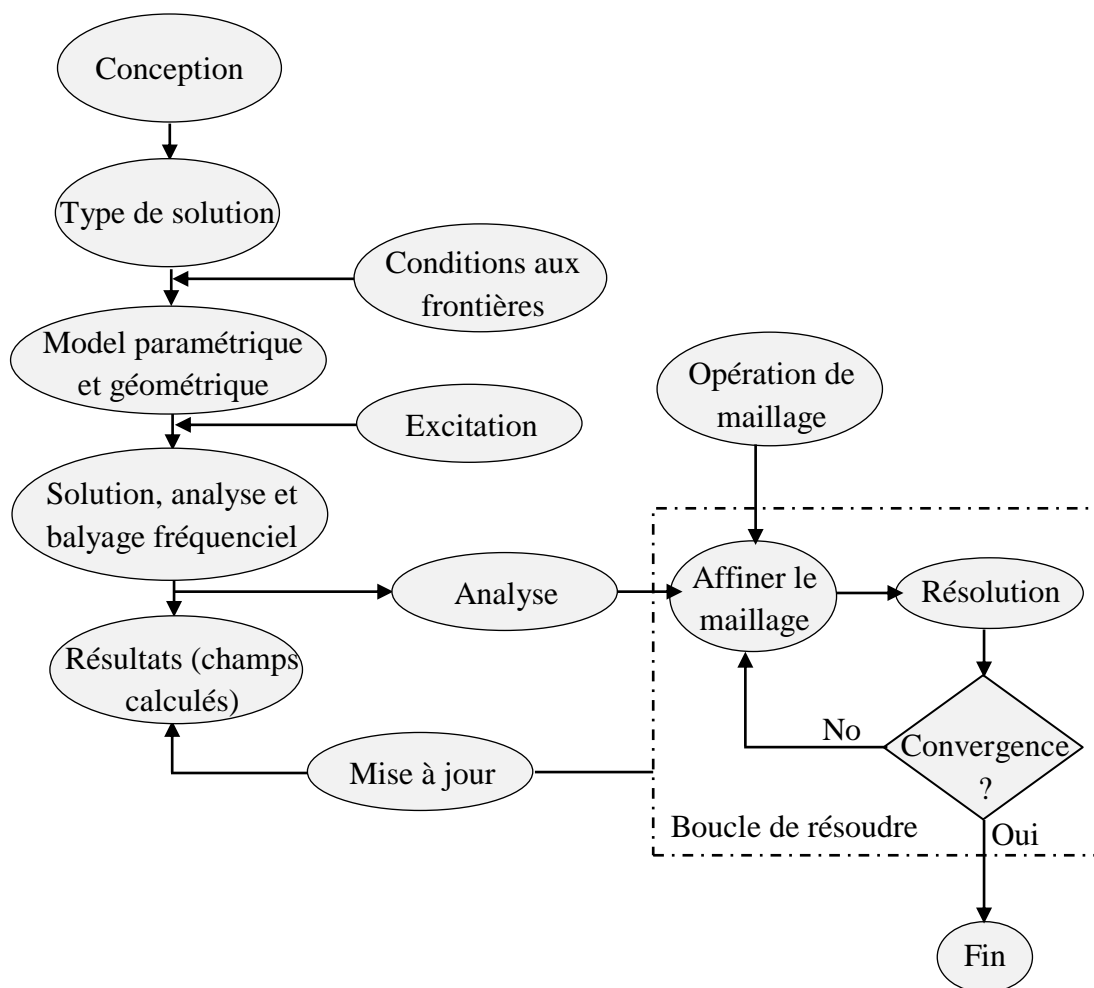


Figure B.1 Organigramme de différentes étapes de simulation d'un projet sous HFSS

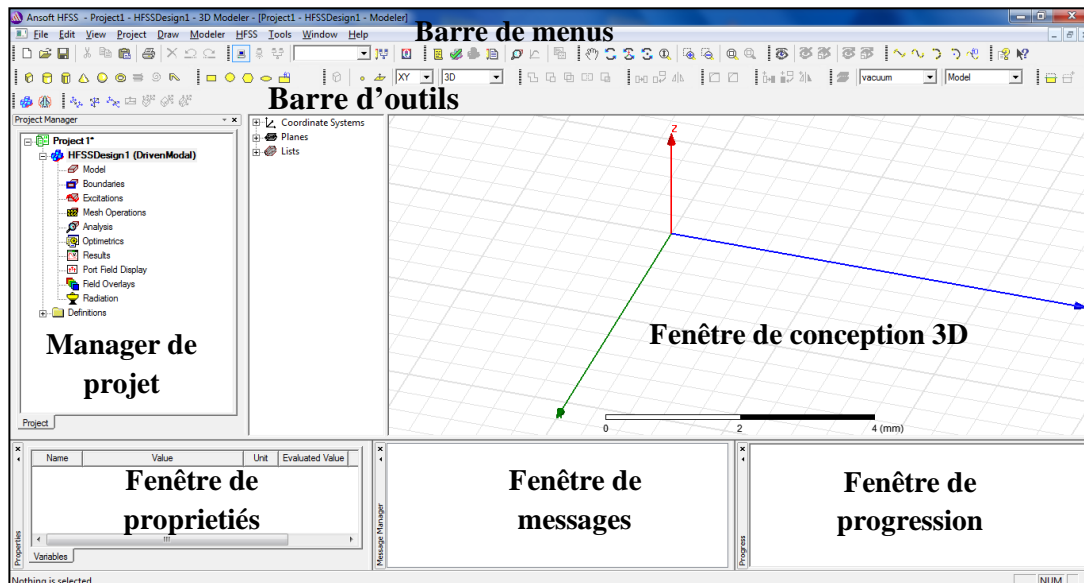


Figure B.2 La fenêtre principale du logiciel HFSS

❖ Création d'un projet sous HFSS

Quand vous commencez HFSS, un projet est énuméré dans l'arbre de projet dans la fenêtre de *Project Manager* et est appelé *project1* par défaut. Sur le menu *Project* cliquer sur *Insert HFSS Design*. La nouvelle conception est énumérée dans l'arbre de *Project Manager*, il est appelé *HFSSDesign1* par défaut. La fenêtre *3D Modeler* apparaît à la droite du *Project Manager* comme présenté dans la figure B.2.

Avant de créer la structure souhaitée, il faut choisir le type de solution, à partir du menu *HFSS* on clique sur *Solution type*, après, on fait la conception de notre structure en utilisant les différents outils de conception qui sont trouvés dans la barre d'outils, ou à partir du menu *Draw* (la barre d'outils et la menu *Draw* contiennent plusieurs commandes et des boutons qui nous permettent de dessiner des objets en 2D et 3D avec des caractéristiques spéciales tel que la permittivité, la conductivité et type de matériau). On peut modifier la couleur, la transparence, le type de matériau et les dimensions de chaque structure conçue, ainsi qu'on peut faire la soustraction (*Subtract*) ou fusionner (*Unite*) deux structures.

Après la finalisation de dessin du projet, il nous faudra trois étapes en plus pour que notre structure soit prévus à l'analyse.

- **Assignement des frontières (conditions aux limites)**

Une fois le modèle a été créé, on doit assigner les conditions aux limites de la structure. Dans HFSS, des frontières rayonnantes sont utilisées pour simuler les problèmes à structure ouverte qui permettent une propagation infiniment lointaine dans l'espace. Nous commençons par le dessin d'un objet virtuel (*air box*) rayonnant autour de la structure, et on ajoute les frontières sur cet objet afin d'absorber le champ électromagnétique, en cliquant sur le bouton droit de la souris sur l'objet, puis on sélectionne *Assign boundary* puis on clique sur *Radiation*.

- **Assignement de l'excitation**

Après avoir dessinée une structure, pour que le logiciel soit capable de faire la simulation, il faut exciter la structure. Il existe différents types d'excitation, et dans le cas des antennes patch, le plus souvent, on utilise des *Wave Ports* ou *Lumped Port*. Cette étape consiste à injecter la puissance dans le patch sous forme d'onde électromagnétique à travers la porte d'alimentation.

- **Ajouter la fréquence de travail et la Bande de fréquence d'intérêt**

Vu que le comportement de l'antenne dépend étroitement de la bande de fréquence considérée, il est donc primordial de se fixer une bande de travail. Pour espérer avoir des résultats valides, la fréquence de résonance de l'antenne doit être spécifiée, ensuite, on se fixe une bande de travail de part et d'autre de cette fréquence de résonance selon le besoin et l'application dont l'objectif est de caractériser l'antenne sur une bande fréquentielle bien définie.

Pour ajouter la fréquence de travail, on clique sur le menu *HFSS > Analysis Setup > Add Solution Setup*, on introduit la fréquence de travail, puis on clique sur *OK*. Cependant, pour ajouter une bande de travail on clique sur le menu *HFSS > Analysis Setup > Add Frequency Sweep*, on définit la gamme de la bande et on clique sur *OK*.

Finalemnt, on doit s'assurer que tous les éléments du dessin sont corrects et que toutes les étapes sont complètes .Pour ce faire, on clique sur le menu *HFSS > Validation Check*.

Après avoir vérifié la conformité de la structure aux exigences du HFSS, les conditions aux frontières et l'excitation, la simulation sera prête à être lancée, en cliquant sur le menu *HFSS > Analyze All*.

La durée de cette simulation dépend essentiellement de :

- ✓ La vitesse du calculateur (ordinateur) utilisé.
- ✓ La complexité de la structure (volume, dimensions etc.)
- ✓ La bande de fréquence de l'analyse.

Une fois la simulation achevée, on pourra accéder à tous les paramètres caractérisant l'antenne. On pourra donc visualiser :

- ✓ La forme du maillage de la structure généré afin de résoudre les équations de Maxwell par la méthode des éléments finis.
- ✓ L'évolution des paramètres « S » en fonction de la fréquence. La valeur minimale de « S_{11} » correspond à la fréquence de résonance, en effet, à cette fréquence la quasi-totalité de la puissance est transmise à l'antenne (adaptation) et la réflexion sera donc minimale.
- ✓ L'évolution du taux d'onde stationnaire (TOS) en fonction de la fréquence.
- ✓ L'impédance de l'antenne en fonction de la fréquence.
- ✓ Le diagramme de rayonnement dans différents plans.
- ✓ Le diagramme de rayonnement en 3D.
- ✓ La directivité et le gain.
- ✓ La répartition des champs E et H sur le Patch en surface et en volume.
- ✓ La distribution des courants sur les plans métalliques.

Annexe C: Présentation du simulateur CST

Le logiciel CST MWS (Computer Science Technology Microwave Studio) est un logiciel de simulation électromagnétique de structures passives en 3-Dimensions. Les simulations MWS sont basées sur la technique des intégrales finies (FIT: Finite Integration Technique), pour déterminer les solutions aux problèmes électromagnétiques régis par les équations de Maxwell sous formes intégrales. En ce qui concerne la technique FIT, cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace, identique à celle de la méthode FDTD (Finite Difference Time Domain). Le logiciel MWS maille la structure en utilisant des éléments volumiques parallélépipèdes, permettant la description en 3-D de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. Il permet aussi de décrire les dispositifs hyperfréquences, tels qu'ils ont été réalisés en pratique, par un empilement des couches de matériaux avec ses propres caractéristiques (permittivité et tangente de pertes dans le cas d'un semi-conducteur et conductivité électrique dans le cas d'un métal à pertes).

❖ Démarrage du CST

Avant d'avoir accès à la fenêtre principale du CST, quelques étapes sont nécessaires. Lorsque vous cliquez sur l'icône du CST, une fenêtre d'accueil s'ouvre, choisir **CST MICROWAVE STUDIO**, puis choisir **Create and use a new project template**, puis choisir **MW & RF & OPTICAL**, puis choisir **Antennas** puis choisir **planar (patch, slot, etc)** puis choisir **Time Domain** puis définir les unités, puis on définit la gamme de fréquence d'étude, enfin click sur **Finish**.

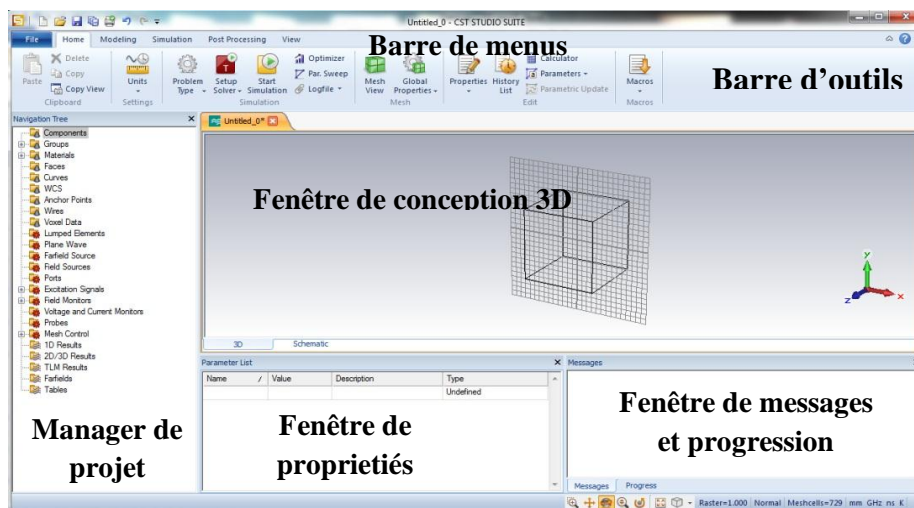


Figure C.1 La fenêtre principale du logiciel CST MWS

La figure C.1 présente Interface graphique du CST MWS, avec différentes outils et menus qui nous permettent de faire la conception des modèles en trois dimensions avec une grande facilité, comme c'est le cas dans HFSS, (la barre d'outils et la menu Draw contiennent plusieurs commandes et des boutons qui nous permettent de dessiner des objets en 2D et 3D avec des caractéristiques spéciales tel que la permittivité, la conductivité et type de matériau). On peut modifier la couleur, la transparence, le type de matériau et les dimensions de chaque structure conçue, ainsi qu'on peut faire la soustraction (Subtract) ou fusionner (Unite) deux structures.

Après la finalisation de dessin du projet, il ne nous faudra qu'une seule étape pour que notre structure soit prévue à l'analyse. Donc, il faut exciter la structure. Il existe différents types d'excitation, et dans le cas des antennes patch, le plus souvent, on utilise des Wave Ports. Cette étape consiste à injecter la puissance dans le patch sous forme d'onde électromagnétique à travers la porte d'alimentation. Après avoir fini la conception de la structure, la simulation sera prête à être lancée, en cliquant sur le bouton de simulation. Une fois la simulation achevée, on pourra accéder à tous les paramètres caractérisant l'antenne.

Annexe D: Techniques de fabrication et de mesure des antennes microbandes

Toutes les mesures qui sont présentées dans cette thèse ont été effectuées au sein du laboratoire RF (Radio Frequency) de l'institut national de la recherche scientifique INRS à Montréal, Canada.

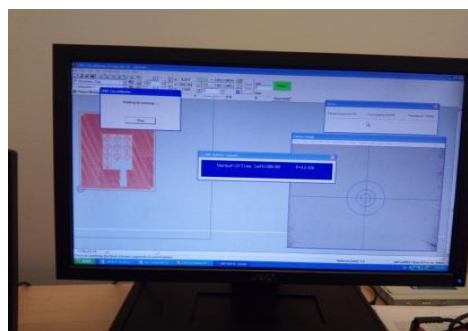
D.1 Techniques de fabrication des antennes microbandes

La machine de gravure Laser **LPKF ProtoLaser S**, illustrée dans la figure D.1.a, est utilisée pour fabriquer les prototypes des antennes proposées. Un résumé du processus de fabrication qu'on a suivi est décrit ci-dessous:

- On exporte les structures de simulation **CST** sous forme de fichier de type **Gerber**. Ce type de fichier nous permet de travailler avec le logiciel de la machine **LPKF ProtoLaser S**, comme le montre la figure D.1.b
- Le substrat diélectrique est fixé sur un support dans la machine **LPKF ProtoLaser S** (figure D.1.c).
- Après avoir fixé le substrat, le processus d'enlever le cuivre indésirable par le Laser est lancé, comme il est illustré dans la figure D.1.d.
- Pour découper le substrat diélectrique, on a utilisé la machine **LPKF ProtoMat C60**, comme le montre la figure D.1.e.
- Enfin, les connecteurs **SMA** fonctionnant jusqu'à 20 GHz sont directement soudés aux points d'alimentation pour effectuer les mesures nécessaires, comme le montre la figure D.1.f.



(a)



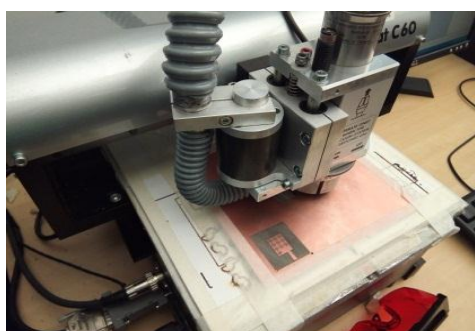
(b)



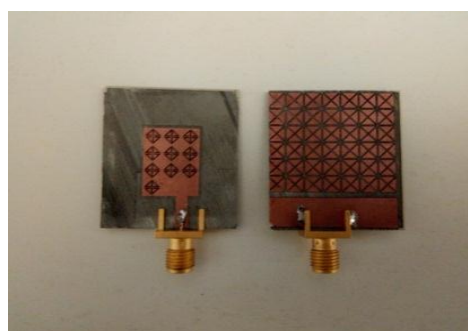
(c)



(d)



(e)



(f)

Figure D.1 Techniques de fabrication des antennes. (a) La machine LPKF ProtoLaser S, (b) Le logiciel de la machine LPKF ProtoLaser S, (c) Fixation du substrat dans la machine LPKF ProtoLaser S, (d) Enlèvement du cuivre par le Laser, (e) La machine LPKF ProtoMat C6, (f) antenne fabriquée.

D.2 Mesure du coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion S_{11} met en évidence l'absorption de l'énergie par le résonateur. C'est sur ce paramètre que l'on se base lors de l'optimisation. Cette mesure se fait au laboratoire en utilisant l'analyseur de réseaux. Les étapes de mesures sont les suivantes :

- Choisir la bande de fréquence dont laquelle nous allons faire la mesure, pour notre cas : la bande de fréquence mesurée est de 2 GHz 11.5 GHz ;
- On monte les liaisons (câbles, connecteurs..) nécessaires pour connecter le résonateur et faire le calibrage ;
- On lie le résonateur à la liaison et on voit directement le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.
- Toutefois, on peut choisir le format avec lequel le coefficient de réflexion sera affiché, par exemple : format logarithmique, amplitude, phase, Abaque de Smith.
- L'analyseur est relié à une imprimante et dispose d'un lecteur disquette et d'un port USB où on peut enregistrer les résultats (Figure D.2).



Figure D.2 L'analyseur de réseau Agilent 8722ES

D.3 Mesure des caractéristiques de rayonnement

Les mesures des propriétés de rayonnement de nos prototypes se sont déroulées dans la chambre anéchoïde de l'INRS (figure D.3). L'utilité de cette chambre réside en l'absorption de tous les rayonnements des trajets multiples. Dans cette situation, le diagramme de rayonnement du résonateur peut être mesuré en s'approchant des conditions de propagation en espace libre. Ainsi, le signal capté est dû seulement au chemin direct. Généralement, les trajets multiples sont causés par des réflexions sur les différents obstacles existants autour du résonateur. Pour les éviter, les six côtés de la chambre anéchoïde sont couverts par des absorbants ayant la forme pyramidale, et des feuilles d'aluminium sont utilisées pour protéger la chambre des interférences électromagnétiques externes. Alors chaque chambre anéchoïde est destinée à une bande bien limitée.

La chaîne de transmission est composée principalement d'un analyseur de réseaux vectoriel (Agilent 8722ES), de l'antenne d'émission (antenne de référence), de câbles et de l'antenne de réception (antenne sous test). Les ouvertures des deux antennes sont suffisamment séparées d'une distance assurant la condition du rayonnement en champ lointain. Les résultats sont recueillis sur l'analyseur de réseau.

L'antenne de référence utilisée a été placée en émission. Cette antenne est le cornet AH-118 fabriqué par la société Antcom (figure D.4). Afin de bien caractériser l'antenne testée, on doit connaître toutes les caractéristiques de l'antenne de référence. Premièrement, on se réfère à la fiche technique du fournisseur. La AH-118 présente une très bonne adaptation sur une bande s'étalant de 1 GHz jusqu'à 18 GHz. Ceci se manifeste par un VSWR inférieur à 1,9 ($|S_{11}| < -10$ dB) sur toute cette bande. Son gain varie entre 4 et 15 dB. Elle est directive dans le sens de son ouverture avec une polarisation linéaire. Son entrée est conçue de telle manière à être adaptée à 50 Ohms afin d'être connectée à un SMA. Cette antenne est très peu dispersive, ce qui réduit fortement les déformations que peuvent subir les impulsions émises. L'antenne d'émission peut pivoter de 90° afin de changer la polarisation des mesures. Les prototypes d'antenne sous test sont placés en réception. Ils sont fixés sur une tour mobile sous commande. La tour permet de faire un balayage de -180° à +180°. Le support de l'antenne est également mobile permettant ainsi une rotation de 360°. Ce dispositif permet de mesurer différents plans des prototypes.

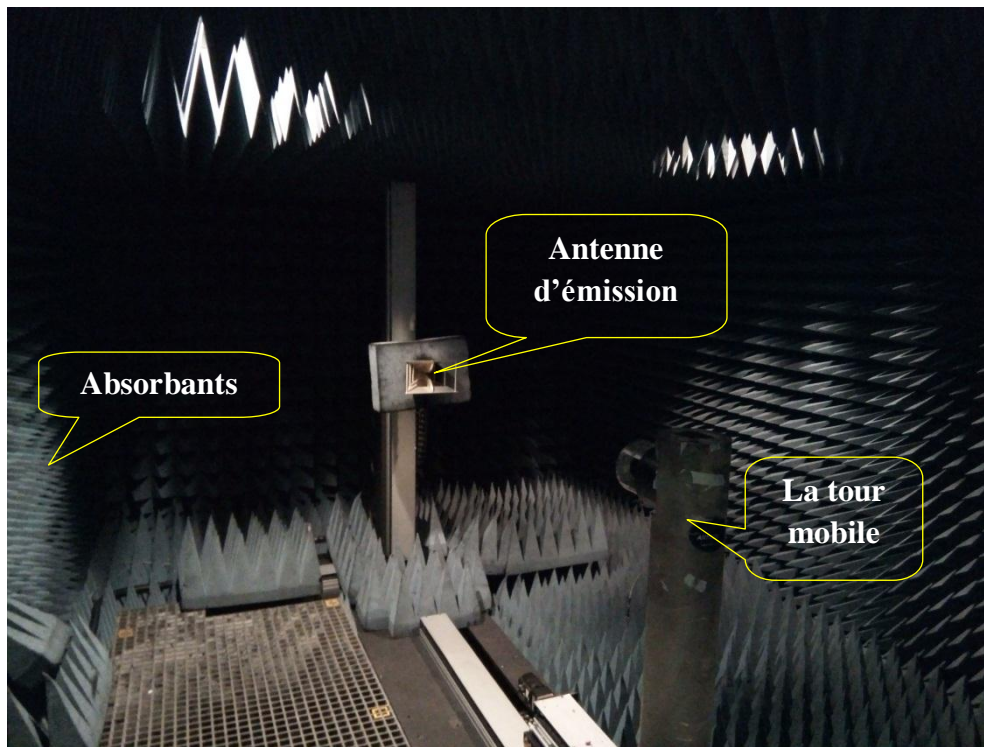


Figure D.3 La chambre anéchoïde



Figure D.4 L'antenne de référence cornet AH-118

Annexe E: Code Matlab utilisé pour calculer l'impédance de la ligne microbande.

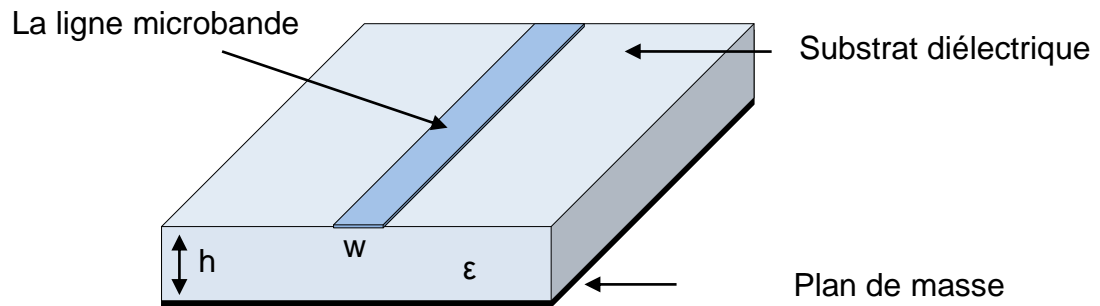


Figure E.1 Ligne microbande

En se basant sur les équations présentées dans le chapitre 04, on peut écrire le code *MATLAB* suivant qui nous donne l'impédance caractéristique de la ligne microbande en fonction des paramètres h , w et ϵ .

Script Matlab

```
clear all;
clc
% paramètres du substrat et de la ligne

h=1.6;      % l'épaisseur du substrat en mm
w=3;       % la largeur de la ligne microbande en mm
eps=4.4;   % la permittivité du substrat

% La permittivité effective (epsreff)

epsreff=((eps+1)/2)+((eps-1)/2)*(-1+12*(h/w))^-0.5;

% l'impédance caractéristique z en ohms

if w/h>1
z=120*pi/(sqrt(epsreff)*((w/h)+1.393+0.667*log((w/h)+1.444)))
else
z=(60/sqrt(epsreff))*log((8*h/w)+(w/(4*h)))
end;
```

