

Université du Québec en Outaouais

Développement de nouveaux modèles de cellules métamatériaux pour les applications en Radiofréquences (RF)

Par

Imene Sassi

Thèse présentée au Département d'informatique et d'ingénierie
Pour l'obtention du grade de

PHILOSOPHIAE DOCTOR (Ph.D)

En sciences et technologies de l'information

Directeur de recherche :	Larbi Talbi Université du Québec en Outaouais
Co-directeur de recherche :	Khelifa Hettak Université d'Ottawa
Président de jury :	Ahmed Lakhssassi Université du Québec en Outaouais
Examineur interne :	Shamsodin Taheri Université du Québec en Outaouais
Examineur interne :	Serioja Tatu Institut national de la recherche scientifique (INRS)
Examineur externe :	Halim Boutayeb Huawei Technologies Canada Co. Ltd

Résumé

Modélisation des cellules unitaires métamatériaux et leurs applications

Par

Imene Sassi

Les métamatériaux suscitent de plus en plus l'intérêt des chercheurs dans les domaines des microondes, des antennes et des radiofréquences. Ces matériaux révolutionnaires réalisés artificiellement à partir de motifs métalliques et diélectriques de dimensions très inférieures à la longueur d'onde permettent d'obtenir des propriétés uniques, fascinantes, et extraordinaires impossibles à obtenir avec des matériaux naturels. Certaines de ces propriétés ont ouvert des voies prometteuses à des applications surprenantes dans le domaine des radiofréquences afin de perfectionner les performances des composants tels que les filtres, les coupleurs et antennes tout en offrant la potentialité de les miniaturiser, de minimiser les pertes d'énergie, d'élargir la bande de fréquences et d'étendre la portée des communications radio .

Notre travail de recherche vise principalement la modélisation des cellules unitaires métamatériaux ainsi que les cellules complémentaires. L'étude et la modélisation se basent sur l'analyse électromagnétique et sur la théorie des lignes de transmission. Notre but est de proposer une nouvelle formulation de la réponse électromagnétique de ces cellules unitaires. L'approche proposée consiste à formuler les fonctions de perméabilité et permittivité en termes des propriétés géométriques et des paramètres physiques des

cellules unitaires. Cette approche nous a permis d'établir une méthodologie de conception des cellules unitaires métamatériaux générique, elle peut être appliquée et adoptée à plusieurs formes de cellules unitaires artificielles magnétiques. Le travail effectué comporte aussi une partie consacrée à l'étude des cellules unitaires complémentaires qui sont plus utilisées dans la conception des circuits RF planaires.

Dans cette thèse, plusieurs cellules MMA sont étudiées et proposées afin de réaliser de nouveaux composants et circuits radiofréquences. Afin de pouvoir optimiser leurs profils et de mettre en évidence les propriétés des cellules étudiées, des outils et des modèles de simulation dédiés pour ces structures sont développés. Les premières réalisations physiques des circuits proposés ainsi que les mesures expérimentaux ont permis de confirmer les résultats des simulations et de valider les concepts proposés. À travers l'application des cellules métamatériaux aux circuits RF, de nouveaux dispositifs ultracompacts et multi-bandes sont proposés.

Remerciement

Je tiens tout d'abord à remercier profondément mon directeur de recherche, le professeur Larbi Talbi pour la supervision de cette thèse, pour son encadrement et pour sa disponibilité tout au long de mon travail de recherche. Je le remercie également pour ses conseils, son soutien et pour son encouragement. J'aimerais aussi remercier Dr. Khelifa Hettak, chercheur au Centre de Recherches sur les Communications Canada (CRC) pour la codirection de cette thèse. Je tiens à lui exprimer ma sincère gratitude pour ses orientations qui ont contribué à améliorer la qualité de cette thèse.

J'adresse mes remerciements les plus sincères aux membres du jury, d'avoir accepté l'évaluation de mon travail de recherche. Leurs commentaires et recommandations ont permis d'enrichir remarquablement la valeur de ce travail de recherche.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance aux techniciens de l'École Polytechnique de Montréal, M. Traian Antonescu, David Dousset et Maxime Thibault, pour leur aide dans la réalisation et les mesures des circuits. Je remercie également Dr Ali Kabiri, à l'époque chercheur postdoctoral, pour son implication et sa précieuse collaboration concernant la modélisation des matériaux magnétiques artificiels.

Mes remerciements sont aussi destinés à tous mes collègues au département d'informatique et d'ingénierie à l'université de Québec en Outaouais pour leur aide à travers nos discussions et nos échanges d'idées.

Je souhaite remercier le conseil de recherche en sciences naturelles et en génie du Canada (CRSNG) et l'université de Québec en Outaouais pour l'octroi des bourses de recherche. Ces inestimables appuis ont amplement facilité la réalisation de cette thèse.

Finalement, je tiens à souligner l'inconditionnel appui que ma famille m'a procuré. Je tiens à leur exprimer ma reconnaissance pour leur patience, leur encouragement et pour leur support.

Dédicace

A mes très chers parents, je dédie cette thèse.

Table des Matières

Résumé.....	i
Remerciement.....	iii
Dédicace.....	iv
Table des Matières.....	v
Liste des Figures.....	vii
Liste des Tableaux.....	x
Liste des Abréviations et sigles.....	xi
Liste des symboles.....	xii
Chapitre 1.....	1
Introduction.....	1
1.1 Motivation.....	1
1.2 Contexte.....	2
1.3 Problématique.....	3
1.4 Objectifs et organisation du manuscrit.....	4
1.5 Méthodologie.....	6
1.6 Contributions.....	6
Articles de revue.....	7
Chapitre 2.....	9
État de l'Art des matériaux magnétiques artificiels.....	9
2.1 Introduction.....	9
2.2 Les matériaux artificiels.....	9
2.3 Les matériaux magnétiques artificiels.....	13
2.4 La modélisation des structures MMA.....	16
2.5 L'application des cellules unitaires MMA aux circuits RF.....	18
2.6 Conclusion.....	20
Chapitre 3.....	21
Modélisation des cellules unitaires MMA.....	21
et des cellules complémentaires.....	21
3.1 Introduction.....	21

3.2	Modélisation électromagnétique des cellules unitaires.....	24
3.2.1	Étude analytique:.....	24
3.2.2	Modèle Analytique Amélioré.....	31
3.3	Modélisation électromagnétique des cellules complémentaires unitaires	37
3.4	Outil de conception des cellules unitaires MMA.....	44
3.5	Conclusion.....	47
Chapitre 4		49
Étude et Analyse des cellules unitaires MMA et des cellules complémentaires		49
4.1	Introduction.....	49
4.2	Étude des cellules unitaires MMA	49
4.2.1	Étude du résonateur n th Rose curve.....	49
4.2.2	Étude du résonateur k th Corrugated Rectangular Resonator	61
4.2.3	Étude du résonateur m th Sine oval Resonator	65
4.3	Étude des cellules complémentaires MMA	68
4.3.1	Configuration du résonateur complémentaire CRCR.....	68
4.3.2	Étude paramétrique du résonateur CRCR	69
4.4	Conclusion.....	74
Chapitre 5		75
Nouvelles cellules complémentaires et leurs applications aux circuits RF		75
5.1	Introduction.....	75
5.2	Nouvelles cellules complémentaires et leurs applications aux circuits RF.....	75
5.2.1	Antenne bi-bande.....	76
5.2.2	Filtre multi-bande.....	84
5.2.3	Filtre passe-bas.....	94
5.2.4	Filtre passe-bande	107
5.3	Conclusion.....	117
Chapitre 6		118
Conclusions et Perspective.....		118
5.1	Conclusions	118
5.2	Contributions	119
5.3	Perspectives	120

Liste des Figures

Figure 1 : Classification des matériaux selon les propriétés électromagnétiques.....	13
Figure 2: Différentes formes de cellules unitaires MMA. (a) double split ring resonators (d-SRR), (b) modified split ring resonator (m-SRR), (c) two-turn (circular) spiral resonator(2c-SR) , (d) n-turn (circular) spiral resonator(nc-SR) , (e) two-turn (rectangular) spiral resonator (2r-SR), (f) double split square resonators (d-SSR), (g) metasolenoid.	16
Figure 3: Différentes catégories d'inclusions. (a) edge-coupled double split looped inclusion, ...	23
Figure 4: Un milieu artificiel composé d'inclusions métalliques (MMA)	23
Figure 5: Différentes configurations de cellules unitaires, (a) inclusion <i>broadside-coupled</i> , (b) inclusion <i>edge-coupled</i> , (c) inclusion spirale <i>edge-coupled</i> , configurations de cellules unitaires avec les paramètres de fabrications détaillés (d) inclusion broadside-coupled, (e) inclusion edge-coupled	25
Figure 6: Perméabilité de l'inclusion rose-curve en utilisant l'étude analytique.....	32
Figure 7: Perméabilité de l'inclusion n^{th} rose curve en utilisant l'étude numérique.....	33
Figure 8:Perméabilité de l'inclusion rose curve en utilisant l'étude numérique ($p=50\text{mm}$, $s=12\text{mm}^2$)	36
Figure 9: Perméabilité de l'inclusion rose curve en utilisant l'étude analytique ($p=50\text{mm}$, $s=12\text{mm}^2$).....	36
Figure 10: Différentes configurations de cellules unitaires complémentaire, (a) inclusion <i>edge-coupled</i> , (c) inclusion spirale <i>edge-coupled</i> , (c) configuration d'une cellule unitaire CSRR avec les paramètres de fabrication détaillés.....	39
Figure 11: L'inclusion rose curve simulée en utilisant HFSS.	43
Figure 12: La permittivité de l'inclusion rose curve simulée (analytique et numérique).....	44
Figure 13: Simulation de la structure Rose Curve (split looped)	45
Figure 14: Simulation de la structure Rose Curve (spiral)	46
Figure 15: Simulation de la structure (CRR).....	46
Figure 16: Simulation de la structure (SOR)	47
Figure 17: Différentes configurations du résonateur <i>nth rose curve</i>	51
Figure 18: Fonction de perméabilité du résonateur <i>7th rose curve</i>	52
Figure 19: Configuration d'une cellule unitaire <i>nth-RCR</i>	53
Figure 20: Fonction de perméabilité pour différentes valeur de A	54
Figure 21 : Variation de la fréquence de résonance et l'amplitude de la fonction.....	54
Figure 22 : Fonction de perméabilité pour différentes valeur de P	55
Figure 23 : Variation de la fréquence de résonance et l'amplitude de la fonction.....	56
Figure 24 : Fonction de perméabilité pour différentes valeur de l'ordre n	57
Figure 25 : Variation de la fréquence de résonance et l'amplitude de la fonction.....	57
Figure 26 : Fonction de perméabilité pour différentes valeur de b	58
Figure 27 : Variation de la fréquence de résonance et l'amplitude de la fonction.....	59
Figure 28 : Fonction de perméabilité pour différentes valeurs de g	60

Figure 29 : Variation de la fréquence de résonance et l'amplitude de la fonction.....	61
Figure 30 : Configuration du résonateur k^{th} CRR.....	62
Figure 31: Configuration du résonateur k^{th} CRR pour différents ordre k	63
Figure 32 : Fonction de perméabilité pour différentes valeurs de l'ordre k	63
Figure 33: Fonction de perméabilité pour différentes valeurs de P	64
Figure 34 : Fonction de perméabilité pour différentes valeurs de A	65
Figure 35 : Fonction de perméabilité pour différentes valeurs de l'ordre m	66
Figure 36 : Configuration du résonateur m^{th} SOR pour différents ordre m	66
Figure 37 : Fonction de perméabilité pour différentes valeurs de A	67
Figure 38 : Fonction de perméabilité pour différentes valeurs de P	67
Figure 39: Configuration d'une cellule unitaire CRCR.....	68
Figure 40: Fonction de permittivité du CRCR pour différentes valeurs de P	70
Figure 41: Variation de la fréquence de résonance et l'amplitude de la fonction.....	71
Figure 42: Fonction de permittivité du CRCR pour différentes valeurs de b	71
Figure 43: Variation de la fréquence de résonance et l'amplitude de la fonction.....	72
Figure 44: Fonction de permittivité du CRCR pour différentes valeurs de g	73
Figure 45: Variation de la fréquence de résonance et l'amplitude de la fonction.....	74
Figure 46: Configuration de la cellule complémentaire proposée.....	77
Figure 47: La permittivité effective de la cellule complémentaire proposée et la cellule CSRR..	78
Figure 48: Configurations des deux antennes: (a) antenne patch sans CS-CSRRs (b) antenne patch avec CS-CSRRs.....	79
Figure 49: Coefficient de réflexion de l'antenne sans CS-CSRR.....	80
Figure 50: Diagramme de rayonnement de l'antenne patch simulée.....	81
Figure 51: Photographie de l'antenne bi-bande fabriquée (a)vu de dessus, (b) vu de dessous.	81
Figure 52 : Coefficient S_{11} simulé et mesuré de l'antenne patch bi-bande.....	82
Figure 53: Diagramme de rayonnement de l'antenne patch bi-bande.....	82
Figure 54: Gain simulé par rapport à la fréquence de résonance de l'antenne fabriquée.....	83
Figure 55: Distribution du courant surfacique de l'antenne proposée à : (a) 2.45 GHz, (b) 5.8 GHz .	84
Figure 56: (a) configuration du résonateur two-ring CSRR, (b) Permittivité effective du résonateur two-ring CSRR.....	85
Figure 57: (a) configuration du résonateur three-ring CSRR, (b) Permittivité effective du résonateur three-ring CSRR.....	85
Figure 58: (a) configuration du filtre bi-bande, (b) S_{11} et S_{21} simulés du filtre bi-bande.....	86
Figure 59: (a) configuration du filtre tri-bande, (b) S_{11} et S_{21} simulés du filtre tri-bande.....	88
Figure 60: (a) Plan de masse du filtre bi-bande, (b) S_{11} simulé et mesuré du filtre bi-bande, (c) S_{21} simulé et mesuré du filtre bi-bande.....	89
Figure 61: (a) Plan de masse du filtre tri-bande, (b) S_{11} simulé et mesuré du filtre tri-bande, (c) S_{21} simulé et mesuré du filtre tri-bande.....	89
Figure 62: Paramètres géométriques de la cellule unitaire double-spirale Rose-curve.....	91
Figure 63: Permittivité effective du résonateur double-spirale Rose-curve.....	92
Figure 64: configuration du filtre bi-bande basé sur LSRCRs.....	93

Figure 65: S11 et S21 simulés du filtre bi-bande basé sur CRCR spiral.....	94
Figure 66: Différentes cellules unitaires CRCRs (la ligne micro ruban supérieure est représentée par une couleur orange et le plan de masse est représenté par la couleur grise)	95
Figure 67: Paramètres géométriques de la cellule unitaire CRCR	96
Figure 68: Réponse en fréquence de trois cellules CRCR avec différents paramètres géométriques.	97
Figure 69: Filtre passe-bas avec CSRR en position 1	97
Figure 70: S11 et S21 du filtre passe-bas avec CSRR en position 1	98
Figure 71: Filtre passe-bas avec CSRR en position 2	98
Figure 72: S11 et S21 du filtre passe-bas avec CSRR en position 2.	99
Figure 73 : Filtre passe-bas avec trois cellules CRCRs.....	100
Figure 74 : S11 et S21 du filtre passe-bas avec trois cellules CRCRs.	100
Figure 75 : Filtre passe-bas avec quatre cellules CRCRs.	101
Figure 76 : S11 et S21 du filtre passe-bas avec quatre cellules CRCRs.....	101
Figure 77: Filtre passe-bas avec sept cellules CSOR.	102
Figure 78: S11 et S21 du filtre passe-bas avec sept cellules CSORs	103
Figure 79: Filtre passe-bas avec six cellules CSOR.....	104
Figure 80: S11 et S21 du filtre passe-bas avec six cellules CSORs	104
Figure 81: Paramètres géométriques des différents résonateurs Omega.	105
Figure 82: Configuration du filtre passe-bas basé sur trois cellules complémentaires Omega ...	106
Figure 83: S11 et S21 du filtre passe-bas avec trois cellules complémentaires Omega.....	107
Figure 84: configuration du résonateur oméga proposée	108
Figure 85: Les caractéristiques de résonance de la cellule unitaire proposée LHORs	109
Figure 86: Les paramètres effectives extraites du résonateur proposé LHORs.....	109
Figure 87: (a) configuration du filtre passe-bande proposé (avec 2 résonateurs).....	110
Figure 88: (a) configuration du filtre passe-bande proposé (avec 3 résonateurs).....	111
Figure 89: Configuration du filtre passe-bande proposé avec 2 résonateurs simulé par HFSS...	112
Figure 90 : Configuration du filtre passe-bande proposé avec 3 résonateurs simulé par HFSS..	113
Figure 91 : Photographie des filtres passe-bande fabriqués	114
Figure 92: (a) Photographie du filtre passe-bande fabriqué basé sur deux LHORs (b) Paramètres S mesurés et simulés du filtre passe-bande basé sur deux LHORs	115
Figure 93: (a) Photographie du filtre passe-bande fabriqué basé sur trois LHORs (b) Paramètres S mesurés et simulés du filtre passe-bande basé sur trois LHORs	116

Liste des Tableaux

Tableau 1: Paramètres de simulation du résonateur <i>nth order rose curve</i>	51
Tableau 2: Paramètres de simulation du résonateur CRCR.....	69
Tableau 3: Paramètres de la structure proposée et la cellule CSRR.....	76
Tableau 4: Paramètres de simulation du résonateurs <i>Multi-ring</i>	87
Tableau 5: Paramètres de simulation des résonateurs <i>CRCR spiral</i>	90
Tableau 6: Paramètres géométriques de différentes cellules unitaires CRCR	96
Tableau 7: Paramètres géométriques des résonateurs <i>Omega</i>	106

Liste des Abréviations et sigles

WIFI	Wireless Fidelity
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communications
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
3G	Third generation
SRR	Split Ring Resonator
HT	Homogenization Theory
EMT	Effective Medium Theory
MMA	Matériaux Magnétiques Artificiels
RF	Radiofréquences
DNG	DNG Double Negative
ENG	ϵ -Negative Material
MNG	μ -Negative Material
Bc-SRR	Broadside coupled Split ring resonator
Ec-SRR	Edge coupled Split ring resonator
SR-R	Swiss Roll Resonator
MSRR	Modified SRR
n-SR	n- turn Spiral Resonator
d-SRR	d- Double Split Ring Resonator
d-SSR	d- Double Split Square Resonator
s-SRR	Singly Split Ring Resonator
nc-SR	n-turn (circular) Spiral Resonator
nr-SR	n-turn (rectangular) Spiral Resonator
n-RCR	n^{th} order Rose Curve Resonator
CSRR	Complementary Split Ring Resonator
k-CRR	k^{th} order Corrugated Rectangular Resonator
RCR	Rose Curve Resonator
CRCR	Complementary Rose Curve Resonator
CS-RR	Complementary Spiral Ring Resonator
CS-CSRRs	Corrugated slotted-CSRRs
<i>N-ring CSRR</i>	<i>N-ring</i> Complementary Split Ring Resonator
<i>N-ring SRR</i>	<i>N-ring</i> Split Ring Resonator
m-SOR	m^{th} order Sine Oval Resonator
LHORs	Linked Hexagonal Omega Resonators
LSRCRs	Linked Spiral Rose Curve Resonators

Liste des symboles

c	vitesse de la lumière
λ_0	longueur d'onde dans le vide
ω	fréquence angulaire de l'onde électromagnétique
ϵ_{eff}	permittivité effective
μ_{eff}	perméabilité effective
n_{eff}	indice de réfraction effective
k	vecteur d'onde
E	champ électrique
H	champ magnétique
ϵ_r	permittivité relative du milieu
μ_r	perméabilité relative du milieu
χ_m	susceptibilité magnétique
V_{emf}	force électromotrice
H_{ind}	champ magnétique induit
$\delta x, \delta y, \delta z$	dimensions de la cellule unitaire
σ	conductivité
$R_0\sqrt{\omega}$	résistance par unité de longueur
C_0	capacité par unité de longueur
L_0	inductance par unité de surface
F	facteur géométrique d'une inclusion
P	facteur physique d'une inclusion
l	périmètre d'une inclusion
s	surface d'une inclusion
ϵ_0	permittivité relative du vide
μ_0	perméabilité relative du vide
α	facteur de dissipation
χ_0	Susceptibilité du milieu sans pertes
ξ	fonction de perte dans la perméabilité effective du milieu
ω_0	fréquence de résonance d'une cellule unitaire
Ω	fréquence de résonance normalisée
BW	Bande passante
Re	partie réelle d'une fonction
Im	partie imaginaire d'une fonction
f_{op}	Fréquence d'opération

Chapitre 1

Introduction

1.1 Motivation

Depuis quelques années le domaine de télécommunications sans fil connaît une croissance phénoménale. Ce développement rapide a permis la création de nouvelles technologies et l'innovation dans plusieurs applications existantes. Parmi ces nouvelles applications, nous pouvons citer le WIFI, le WIMAX, le GPS et les appareils mobiles. Par exemple, les nouveaux appareils mobiles aussi appelés «intelligents » nécessitent des canaux de diffusion pouvant transporter un grand nombre de données. Ces appareils incorporent en même temps plusieurs protocoles et standards de communication sans fils (GSM, UMTS, GPS, 3G, 4G, 5G...) afin de satisfaire aux divers besoins des consommateurs. Donc, d'une part il y a une demande croissante concernant le transfert de données, qui exigent des composants à large bande et à multi-bandes, d'autre part il y a une tendance vers la miniaturisation des composants et des circuits liés aux appareils mobiles. Non seulement, ces deux contraintes doivent être gérées avec des solutions peu coûteuses mais aussi les composants proposés doivent fournir des performances très élevées.

La fabrication des composants à large bande, multi-bande et la réduction de la taille des circuits ont suscité ces dernières années un grand intérêt auprès des chercheurs dans le domaine des télécommunications. La quête incessante vers miniaturisation est motivée par l'intégration de plusieurs composants dans les circuits des appareils mobiles afin réduire au maximum l'encombrement. L'apparition d'une nouvelle catégorie de matériaux appelés «métamatériaux» est arrivée afin de répondre à tous ces besoins. Ces nouveaux

matériaux ont été largement étudiés pour leurs potentialités à créer de nouvelles propriétés électromagnétiques et à miniaturiser les circuits RF. Les matériaux magnétiques artificiels avec un indice de réfraction négatif et une perméabilité effective négative, sur une bande de fréquence bien définie, établissent un nouveau concept électromagnétique. Les propriétés uniques des matériaux magnétiques artificiels permettent de concevoir des circuits micro-ondes à une échelle réduite par rapport aux circuits classiques. Depuis quelques années, les chercheurs dans le domaine des métamatériaux ont pu démontrer les phénomènes extraordinaires de ces matériaux. De nos jours, les recherches se focalisent sur le développement de nouvelles procédures de modélisation et de conception de ces matériaux. La fabrication des matériaux magnétiques artificiels a bien démontré l'efficacité de ces matériaux. En effet, ces matériaux peuvent améliorer la réalisation de plusieurs dispositifs RF et en même temps promettent de nouveaux types de circuits RF plus performants et plus miniatures. Les deux principaux avantages de ces matériaux magnétiques artificiels sont la simplicité d'intégration, le faible coût de fabrication et l'efficacité.

1.2 Contexte

Le physicien russe Victor Veselago était le premier fondateur de la théorie des Métamatériaux. Dans les années soixante, il a réussi à établir les premières lois de cette théorie. Cependant, ce n'était qu'en 1999 que le premier modèle de son concept a été publié par J. Pendry [1]. Il a introduit la première cellule unitaire magnétique (Split Ring Resonator) ainsi qu'un réseau de structures métalliques sous forme de rouleau suisse (*Swiss-Roll*). Depuis ces années, plusieurs nouveaux résonateurs ont été proposés afin d'obtenir des propriétés magnétiques améliorées. Le fait de changer les caractéristiques géométriques des cellules unitaires permet à la fois de créer de nouvelles structures et d'ajuster les propriétés magnétiques selon les besoins. Cependant, chaque inclusion présente des avantages et des inconvénients en termes de fonction de perméabilité, facteur de dissipation et coefficient de dispersion. Afin d'étudier la réponse électromagnétique de ces inclusions, quelques modèles analytiques ont été développés. Quand les dimensions des inclusions sont très faibles par rapport à la longueur d'onde d'excitation, la théorie du

milieu effectif (EMT) peut être combinée avec les théories d'homogénéisation (HT) pour calculer la perméabilité effective ainsi que la permittivité des matériaux magnétiques artificiels (MMA) [2]. Cette technique a été utilisée par Pendry et al. afin d'expliquer la physique derrière les caractéristiques particulières des MMA. Ils ont réussi à démontrer que la perméabilité des MMA est négative sur une bande de fréquences micro-ondes. Plus tard, des modèles basés sur un circuit équivalent ont été établis pour décrire soit le comportement de l'ensemble du milieu MMA, soit la réponse électromagnétique de chaque inclusion. Plusieurs modèles circuit-équivalent ont été proposés. Ces modèles dépendent de la géométrie de l'inclusion et des dimensions des cellules unitaires magnétiques. En plus, chaque modèle a été proposé pour décrire le comportement d'un résonateur bien défini, non pour décrire le comportement général d'une inclusion quelconque.

1.3 Problématique

Les matériaux artificiels magnétiques apparaissent comme des candidats prometteurs pour la fabrication des dispositifs RF. Or, l'exploitation technologique de ces matériaux requiert des modèles théoriques capables de décrire leurs réponses à des ondes électromagnétiques. Dans la littérature, ils existent quelques modèles qui permettent la modélisation électromagnétique des inclusions MMA. Cependant, chaque modèle étudie et analyse le comportement d'une inclusion de géométrie bien définie. Il est essentiel d'établir un modèle général et précis qui permet de prédire le comportement d'une cellule unitaire quel que soit la forme et les dimensions de cette structure. Les matériaux artificiels magnétiques sont considérés comme des matériaux composites homogènes. Il en résulte qu'ils peuvent être décrits par l'électrodynamique des milieux continus.

Dans ce contexte, la réponse de l'ensemble du milieu MMA peut être décrite par une perméabilité effective résultante ainsi qu'une permittivité effective. De façon générale, ces deux fonctions électromagnétiques permettent de donner une idée sur les caractéristiques électromagnétiques des cellules unitaires MMA. En revanche, le développement d'expressions pour la permittivité et la perméabilité effectives de cellules artificielles magnétiques pose plusieurs difficultés théoriques.

En effet, la modélisation électromagnétique et la maîtrise des procédés technologiques de réalisation des MMA sont les éléments de base dans le processus de fabrication des cellules unitaires MMA. Afin de concevoir une cellule unitaire MMA, le concepteur doit avoir recours à des logiciels de simulation très puissants. Toutefois ces logiciels nécessitent un investissement en temps important et requièrent une personne spécialiste du logiciel utilisé. Un modèle électromagnétique des réponses des inclusions MMA simplifie et facilite le processus de conception. En outre, il sera une solution qui permet de modéliser des structures d'inclusions quelques soit les contraintes de fabrication.

De nos jours, les cellules unitaires MMA complémentaires sont plus utilisées dans la conception et la fabrication des circuits radiofréquences. Cependant, il n'existe que quelques études peu détaillées de cette structure. Il semble intéressant d'établir un modèle électromagnétique des cellules unitaires MMA complémentaires et de développer des formules précises afin d'étudier la permittivité négative de ces structures.

La voie du développement de nouvelles cellules unitaires MMA ainsi que des cellules complémentaires demeure particulièrement intéressante même s'ils nécessitent toutefois des études adaptées pour être efficacement utilisés avec des circuits et dispositifs radiofréquences.

Malgré le grand nombre d'inclusions MMA proposées dans la littérature, toutes ces inclusions présentent beaucoup de limitations que ce soit au niveau de la miniaturisation, ou au niveau de la bande de résonance. En plus, la conception de chaque composant radiofréquence exige des propriétés électromagnétiques spécifiques. Par conséquent, il est essentiel de produire de nouvelles inclusions MMA qui surmontent ces limitations.

1.4 Objectifs et organisation du manuscrit

L'objectif principal de la thèse est de développer une modélisation électromagnétique des cellules unitaires MMA ainsi que des cellules unitaires complémentaires. Il s'agit de générer des expressions analytiques pour la perméabilité effective de cellules unitaires MMA et la permittivité effective des cellules complémentaires. En plus, un outil de conception et de modélisation sera développé afin d'étudier la réponse électromagnétique

de ces inclusions. Dans le but de valider expérimentalement les modèles développés, de nouvelles cellules unitaires seront proposées et appliquées pour la fabrication de plusieurs circuits RF.

Pour accomplir les objectifs de la thèse mentionnés ci-haut, nous proposons de subdiviser le manuscrit de la manière suivante :

1- Le chapitre 2 est consacré à l'état de l'art. Nous présentons en premier lieu les matériaux artificiels magnétiques ainsi que les différentes méthodes de modélisation des inclusions MMA. Nous distinguerons ensuite leur classification en termes de paramètres effectifs, de bande de fréquences de fonctionnement. Une autre partie sera consacrée aux cellules MMA complémentaires. Pour clôturer le chapitre, un ensemble d'applications des cellules MMA dans le domaine des antennes et des circuits RF est exploré.

2- Le chapitre 3 sera consacré à la modélisation électromagnétique des cellules unitaires MMA. Nous dériverons en détails une expression permettant d'établir la relation entre la fréquence de résonance et la perméabilité effective ainsi que la permittivité effective. Nous étudierons en détails la dépendance des réponses électromagnétiques avec les propriétés géométriques des inclusions MMA. Finalement, un outil de conception et de modélisation de différentes structures MMA sera présenté.

3- Le chapitre 4 vise à proposer de nouvelles cellules unitaires MMA. Une comparaison entre la réponse analytique de ces inclusions et les résultats de simulation sera effectuée afin de valider les modèles utilisés. Ensuite, l'analyse détaillée des propriétés électromagnétiques de ces cellules unitaires sera proposée.

4- Le chapitre 5 sera dédié au développement de nouveaux circuits RF et micro-onde basés sur les cellules unitaires modélisées précédemment. Plusieurs circuits RF seront étudiés. Parmi ces circuits, une antenne patch à double bande est proposée ainsi qu'un filtre coupe-bande et à multi-bande est modélisé. L'objectif visé est de souligner les performances apportées par les nouvelles cellules unitaires MMA. En outre, les circuits RF seront simulés et fabriqués. Les performances radioélectriques de ces nouveaux circuits sont validées par les résultats de mesures.

5-Enfin, le chapitre 6 présentera une conclusion générale des résultats obtenus dans ce travail de recherche et décrira les perspectives et les futurs travaux recommandés dans la continuité de cette thèse.

1.5 Méthodologie

Le but de cette thèse est d'étudier, modéliser, simuler et réaliser des circuits RF à base des cellules unitaires métamatériaux. En effet, l'étude et la modélisation se basent sur l'analyse électromagnétique et sur la théorie des lignes de transmissions. Le processus de conception ainsi que la phase de formulation des contraintes géométriques seront effectués en se basant sur les étapes suivantes. La première étape étudie la faisabilité de conception des cellules unitaires des matériaux artificiels et teste la nouvelle formulation pour répondre aux contraintes fondamentales. Dans les étapes suivantes, les propriétés géométriques et physiques de l'inclusion seront synthétisées et calculées. Par la suite, les valeurs calculées peuvent être optimisées afin d'obtenir la structure la plus performante. La stratégie derrière cette méthodologie de conception est générique, elle peut être appliquée et adoptée à plusieurs formes de cellules unitaires artificielles magnétiques. Plusieurs cellules MMA sont étudiées et proposées afin de réaliser de nouveaux composants et circuits radiofréquences. Afin de pouvoir optimiser leurs profils et de mettre en évidence les propriétés des cellules étudiées, des outils et des modèles de simulation dédiés pour ces structures sont développés. Les premières réalisations physiques des circuits proposés ainsi que les mesures expérimentaux ont permis de confirmer les résultats des simulations et de valider les concepts proposés.

1.6 Contributions

Notre proposition de projet de thèse se veut une contribution importante dans le domaine des matériaux artificiels magnétique et aura pour but de modéliser les cellules unitaires MMA ainsi que les cellules unitaires complémentaires. Elle vise aussi à exploiter les propriétés inédites des cellules unitaires MMA aux fréquences micro-ondes. Des cellules unitaires MMA sous-longueurs d'onde miniatures seront modélisées pour être ensuite

appliquées à des circuits RF. Dans ce qui suit, on détaille les contributions apportées par ce travail de recherche :

1- Une nouvelle formulation pour décrire les propriétés électromagnétiques des cellules unitaires MMA a été établit.

2- Une étude détaillée des propriétés électromagnétiques des cellules unitaire MMA est menée. Les effets des paramètres géométriques et physiques sur la performance de ces cellules ont été analysés.

3- La réponse électromagnétique des cellules unitaires MMA complémentaire a été abordée et sera confirmée expérimentalement avec la fabrication.

4- Un outil de conception basée sur la modélisation électromagnétique a été développé. Cet outil permet la conception des cellules unitaires MMA et les cellules complémentaires quelque soient les propriétés spécifiques de ces inclusions. L'interface graphique de cet outil a été testée avec quelques inclusions et peut être appliqué à de nouvelles inclusions.

5- Quelques nouvelles structures des cellules unitaires MMA ont été introduites et étudiées. Elles ont été comparées avec les cellules MMA original (*Split Ring Resonator*) afin de souligner les performances apportées par ces cellules.

6- De nouveaux circuits RF basés sur ces cellules unitaires MMA ont été conçus. Une antenne patch bi-bande a été simulée et fabriquée. En plus, plusieurs nouveaux filtres ont été analysés et construit. Ces filtres sont principalement basés sur des cellules complémentaires MMA.

Publications

Articles de revue

[1] Imene Sassi, Larbi Talbi, Khelifa Hettak, A novel dual-band antenna based on Corrugated Slotted-Complementary Split-Ring Resonators, *Microwave and Optical Technology Letters*, 57: 2310–2315, 2015.

[2] Imene Sassi, Larbi Talbi, Khelifa Hettak, Compact Multi-Band Filter based on Multi-Ring Complementary Split Ring Resonators, *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 57, 127–135, 2015.

[3] Imene Sassi, Larbi Talbi, Khelifa Hettak, Compact Low-pass Filter using Complementary Rose Curve Resonators (CRCRs), International Journal of Nanosciences and Nanotechnologies, Vol. 8, 131-138, 2013.

[4] Imene Sassi, Larbi Talbi, Khelifa Hettak, Ali Kabiri, Magnetic Response of n^{th} Rose Curve Resonator in the RF Frequency Regime, International Journal of Electrical and Computer System Volume 1, Issue 1, Year 2012 - Pages 18-25.

[5] Imene Sassi, Larbi Talbi, Khelifa Hettak, Compact Bandpass filters based on Linked Hexagonal-Omega resonator, Microwave and Optical Technology Letters, september 2015 (**soumis**).

[6] Imene Sassi, Larbi Talbi, Khelifa Hettak, Analytical modeling of Rose curve resonator for Artificial Magnetic Material design, IEEE, Transaction on Antennas and Propagation. (**En cours de préparation**).

[7] Imene Sassi, Larbi Talbi, Khelifa Hettak, Analytical modeling of complementary split ring resonator, IEEE, Transaction on Antennas and Propagation. (**En cours de préparation**).

[8] Imene Sassi, Larbi Talbi, Khelifa Hettak, low-pass filter using Sine oval Resonators (CSORs), Microwave and Optical Technology Letters. (**En cours de préparation**).

Articles de conférences internationales

[9] Imene Sassi, Larbi Talbi, Khelifa Hettak, Wideband Low-pass Filter using Complementary Rose Curve Resonators (CRCRs), International Conference on Advanced & Nano Materials (ICANM 2013) ,12–14 August 2013, Quebec City, Canada

[10] Imene Sassi, Larbi Talbi, Khelifa Hettak, Spectral Magnetic Behavior Of The n^{th} Order Rose Curve Resonator (RCR) ,22-24 August, Ottawa, 2012.

[11] Betty Savitri, Imene Sassi, Larbi Talbi, Khelifa Hettak, Ali Kabiri, Effect of complementary rose curve resonator (CRCRs) on the effective negative permeability, Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE, 8-14 July, Chicago 2012.

Chapitre 2

État de l'Art des matériaux magnétiques artificiels

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, on présente un aperçu sur l'état de l'art des matériaux artificiels magnétiques. En premier lieu, nous décrivons les différentes classes des matériaux artificiels et nous distinguerons ces classes selon les paramètres effectives du milieu et selon la bande de fréquence. On détaillera les propriétés et les caractéristiques électromagnétiques de ces matériaux. La deuxième partie du chapitre sera focalisée sur les matériaux magnétiques artificiels et les différentes méthodes de modélisation de ces structures. Finalement, on citera les applications potentielles de ces structures dans le domaine des antennes et des circuits RF.

2.2 Les matériaux artificiels

Dans la bande des fréquences micro-ondes, les matériaux naturels sont limités à certains niveaux de polarisation et de magnétisation. Même si certains niveaux de magnétisation et de polarisation sont réalisables, les matériaux souffrent de pertes électriques et magnétiques élevées. On peut citer le cas des matériaux ferromagnétiques, ces matériaux souffrent d'une perte magnétique importante et une résistivité élevée dans la bande des fréquences micro-onde [3], [4]. Afin de surmonter ces limitations, les matériaux artificiels magnétiques ont été conçus. En effet, ces nouvelles structures peuvent être fabriquées avec une permittivité et une perméabilité bien déterminées sur une bande de fréquence spécifique.

Les matériaux magnétiques artificiels, également appelés métamatériaux, sont des matériaux artificielles qui n'existent pas dans la nature. Elles possèdent des propriétés électromagnétiques extraordinaires qui sont rarement trouvées dans les matériaux naturels. Par définition, les matériaux magnétiques artificiels MMA sont des matériaux artificiels composés d'une structure d'inclusions périodiques ou non périodique de faibles dimensions par rapport à la longueur d'onde d'excitation. Ces structures peuvent être classées parmi les matériaux homogènes. Les propriétés électromagnétiques de ces nouveaux milieux sont modifiées par l'excitation électromagnétique des inclusions formant ces structures [5].

Bien qu'un tel milieu composite soit formé de plusieurs inclusions hétérogènes, il peut être classé parmi les matériaux homogènes dont les caractéristiques électromagnétiques sont la permittivité effective ε_{eff} et la perméabilité effective μ_{eff} . La notion effective est valable tant que la dimension d des structures étudiées est très petite par rapport à la longueur d'onde d'excitation ($d \ll \lambda = c/f = \frac{2\pi c}{\omega}$) [6],[7] où, f est la fréquence d'excitation, ω est la fréquence angulaire de l'onde propagée et c est la célérité de la lumière. Cette condition assure que l'onde électromagnétique propagée est réfractée et non diffractée dans le milieu, et par conséquent, la permittivité effective et la perméabilité effective sont des concepts plausibles.

Même si le milieu composite est complexe, la réponse électromagnétique de la structure peut être exprimée en utilisant les fonctions effectives de $\varepsilon_{eff}(\omega)$ et $\mu_{eff}(\omega)$. Par conséquent, les équations de Maxwell peuvent être utilisées afin de décrire le comportement du milieu artificiel magnétique. En effet, la conception d'un milieu artificiel magnétique définie par $\varepsilon_{eff}(\omega)$ et $\mu_{eff}(\omega)$ sera une tâche motivante si on peut obtenir des valeurs effectives qui ne sont pas trouvées dans les matériaux naturels. Cependant, il faut déterminer les valeurs limites des deux fonctions $\varepsilon_{eff}(\omega)$ et $\mu_{eff}(\omega)$.

En général, dans un milieu linéaire passive, les expressions de $\varepsilon_{eff}(\omega)$ et $\mu_{eff}(\omega)$ sont limitées par les conditions suivantes [8].

$$\left\{ \begin{array}{l} \lim_{\omega \rightarrow \infty} \varepsilon_{eff}(\omega) = 1 \\ \lim_{\omega \rightarrow \infty} \mu_{eff}(\omega) = 1 \end{array} \right. \quad (2.1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d(\omega \varepsilon_{eff}(\omega))}{d\omega} > 1 \\ \frac{d(\omega \mu_{eff}(\omega))}{d\omega} > 1 \end{array} \right. \quad (2.2)$$

Le système des équations (2.1) implique qu'au-delà d'une certaine fréquence, les matériaux ne peuvent pas être polarisés, par conséquent, la permittivité effective et la perméabilité effective sont limitées par l'unité.

Le deuxième système d'équation (2.2) est dérivé des relations de Kramers-Kronig et représente une conséquence du principe de Causalité [8] [9]. Ces conditions exigent une restriction sur la relation de dispersion en fréquence des fonctions de permittivité et perméabilité. En fait, ces conditions impliquent que la densité d'énergie absorbée dans un milieu sans perte linéaire et passive doit être toujours plus grande que la densité d'énergie du même champ électromagnétique dans le vide. La figure 1 montre les différentes combinaisons possibles de $\varepsilon_{eff}(\omega)$ et $\mu_{eff}(\omega)$. Si on étudie la propagation d'une onde électromagnétique dans le milieu artificiel, l'indice de réfraction $n(\omega)$ et le vecteur d'onde k seront définis comme suit :

$$n(\omega) = \sqrt{\varepsilon_{eff}(\omega)\mu_{eff}(\omega)} \quad (2.3)$$

$$k = \frac{\omega}{c} n(\omega) \quad (2.4)$$

Dans le premier quadrant, les valeurs de la permittivité et la perméabilité sont positives, par conséquence le vecteur d'onde k est un nombre réel. Ces matériaux sont appelés matériaux doubles positifs (DNG). Les matériaux diélectriques et magnétiques font partie de cette catégorie. Le deuxième quadrant représente la situation où la permittivité effective est négative, par conséquence le vecteur d'onde est une valeur imaginaire et l'onde électromagnétique est évanescence. Ces milieux sont appelés des matériaux à permittivité négative (ENG) [10]. Les métaux nobles à hautes fréquences et les milieux à plasmas sont classés dans cette catégorie.

Si on examine, le deux quadrant inférieur de la figure 1, on notera que la perméabilité est toujours négative sur cet intervalle. La conception d'un milieu avec une perméabilité négative est une idée qui a toujours motivé les chercheurs. En effet, dans le troisième quadrant, les fonctions de la permittivité et la perméabilité sont simultanément négatives [11]. Ces matériaux sont appelé matériaux doublement négatifs (DNG), ont été introduit par Veselago [12]. Le trièdre $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$ pour ces matériaux suit la règle de la main gauche, avec \vec{E} et \vec{H} , sont les vecteurs des champs électrique et magnétique. Les vitesses de phase et de groupe sont de sens opposés, qui est connu par la propagation en arrière de l'onde électromagnétique. En conséquence, l'indice de réfraction $n(\omega)$ est négatif dans ces matériaux [13-16]. Plusieurs matériaux artificiels doublement négatifs ont été fabriqués et mesurés [17] [18]. L'un des résonateur DNG le plus connus est la structure Ω , qui a été introduite par l'équipe de N. Engeta [19].

Le dernier quadrant contient les matériaux à perméabilité négative (MNG). Ces matériaux sont connus par une perméabilité négative et une permittivité positive. L'avantage le plus remarquable de la négativité de la perméabilité est l'amplification de l'onde évanescente dans ces milieux, ce qui conduit à un effet de lentille optique parfaite et des systèmes d'imagerie à très haute résolution [20 -25].

En effet, les métamatériaux ont ouvert la porte à de nouvelles applications telles que les capes d'invisibilité et la synthèse de matériaux avec un indice de réfraction adaptés à l'air, pour l'amélioration potentielle des cellules solaires. Les métamatériaux en fonction de leurs hétérogénéités ont été classés en quatre différentes catégories. Dans ce qui suit, on se concentre sur les métamatériaux qui sont conçus pour améliorer les propriétés magnétiques du milieu et qui sont appelés matériaux magnétiques artificiels (MMA). Les cellules unitaires formant ces structures réagissent à l'excitation électromagnétique. L'étude de ces structures sera détaillée dans les prochaines parties.

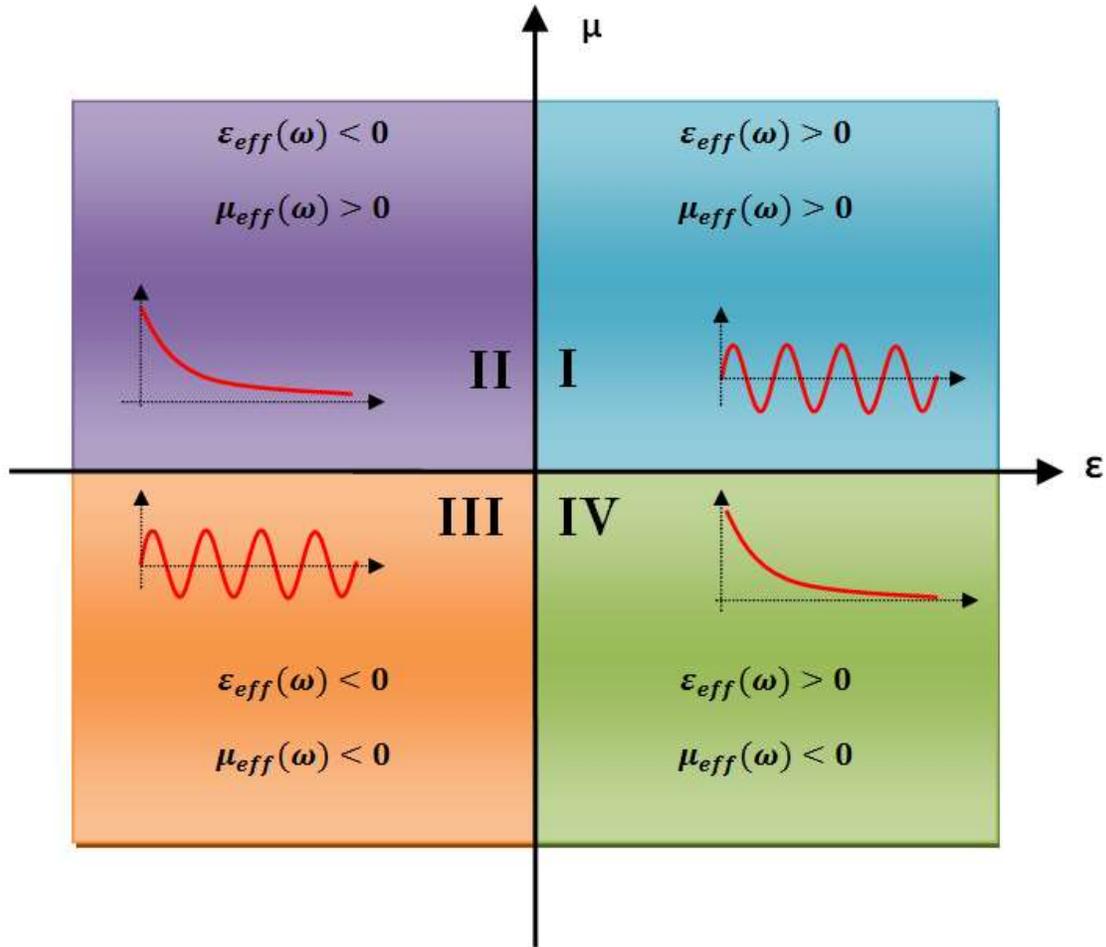


Figure 1 : Classification des matériaux selon les propriétés électromagnétiques.

2.3 Les matériaux magnétiques artificiels

Parmi les matériaux artificiels, ceux qui présentent des propriétés magnétiques modifiées ont reçu une attention considérable en raison de leur capacité à fournir des valeurs de perméabilité négative sur la bande des radiofréquences. Les propriétés uniques de ces technologies habilitantes ont ouvert la voie à l'innovation dans plusieurs applications clés. En effet, les applications potentielles des matériaux artificiels magnétiques sont diverses et comprennent l'amélioration des performances des antennes, l'amélioration des capteurs à ultrasons, les radômes à haute fréquence, etc.

Les matériaux magnétiques artificiels (MMA) aussi connu sous le nom des matériaux magnétiques sont généralement formés par des cellules unitaires métalliques alignées dans des plans parallèles perpendiculairement à la direction du champ magnétique incident. Les

cellules unitaires, dont la taille est typiquement plus petite que la longueur d'onde du signal d'excitation, sont faites de matériaux conventionnels. Quand un champ magnétique est appliqué à cette structure, un courant électrique est induit dans les cellules unitaires et une activité magnétique apparaît. Ainsi, les cellules unitaires agissent comme des résonateurs LC.

Dans le spectre radiofréquence, les inclusions métalliques peuvent être approximées à des conducteurs parfaits puisque l'épaisseur de peau est très inférieure aux dimensions de la structure. En conséquence, la fréquence résonance et le comportement de dispersion des MMA sont entièrement déterminés par la géométrie et la taille des inclusions métalliques. La première cellule magnétique artificielle a été proposée par Schelkunov et Friis en 1950 [26]. L'inclusion proposée était un simple résonateur formé par une boucle métallique. Trois ans plus tard, les deux chercheurs Hardy et Whitehead ont introduit un cylindre métallique excité par un champ extérieur qui permet de générer un comportement magnétique [27]. En outre, Kostin et Shevchenko ont eu l'idée disposer les boucles métalliques périodiquement pour créer des propriétés paramagnétiques dans un milieu [28] [29]. Cependant, l'étude de générer des propriétés magnétique à partir des conducteur métalliques a été publiée pour la première fois par J. Pendry [1]. En effet, il a été le premier à exploiter l'idée en introduisant une configuration originale incluant un réseau de structures métalliques sous la forme d'un rouleau suisse (*Swiss-Roll*). C'est une structure artificielle à résonance magnétique sans avoir recours à un matériau magnétique. Puis en 2000, l'équipe de recherche de Pendry réalise la première cellule unitaire artificielle magnétique (*Split ring resonator*). Depuis lors, de nombreuses inclusions ayant différentes géométries ont été proposées par les chercheurs afin d'obtenir des propriétés magnétiques améliorées. Ces configurations qui ont été présentées dans la littérature, ont permis d'enrichir le domaine des matériaux artificiels magnétiques [30-33]. La figure 2 illustre quelques cellules unitaires magnétiques MMA présentées dans la littérature. En réalité, chaque cellule unitaire offre des avantages et en même temps comporte des inconvénients en termes de la perméabilité résultante, du facteur de dissipation, des dimensions et des caractéristiques de dispersion. Dans [31], une nouvelle cellule a été proposée en se basant sur la géométrie originale du SRR (*Split ring resonator*). Cette inclusion formée par deux cellules *SRR* couplé est appelée (m-SRR) ou aussi *broad-side coupled Split ring resonator*

(bc-SRR). Afin d'augmenter la valeur de la perméabilité, une autre inclusion a été proposée dans [30]. Cette nouvelle structure appelée *métasolénoïde* a permis de fournir une valeur de perméabilité plus grande que celle générée par la cellule SRR et la cellule m-SRR [31]. La configuration spirale a été introduite sous forme d'une inclusion appelée (n-SR) contenant un nombre n de spires [32]. En effet, l'inclusion spirale a permis de concevoir des cellules artificielles magnétiques plus petites par rapport aux cellules SRR et métasolénoïde. Afin d'augmenter le taux de miniaturisation de ces cellules, les inclusions de formes fractales ont été introduites [33-38]. Parmi aussi les inclusions les plus connus, on peut citer l'inclusion S et l'inclusion Ω [39],[40].

Un des obstacles majeurs pour les applications pratiques de ces cellules unitaires réside dans la limitation de largeur de bande où la perméabilité est négative. Généralement, cette bande de fréquence est très étroite. Pour surmonter ces limitations [41-45], quelques études analytiques ont été proposées [41], [42]. Dans [46], les auteurs ont proposé de concevoir des résonateurs unitaires composés de plusieurs inclusions dans la même cellule, ce qui a permis d'élargir la bande de fréquence. Le résonateur utilisé dans cette étude était le résonateur circulaire SRR avec la modification de l'angle de rotation de l'anneau intérieur [47]. De nos jours, avec l'énorme demande en circuits multifonctions, les métamatériaux multi-bandes sont apparus. Quelques inclusions multi-bande ont été proposées dans la littérature [48-50], mais l'utilisation et l'étude détaillée de ces cellules unitaires est très limitée. Toutes les inclusions présentées précédemment qui sont électriquement très petite par rapport à la longueur d'onde incidente sont exploitées comme des blocs de construction des matériaux magnétiques artificiels. Cependant, les complémentaires de ces cellules sont utilisés dans la fabrication de plusieurs circuits planaires.

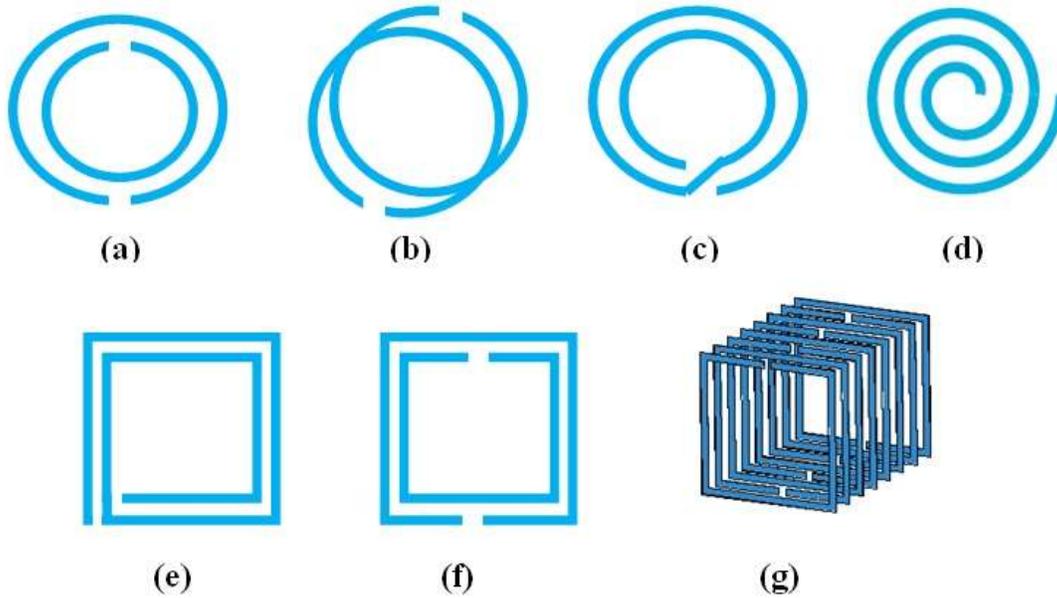


Figure 2: Différentes formes de cellules unitaires MMA. (a) double split ring resonators (d-SRR), (b) modified split ring resonator (m-SRR), (c) two-turn (circular) spiral resonator (2c-SR), (d) n-turn (circular) spiral resonator (nc-SR), (e) two-turn (rectangular) spiral resonator (2r-SR), (f) double split square resonators (d-SSR), (g) metasolenoid.

2.4 La modélisation des structures MMA

Afin de prédire la réponse électromagnétique des matériaux magnétiques artificiels MMA, un certain nombre de modèles analytiques a été développé. A travers ces modèles, les chercheurs ont essayé d'expliquer les phénomènes physiques derrière les caractéristiques uniques de ces structures [1], [31], [50], [51]. Dans [2], il a été démontré que lorsque la périodicité et la taille des inclusions sont très petites par rapport à la longueur d'onde d'excitation, la théorie du milieu effectif (EMT) peut être combinée avec les théories d'homogénéisation (HT) pour calculer la perméabilité effective ainsi que la permittivité des matériaux magnétiques artificiels.

En utilisant la théorie du milieu effectif (EMT), Pendry et al. ont calculé la perméabilité effective d'un milieu contenant des inclusions sous formes de boucle métalliques tels que les cylindres métalliques, les cellules *Swiss-Roll* et les cellules unitaires *SRR*. En effet, ils ont démontré que la perméabilité effective peut être négative sur la bande des fréquences micro-ondes [1].

En effet, la technique employée par cette théorie est de remplacer le milieu hétérogène étudié par un milieu homogène équivalent qui est appelé le milieu effectif [52]. Les travaux fondateurs des approches EMT sont dus à Maxwell [53] et Bruggeman [54]. Les géométries idéalisées traitées par ces approches EMT et leurs dérivés ce sont en général des inclusions aléatoires de forme sphérique ou ellipsoïdale dans une matrice continue, ou bien des milieux constitués aléatoirement de grains de forme sphérique ou ellipsoïdale de différentes tailles. Elles peuvent être également appliquées à des réseaux discrets de conductance aléatoires. Un des avantages de théories de milieu effectif est qu'elles peuvent être appliquées à des milieux avec plusieurs constituants, ayant des conductivités non nulles [54-57].

La théorie EMT permet d'identifier le comportement du champ électromagnétique se propageant dans un milieu composite en le simulant à un champ se propageant dans un milieu homogène avec les caractéristiques effectives [2].

La deuxième catégorie des méthodes modélisations des MMA est les méthodes basées sur un modèle de circuit des cellules unitaires MMA. Ces méthodes ont été mises au point pour prédire soit le comportement de l'ensemble du milieu MMA ou aussi le comportement des inclusions séparément [30].

Ces modèles basés sur le circuit équivalent dépendent principalement de la géométrie et les dimensions des inclusions. Ils décrivent le comportement magnétique des inclusions plutôt que le comportement électrique. Dans la littérature, différentes formes d'inclusions ont été étudiés en utilisant ces modèles.

Particulièrement, le comportement magnétique de l'inclusion circulaire *SRR* formé par deux anneaux concentriques métalliques a été analysé. Marques et al. ont présenté une étude quasi-statique de l'inclusion *SRR* en proposant un circuit-équivalent modèle pour le comportement capacitif des inclusions [31].

Les chercheurs Sauviac et al. et Shamonin et al. ont proposé des modèles plus précis pour les inclusions *SRR* [50], [58]. En outre, Sauviac et al. ont utilisé un modèle à base de circuit-équivalent détaillé pour extraire la polarisation magnétique et électrique de l'inclusion *SRR* [50]. Tandis que, Shamonin et al. ont développé un ensemble d'équations différentielles décrivant la distribution du courant et de la tension dans la cellule unitaire *SRR* [58]. Plus

récemment, Ikonen et al ont établi un modèle circuit-équivalent généralisé qui imite la fonction perméabilité expérimentalement [59].

Au niveau expérimental, plusieurs méthodes pour la caractérisation des MMA ont été rapportées dans la littérature. Ces méthodes permettent d'extraire les paramètres électromagnétiques des inclusions formant les structures artificielles magnétiques. Parmi ces méthodes, on cite la méthode du résonateur [50], [61], la méthode de l'espace libre [62-64], et la méthode du guide d'ondes [65], [66]. Chaque méthode présente des avantages et des inconvénients. Par exemple, la méthode du résonateur offre une grande précision, mais elle est limitée par une bande étroite et une configuration individuelle de mesure qui doit être préparée pour récupérer les paramètres constitutifs à chaque fréquence de résonance. L'approche de l'espace libre et la méthode de guide d'ondes nécessitent des configurations expérimentales coûteuses [62-66].

2.5 L'application des cellules unitaires MMA aux circuits RF

Les propriétés uniques et extraordinaires des métamatériaux ont encouragé les chercheurs à utiliser ces matériaux dans diverses applications. Depuis l'apparition des métamatériaux, les chercheurs ont proposé des structures de filtres à base de cellules métamatériaux, et ceci dans le but de réaliser des filtres plus compacts, à multi-bandes et reconfigurables. Les premiers travaux sur les filtres en utilisant les MMA étaient proposés par Garcia et al. [67], [68]. Ils ont utilisés les résonateurs de type SRR (*Split Ring Resonator*) et CSRR (*Complementary Split Ring Resonator*) afin d'éliminer les bandes parasites des filtres et d'améliorer leur niveau de rejection [67], [68].

La première structure proposée est basée sur un filtre à ligne couplée réalisée en technologie micro-ruban associée à des résonateurs SRRs imprimés à proximité des lignes, la deuxième structure proposée quant à elle est basée aussi sur un filtre à ligne couplée, mais réalisée dans ce cas en technologie coplanaire chargée par des cellules CSRRs.

D'autres chercheurs ont utilisé ces résonateurs dans le but d'améliorer les paramètres des filtres passe-bas classiques. À cet égard, les cellules CSRR sont insérées dans un filtre passe-bas classique pour l'amélioration de son niveau de réjection [69]. En outre, de nouvelles structures de filtres passe-bas ont été introduites en utilisant les cellules complémentaires uniquement [70].

En utilisant le même concept, des filtres passe-bande à ligne couplé réalisé en technologie micro-ruban associé à un résonateur de type CSRR ont été proposée dans le but d'éliminer les bandes indésirables ainsi que d'augmenter le niveau de rejection [71]. Beaucoup de structures de filtres passe-bande se basant sur les cellules MMA ont été présenté dans la littérature [72].

Comme les performances d'un réseau de communications sans fils sont souvent liées aux performances et caractéristiques des systèmes antennaires, les chercheurs ont utilisé les MMA dans la fabrication des antennes. Ils ont proposé des structures d'antennes couplées avec des motifs MMA et ceci dans le but d'améliorer ou de rendre configurable les performances d'une antenne de base comme la taille, la fréquence de résonance, la bande passante, le gain, la polarisation et les diagrammes de rayonnement. En 2000, Hansen et al [73] ont publié une étude sur la conception d'antenne patch imprimée sur un matériau magnéto-diélectrique. Ils ont démontré que l'utilisation de tels matériaux contribue fortement à la réduction de la taille électrique des antennes tout en conservant les mêmes propriétés de bande passante offerte par un matériau diélectrique ordinaire. Avec le développement de nouvelle cellules MMA et notamment les cellules magnétiques, une nouvelle étude [74-76] avait exploité le travail théorique [73] pour proposer la réalisation d'une antenne PIFA imprimée sur un matériau magnéto-diélectrique artificiel. Les auteurs ont prouvé par une caractérisation expérimentale la réduction de la taille de l'antenne PIFA MMA comparée à une antenne classique PIFA. On peut noter aussi un élargissement sensible de la bande passante de l'antenne suivant la même configuration [74-76]. L'utilisation des cellules MMA pour la réduction de la taille du patch dans les antennes imprimées a été proposée dans plusieurs études [77-79].

Dans le but d'améliorer les performances de rayonnement des antennes, les cellules MMA ont été utilisées en tant qu'un radôme dans les antennes. Après une optimisation de la taille du radôme ainsi que sa distance de séparation avec l'antenne, les résultats de simulation électromagnétique et de fabrication montrent une amélioration notable du gain de l'antenne par rapport à l'antenne sans radôme [80-83].

Les antennes multi-bandes ont aussi attiré l'attention des chercheurs dans le domaine des MMA. Les cellules MMA à multi-bandes ont permis de concevoir des nouvelles antennes à multi-bandes [84-89]. L'application des cellules MMA ne se limite pas aux antennes et

filtres. En effet, dans le domaine des radiofréquences, les cellules MMA et les cellules complémentaires ont été largement utilisées dans la fabrication de plusieurs circuits RF.

2.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter les métamatériaux d'une façon générale, de les classer selon les propriétés électromagnétiques. Ensuite, la présentation des matériaux magnétiques artificiels a été bien détaillée. Nous avons mis l'accent sur les cellules unitaires magnétiques qui présentent des propriétés intrinsèques exceptionnelles (permittivité et/ou perméabilité négatives). Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté les notions de base qui régissent les matériaux artificiels magnétiques MMA, ainsi que les méthodes de modélisation de ces structures. Une liste des résonateurs et structures des cellules MMA les plus populaires a été également présentée. Afin de profiter des propriétés intéressantes des cellules MMA (taille de cellules très inférieure à la longueur d'onde ($d \ll \lambda$) et caractère résonnant), nous avons analysé les travaux les plus marquants de l'état de l'art destinés à des applications aux circuits RF.

Chapitre 3

Modélisation des cellules unitaires MMA et des cellules complémentaires

3.1 Introduction

Divers motifs géométriques ont été proposés pour développer des cellules unitaires artificielles magnétiques [1], [30], [90], [32]. L'idée clé pour produire des propriétés magnétiques est de générer un courant électrique qui imite un dipôle magnétique. La circulation de courant se produit dans un contour métallique des inclusions conduisant à une augmentation du champ magnétique. Afin d'augmenter la propriété capacitive de ces cellules, un autre contour métallique est positionné de manière concentrique adjacente au premier contour. Le couplage entre les deux contours crée une nouvelle capacité entre les deux. La propriété capacitive et l'inductance solénoïdale des anneaux conduit à une résonance magnétique. En conséquence, le champ magnétique devient plus fort dans le milieu, ce qui permet d'augmenter la valeur effective de la perméabilité du milieu. En effet, la capacité et l'inductance résultantes créent le potentiel de résonance à une certaine fréquence. La figure 2 (chapitre 2) montre un ensemble d'exemples de résonateurs à boucles métalliques présentés dans la littérature en tant que blocs de construction des matériaux artificiels magnétiques MMA. Les résonateurs en anneau dans une cellule unitaire sont classés généralement selon leurs géométrie et le nombre d'anneaux formants la cellule ou selon le régime de couplage entre les anneaux.

La première catégorie se compose de inclusions métalliques avec plusieurs éléments tels que le résonateur *Double Split Ring Resonators* (Figure 2-a) et le résonateur *Double Split Square Resonators (D-SSR)* (Figure 2 -f) ou un seul élément, mais en forme de spirale (Figure.2-d, -e,) ou aussi en forme hélicoïdale [32] [61]. La deuxième catégorie divise les résonateurs en anneau sur la base du système de couplage établi entre les anneaux métalliques. Le résonateur est appelé *edge-coupled* si les deux anneaux sont dans le même plan. Alors que, lorsque les deux anneaux se trouvent dans des plans parallèles à leurs axes, on les appelle *broadside-coupled* résonateur [90]. La figure 3 montre une inclusion dans les différentes formes de couplage. Généralement, le matériau artificiel magnétique est ensuite créé par un arrangement périodiquement ou apériodique de ces résonateurs unitaires. La figure 4 illustre un milieu artificiel magnétique composé de cellules unitaires périodiques.

Comme les inclusions ont été disposées dans des plans parallèles, le matériau artificiel magnétique MMA (dans figure 4) est une structure anisotrope et génère un moment magnétique uniquement dans la direction perpendiculaire à la surface des inclusions. Par conséquent, la perméabilité magnétique $\tilde{\mu}_{eff}$ décrivant le milieu artificiel peut être décrite mathématiquement par un tenseur.

Si nous considérons les inclusions distribuées perpendiculaire à l'axe des y, les moments magnétiques induits sont dans la direction y et la perméabilité dans les directions des axes des x et des z, est égale à la perméabilité du milieu contenant des inclusions. Par conséquent, le matériau artificiel magnétique sera anisotrope avec un tenseur de perméabilité : $\tilde{\mu}_{eff}$

$$\tilde{\mu}_{eff} = \begin{pmatrix} \mu_m & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{eff} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_m \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Où μ_m est la perméabilité du milieu contenant les inclusions.

Afin d'obtenir un MMA isotrope, les mêmes inclusions peuvent être arrangées dans des plans parallèles perpendiculaires aux plan des inclusions, dans les directions x et z.

Par conséquent, une cellule unitaire est conçue en tant que une cellule cubique formée par des inclusions selon les plans xy , xz et yz [91].

Dans ce chapitre, une formulation générale décrivant le comportement électromagnétique d'un MMA composée d'inclusions génériques est dérivée. La modélisation est basée sur les méthodes et les modèles-circuit les plus populaires dans la littérature. En outre, la susceptibilité magnétique et la fonction de perméabilité seront reformulées afin d'établir un modèle analytique précis et capable de modéliser les cellules unitaires magnétiques.

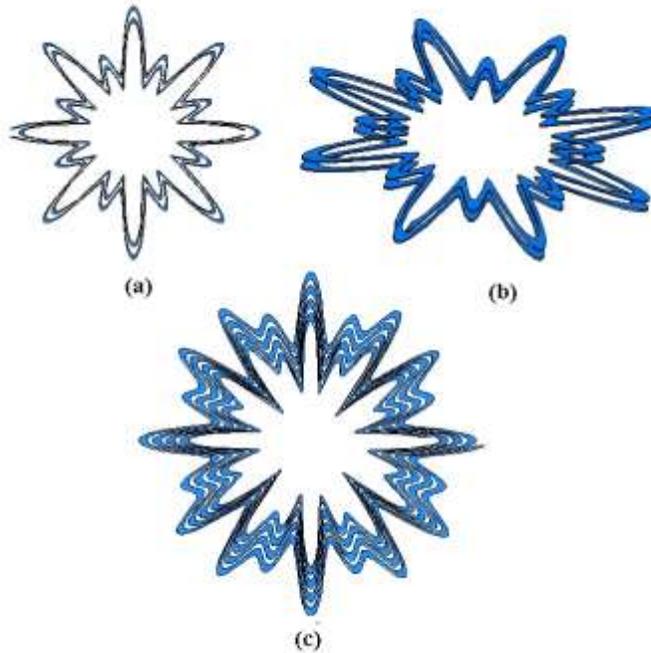


Figure 3: Différentes catégories d'inclusions. (a) edge-coupled double split looped inclusion, (b) broadside-coupled split looped inclusion, (c) edge-coupled 4-turn spiral inclusion.



Figure 4: Un milieu artificiel composé d'inclusions métalliques (MMA)

3.2 Modélisation électromagnétique des cellules unitaires

3.2.1 Étude analytique:

Dans un milieu artificiel subissant un champ magnétique externe \mathbf{H}_{ext} , la susceptibilité magnétique effective représente le degré d'aimantation du milieu en réponse à un champ magnétique appliqué et elle est définie comme suit [92]:

$$\chi_m = \frac{M_{med}}{H_{ave}} \quad (3.2)$$

Avec \mathbf{H}_{ave} , est une moyenne (macroscopique) du champ magnétique à l'intérieur du milieu, est définie par la moyenne du champ magnétique tout au long des côtés de la maille et \mathbf{M}_{med} est la magnitude du vecteur polarisation magnétique du milieu. La polarisation magnétique est définie comme le moment magnétique par volume.

Le vecteur de polarisation magnétique peut être décrit comme la moyenne des moments dipolaires magnétiques individuels des atomes formant le matériau [93]:

$$M_{med} = \frac{\sum_{in} \Delta v(m)}{\Delta v} \quad (3.3)$$

Lorsque les moments dipolaires magnétiques sont en phase avec le champ magnétique moyen, la susceptibilité magnétique effective devient plus grande que zéro (en conséquence, la perméabilité effective devient plus grande que l'unité) amenant le milieu à être magnétisé. On notera que dans certains cas particuliers comme le cas de placer un MMA dans un solénoïde, $\mathbf{H}_{ext} = \mathbf{H}_{ave}$ [1], [30], [94].

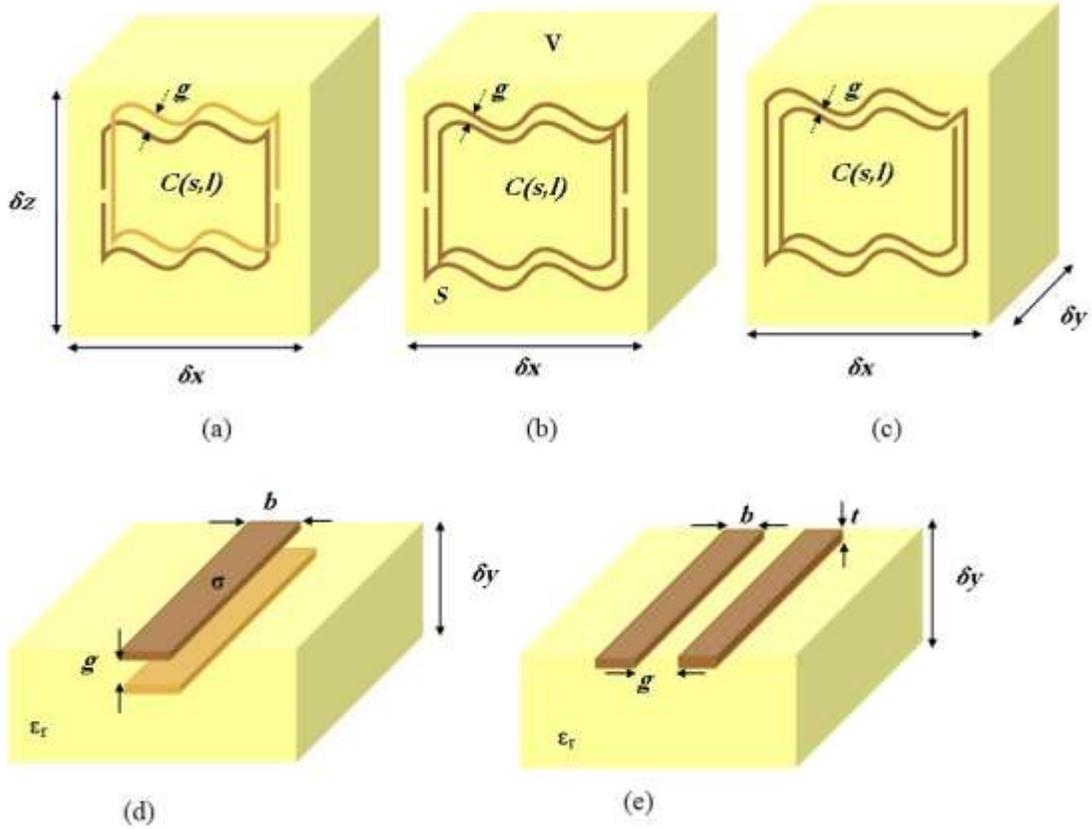


Figure 5: Différentes configurations de cellules unitaires, (a) inclusion *broadside-coupled* , (b) inclusion *edge-coupled* , (c) inclusion spirale *edge-coupled* , configurations de cellules unitaires avec les paramètres de fabrications détaillés (d) inclusion *broadside-coupled*, (e) inclusion *edge-coupled*

On considère un milieu MMA formé par des inclusions d'une forme quelconque. Une expression de la susceptibilité magnétique de ce milieu sera formulée. La figure 5 montre une cellule unitaire d'une inclusion générique en perspective. Les figures 5(a), 5(b) et 5(c) montrent les trois géométries possibles d'inclusion de forme arbitraire désigné par $C(s,l)$ où s est la surface de l'inclusion et l est le périmètre de l'inclusion.

Les figures 5(e) et 5(f) illustrent deux résonateurs unitaires selon les deux formes de couplage (*edge-coupled*, *broadside-coupled*). La cellule unitaire est caractérisée par une hauteur δz , une largeur δx et une profondeur de δy . La surface de la cellule S est égale $S = \delta x \delta z$ et le volume de cette cellule est $V = S \delta y = \delta y \delta x \delta z$. Le matériau conducteur utilisé pour imprimer les inclusions a une conductivité électrique σ , une largeur b et une épaisseur t . La distance entre les deux anneaux formant l'inclusion est noté g (Figure 5 (e) et 5(f)). Quand un champ magnétique externe H_{ext} est appliqué à un MMA, il induit un courant

circulant sur l'inclusion métallique. En conséquence, un champ magnétique induit H_{ind} se manifeste dans le milieu. Selon la loi de Faraday, une force électromotrice V_{emf} se développe sur les anneaux métalliques et elle est donnée par l'expression suivante [95]:

$$V_{emf} = -j\omega\mu_0 n s (H_{ave} + H_{ind}) \quad (3.4)$$

$$H_{ind} = \frac{nI}{\delta y} \quad (3.5)$$

H_{ind} est la valeur du vecteur magnétique induit dans le milieu, I est le courant, n est le nombre de spires de fil qui transporte le courant induit ($n = 2$ pour le cas (a) de la figure 5 et $n = 1$ pour les cas (b) et (c) de la figure 5) [96], [30], ω est la pulsation du champ appliqué et μ_0 est la perméabilité de l'air. En effet, le moment magnétique dipolaire des inclusions peut être simplement décrit par [93] :

$$m_{incl} = nIs \quad (3.6)$$

En substituant l'expression du moment magnétique dipolaire des inclusions dans l'expression du vecteur polarisation magnétique du milieu, on aura :

$$M_{med} = \frac{nIs}{\Delta v} \quad (3.7)$$

Pour dériver une relation explicite de la susceptibilité magnétique sur la base des caractéristiques géométriques de l'inclusion, Kabiri et al. ont proposé un modèle de circuit pour les inclusions [97]. On se base sur ce modèle pour détailler la modélisation des cellules unitaires MMA.

Par conséquent, la V_{emf} induite dans l'inclusion peut être exprimée par l'impédance des anneaux et le courant induit sur l'inclusion [30]:

$$V_{emf} = I(R + \frac{1}{j\omega C}) \quad (3.8)$$

En effet, l'impédance effective de l'inclusion peut être modélisée par une résistance R en série avec un condensateur C . Vu qu'on travaille à des fréquences inférieures à la fréquence de résonance des inclusions, par conséquent, la profondeur de l'effet de peau du conducteur détermine la relation entre la résistance et la fréquence [98].

Par conséquent, R est donnée par:

$$R = \frac{1}{\delta\sigma} \left(\frac{n'l}{b} \right) = \frac{n'l}{b} \left(\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \right) = R_0 l \sqrt{\omega} \quad (3.9)$$

n' est le nombre de spires de fil qui contribuent aux pertes ohmiques ($n' = 2$ pour les cas

(a), (b) et(c) dans figure 5) et R_0 est définie par :

$$R_0 = \frac{n'}{b} \left(\sqrt{\frac{\mu_0}{2\sigma}} \right) \quad (3.10)$$

La perméabilité relative du conducteur dans l'équation (3.10) a été considérée égale à 1.

En outre, la capacité C est donnée par [99]:

$$C = C_0 l \quad (3.11)$$

$R_0 l \sqrt{\omega}$ et C_0 sont définis comme étant la résistance par unité de longueur et de la capacité par unité de longueur de l'inclusion.

La capacité par unité de longueur, pour le cas de l'inclusion formée par des anneaux couplés dans un même plan (*edged-coupled*) est calculée comme suit [100]:

$$C_0 = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{F(\sqrt{1-u^2}, \frac{\pi}{2})}{F(u, \frac{\pi}{2})}, \quad u = \frac{g}{2b+g} \quad (3.12)$$

Et pour le cas des anneaux couplés selon la forme *broadside-coupled*, la capacité par unité de longueur est définie selon l'expression suivante [30]:

$$C_0 = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{F(u, \frac{\pi}{2})}{F(\sqrt{1-u^2}, \frac{\pi}{2})}, \quad u = \tanh\left(\frac{\pi b}{2g}\right) \quad (3.13)$$

ϵ_r est la permittivité relative du substrat, et F ($k;\phi$) est la fonction Intégrale elliptique de première ordre :

$$F(k, \phi) = \int_0^\phi \frac{d\theta}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \theta}} \quad (3.14)$$

Substituant les équations (3.4) et (3.8) et en utilisant les équations (3.2), (3.5) et (3.7), la susceptibilité magnétique effective peut être exprimée comme suit:

$$\chi_m = -\frac{s}{S} \left(\frac{j\omega L}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \right) = \frac{s}{S} \left(\frac{\omega^2 LC}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC} \right) \quad (3.15)$$

Où l'inductance L est définie par :

$$L = \left(\frac{n^2 \mu_0}{\delta y} \right) s = L_0 s \quad (3.16)$$

L_0 est l'inductance par unité de surface de l'inclusion.

En substituant les expressions de la résistance, l'inductance et la capacité dans l'équation (3.15), l'expression de la susceptibilité magnétique en fonction des propriétés géométriques et physiques du contour:

$$\chi_m = \frac{1}{S} \left(\frac{L_0 C_0 \omega^2 s^2 l}{1 - L_0 C_0 \omega^2 s l + j R_0 C_0 \omega \sqrt{\omega l}} \right) \quad (3.17)$$

L'équation (3.17) peut être réécrite comme suit:

$$\chi_m(\omega, s, l) = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \left(\frac{s}{S} \right) s l}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 s l + j \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{3/2} l^2} \quad (3.18)$$

$$\text{Avec } \omega_0'^2 = \frac{1}{L_0 C_0} \text{ et } \omega_0''^3 = \frac{1}{(R_0 C_0)^2}$$

Cependant, le périmètre et la surface de l'inclusion ne sont pas des paramètres indépendants, ils sont liés selon la relation suivante:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0 s l}} \quad (3.19)$$

$$\text{Et } s l = \left(\frac{\omega_0'}{\omega_0} \right)^2 \quad (3.20)$$

La fréquence angulaire ω_0 est considérée comme la fréquence angulaire de résonance de l'inclusion MMA. Considérant l'équation (3.18) et regroupant tous les paramètres physiques en un seul paramètre, on aura :

$$\chi_m(\Omega, F, P) = \frac{\Omega^2 F}{1 - \Omega^2 + jPF^{-2}\sqrt{\Omega^3}} \quad (3.21)$$

$$\text{Avec } \Omega = \omega/\omega_0 \quad (3.22)$$

F est la surface fractionnaire de la cellule occupée par l'inclusion, elle est donnée par l'expression suivante:

$$F = \frac{s}{\delta x \delta z} = \frac{s}{S} \quad (3.23)$$

On définit la variable P donné par :

$$P = \frac{1}{S^2} \frac{\omega_0'^4}{\sqrt{\omega_0^5 \omega_0''^3}} \quad (3.24)$$

P dépend de la fréquence de résonance ω_0 , des propriétés physiques de la de conception tels que la permittivité du substrat ϵ_r , la largeur des bandes métalliques b , et l'espace entre les bandes g et la résistance. En tenant compte des parties liées à la fréquence, le paramètre physique P peut être exprimé comme suit:

$$P = \kappa \omega_0^{\frac{-5}{2}} \quad (3.25)$$

Ou $\kappa \equiv \kappa(A, b, g, t, \sigma, \epsilon_r, \mu_r)$ ne dépend que des paramètres physiques (conductivité de l'inclusion, la largeur et la hauteur de l'inclusion et la permittivité du milieu) et elle est exprimée comme suit:

$$\kappa = \frac{R_0}{A^2 L_0^2 C_0} = \frac{n'(\delta y)^2}{n^4 (\delta x)^2 (\delta z)^2 b C_0 (\epsilon_r, g, b, t) \sqrt{2\sigma \mu_0^3}} \quad (3.26)$$

P est exprimé comme la multiplication d'un coefficient K invariant de la fréquence et une simple fonction de la fréquence de résonance qui est généralement imposée par le problème de conception.

La relation (3.21) peut être exprimée en termes de susceptibilité de la perte χ_{m0} comme suit :

$$\chi_m(\Omega, F, P) = \frac{F\Omega^2}{1-\Omega^2} \left\{ \frac{1}{1+j\frac{P\Omega\sqrt{\Omega}}{F^2(1-\Omega^2)}} \right\} = \chi_{m0}(1+j\sqrt{\xi(\Omega)})^{-1} \quad (3.27)$$

$$\text{Avec } \chi_{m0} = \frac{F\Omega^2}{1-\Omega^2} \quad (3.28)$$

$$\text{Et } \xi(\Omega) = \frac{P^2\Omega^3}{F^4(1-\Omega^2)^2} = \alpha^2 \frac{\Omega^3}{(1-\Omega^2)^2} \quad (3.29)$$

Avec $\alpha = P/F^2$

Le facteur α qui détermine le niveau de perte dans le milieu. Ce facteur est appelé le facteur de dissipation. La partie réelle de (3.27) est considérée comme la susceptibilité magnétique résultant. La partie réelle de la susceptibilité magnétique est donnée par:

$$\chi_{m \text{ Re}} = \mathcal{Re}(\chi_m(\Omega, F, P)) = \frac{F^5\Omega^2(1-\Omega^2)}{F^4(1-\Omega^2)^2 + P^2\Omega^3} \quad (3.30)$$

Elle peut également être exprimée par la formule ci-dessous:

$$\chi_{m \text{ Re}}(\Omega, F, P) = \frac{F\Omega^2}{1-\Omega^2} \left\{ \frac{1}{1+\frac{P^2\Omega^3}{F^4(1-\Omega^2)^2}} \right\} = \chi_{m0}(1-\xi(\Omega))^{-1} \quad (3.31)$$

χ_{m0} est la susceptibilité magnétique du milieu sans perte et $\xi(\Omega)$ est le facteur de perte, qui peut-être écrit sous la forme suivante:

$$\chi_{m0}(\Omega) = F \cdot f_1(\Omega) \quad (3.32)$$

$$\xi(\Omega) = \frac{P^2}{F^4} \cdot f_2(\Omega) \quad (3.33)$$

$$\text{Avec } f_2(\Omega) = \frac{f_1^2(\Omega)}{\Omega} = \frac{\Omega^3}{(1-\Omega^2)^2} \quad (3.34)$$

Où $f_1(\cdot)$ et $f_2(\cdot)$ sont seulement des fonctions de Ω . En utilisant l'équation (3.31), la perméabilité peut être écrite comme:

$$\mu(\Omega, F, P) = 1 + \chi_m(\Omega, F, P) = 1 + \chi_0(\Omega)(1+j\sqrt{\xi(\Omega)})^{-1} \quad (3.35)$$

Les deux paramètres les plus importants dans la modélisation des MMA sont la perméabilité effective réelle et la tangente de la perte magnétique et sont exprimés respectivement comme suit:

$$\mu_{Re}(\Omega) = 1 + \chi_0(\Omega)(1 + j\sqrt{\xi(\Omega)})^{-1} \quad (3.36)$$

$$\tan \delta(\Omega) = -\frac{\mu_{Im}(\Omega)}{\mu_{Re}(\Omega)} = \chi_0(\Omega)\sqrt{\xi(\Omega)}(1 + \chi_0(\Omega) + \xi(\Omega))^{-1} \quad (3.37)$$

3.2.2 Modèle Analytique Amélioré

En se basant sur l'étude analytique précédente, on a analysé la réponse électromagnétique d'une inclusion (Rose-Curve resonator). Ensuite, nous avons modélisé le résonateur en utilisant le logiciel Ansoft HFSS. Avant de procéder à la simulation, une boîte de calcul numérique a été mise en place sous HFSS, ayant des murs électrique et magnétique comme conditions aux limites. Ces murs doivent vérifier les conditions d'excitation requises par la cellule magnétique. Le champ magnétique H doit être orienté selon l'axe des deux anneaux \vec{oZ} et ceci pour garantir une meilleure excitation magnétique et faire circuler un courant d'induction sur les anneaux. A cet effet deux murs magnétiques seront configurés parallèles au plan (XY) et deux murs électriques parallèles au plan (XZ).

En utilisant l'étude analytique, nous avons déterminé la perméabilité effective de l'inclusion. Nous avons fixé les paramètres physiques de conception comme suit :

- Le largeur de l'inclusion $b=0.2\text{mm}$
- L'épaisseur de l'inclusion $t=0.035\text{mm}$
- La distance entre deux anneaux $g=0.8\text{mm}$

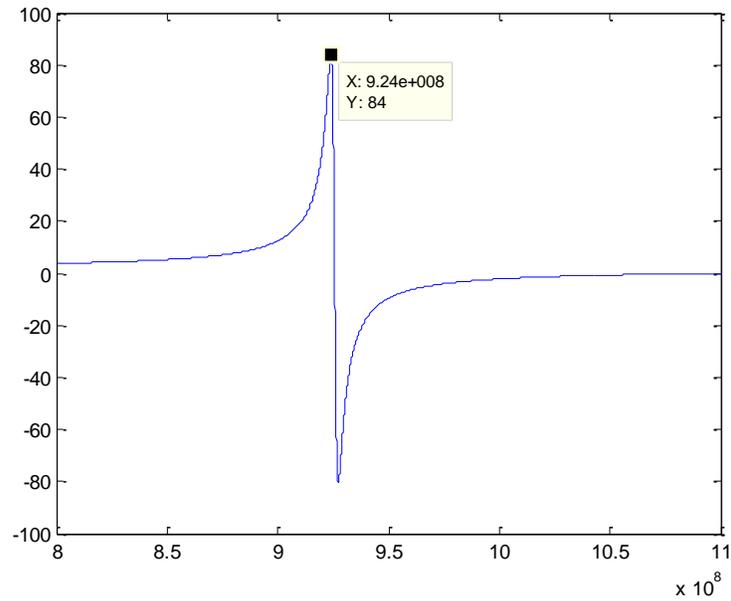


Figure 6: Perméabilité de l'inclusion rose-curve en utilisant l'étude analytique

La figure 6 illustre la perméabilité effective de l'inclusion *Rose curve* en se basant sur l'étude analytique. En comparant les résultats numériques aux résultats analytiques, nous avons observé que les amplitudes de la fonction de perméabilité sont à peu près similaires, mais pour les fréquences de résonance, il ya une différence de 300 MHz. La figure 7 montre la perméabilité effective de la même inclusion en utilisant le logiciel Ansoft HFSS.

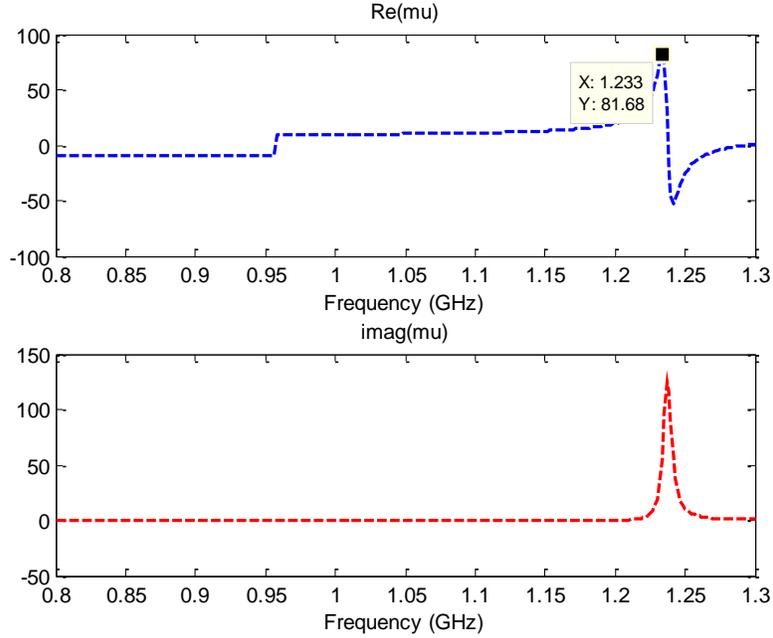


Figure 7: Perméabilité de l'inclusion nth rose curve en utilisant l'étude numérique

Afin d'avoir une modélisation des cellules MMA plus précise, nous allons essayer de prendre en compte tous les facteurs négligés dans le premier modèle. Dans cette partie, nous procédons à la modification du modèle de caractérisation des inclusions précédent. Nous définissons les caractéristiques de l'inclusion qui n'ont pas été pris en compte dans le premier modèle.

La capacité de la fente de chaque anneau doit être ajoutée à la capacité totale de chaque anneau. Cette capacité peut être considérée comme la capacité entre deux plaques parallèles, elle est écrite comme suit [101]:

$$C_{slit} = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{d} \quad (3.38)$$

A est la surface de la fente et d est la distance entre les deux plaques. L'inductance du trace qui a été négligée ultérieurement, n'est autre que l'inductance d'une boucle ronde de rayon R constitué d'une bande conductrice de largeur c, est donnée par [102]:

$$L = \mu_0 R \left[\ln \left(\frac{32R}{c} \right) - 2 \right] \quad (3.39)$$

Dans cette modélisation, nous prenons en compte les pertes diélectriques du substrat. Ces pertes peuvent être considérées comme une résistance en série, qui peut être estimée comme suit [90]:

$$R = \begin{cases} \frac{2\pi r_0}{ch\sigma} & \text{si } h/2 < \delta \\ \frac{\pi r_0}{c\delta\sigma} & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.40)$$

Où h est l'épaisseur du métal, σ est la conductivité des bandes métalliques, et d est la profondeur de l'effet de la peau. L'introduction de cette résistance dans l'analyse ci-dessus conduit à la substitution [90]:

$$\widehat{L} = L + \frac{R}{j\omega} \quad (3.41)$$

En effet, on a bien déterminé antérieurement que la fréquence de résonance des inclusions est fortement liée à l'inductance totale de l'inclusion ainsi qu'à la capacitance totale entre les anneaux formant l'inclusion. De ce fait, on va détailler le calcul de la capacité entre les parties de la courbe. Par exemple, nous considérons le cas de l'inclusion *Rose Curve*. Cette capacité totale peut être approximée par la somme des capacités des parties courbées parallèles et des capacités des parties plaques parallèles.

$$C_{tot} = (2nC_1l_1 + 2nC_2l_2) \quad (3.42)$$

C_1 : capacité par unité de longueur de condensateur à plaques courbées parallèles.

C_2 : capacité par unité de longueur de condensateur à plaques parallèles [101]:

$$C_1 = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{w}{d} \quad (3.43)$$

Où w est la longueur du condensateur à plaques parallèles et d est la distance entre les deux plaques du condensateur. Alors que, la capacité par unité de longueur de deux bandes métalliques courbées chargées en parallèle de largeur c séparées par une fente de largeur d est définie comme suit [50]:

$$C_2 = \frac{2}{\pi} \varepsilon \varepsilon_0 \operatorname{arccosh} \left(\frac{2c}{d} \right) \quad (3.44)$$

En conséquence, la nouvelle capacité de l'inclusion sous forme de résonateur *edged-coupled* est la somme totale des capacités définies antérieurement en plus de la capacité des fentes (C_{slit}) des deux anneaux.

$$C_{tot} = (2nC_1 + 2nC_2) + C_{slit} \quad (3.45)$$

$$C = C_{tot}l \quad (3.46)$$

En utilisant l'équation générale de la perméabilité effective du milieu MMA (équation (3.15)) et en tenant compte de tous les paramètres ajoutés ci-dessus, la nouvelle expression simplifiée de la perméabilité s'écrit comme suit :

$$\mu = 1 - \frac{s}{S} \left(\frac{j\omega\hat{L}}{R + j\omega\hat{L} + \frac{1}{j\omega C}} \right) \quad (3.47)$$

Afin de vérifier la précision du nouveau modèle proposé, on a simulé une inclusion de type *Rose curve* en utilisant le logiciel HFSS avec les mêmes paramètres physiques suivants :

- Le largeur de l'inclusion $b=0.2\text{mm}$
- L'épaisseur de l'inclusion $t=0.035\text{mm}$
- La distance entre deux anneaux $g=0.8\text{mm}$
- Le périmètre de l'inclusion $P = 50\text{mm}$
- La surface de l'inclusion $S = 12\text{mm}^2$

Les résultats des simulations numériques sont présentés dans la figure 8. En effet, la résonance de fréquence est 922 MHz et l'amplitude de la perméabilité est de 83.73.

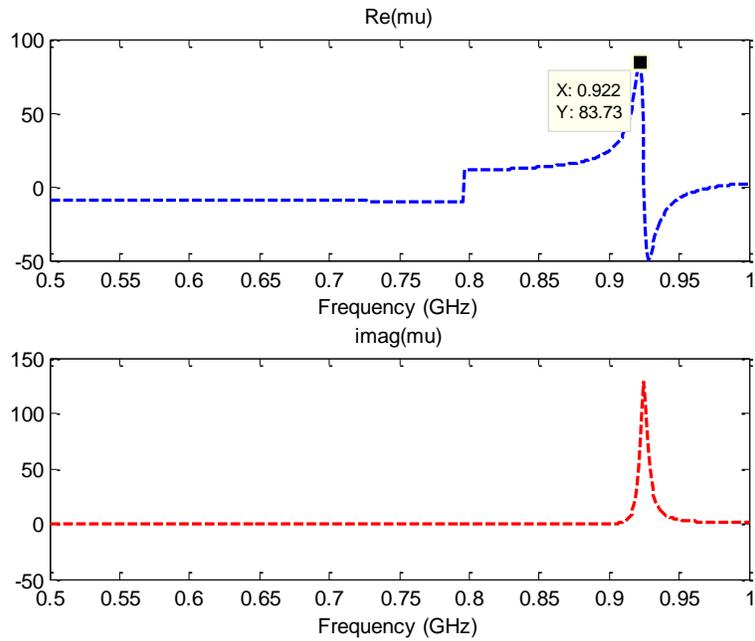


Figure 8: Perméabilité de l'inclusion rose curve en utilisant l'étude numérique ($p=50\text{mm}$, $s=12\text{mm}^2$)

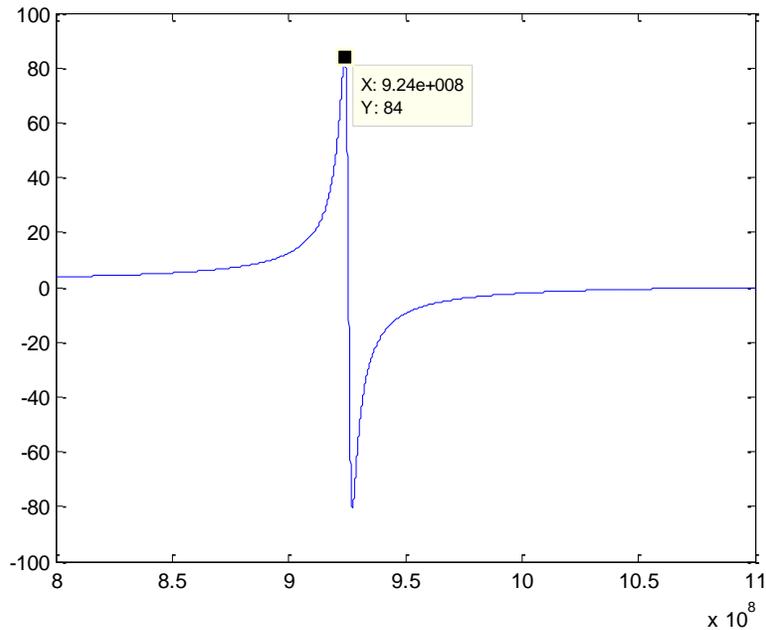


Figure 9: Perméabilité de l'inclusion rose curve en utilisant l'étude analytique ($p=50\text{mm}$, $s=12\text{mm}^2$)

La figure 9 montre la partie réelle de la perméabilité de la même inclusion avec les mêmes paramètres physiques de conception. La résonance de fréquence analytique est égale à 924 MHz et l'amplitude de la perméabilité effective est de valeur 84. La figure 9 nous indique

une nette concordance entre les résultats numériques et ceux analytiques même si nous notons une légère différence. En conséquence, on peut dire que le modèle analytique des cellules unitaires MMA a été amélioré et permet de donner une réponse magnétique plus précise.

3.3 Modélisation électromagnétique des cellules complémentaires unitaires

La cellule complémentaire CSRR a été introduite pour la première fois par Falcone et al [103]. CSRR est la cellule complémentaire de la cellule unitaire SRR (split ring resonator). Ces cellules complémentaires se caractérisent par une permittivité négative sur une bande de fréquence bien définie. Ces cellules sont les structures de base pour la fabrication des filtres coupe-bande. Le comportement coupe-bande est attribué à l'existence de la permittivité négative de ces structures.

Les structures CSRR peuvent être facilement excitées avec un champ électrique normale à l'inclusion et donc les CSRRs sont très faciles à intégrer dans circuits planaires et à base de ligne de transmission. En résumé, ces structures ont été largement appliquées dans la mise en œuvre de variétés de filtres compacts à micro-ondes et d'autres structures de micro-ondes [104] et présentent beaucoup des potentiels à explorer.

En effet, la cellule CSRR est obtenue en remplaçant les anneaux de la cellule SRR par des fentes, alors que le diélectrique qui entoure les anneaux sera remplacé par des plaques métalliques [105]. Pour assurer la résonance, la cellule complémentaire (CSRR) doit présenter une polarisation inversée par rapport à la SRR [106]. En effet, le champ E sera perpendiculaire au plan de la métallisation tandis que le champ H sera parallèle. Cette inversion des conditions de polarisation électromagnétique favorisera l'utilisation de la cellule CSRR pour des dispositifs planaires.

Récemment, des modèles analytiques pour lignes de transmission en utilisant CSRRs ont été introduits à [107].

Cependant, ces modèles ne prévoient pas explicitement la réponse électromagnétique des cellules CSRR comme des blocs de construction des MMA. En outre, le modèle présenté dans [107] ne permet pas de prédire la permittivité effective et les pertes du milieu composé des cellules complémentaires. Dans cette partie, un modèle analytique pour la modélisation

des cellules complémentaire sera présenté. Le modèle est une formulation générale du comportement des cellules CSRR et peut être utilisés quel que soit la géométrie de la cellule complémentaire. En outre, le modèle permet d'estimer la fréquence de résonance et de prédire le comportement des propriétés des cellules CSRR.

Les figures 10 (a) et (b) montrent les deux géométries possibles d'inclusion CSRR de forme arbitraire désigné par $R(p)$ ou p est le périmètre de l'inclusion. La figure 10 (c) illustre le résonateur unitaire CSRR selon la forme de couplage (*edge-coupled*). En supposant que les dimensions du résonateur CSRR sont électriquement faibles par rapport à la longueur d'onde d'excitation, les relations quasi-statiques simples basées sur les éléments localisés RLC peuvent être utilisées pour décrire le comportement physique de ces cellules complémentaires.

Dans un matériau diélectrique affecté par un champ électrique externe E_{ext} , une polarisation se produit et la densité de flux D a la valeur donnée par l'équation [93]:

$$D = \varepsilon_0 \varepsilon_r E_{ext} = \varepsilon_0 E_{ext} + P \quad (3.47)$$

La quantité $\varepsilon_0 E_{ext}$ est la densité de flux électrique et ε_0 est la permittivité de l'espace libre, ayant la valeur $8,854 \times 10^{-12}$ farad / m.

ε_r est la permittivité relative du matériau et P est la densité de flux de polarisation. En effet, la densité de flux de polarisation peut être écrite comme suit :

$$P = \varepsilon_0 (\varepsilon_r - 1) E_{ext} = \varepsilon_0 \chi_e E_{ext} \quad (3.48)$$

En fait, la susceptibilité électrique χ_e peut être déduite à partir de (3.48) et l'expression de la susceptibilité est donnée par [93]:

$$\chi_e = \frac{P}{\varepsilon_0 E_{ext}} \quad (3.49)$$

La permittivité électrique est le rapport du champ électrique total de déplacement et le champ électrique appliqué dans un milieu et donné par l'expression:

$$\varepsilon_r = 1 + \chi_e \quad (3.50)$$

La cellule unitaire est caractérisé par une hauteur δz , une largeur δx et une profondeur de δy . La surface métallique de la cellule A est égale $A = \delta x \delta z - S_{CSRR}$ et le volume de cette cellule est $V = \delta y \delta x \delta z$. S_{CSRR} est la surface de l'inclusion complémentaire.

$$A = \delta x \delta z - S_{CSRR} \quad (3.51)$$

$$V = \delta x \delta z \delta y \quad (3.52)$$

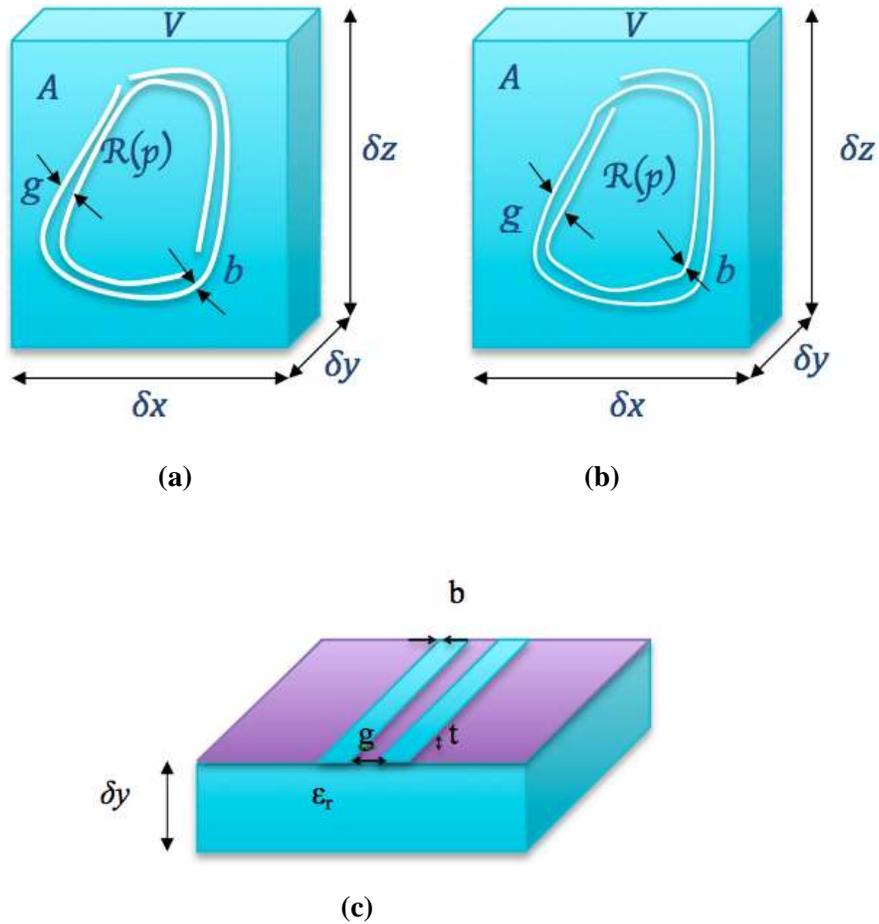


Figure 10: Différentes configurations de cellules unitaires complémentaire, (a) inclusion *edge-coupled*, (c) inclusion spirale *edge-coupled*, (c) configuration d'une cellule unitaire CSRR avec les paramètres de fabrication détaillés

Les dimensions de la cellule complémentaire sont la largeur de fente notée b et la distance entre les fentes g . Si on considère que le résonateur complémentaire CSRR est le

complémentaire du résonateur ordinaire (SRR). Lorsqu'il est exposé à un champ électrique, ce résonateur subit un moment dipolaire électrique. En appliquant le théorème d'Ampère, le courant induit dans l'inclusion peut être exprimée comme suit [108]:

$$I_{inc} = \oint H dl = j\omega\varepsilon A(E_{ext} + E_{ind}) \quad (3.53)$$

$$E_{ind} = -\frac{1}{\Delta y} \cdot V_{ind} \quad (3.54)$$

E_{ind} est l'amplitude du champ induit et V_{ind} est la tension induite de la cellule unitaire et A est la surface de la cellule unitaire [98].

Le courant induit dans la cellule est le rapport entre la tension induite et l'inductance des fentes additionné aux pertes ohmiques du métal entourant les fentes. Donc, nous pouvons écrire :

$$I_{inc} = \frac{V_{ind}}{R + j\omega L} \quad (3.55)$$

En combinant les équations (3.53) et (3.54), nous pouvons écrire :

$$I_{inc} = j\omega\varepsilon A(E_{ext} - \frac{1}{\delta y} \cdot V_{ind}) \quad (3.56)$$

L'expression (3.56) peut être reformulée comme suit:

$$I_{inc} + j\omega \frac{\varepsilon A}{\delta y} \cdot V_{ind} = j\omega\varepsilon A E_{ext} \quad (3.57)$$

En substituant (3.55) dans (3.56) et en réarrangeant les termes, nous obtenons l'équation suivante :

$$V_{ind} \left(\frac{1}{R + j\omega L} + j\omega \frac{\varepsilon A}{\delta y} \right) = j\omega\varepsilon A E_{ext} \quad (3.58)$$

On pose: $\left(\frac{\varepsilon A}{\delta y} \right) = AC_0$ avec $C_0 = \left(\frac{\varepsilon}{\delta y} \right)$

L'équation (3.58) peut être exprimée sous la forme suivante:

$$V_{ind} \left(\frac{1}{R + j\omega L} + j\omega C \right) = j\omega \varepsilon A E_{ext} \quad (3.59)$$

En fait, la susceptibilité électrique est donnée par l'expression (3.49) et pour déterminer la susceptibilité, l'expression du vecteur de polarisation P qui est le moment dipolaire totale peut être exprimé comme suit [109]:

$$P = \frac{\sum_n \Delta v(p)}{\Delta v} = \frac{n C V_{ind}}{\delta x \delta z \delta y} = \frac{n \varepsilon A V_{ind}}{\delta x \delta z \delta y}$$

$$P = n \frac{\varepsilon A V_{ind}}{\delta y \delta x \delta z} \quad (3.60)$$

La polarisation électrique P est définie comme la moyenne des moments dipolaires électriques induits.

La substitution de (3.59) et (3.60) dans (3.49), la susceptibilité électrique effective peut être exprimée comme suit:

$$\chi_e = \frac{-A}{\delta x \delta z} \frac{j\omega C}{\left(\frac{1}{R + j\omega L} + j\omega C \right)} \quad (3.61)$$

La capacité C est définie par:

$$C = \left(\frac{\varepsilon}{\delta y} \right) A = C_0 A \quad (3.62)$$

C_0 est la capacité par unité de surface de l'inclusion. La relation entre la résistance R et de la fréquence est déterminée par la relation de l'effet de peau. Par conséquent, R est donné par [98]:

$$R = \frac{1}{\delta \sigma} \left(\frac{N p}{g} \right) = \frac{N p}{g} \left(\sqrt{\frac{\mu_0 \omega}{2 \sigma}} \right) = R_0 p \sqrt{\omega} \quad (3.63)$$

où N est le nombre des anneaux métalliques autour des fentes, qui contribuent aux pertes ohmiques et R_0 est donnée par l'expression:

$$R_0 = \frac{N}{g} \left(\sqrt{\frac{\mu_0}{2 \sigma}} \right) \quad (3.64)$$

L'inductance L est la somme de l'inductance de couplage entre les bandes internes et

externes autour des anneaux. Cette inductance L est donnée par:

$$L = L_0 p \quad (3.65)$$

où L_0 est l'inductance par unité de longueur de deux lignes coplanaire (CPW) et peut être exprimée comme [100]:

$$L_0 = \frac{\mu_0}{4} \frac{F(\sqrt{1-u^2}, \frac{\pi}{2})}{F(u, \frac{\pi}{2})} \quad (3.66)$$

où $u = \frac{g}{g+2b}$ et $F(k; \phi)$ est la fonction Intégrale elliptique de première ordre :

$$F(k, \phi) = \int_0^\phi \frac{d\theta}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \theta}} \quad (3.67)$$

La substitution de la résistance, l'inductance et la capacitance des équations (3.62), (3.63) et (3.65) à (3.61), la susceptibilité électrique peut s'écrire comme suit :

$$\chi_e = K \frac{-\omega^2 LC + j\omega RC}{(1 + j\omega RC - \omega^2 LC)} \quad (3.68)$$

Avec K est un rapport entre la surface métallique A et le produit $\delta x \delta z$. Ce rapport peut être exprimé aussi en fonction de la surface de l'inclusion complémentaire.

$$K = -\frac{A}{\delta x \delta z} = -\frac{\delta x \delta z - S_{CSRR}}{\delta x \delta z} = -1 + \frac{S_{CSRR}}{\delta x \delta z}$$

La surface de l'inclusion complémentaire S_{CSRR} peut s'écrire en fonction du périmètre de l'inclusion p ainsi qu'à la largeur de la fente b .

$$S_{CSRR} = 2bp \quad (3.69)$$

La permittivité effective des cellules complémentaires peut s'écrire comme suit:

$$\varepsilon_e = 1 + K \frac{-\omega^2 LC + j\omega RC}{(1 + j\omega RC - \omega^2 LC)} \quad (3.70)$$

En effet, l'équation (3.67) est une fonction de la capacitance, l'inductance et la résistance. On a bien démontré que l'inductance ne dépend que du périmètre et des paramètres physiques de conception. En outre, la capacité aussi peut s'écrire en fonction du périmètre

de l'inclusion, puisque la surface métallique dépend des dimensions de la cellule et du périmètre de l'inclusion. Alors que, l'expression (3.63) de la résistance est une fonction de périmètre de l'inclusion. Subséquemment, la permittivité dépend du périmètre de l'inclusion ainsi que de la surface métallique autour de l'inclusion. La formule (3.67) peut être développée en fonction du périmètre et de la surface métallique de la cellule afin d'étudier l'effet des paramètres géométrique de l'inclusion sur la permittivité et la fréquence de résonance.

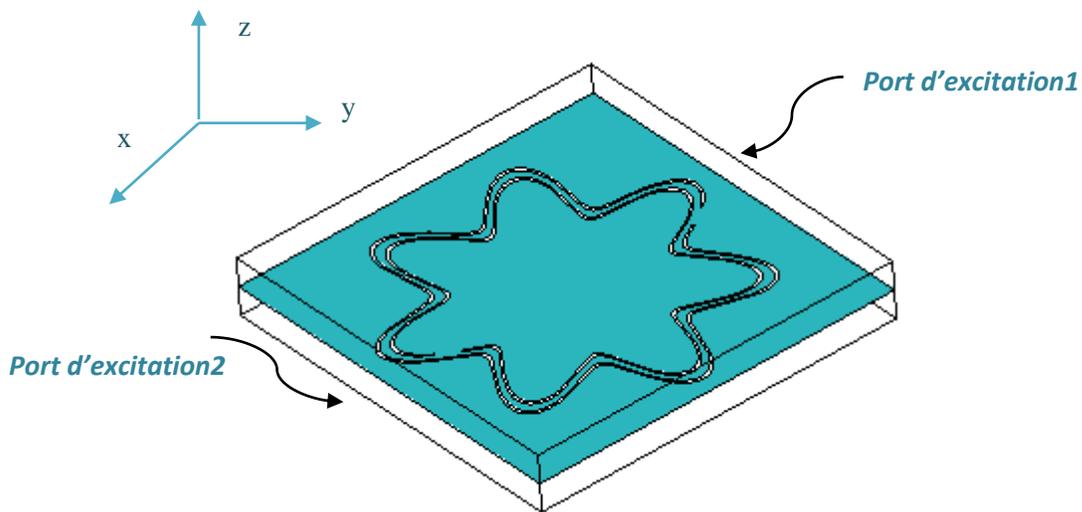


Figure 11: L'inclusion rose curve simulée en utilisant HFSS.

Afin de valider le modèle analytique développé, on essaye de modéliser une cellule unitaire complémentaire en utilisant le logiciel Ansoft HFSS et de comparer la réponse de la cellule complémentaire obtenue numériquement à la réponse analytique. La figure 11 illustre une cellule complémentaire (rose curve resonator) et sa configuration dans le logiciel HFSS. Dans la simulation numérique, le résonateur complémentaire *rose curve* (figure 11) est entouré de conducteur électrique parfait (PEC) et les murs magnétiques (PMC) sont perpendiculaires à l'axe des y . Les conditions aux limites PEC-PMC permettent d'imiter le milieu homogène formé par ces cellules complémentaires, lorsque la dimension de cellule unitaire est beaucoup plus petite que la longueur d'onde incidente. Par ailleurs, une excitation d'onde plane est appliquée et elle est perpendiculaire à l'axe des x . En calculant

les coefficients de transmission et de réflexion, les propriétés électriques du résonateur complémentaire peuvent être récupérées [110]. La figure 12 montre les deux résultats numériques et analytiques d'un résonateur *rose curve* simulé. En comparant les deux courbes, on constate qu'il existe un grand accord entre les résultats numériques et analytiques. Un léger décalage (moins de 4%) de la fréquence de résonance de l'inclusion est également observé.

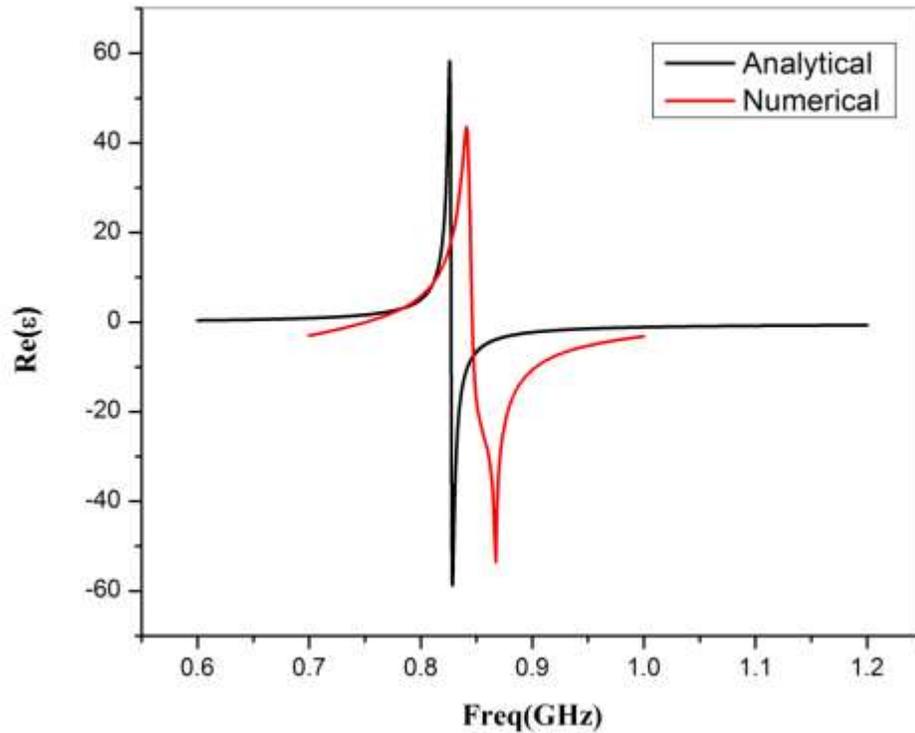


Figure 12: La permittivité de l'inclusion *rose curve* simulée (analytique et numérique)

3.4 Outil de conception des cellules unitaires MMA

Dans les deux parties précédentes, on a essayé de modéliser analytiquement la réponse des cellules unitaires MMA ainsi que les cellules complémentaires. Afin de faciliter le processus de modélisation, on a développé une application interactive et facile à utiliser par le concepteur (figures 13, 14, 15, 16). Cette interface développée sous Matlab permet de simuler analytiquement la réponse électromagnétique de plusieurs résonateurs (*SRR*,

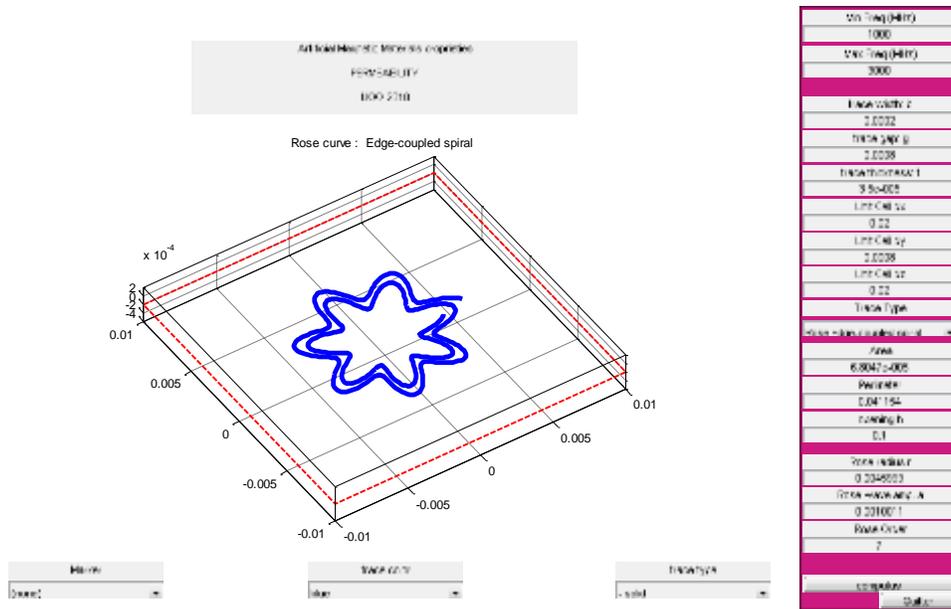


Figure 14: Simulation de la structure Rose Curve (spiral)

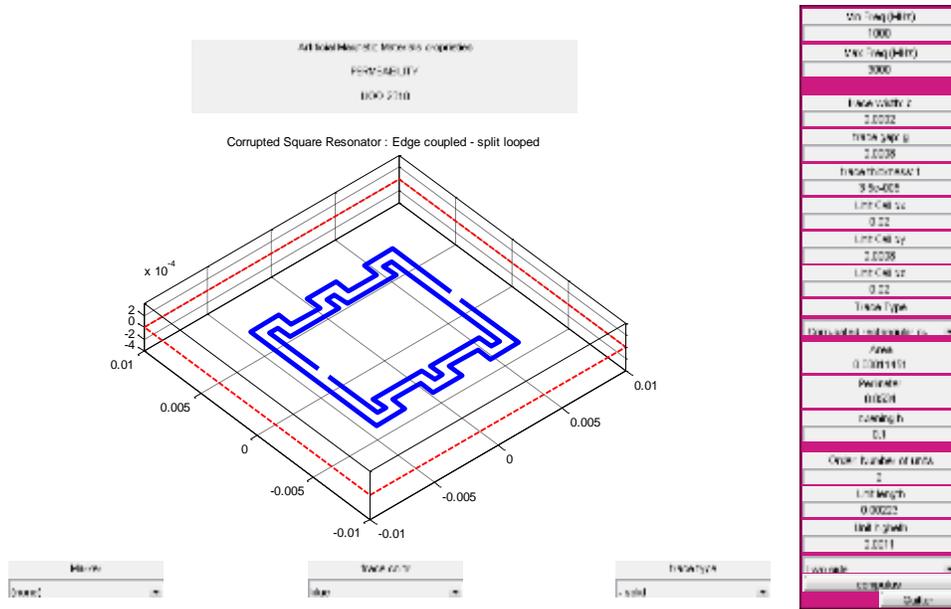


Figure 15: Simulation de la structure (CRR)

précédemment. Dans les prochains chapitres, l'application nous permettra de modéliser et de simuler les inclusions qui seront intégrés dans des circuits RF

Chapitre 4

Étude et Analyse des cellules unitaires MMA et des cellules complémentaires

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous étudierons la réponse magnétique de quelques résonateurs caractérisés par une surface d'inclusion indépendante du périmètre. Ces résonateurs permettent d'améliorer le taux de miniaturisation des circuits RF et aussi présentent plus de flexibilité. En fait, le contrôle de la fréquence de résonance et de la perméabilité effective est plus facile en utilisant ces résonateurs vu que les paramètres géométriques de ces structures peuvent être manipulés indépendamment l'un de l'autre. Dans une deuxième partie, les cellules unitaires complémentaires vont être étudiées et analysées dans le but de souligner l'effet des paramètres géométriques sur la réponse électrique du résonateur.

4.2 Étude des cellules unitaires MMA

4.2.1 Étude du résonateur n^{th} Rose curve

Dans le chapitre précédent, on a démontré que la fonction perméabilité magnétique et la tangente de perte d'un milieu composé d'inclusions de matériaux magnétiques artificiels peuvent être exprimées en fonction du périmètre et de la surface d'une inclusion. Cette expression de la réponse magnétique de l'inclusion en termes de propriétés géométriques simplifie et facilite le processus de conception de l'inclusion. Le modèle de circuit présenté précédemment crée de la flexibilité dans le processus de conception et permet au

concepteur de parvenir aux diverses contraintes sans l'utilisation intensive des simulations numériques de l'onde électromagnétique. Dans cette partie, nous appliquons un modèle généralisé du comportement de résonance d'une inclusion pour étudier le résonateur n^{th} *rose curve* résonateur (n-RCR). Une étude paramétrique détaillée sur les caractéristiques de transmission et le comportement magnétique du n-RCR sur la base des paramètres physiques et géométriques est présentée. Les paramètres géométriques étudiés sont le périmètre, la surface de l'inclusion et l'ordre de la courbe n^{th} *rose curve*. En outre, la largeur et la hauteur du conducteur imprimé sont définies comme les paramètres physiques principaux qui seront analysés et étudiés.

4.2.1.1 Configuration du résonateur n^{th} RCR

Le résonateur n^{th} *rose curve* est un nouveau résonateur proposé par Kabiri et al. [111]. Ce résonateur est considéré comme un candidat générique pour la construction des matériaux magnétiques artificiels et fournit de nouvelles caractéristiques ne se trouvent pas dans les résonateurs traditionnels.

Ce nouveau résonateur fournit un contrôle total de la conception d'une réponse magnétique désirée réalisable par la cellule unitaire MMA. n^{th} *rose curve* est une forme généralisée de l'inclusion SRR. La géométrie du résonateur RCR d'ordre zéro a une forme circulaire identique à SRR. Toutefois, les ordres supérieurs à zéro ont une base circulaire avec un périmètre sinusoïdale déformée fournissant l'extension du périmètre tout en conservant la surface du résonateur constante.

Le résonateur RCR peut être imprimé dans les formes de configurations (*edged-coupled*, *broadside-coupled*). La figure 17 montre les différentes configurations du résonateur n^{th} *rose curve*.

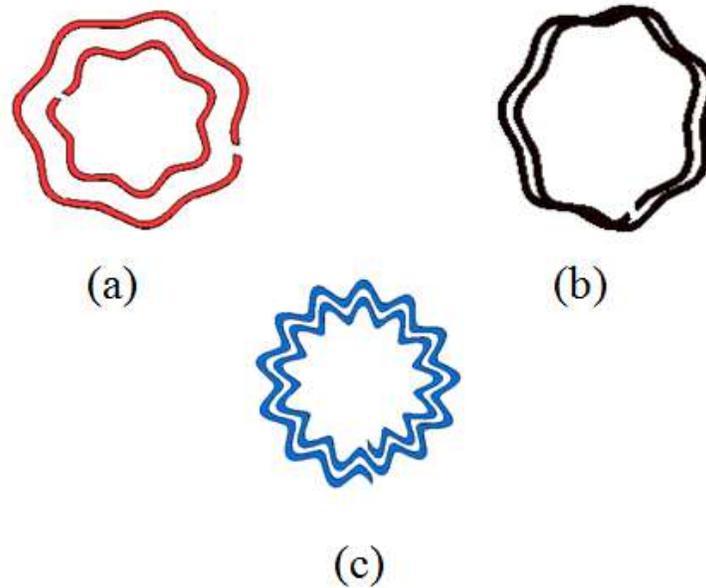


Figure 17: Différentes configurations du résonateur n^{th} rose curve

Pour étudier les caractéristiques du résonateur n^{th} rose curve, nous avons simulé le résonateur RCR dans deux topologies (*edged-coupled*, *broadside-coupled*). La figure 18 illustre la réponse magnétique du résonateur (BC - RCR) et le résonateur (EC - RCR). Ces deux résonateurs sont simulés en utilisant les mêmes paramètres géométriques et physiques. Le tableau 1 résume les paramètres physiques des traces et les dimensions des inclusions et il est utilisé pour procéder à la configuration des simulations.

Tableau 1: Paramètres de simulation du résonateur n^{th} order rose curve

Épaisseur du Métal	$t = 35 \mu\text{m}$
Substrat utilisé	Duroid 5880 ($\epsilon_r = 2.2$)
Largeur de trace	$b = 200 \mu\text{m}$
Écart entre deux traces	$g = 700 \mu\text{m}$
Largeur de fente	$d = 0.01 \text{ mm}$

La perméabilité effective de l'inclusion est déterminée à partir des grandeurs physiques du coefficient de réflexion S11 et du coefficient de transmission S21. Les paramètres S ont été simulés avec le logiciel Ansoft HFSS.

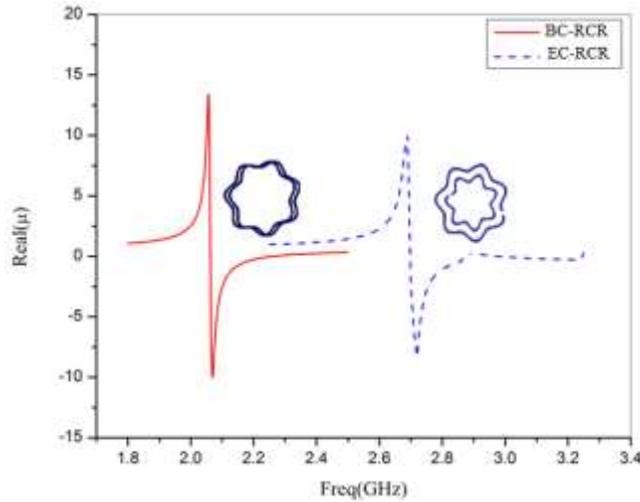


Figure 18: Fonction de perméabilité du résonateur 7th rose curve

La figure 18 montre la variation de la fonction de la perméabilité des deux structures de RCR avec la fréquence. Pour les mêmes paramètres géométriques et physiques, le résonateur (EC - RCR) résonne à 2.7 GHz, alors que le résonateur couplé (BC - RCR) résonne à 2.1 GHz. En fait, on peut remarquer que la fréquence de résonance de la BC-RCR est inférieure à la fréquence de résonance de la CE - RCR. Une analyse comparative des deux résonateurs (EC-RCR et BC-RCR) a été effectuée. Il a été prouvé que le deuxième résonateur présente une fréquence de résonance inférieure pour les mêmes dimensions physiques et a permis d'avoir une cellule unitaire électriquement plus petite. Dans les parties suivantes, le résonateur n^{th} rose curve (CE -RCR) sera simulé et analysé. Ainsi, la simulation sera limitée à cette structure.

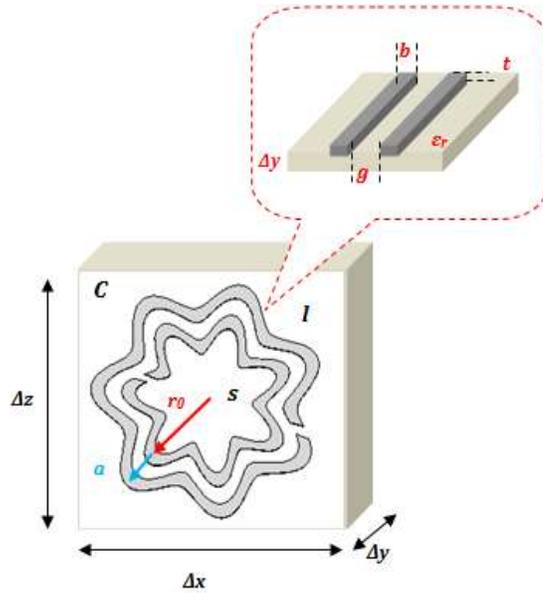


Figure 19: Configuration d'une cellule unitaire nth-RCR

4.2.1.2 Étude paramétrique du résonateur n^{th} RCR

Dans cette partie, on étudiera l'effet de dimensions de la cellule unitaire, la surface, le périmètre et l'ordre du résonateur RCR sur la réponse magnétique du résonateur MMA. En outre, l'impact des caractéristiques physiques sur la fonction de la perméabilité est analysé. Cette étude paramétrique permet de caractériser le résonateur n^{th} -RCR et peut être utilisée comme un guide technique pour la conception d'inclusions avec des propriétés magnétiques souhaitées.

4.2.1.2.1 Effet de la surface de l'inclusion

Pour étudier l'effet de la surface sur la fréquence de résonance et la fonction de perméabilité, on a fixé le périmètre de l'inclusion et on a varié la surface de l'inclusion de 120mm^2 à 200mm^2 . En fixant le périmètre, on calcule la surface pour différents valeurs du rayon de RCR et de l'amplitude a (figure 19). [111].

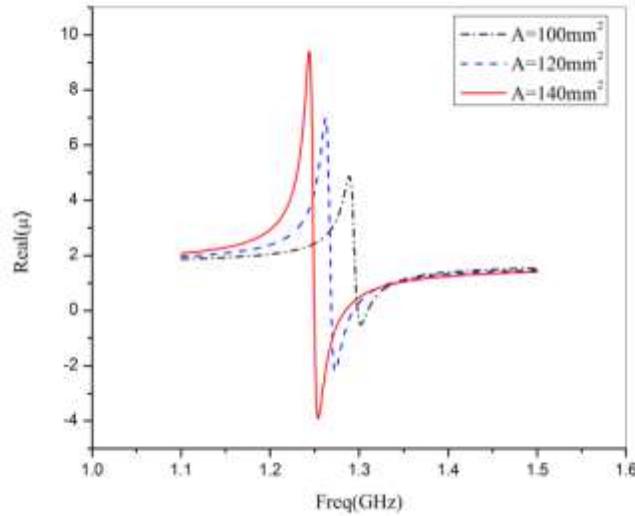


Figure 20: Fonction de perméabilité pour différentes valeur de A

La réponse magnétique de la RCR simulée est présentée dans la figure 20. D'après cette figure, la partie réelle de la fonction de perméabilité est négative sur une bande de fréquence bien déterminée. La figure 21 illustre la variation de la fréquence de résonance par rapport à la surface. La fréquence de résonance diminue de 1.25 GHz à 1.05GHz lorsque que la surface augmente de 120mm² à 200mm².

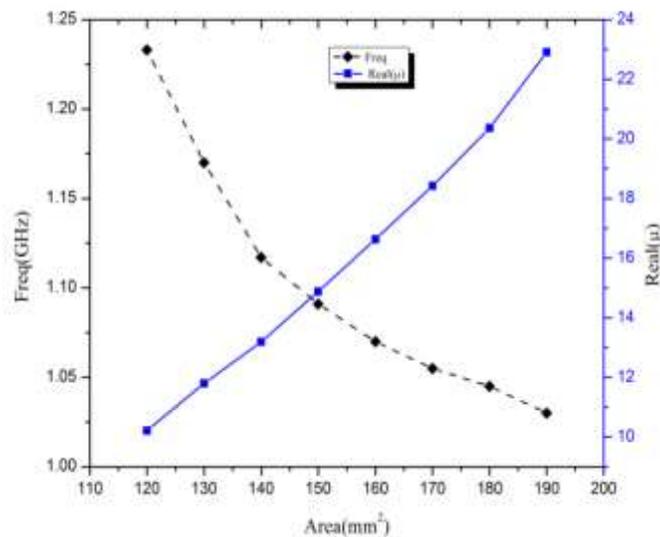


Figure 21 : Variation de la fréquence de résonance et l'amplitude de la fonction de perméabilité pour différentes valeurs de A

Cependant, l'amplitude maximale de la fonction de la perméabilité augmente de 10 à 23 lorsque la surface de l'inclusion varie de 30 % à 50 % de la surface totale de la cellule unitaire. La surface occupée par l'inclusion est directement liée à l'inductance totale de l'inclusion. Par conséquent, lorsque la surface occupée par l'inclusion augmente les fréquences de résonance diminuent. En effet, en connaissant la surface occupée par le résonateur, le concepteur peut déterminer les dimensions géométriques de l'inclusion r_0 et a . Donc, pour toutes les propriétés géométriques prédéfinis de l'inclusion, le concepteur peut avoir une idée de la fréquence de résonance et la réponse magnétique du résonateur.

4.2.1.2.2 Effet du périmètre de l'inclusion

Dans cette section, le résonateur *7th order rose curve* est simulé pour différentes valeurs de périmètre lorsque la surface occupée par l'inclusion est fixée à 150mm^2 .

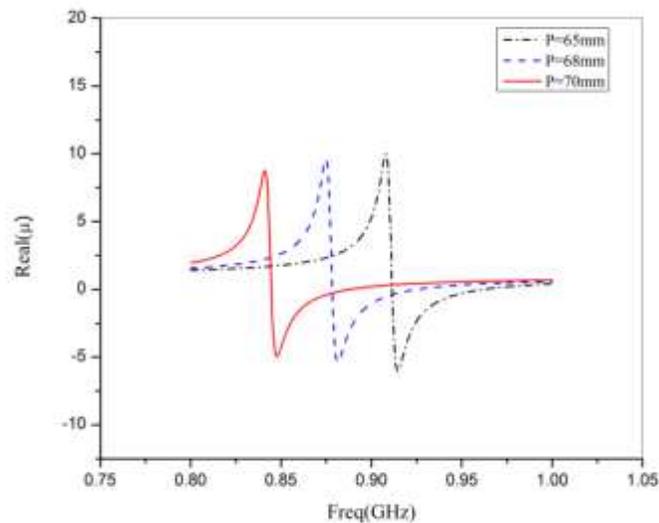


Figure 22 : Fonction de perméabilité pour différentes valeur de P

La figure 22 illustre la perméabilité effective du résonateur en fonction de la fréquence de résonance pour différentes valeurs du périmètre. Le périmètre total de l'inclusion varie de 65mm à 70mm. On constate que la fréquence de résonance et l'amplitude maximale de la fonction de perméabilité diminue lorsque le périmètre augmente. Cette fréquence de résonance varie de 0.94 GHz à 0.84 GHz lorsque les valeurs du périmètre augmentent.

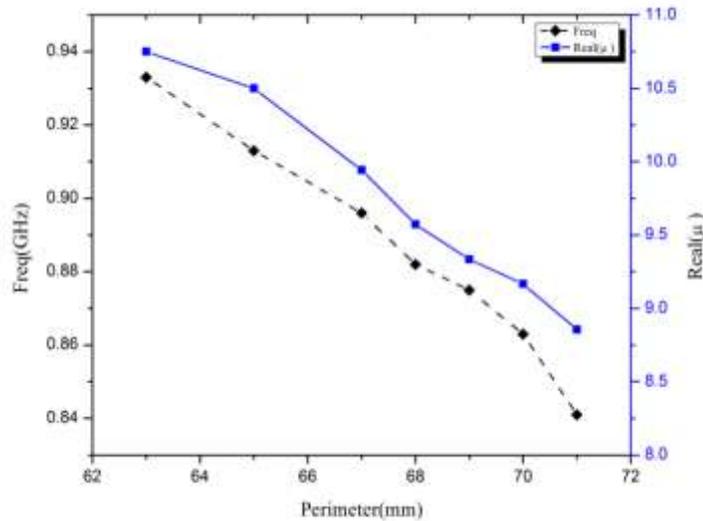


Figure 23 : Variation de la fréquence de résonance et l'amplitude de la fonction de perméabilité pour différentes valeurs de P

En outre, l'amplitude maximale de la fonction de la perméabilité diminue de 11 à 9. L'effet du périmètre sur la fréquence de résonance et l'amplitude maximale de la perméabilité est présenté sur la figure 23. En fait, le caractère capacitif d'une inclusion est directement lié à son périmètre. Par conséquent, la fréquence de résonance et l'amplitude de la perméabilité diminuent lorsque le périmètre du résonateur augmente. On peut remarquer que l'inclusion de plus grand périmètre résonne à des fréquences plus basses.

4.2.1.2.3 Effet de l'ordre n du résonateur

Les réponses des inclusions de différents ordres n sont de formes similaires (le rayon r_0 est constant). La figure 24 illustre la fréquence de résonance et l'amplitude maximale de la fonction de perméabilité par rapport à l'ordre des inclusions.

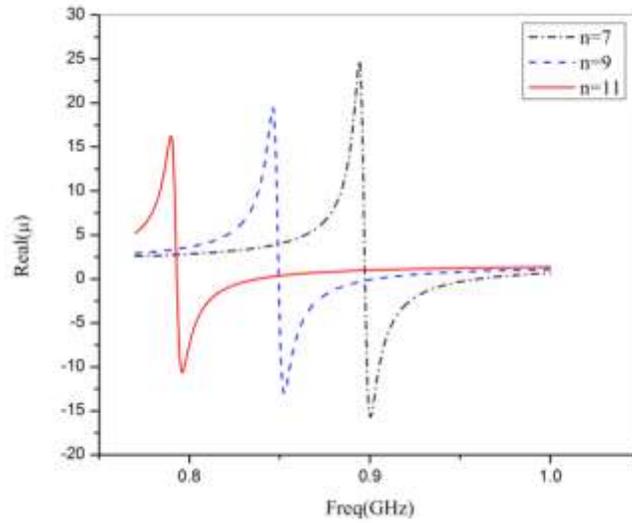


Figure 24 : Fonction de perméabilité pour différentes valeur de l'ordre n

L'amplitude maximale de la fonction de la perméabilité diminue de 24 à 14 lorsque l'ordre n augmente. De même, la fréquence de résonance diminue quand l'ordre du résonateur augmente.

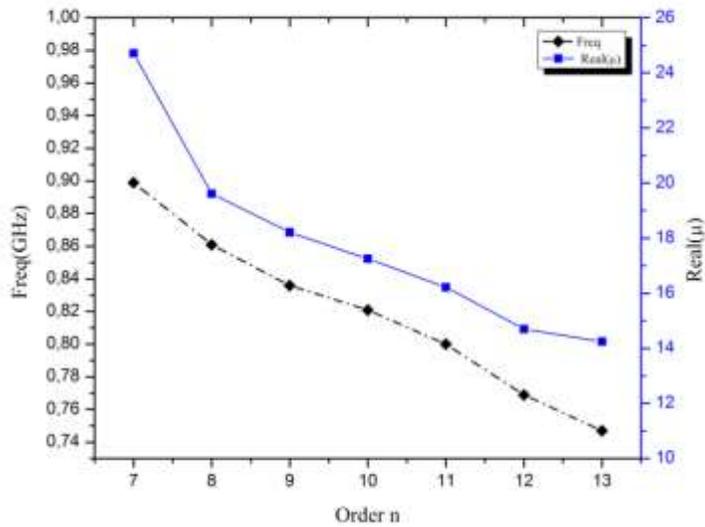


Figure 25 : Variation de la fréquence de résonance et l'amplitude de la fonction de perméabilité pour différentes valeurs de l'ordre n

Pour cette simulation, la fréquence de résonance varie de 0.9 GHz à 0.74 GHz lorsque l'ordre n augmente de 7 à 13. En fait, l'ordre supérieur introduit plus de couplage. De ce fait, la capacitance totale du résonateur augmente. Sur la figure 25, on a présenté la variation de la fréquence de résonance et l'amplitude maximale de la perméabilité.

L'augmentation de l'ordre du résonateur diminue la fréquence de résonance des inclusions conduisant à une miniaturisation plus élevée de la structure. Cette amélioration est due à l'augmentation de la longueur du périmètre et le couplage capacitif entre les segments adjacents du résonateur.

4.2.1.2.4 Effet de la largeur de la ligne micro ruban b

La largeur de la ligne micro-ruban b est l'une des variables qui sont contrôlées par le concepteur et les techniques de fabrication. La largeur et la hauteur de ligne micro-ruban peuvent être définies comme des paramètres physiques principaux qui ont une influence importante sur la réponse magnétique du résonateur.

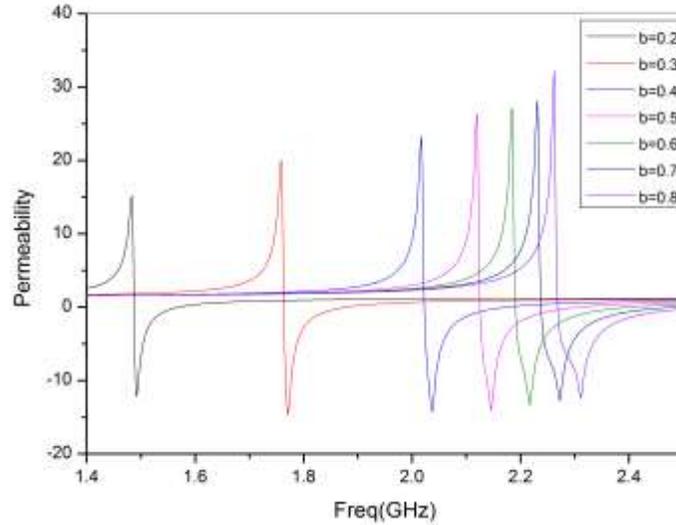


Figure 26 : Fonction de perméabilité pour différentes valeur de b

Nous pouvons aussi mentionner la largeur du gap entre les anneaux, et les caractéristiques matérielles telles que la conductivité du conducteur. Pour étudier l'effet des propriétés physiques de l'inclusion, nous simulons la réponse magnétique du résonateur n^{th} *rose curve*. La figure 26 montre la variation de la perméabilité effective en fonction de la fréquence.

En fait, la fréquence de résonance augmente de 1.5 GHz à 2.3 GHz lorsque la valeur de b augmente de 0.2 mm à 0.8 mm. De même, l'amplitude de la fonction de la perméabilité augmente de 15 à 34. Nous avons démontré précédemment que la fonction de la perméabilité est très sensible aux paramètres physiques des inclusions. Également, la capacité totale et la résistance totale de l'inclusion sont des fonctions de la largeur de la ligne micro-ruban, la fonction de la perméabilité varie rapidement avec la variation de la largeur de la ligne micro-ruban. La figure 27 représente l'évolution de la fréquence de résonance et l'amplitude maximale de la perméabilité avec la variation de b .

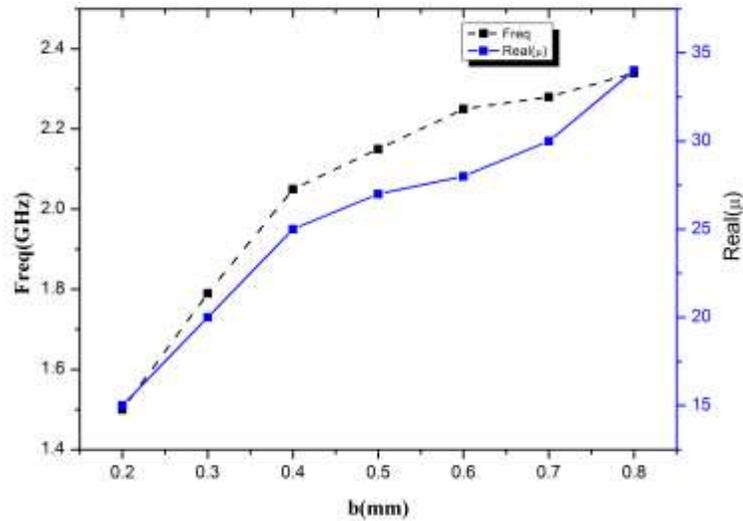


Figure 27 : Variation de la fréquence de résonance et l'amplitude de la fonction de perméabilité pour différentes valeurs de b

4.2.1.2.5 Effet de la largeur de fente g

Dans cette partie, l'effet la largeur de fente g entre les deux contours métalliques concentriques de l'inclusion est étudié. En fait, nous analysons la réponse magnétique de la courbe de rose résonateur entre 0.2GHz et 0.8GHz.

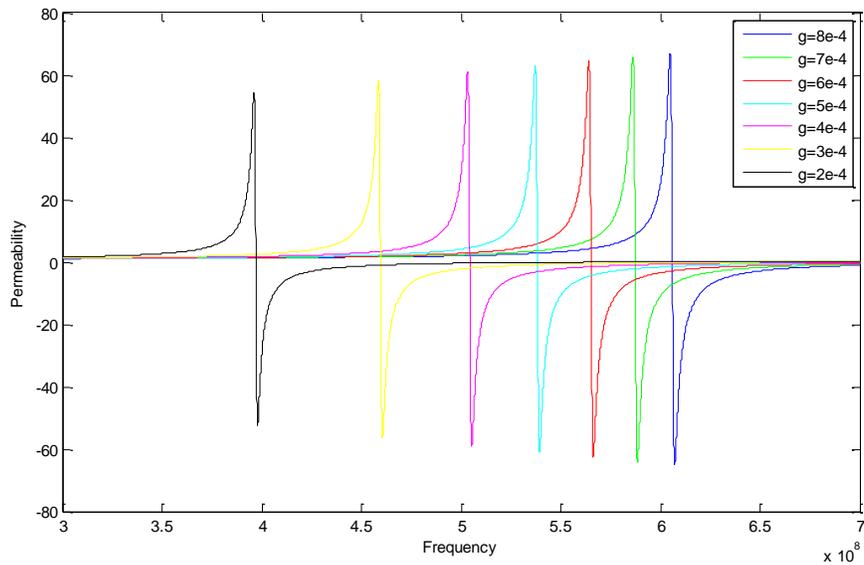


Figure 28 : Fonction de perméabilité pour différentes valeurs de g

La figure 28 montre la variation de la fonction de la perméabilité en fonction de la fréquence pour différente valeur de g. La fréquence de résonance et la fonction de la perméabilité augmentent simultanément lorsque les valeurs de g augmentent. Nous avons remarqué dans chapitre 3 que la réponse magnétique de l'inclusion peut être considérée comme une fonction des paramètres physiques de cette structure. En effet, la capacité totale de l'inclusion est une fonction du paramètre g. Par conséquent, la fréquence de résonance varie de 0.4 GHz à 0.6 GHz avec la variation de l'écart de trace. De même, avec la variation la largeur de fente, l'amplitude de la perméabilité varie de 54 à 66. La figure 29 montre l'évolution de la fréquence de résonance et l'amplitude maximale de la perméabilité avec la variation de la largeur de fente de l'inclusion.

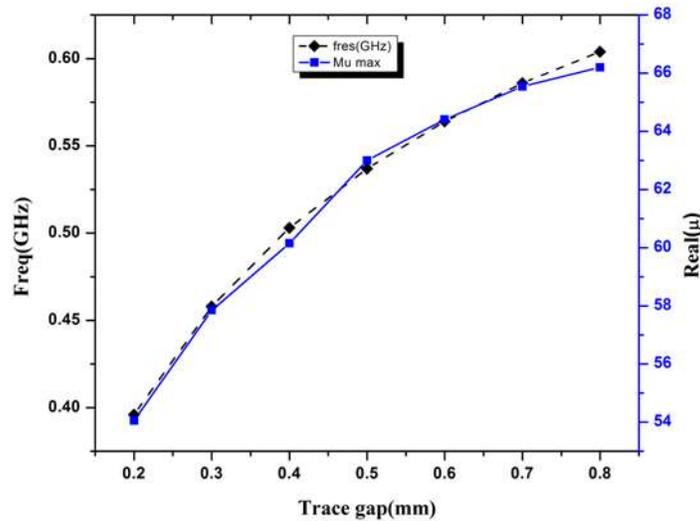


Figure 29 : Variation de la fréquence de résonance et l'amplitude de la fonction de perméabilité pour différentes valeurs de g

Une étude paramétrique a été réalisée sur la base des caractéristiques géométriques et physiques du n- RCR. La surface, le périmètre et l'ordre des RCR sont considérés comme les principaux paramètres de cette étude. En outre, les paramètres physiques du résonateur sont aussi utilisés pour caractériser le comportement magnétique du résonateur. Il a été observé que la fréquence de résonance et la fonction de perméabilité sont très sensibles à la surface et le périmètre de l'inclusion. Dans le cas de ce résonateur, la surface et le périmètre peuvent être contrôlé l'un indépendamment de l'autre. L'impact des propriétés physiques sur la fonction de perméabilité a été aussi souligné. Cette étude peut faciliter le processus de conception de résonateur n^{th} rose curve.

4.2.2 Étude du résonateur k^{th} Corrugated Rectangular Resonator

4.2.2.1 Configuration du résonateur k^{th} CRR

Les inclusions les plus populaires dans la littérature sont sous formes de cercle ou de carré (*Split ring resonator* en forme de cercle ou carré). La surface A et le périmètre P d'un carré (ou d'une cercle) sont liés l'un à l'autre par les équations suivantes $P^2 = 16A$ et $P^2 = 4\pi A$, respectivement. Par conséquent, la surface et le périmètre du cercle et du carré sont fortement dépendants et ne peuvent pas être contrôlé l'un indépendamment de l'autre.

Ainsi, le cercle ou le carré ne peuvent pas être des options pour la géométrie des inclusions d'un MMA. Contrairement au cercle et au carré, le rectangle et l'ellipse fournissent une surface indépendante du périmètre. Dans leur travaux de recherche Kabiri et al. [97], ont introduit deux autres nouveaux résonateurs (k^{th} order Corrugated Rectangular Resonator et m^{th} Sine oval resonator).

Dans cette partie, le résonateur k^{th} order Corrugated Rectangular Resonator est étudié. Cette inclusion est façonnée par l'ajout d'une onde carrée d'un côté ou des deux côtés parallèles du rectangle de base. Les ondes carrées sont des corrugations ajoutés à la forme principale. Les ondes carrées ajoutent des ondulations au rectangle de base. La principale caractéristique de ce résonateur est que le périmètre et la surface sont indépendants l'un de l'autre. La surface du résonateur peut être approchée à la surface d'un rectangle de base. Toutefois, le périmètre peut atteindre une valeur souhaitée en choisissant le bon ordre du résonateur.

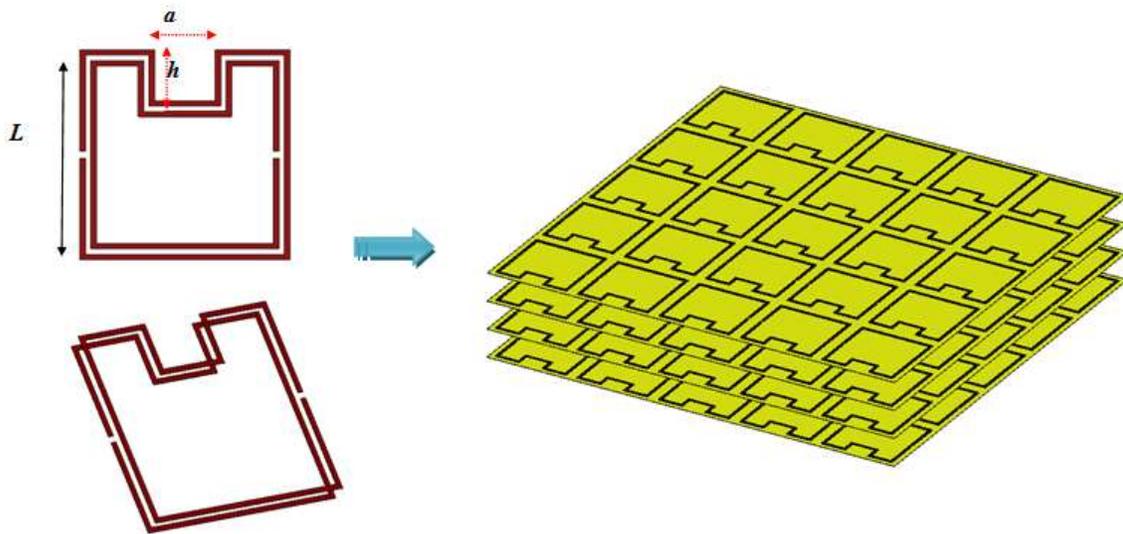


Figure 30 : Configuration du résonateur k^{th} CRR

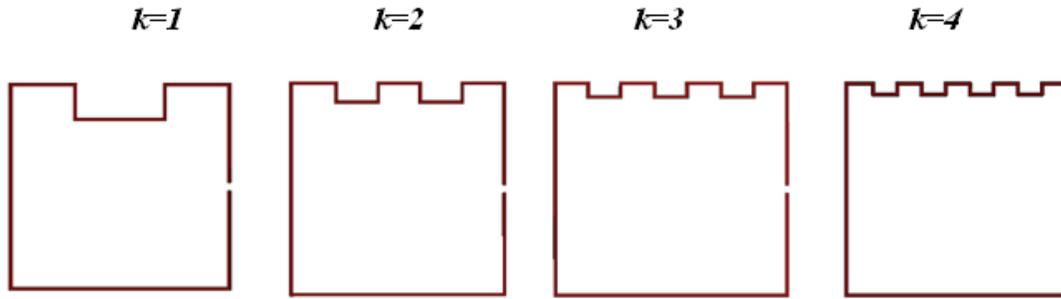


Figure 31: Configuration du résonateur k^{th} CRR pour différents ordre k .

4.2.2.2 Étude paramétrique du résonateur k^{th} CRR

4.2.2.2.1 Effet de l'ordre l'inclusion

L'amplitude maximale de la fonction de la perméabilité approximativement reste la même lorsque l'ordre k du résonateur augmente. Cependant, la fréquence de résonance diminue quand l'ordre du résonateur augmente (figure 32). Contrairement au résonateur n^{th} *rose curve*, l'amplitude la perméabilité n'était pas affectée par l'ordre k car le nombre des ondulations carrées n'est pas assez grand pour augmenter le couplage capacitif du résonateur.

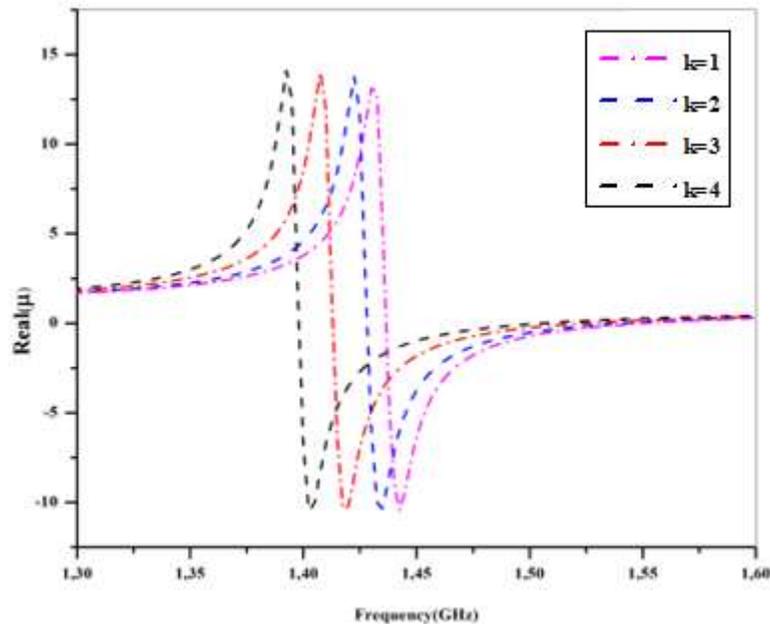


Figure 32 : Fonction de perméabilité pour différentes valeurs de l'ordre k

4.2.2.2.2 Effet du périmètre de l'inclusion

En fixant la surface du résonateur, on fait varier le périmètre du résonateur et on simule la réponse magnétique du résonateur k^{th} order *Corrugated Rectangular Resonator*. La figure 35 illustre la perméabilité effective du résonateur en fonction de la fréquence de résonance pour différentes valeurs du périmètre. Le périmètre total de l'inclusion varie de 60mm à 70mm (figure 33). On constate que la fréquence de résonance et l'amplitude maximale de la fonction de perméabilité diminuent lorsque le périmètre augmente. Cette constatation confirme bien les résultats trouvés précédemment dans le cas du résonateur n^{th} order *rose curve Resonator*.

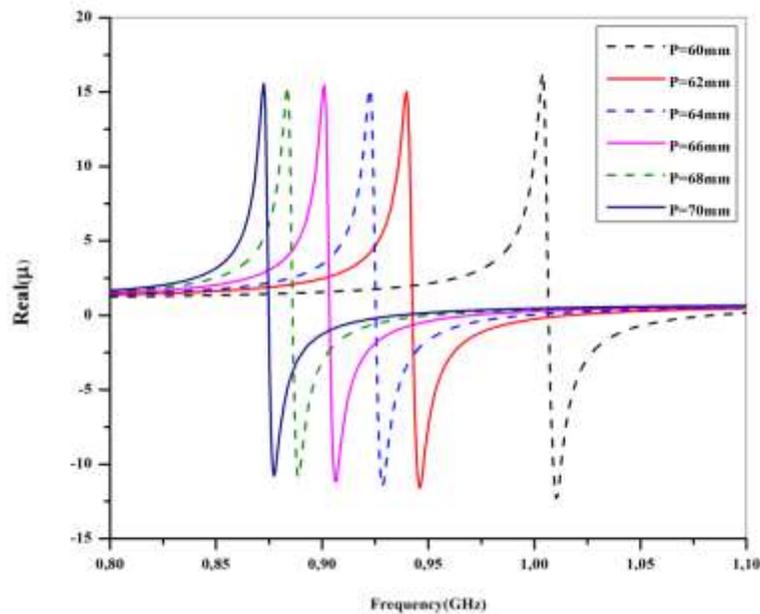


Figure 33: Fonction de perméabilité pour différentes valeurs de P

4.2.2.2.3 Effet de la surface de l'inclusion

De même pour la surface, l'amplitude maximale de la fonction de la perméabilité augmente lorsque la surface de l'inclusion augmente. La surface occupée par l'inclusion est directement liée à l'inductance totale de l'inclusion (figure 34). Par conséquent, lorsque la surface occupée par l'inclusion augmente les fréquences de résonance diminuent. Dans le cas

de la surface aussi, on obtient les mêmes résultats trouvés dans la simulation du résonateur n^{th} order rose curve Resonator ce qui permet de confirmer l'exactitude du modèle utilisé dans l'étude des deux résonateurs.

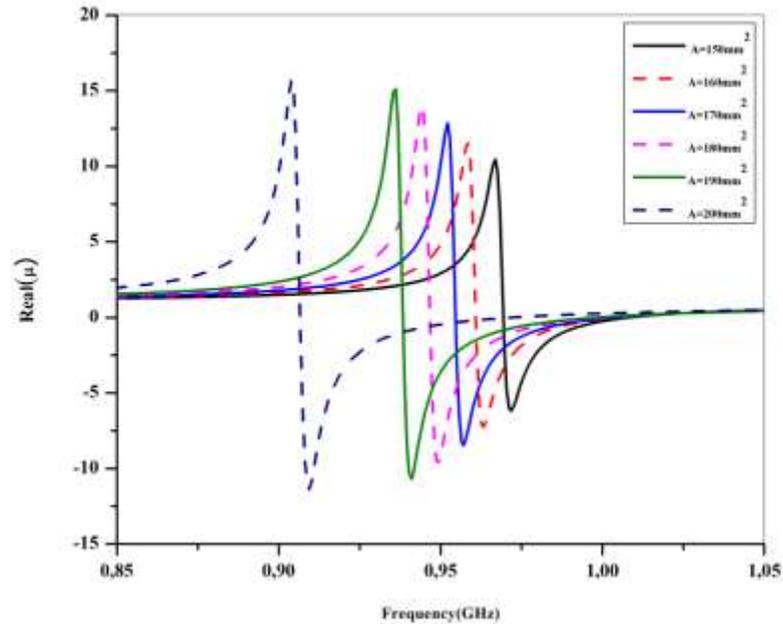


Figure 34 : Fonction de perméabilité pour différentes valeurs de A

4.2.3 Étude du résonateur m^{th} Sine oval Resonator

4.2.3.1 Configuration du résonateur m^{th} SOR

Dans cette partie, le résonateur m^{th} order Sine oval Resonator est étudié. Cette inclusion sous forme d'ovale possède un périmètre qui peut être contrôlé indépendamment de sa surface. Des formes sinusoïdales sont ajoutées à la forme circulaire initiale du résonateur afin d'augmenter le couplage du résonateur. L'effet de la variation de l'ordre m sur la réponse magnétique de ce résonateur est illustré par la figure 35. Les résultats trouvés pour cette inclusion sont semblables aux résultats du résonateur n^{th} order rose curve resonator. En effet, les deux inclusions sont basées sur la forme d'un cercle (pour l'ordre $m=0$, on a un simple résonateur sous forme de cercle). La figure 36 montre la forme géométrique des trois premiers ordres de ce résonateur.

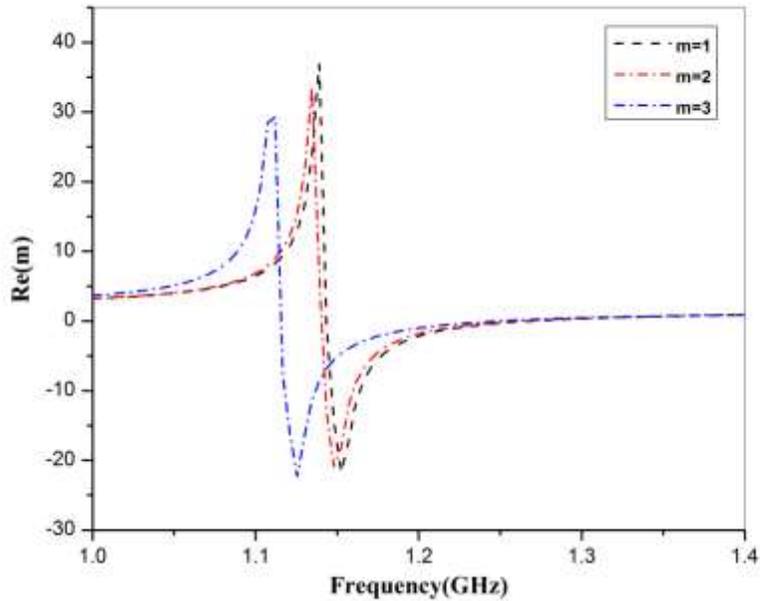


Figure 35 : Fonction de perméabilité pour différentes valeurs de l'ordre m

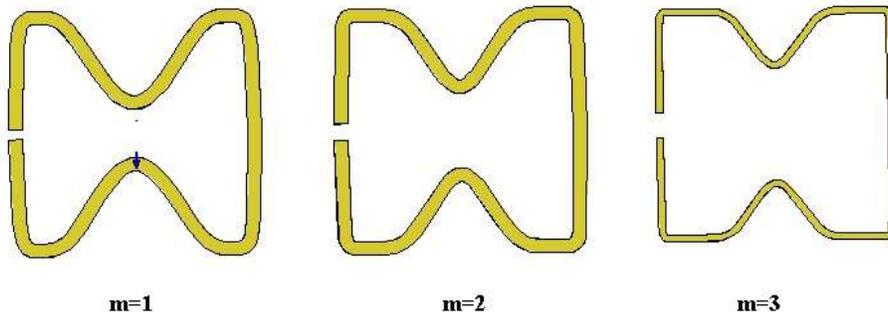


Figure 36 : Configuration du résonateur m^{th} SOR pour différents ordre m .

4.2.3.2 Étude paramétrique du résonateur m^{th} SOR

Les effets du périmètre et de la surface du résonateur sur la réponse magnétique ont été étudiés. Les deux figures 37 et 38 représentent les résultats des simulations numériques obtenus en utilisant le logiciel HFSS. On peut bien noter que les résultats sont semblables aux cas des résonateurs n^{th} *rose curve resonator* et k^{th} *rectangular corrugated resonator*. Ces deux figures confirment que l'effet du périmètre et de la surface sur la réponse d'un résonateur est très important. L'autre avantage de ces différents résonateurs est la grande

flexibilité au niveau de contrôle des paramètres géométriques. De plus, ces inclusions permettent de concevoir des cellules unitaires plus miniatures.

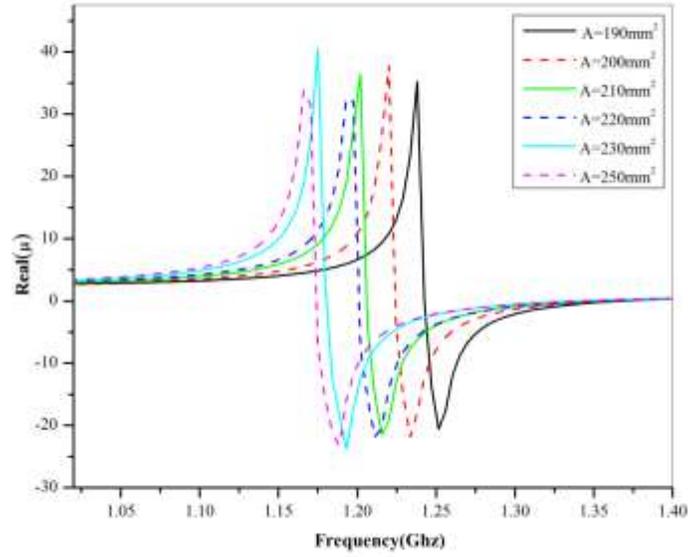


Figure 37 : Fonction de perméabilité pour différentes valeurs de A

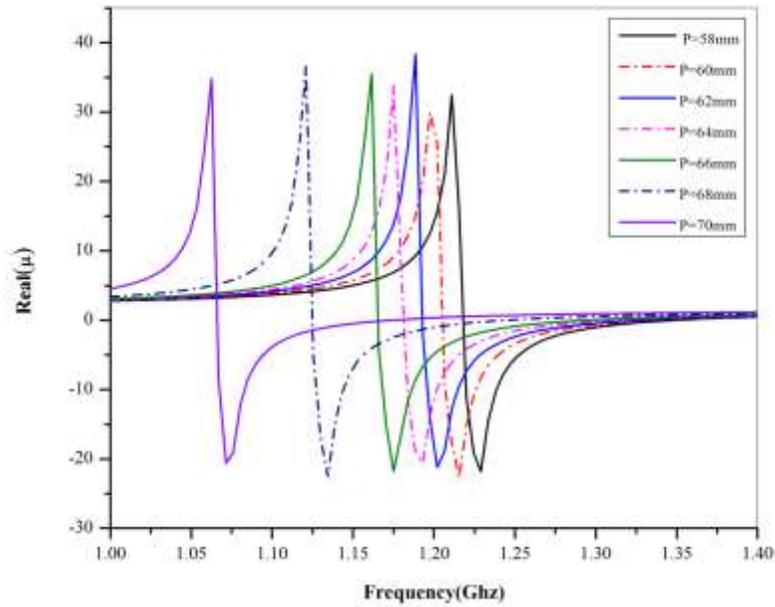


Figure 38 : Fonction de perméabilité pour différentes valeurs de P

4.3 Étude des cellules complémentaires MMA

4.3.1 Configuration du résonateur complémentaire CRCR

Le résonateur *CRCR* est le résonateur complémentaire de la structure *Rose curve*. Cette nouvelle structure fournit un contrôle total des paramètres géométriques de la cellule unitaire MMA. *CRCR* est une forme généralisée de l'inclusion CSRR. La géométrie du résonateur *CRCR* d'ordre zéro a une forme circulaire identique à CSRR. Toutefois, les ordres supérieurs à zéro ont une base circulaire avec un périmètre sinusoïdale déformée fournissant l'extension du périmètre tout en conservant la surface du résonateur constante. La figure 39 illustre la configuration du résonateur *CRCR* ainsi que les différents paramètres géométriques de cette structure.

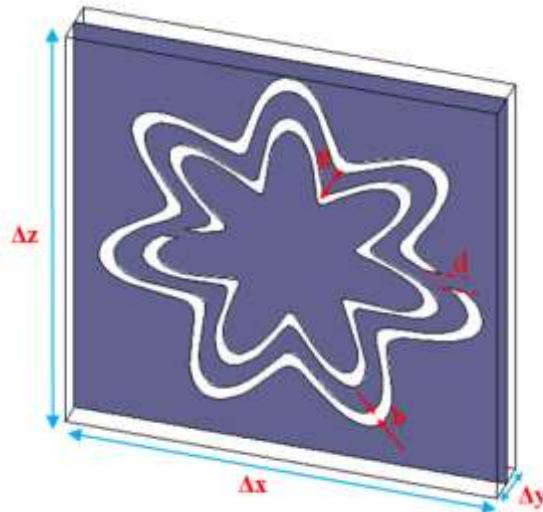


Figure 39: Configuration d'une cellule unitaire CRCR

Le tableau 2 récapitule les paramètres physiques des traces et les dimensions du résonateur et il est utilisé dans la modélisation des cellules unitaires. Le logiciel Ansoft HFSS a été utilisé pour simuler les paramètres S. La permittivité effective de l'inclusion est déterminée à partir des grandeurs physiques du coefficient de réflexion S_{11} et du coefficient de transmission S_{21} .

Tableau 2: Paramètres de simulation du résonateur CRCR

Épaisseur du Métal	$t = 35 \mu\text{m}$
Substrat utilisé	Duroid 5880 ($\epsilon_r = 2.2$)
Largeur de trace	$b = 200 \mu\text{m}$
Écart entre deux traces	$g = 700 \mu\text{m}$
Largeur de fente	$d = 0.002 \text{ mm}$
Dimensions de la cellule	$\Delta x = \Delta z = 20 \text{ mm}$ $\Delta y = 0.8 \text{ mm}$

4.3.2 Étude paramétrique du résonateur CRCR

Dans le chapitre 3, on a démontré que la fonction de permittivité du résonateur complémentaire peut être exprimée en fonction du périmètre et de la largeur du trace b . L'expression de la réponse électrique de l'inclusion en termes de propriétés géométriques permet l'analyse de l'effet de ces paramètres sur la permittivité. Le modèle de circuit présenté dans le chapitre 3 prédit la variation de la fréquence de résonance du résonateur complémentaire en fonction des différents paramètres géométriques et physique de la cellule unitaire. Dans cette partie, nous appliquons un modèle généralisé du comportement du résonateur complémentaire pour étudier et analyser le résonateur CRCR. Dans cette étude, le CRCR a été choisi pour effectuer les simulations vu qu'il présente plus de flexibilité et aussi permet d'avoir plus de miniaturisation. Une étude paramétrique détaillée sur les caractéristiques de transmission et le comportement électrique du CRCR sur la base des paramètres physiques et géométriques est présentée. Le périmètre de l'inclusion ainsi que la largeur du trace et la distance entre deux traces sont les principaux paramètres qui seront analysés et étudiés.

4.3.2.1 Effet du périmètre

Le résonateur complémentaire CRCR d'ordre 7 est simulé pour différentes valeurs de périmètre lorsque tous les autres paramètres sont constants. La figure 40 présente la permittivité effective du résonateur CRCR en fonction de la fréquence de résonance pour différentes valeurs du périmètre. Le périmètre total de l'inclusion varie de 67mm à 74mm. On constate que la fréquence de résonance et l'amplitude maximale de la fonction de

perméabilité diminue lorsque le périmètre augmente. En effet, la fréquence de résonance varie de 1.46 GHz à 1.3GHz lorsque les valeurs du périmètre augmentent.

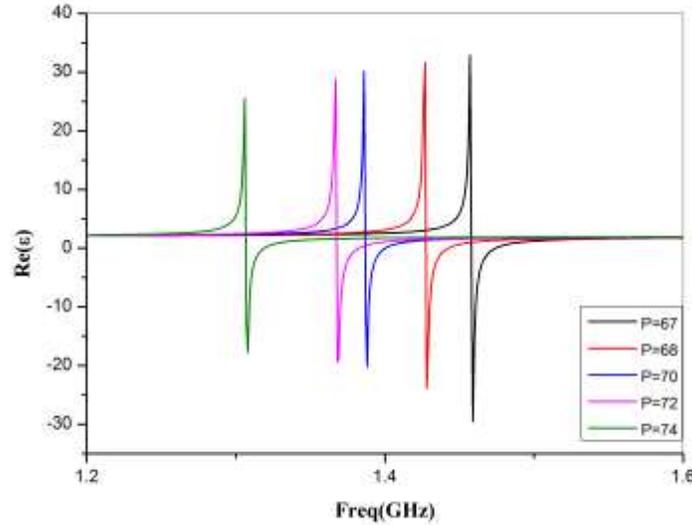


Figure 40: Fonction de permittivité du CRCR pour différentes valeurs de P

En revanche, l'amplitude maximale de la fonction de la permittivité diminue délicatement de 32 à 25. L'effet du périmètre sur la fréquence de résonance et l'amplitude maximale de la permittivité est illustré dans la figure 41. D'après le modèle électromagnétique du résonateur complémentaire présenté dans le chapitre 3, le caractère inductif du résonateur complémentaire est directement lié à son périmètre. On sait aussi que la fréquence de résonance est inversement liée à l'inductance et la capacitance totale du résonateur. Par conséquent, la fréquence de résonance et l'amplitude de la permittivité diminuent lorsque le périmètre du résonateur augmente. On peut noter aussi que le résonateur CRCR possédant une plus grande circonférence résonne à des fréquences plus basses.

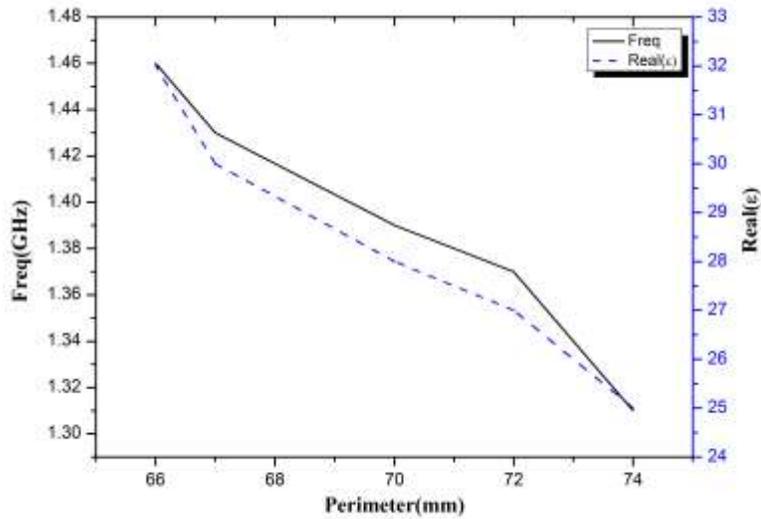


Figure 41: Variation de la fréquence de résonance et l'amplitude de la fonction de permittivité pour différentes valeurs de P

4.3.2.2 Effet de la largeur de trace

Dans cette section, la largeur de la trace b a été variée alors que tous les autres paramètres sont maintenus constants. La figure 42 affiche la partie réelle de la fonction de permittivité en fonction de la fréquence de résonance pour différentes valeurs de la largeur de trace b . Les valeurs de b varient de 0.3mm à 0.9mm. Les résultats de simulation montrent que la fréquence de résonance augmente lorsque la largeur de trace b augmente.

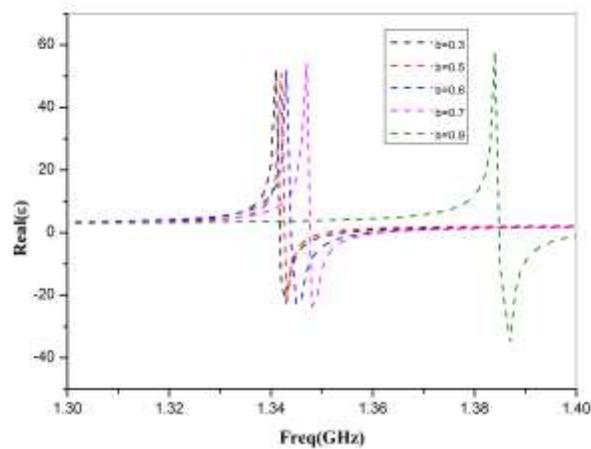


Figure 42: Fonction de permittivité du CRCR pour différentes valeurs de b

En effet, en se basant sur le modèle analytique présenté dans le chapitre 3, la largeur b affecte la capacité et l'inductance. L'augmentation de la largeur b diminuera la capacité totale du résonateur. Par conséquent, les résonateurs complémentaires qui sont caractérisés par les largeurs de trace les plus minces auront les fréquences de résonance les plus basses.

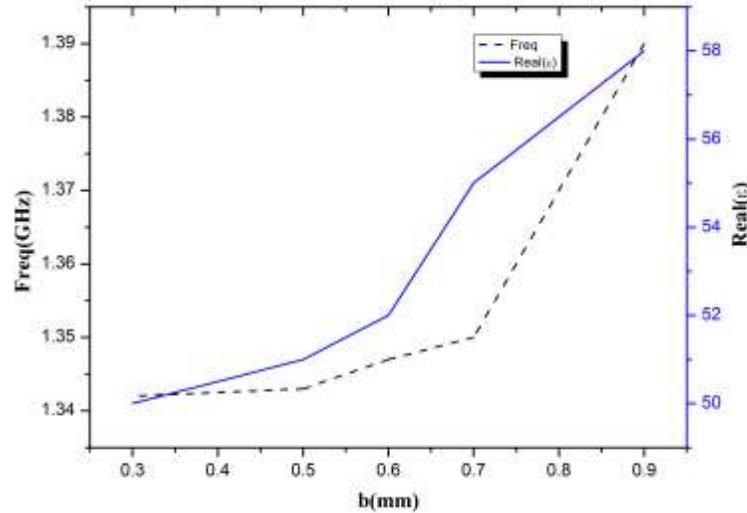


Figure 43: Variation de la fréquence de résonance et l'amplitude de la fonction de permittivité pour différentes valeurs de b

En outre, l'amplitude maximale de la fonction de la permittivité augmente légèrement de 50 à 58. L'impact de la largeur de trace b sur la fréquence de résonance et l'amplitude maximale de la permittivité est illustré dans la figure 43.

4.3.2.3 Effet de la distance entre les traces

Dans cette partie, l'effet de la distance entre les traces g sur la permittivité du résonateur complémentaire est étudié et analysé. Les simulations ont été effectuées alors que les autres paramètres sont maintenus constants. La distance entre les traces g a été variée de 0.2mm à 1mm. La figure 44 affiche la partie réelle de la fonction de permittivité simulée pour différentes valeur de la distance g .

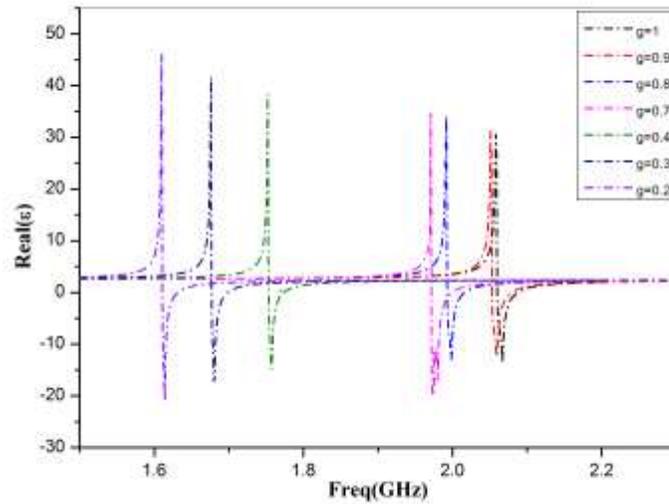


Figure 44: Fonction de permittivité du CRCR pour différentes valeurs de g

D'après la figure 44, la fréquence de résonance augmente lorsque la distance g augmente. Elle passe de 1.6GHz à 2.1GHz. Contrairement à la fréquence, la valeur maximale de l'amplitude de la permittivité diminue lorsque la distance g augmente de 0.2mm à 1mm (figure 45). Les simulations montrent que l'augmentation de la distance g entraîne une augmentation de la fréquence de résonance magnétique de la structure complémentaire. En effet, la modification de la distance g entre les deux anneaux change les valeurs de la résistance et l'inductance totale entre les deux anneaux. D'après le modèle analytique proposé dans le chapitre 3, l'augmentation de la distance g , diminue à la fois la résistance et l'inductance mutuelle du résonateur complémentaire. De ce fait, la fréquence de résonance augmente avec la distance g , qui est d'accord avec la formulation de la fonction de permittivité.

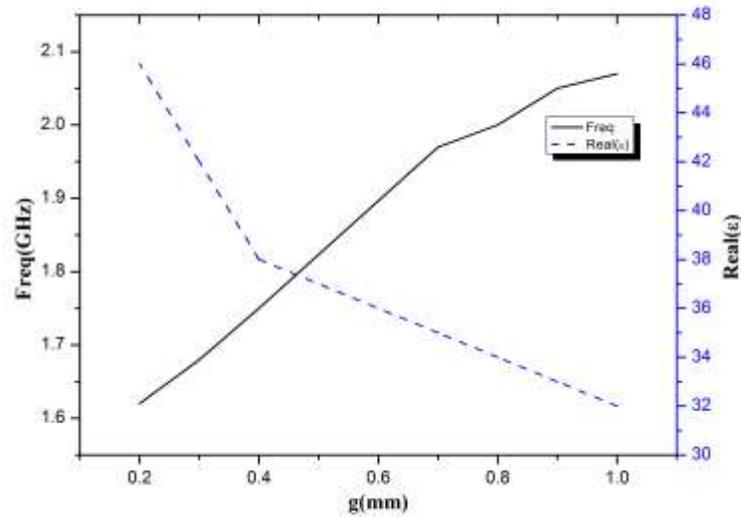


Figure 45: Variation de la fréquence de résonance et l'amplitude de la fonction de permittivité pour différentes valeurs de g

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, la réponse électromagnétique des résonateurs n^{th} *rose curve*, k^{th} *corrugated rectangular resonator*, m^{th} *sine oval resonator* a été étudiée. Ces résonateurs sont caractérisés par une surface d'inclusion indépendante du périmètre. En effet, ces structures permettent d'améliorer le taux de miniaturisation des circuits RF et aussi présentent plus de flexibilité. En fait, le contrôle de la fréquence de résonance et de la perméabilité effective est plus facile en utilisant ces résonateurs vu que les paramètres géométriques de ces structures peuvent être manipulés indépendamment l'un de l'autre.

L'étude détaillée de ces résonateurs a bien démontré que ces structures sont de bonnes candidates à des circuits RF plus miniatures.

Dans une deuxième partie, les cellules unitaires complémentaires ont été étudiées et analysées dans le but de souligner l'effet des paramètres géométriques sur la réponse électrique du résonateur. Les simulations ont pu confirmer le modèle électromagnétique proposé dans le chapitre précédent. La circonférence du résonateur a un grand effet sur la fréquence de résonance du résonateur complémentaire. De même, la distance g entre deux anneaux consécutifs a un grand impact sur la fréquence de résonance. Cependant, la largeur de la trace b affecte délicatement cette fréquence.

Chapitre 5

Nouvelles cellules complémentaires et leurs applications aux circuits RF

5.1 Introduction

Après avoir présenté les cellules unitaires MMA ainsi que les cellules complémentaires dans les chapitres précédents, une étude électromagnétique de ces structures a été établie. Cette analyse a permis de souligner les caractéristiques magnétiques de chaque résonateur ainsi que l'effet des différents paramètres géométriques et physiques sur la réponse électromagnétique de ces résonateurs. Dans ce chapitre, les différents résonateurs seront appliqués et utilisés pour la conception de plusieurs circuits RF. En effet, l'application des cellules unitaires complémentaires permettra de valider les modèles électromagnétiques proposés précédemment. Plusieurs circuits RF se basant sur des nouveaux résonateurs complémentaires seront simulés en utilisant le logiciel Ansoft HFSS. Dans le but de valider les résultats de simulation, les composants seront fabriqués et mesurés.

5.2 Nouvelles cellules complémentaires et leurs applications aux circuits RF

Dans cette partie, nous présentons quelques nouvelles cellules unitaires MMA. Ces cellules vont être appliquées à différents circuits RF. D'abord, on présente une antenne bi-bande basée sur une nouvelle cellule unitaire composée. Ensuite, trois types de filtres (passe-bas, coupe-bande, passe-bande) vont être introduits. Les circuits simulés sont basés sur des cellules MMA complémentaires.

5.2.1 Antenne bi-bande

Dans cette partie, on propose une nouvelle cellule complémentaire MMA. Cette cellule sera appliquée à une antenne patch simple afin de générer une deuxième fréquence de résonance. Le modèle d'antenne basée sur cette cellule imprimée dans le plan de masse sera étudié. La nouvelle structure proposée est représentée par la figure 46. Cette cellule complémentaire se compose de deux résonateurs CSRRs et une fente ondulée. En fait, la fente ondulée est utilisée pour connecter les deux résonateurs CSRRs. La figure 47 représente la permittivité effective de la structure proposée et du résonateur classique CSRR. Le logiciel Ansoft HFSS a été utilisé pour effectuer l'analyse numérique des paramètres effectifs. Ces caractéristiques ont été obtenues lorsque les dimensions physiques des deux structures sont fixées et définies par le tableau 3. Le substrat diélectrique utilisé est défini par une épaisseur de 1.57 mm et une constante diélectrique relatif égale à 2.2.

Tableau 3: Paramètres de la structure proposée et la cellule CSRR.

Paramètres de la cellule proposée	Paramètres de la cellule CSRR
$a = 6.3mm$	$a = 7.8mm$
$b = g = s = c = d = 0.2mm$	$b = g = s = 0.2mm$
$L = 4.4mm$	
$w = 1.2mm$	

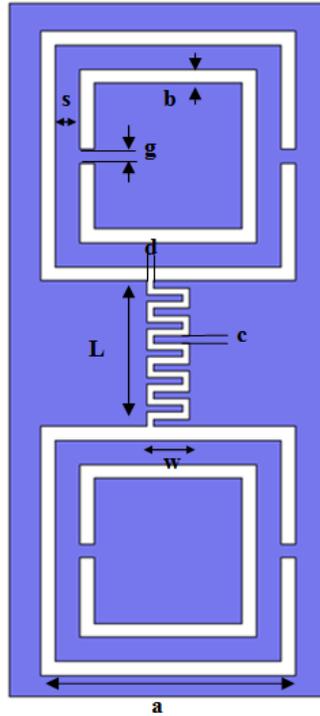


Figure 46: Configuration de la cellule complémentaire proposée

Pour démontrer l'efficacité du résonateur proposé par rapport au résonateur CSRR, la permittivité effective de la cellule unitaire proposée est comparée à la permittivité effective du CSRR classique pour la même fréquence de résonance. Comme le montre la figure 47, l'amplitude de la permittivité de la cellule proposée est trois fois plus supérieure par rapport à la réponse du CSRR classique. Par conséquent, simplement en déposant une seule inclusion CS-CSRRs (Corrugated slotted-CSRRs) sur le plan de masse, une nouvelle fréquence de résonance peut être facilement créée. En outre, on peut voir d'après la figure 46 que CS-CSRRs et les CSRRs résonnent à 2.4 GHz. La permittivité effective équivalente du CS-CSRRs est négative de 2.25GHz à 2.45GHz. Cependant, cette permittivité est négative de 2.3 à 2.41 GHz pour la structure de CSRR. Par conséquent, la bande de fréquence négative du CS-CSRRs est plus large par rapport à la CSRR.

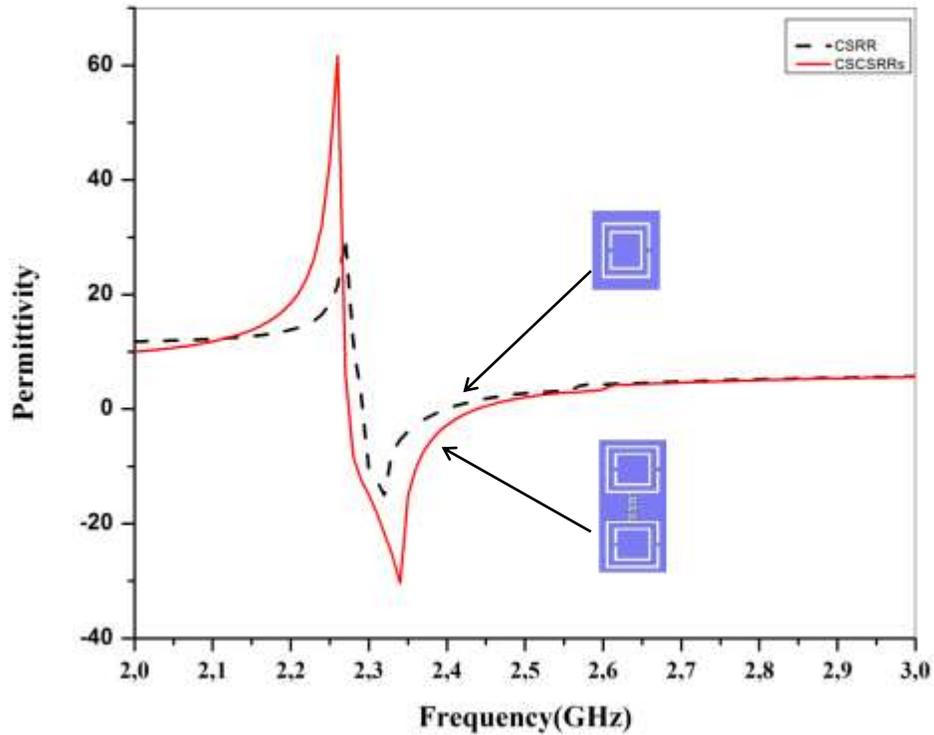


Figure 47: La permittivité effective de la cellule complémentaire proposée et la cellule CSRR

La première caractéristique intéressante de la nouvelle cellule CS-CSRRs est d'élargir la bande de fréquence sur laquelle le milieu fournit une permittivité négative. Afin d'atteindre une fréquence de résonance de 2.4 GHz, on a besoin d'une cellule unitaire CSRR plus grand. Tableau 3 récapitule les caractéristiques géométriques de l'inclusion CSRR. Comme on peut l'observer à partir de Table 3, la cellule unitaire du résonateur CSRR nécessite une surface de 7.8 mm x 7.8 mm. Quand le résonateur est appliqué pour générer une deuxième fréquence de résonance dans le plan de masse, il nécessite une surface extérieure de 182.52mm². Comme montré dans [112], trois cellules CSRRs sont gravées sur le plan de masse d'une antenne patch classique pour générer une deuxième fréquence de résonance. Alors que, la surface totale occupée par l'inclusion CS- CSRRs est de 107.1mm². Par conséquent, la nouvelle inclusion CS-CSRRs proposée fournit plus de miniaturisation quand elle est appliquée à l'antenne patch.

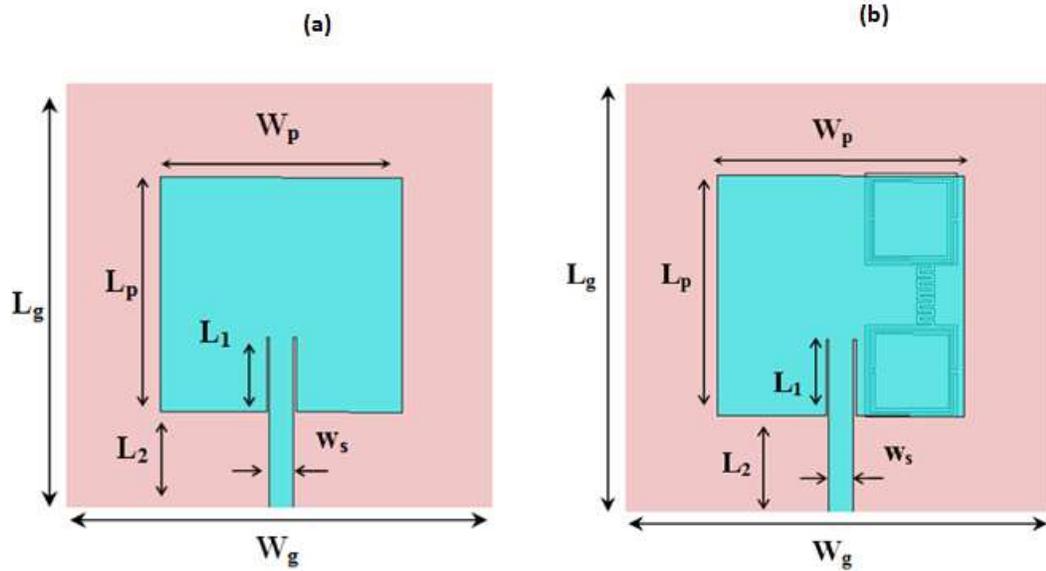


Figure 48: Configurations des deux antennes: (a) antenne patch sans CS-CSRRs (b) antenne patch avec CS-CSRRs.

La figure 48 illustre le prototype de l'antenne bi-bande conçu en utilisant le résonateur proposé CS-CSRRs. L'antenne est fabriquée en utilisant un substrat diélectrique ayant une épaisseur de 1.57 mm et une constante diélectrique relative ϵ_r de 2.2. L'antenne patch principale est conçue pour résonner à 5.8 GHz avec une surface d'un plan de masse de 30mm \times 30mm. La surface conductrice (patch) de l'antenne a les dimensions de 17 mm x 16,5 mm et elle est alimentée par une ligne de transmission micro-ruban de 50 Ω . La largeur de la ligne micro-ruban est $w_s=1.7$ mm et les longueurs L_1 et L_2 sont respectivement de valeur 5.6 mm et 7.15mm. En fait, la structure CS-CSRRs est gravée sur le plan de masse en dessous de couche conductrice supérieure (patch) pour produire une nouvelle fréquence de résonance. Les paramètres géométriques du résonateur CS-CSRRs sont résumés dans le tableau 2. Comme le montre la figure 48, une seule inclusion CS-CSRRs est chargée sur le plan de masse l'antenne ce qui permet de garder la surface conductrice (patch) intacte. Ainsi, la surface conductrice (patch) de la nouvelle antenne peut résonner approximativement comme l'antenne patch classique. En outre, la structure CS-CSRRs chargée dans le plan de masse a un effet mineur sur la fréquence générée par la surface conductrice (patch). Par conséquent, l'antenne patch conçue peut avoir un gain élevé dans les deux fréquences (2.4 GHz et 5.8 GHz).

Une antenne patch micro-ruban conventionnelle a été simulée à l'aide du logiciel Ansoft HFSS. La figure 49 illustre le coefficient de réflexion mesuré et simulé de l'antenne conçue sans le résonateur CS-CSRRs. Comme le montre la figure 49, la fréquence de résonance de l'antenne simulée sans le CS-CSRRs est de 5.8 GHz. A la fréquence de résonance, le coefficient de réflexion simulé est de -34.7 dB. En fait, l'antenne fabriquée résonne à 5.85GHz avec un coefficient de réflexion de -20 dB. La figure 50 montre le diagramme de rayonnement simulé dans le plan E et le plan H de l'antenne patch classique. Le gain de rayonnement simulé de cette antenne est 7.95 dBi.

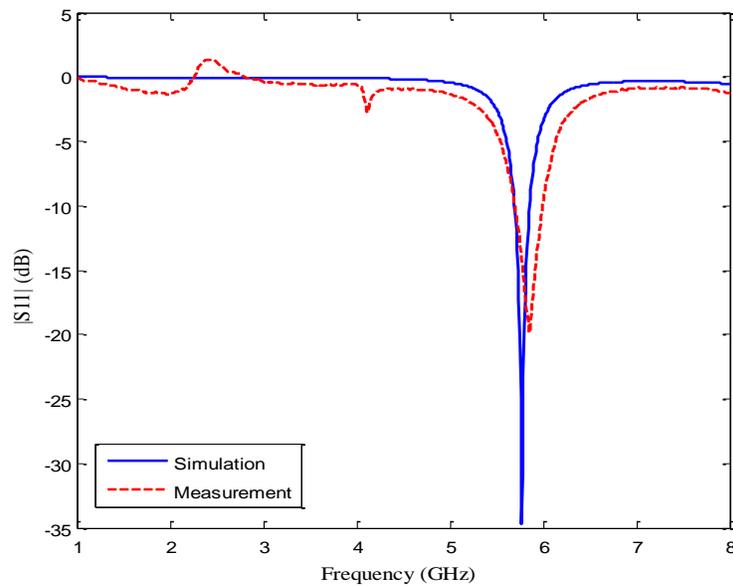


Figure 49: Coefficient de réflexion de l'antenne sans CS-CSRR

Afin de générer une nouvelle fréquence de résonance, un CS-CSRR a été gravé sur le plan de masse d'une antenne patch classique. La nouvelle antenne a été fabriquée et la photographie de la vue de dessus de l'antenne proposée et vue de dessous sont présentées par les figures 51 (a) et 51 (b), respectivement. Le coefficient de réflexion de l'antenne fabriquée a été mesuré en utilisant un analyseur de réseau vectoriel. Les coefficients de réflexion (simulés et mesurés) de l'antenne patch bi-bande sont donnés par la figure 52. Il y a une grande concordance entre les résultats de simulation et les résultats de mesure. D'après la figure 52, le coefficient de réflexion mesurée est -20 dB à 2.4 GHz et de -19 dB à 5.8 GHz. Les diagrammes de rayonnement de l'antenne bi-bande sont donnés par la

figure 53. Un bon accord entre les résultats simulés et mesurés est obtenu. La légère différence entre les résultats mesurés et simulés peut être attribuée à des défauts de fabrication et à l'erreur dans le processus de mesure.

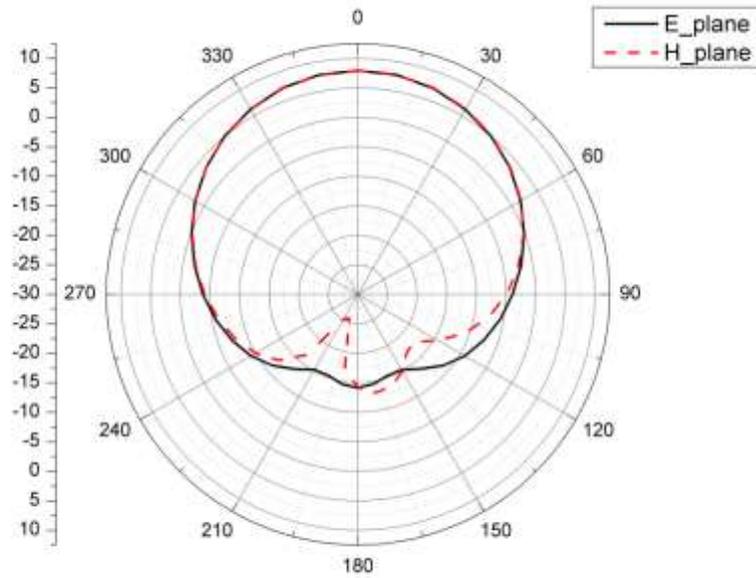


Figure 50: Diagramme de rayonnement de l'antenne patch simulée

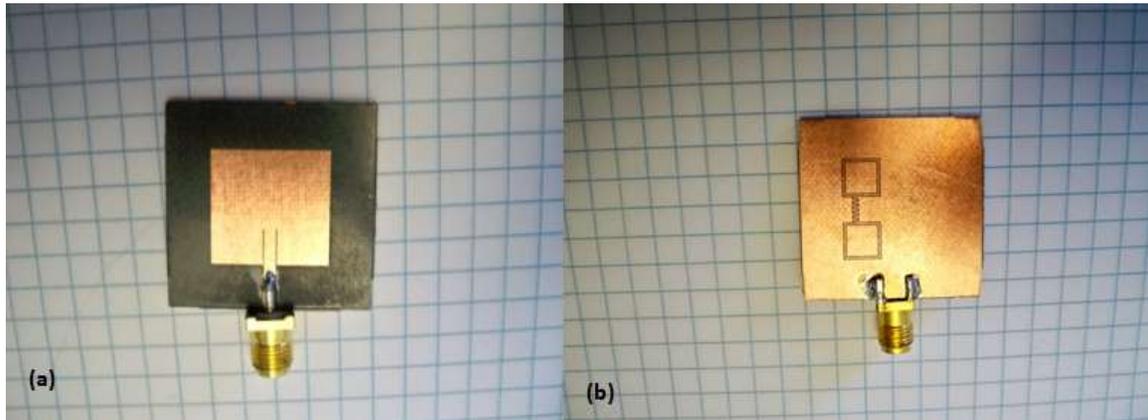


Figure 51: Photographie de l'antenne bi-bande fabriquée (a)vu de dessus, (b) vu de dessous.

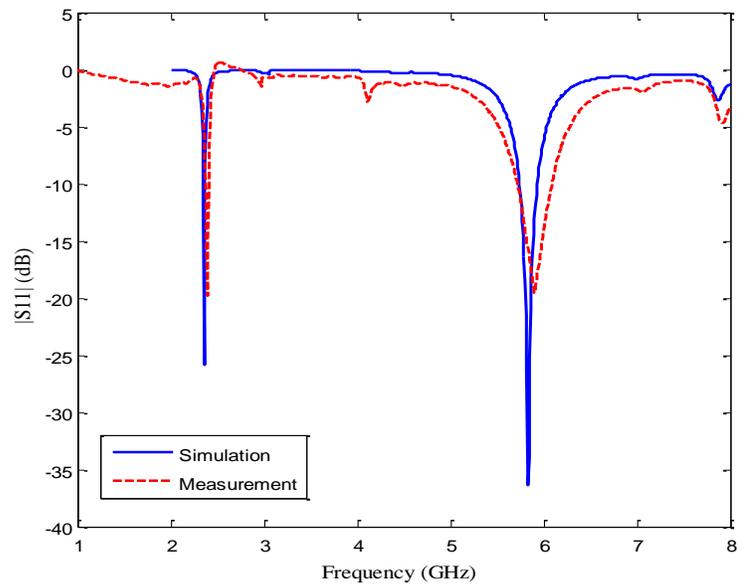


Figure 52 : Coefficient S11 simulé et mesuré de l'antenne patch bi-bande

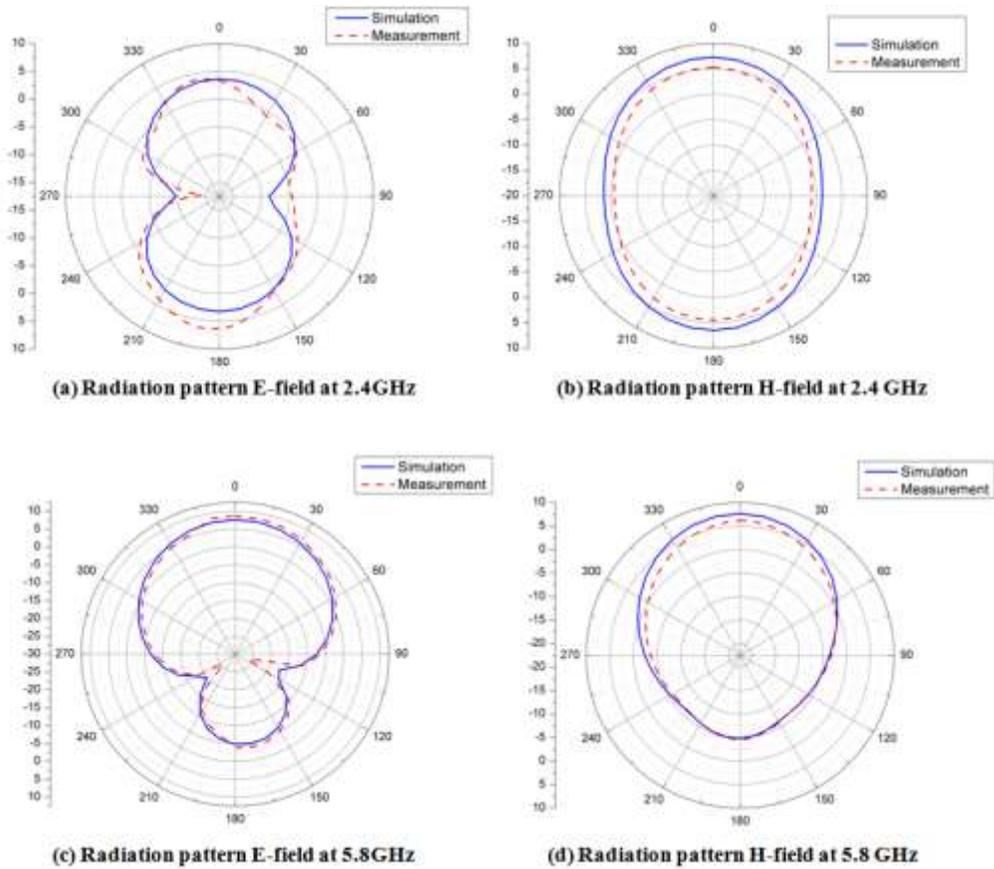


Figure 53: Diagramme de rayonnement de l'antenne patch bi-bande

L'antenne proposée présente un diagramme de rayonnement bidirectionnel dans le plan E pour la fréquence de résonance 2.4 GHz. En outre, les diagrammes de rayonnement (figure 53) montrent que sur le plan H le rayonnement est omnidirectionnel. D'après la même figure, on peut remarquer que l'antenne génère un bon rayonnement pour les deux fréquences de résonance. La figure 54 représente le gain mesuré de l'antenne proposée en fonction de la fréquence. Comme le montre la figure 54, les valeurs maximales du gain dans les deux fréquences de résonances sont 5.17 dBi à 2.4 GHz et 7.12dBi à 5.8 GHz.

La circulation du courant dans le plan de masse de l'antenne proposée aux deux fréquences de résonance est représentée par la figure 55. La plus grande puissance du courant surfacique à 2.4 GHz est principalement concentrée autour des contours du résonateur CS-CSRRs. Par conséquent, le CS-CSRRs chargé sur le plan de masse apporte une contribution importante dans le mouvement du courant surfacique dans cette fréquence. Ce comportement signifie que la fréquence de résonance à 2.4 GHz est impliquée par le résonateur CS-CSRRs et non par le patch de l'antenne. À la fréquence de 5.8 GHz, la distribution de courant surfacique est plus concentrée autour du patch de l'antenne. En conséquence, la fréquence supérieure est plus affectée par les courants générés par le patch, elle est aussi perturbée par les forts courants concentrés aux contours du CS-CSRRs, ce qui peut expliquer le léger décalage de la fréquence de résonance à 5.8 GHz par rapport à l'antenne patch classique.

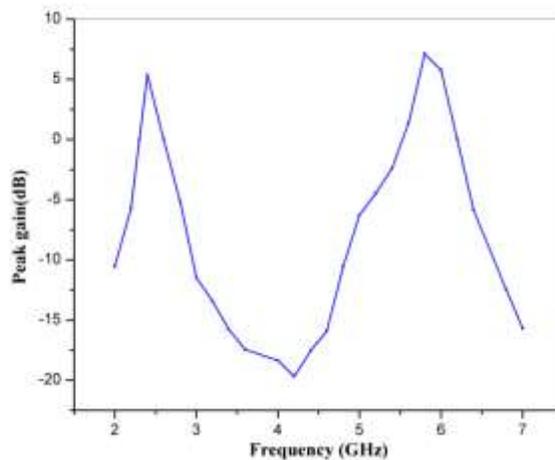


Figure 54: Gain simulé par rapport à la fréquence de résonance de l'antenne fabriquée

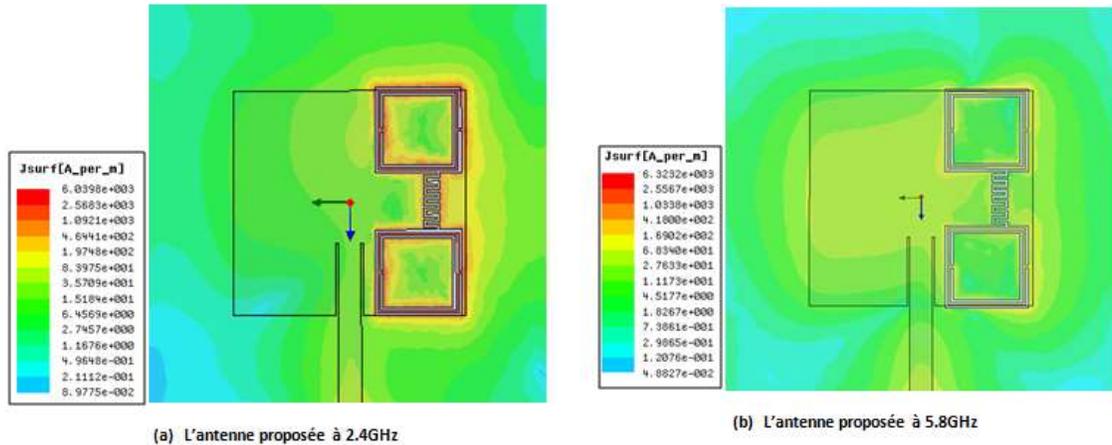


Figure 55: Distribution du courant surfacique de l'antenne proposée à : (a) 2.45 GHz, (b) 5.8 GHz .

En conclusion, une nouvelle antenne patch bi-bande a été proposée. Cette antenne patch micro-ruban est basée sur une nouvelle structure MMA nommée CS-CSRRs. L'inclusion CS-CSRRs a été gravée sur le plan de masse d'une antenne patch classique afin de produire une nouvelle fréquence de résonance. Pour vérifier les résultats simulés, le prototype de l'antenne a été fabriqué et mesuré. Les résultats de simulation et de mesure sont en concordance. L'antenne proposée présente un diagramme de rayonnement stable avec un bon gain pour les deux fréquences de résonance. En outre, l'antenne conçue résonne à 2.4 GHz et 5.8 GHz. Par conséquent, elle peut être utilisée pour les applications WLAN et ISM.

5.2.2 Filtre multi-bande

5.2.2.1 Filtre multi-bande basé sur CSRR

Plusieurs systèmes de télécommunications modernes, tels que les systèmes embarqués, les systèmes de téléphonie mobile et les systèmes de communications sans fil, utilisent les filtres. La conception des filtres compacts et performants constitue un grand défi dans le domaine des RF/microondes. Dans le cas de récepteurs multi-bandes, l'utilisation de plusieurs filtres doit être évitée puisqu'elle consomme plus de surface. Ainsi, le filtre à multi-bande est une solution intéressante à ce problème. Dans ce contexte, nous proposons une nouvelle structure de filtre à coupe-bande et à multi-bande. Nous utiliserons le

résonateur à multi-bande proposé par Turkmen et al. [113]. Le résonateur N -ring CSRR génère N fréquences de résonance. On va considérer les cas $N=2$ et 3 et on appliquera les deux cellules complémentaires pour la simulation de deux filtres (bi-bande et tri-bande).

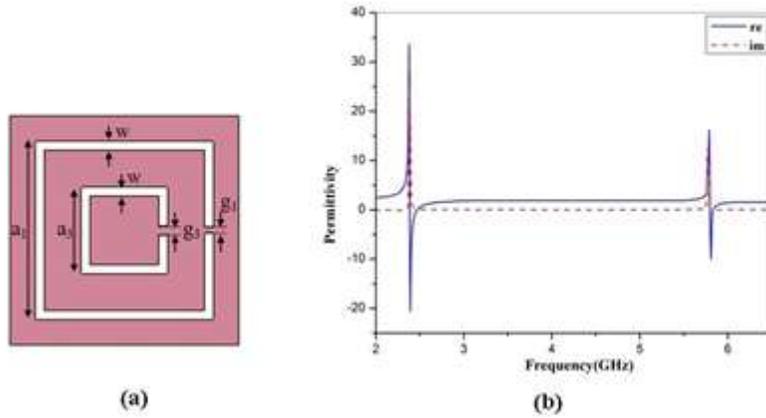


Figure 56: (a) configuration du résonateur two-ring CSRR, (b) Permittivité effective du résonateur two-ring CSRR

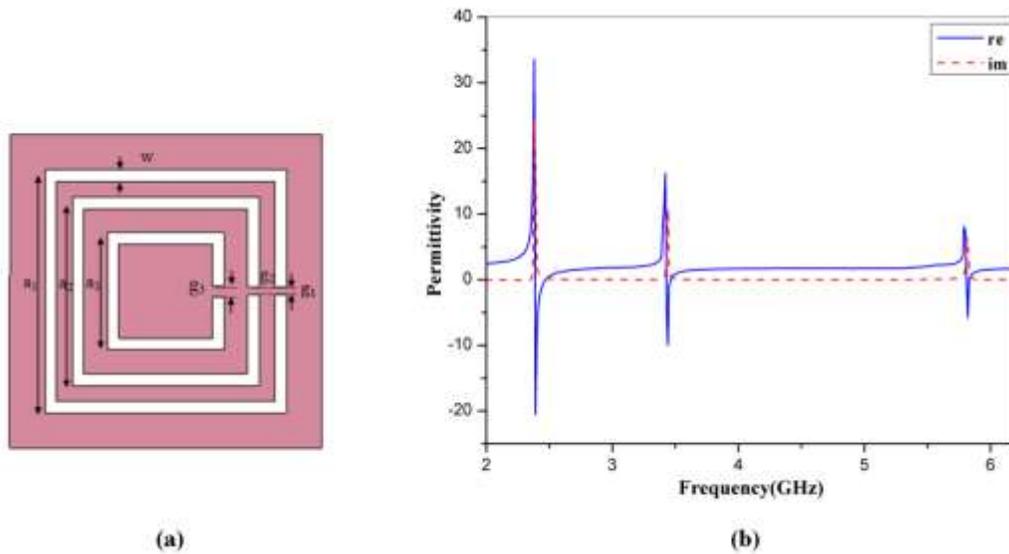


Figure 57: (a) configuration du résonateur three-ring CSRR, (b) Permittivité effective du résonateur three-ring CSRR

Les deux résonateurs multi-bandes sont présentés dans les figures 56(a) et 57(b). Le logiciel Ansoft HFSS a été utilisé pour la simulation des deux inclusions complémentaires. La figure 56(b) illustre la permittivité effective du *two-ring CSRR*. D'après cette figure, le résonateur à *two-ring CSRR* a deux fréquences de résonance. La première résonance est à 2.4 GHz et la permittivité effective est négative de 2.39 GHz à 2.53 GHz. La deuxième résonance est à 5.8 GHz et sa permittivité effective équivalente est négative de 5.81GHz à 5.94 GHz. Les dimensions du résonateur *three-ring CSRR* ont été optimisées dans le but d'avoir trois fréquences de résonances à 2.4 GHz, 3.4 GHz et 5.8 GHz (figure 57 (b)). D'après ces deux figures, on peut remarquer que le nombre souhaité de fréquences de résonance peut être contrôlé par le nombre d'anneaux dans une cellule unitaire. Par conséquent, en choisissant un nombre d'anneaux bien déterminé, le nombre correspondant de résonances électriques peut être facilement réalisé. Les deux inclusions (*two-ring CSRR* et *three-ring CSRR*) déjà simulées seront appliquées pour la conception des filtres à multi-bandes.

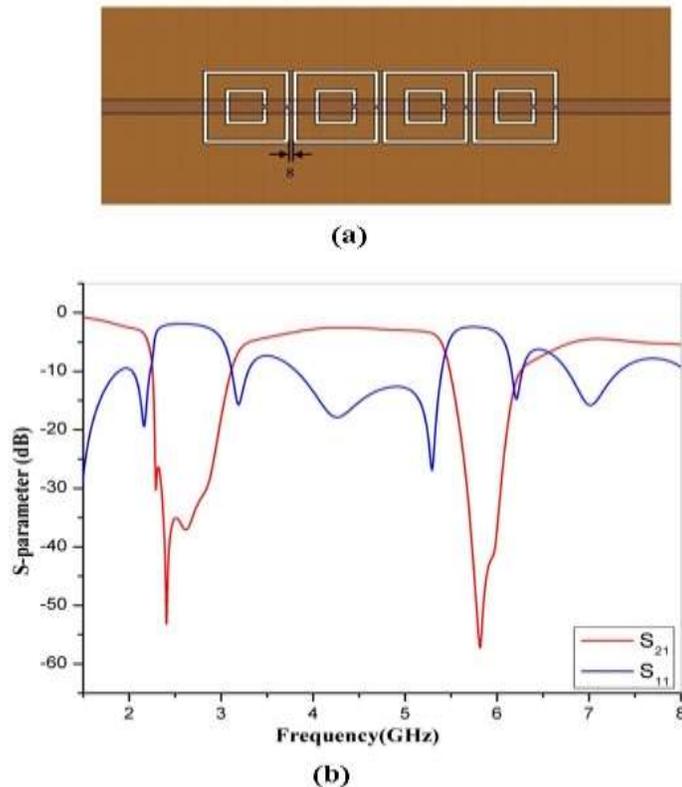


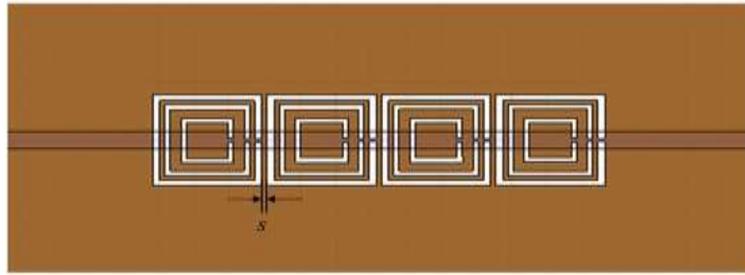
Figure 58: (a) configuration du filtre bi-bande, (b) S11 et S21 simulés du filtre bi-bande

La configuration des filtres à multi-bandes proposées est représentée par les figures 58 (a) et 59 (a). La ligne micro-ruban est posée sur le substrat tandis que les résonateurs multi-CSRR sont gravés dans le plan de masse. En fait, la ligne micro-ruban induit des lignes de champ électrique; ces lignes de champ électrique sont perpendiculaires au plan de masse. Les résonateurs sont excités par ces lignes de champs et auront une permittivité négative quand un champ électrique est perpendiculaire au plan des inclusions. Par conséquent, les résonateurs *multi-rings CSRR* placés dans le plan de masse juste en dessous de la ligne micro-ruban créent des propriétés coupe-bande avec un fort couplage électrique. Basé sur cette théorie, deux catégories de filtres coupe-bande sont conçus. Le premier prototype est un filtre bi-bande basée sur l'inclusion *two-ring CSRR*. Le deuxième filtre est un filtre tri-bande conçu en se basant sur l'inclusion *three-ring CSRR*.

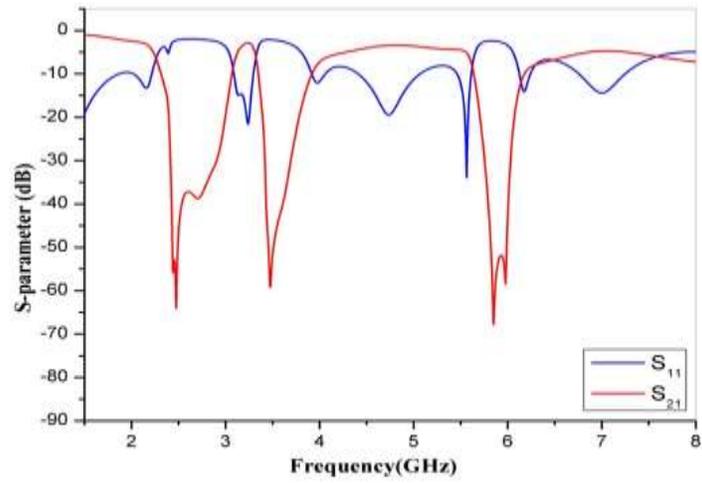
Tableau 4: Paramètres de simulation du résonateurs *Multi-ring*

Paramètres du résonateur One-ring CSRR (mm)	Paramètres du résonateur Two-ring CSRR (mm)	Paramètres du résonateur Three-ring CSRR (mm)
$a_1=6$	$a_1=6, a_3=3$	$a_1=6, a_2=4.8, a_3=3$
$w=0.3$	$w=0.3$	$w=0.3$
$g_1=0.2$	$g_1=0.2, g_3=0.3$	$g_1= g_2=0.2, g_3=0.3$

Le substrat Rogers RO3010 est utilisé dans la fabrication des deux filtres. Comme représenté sur la figure 58(a), quatre cellules unitaires *two-ring CSRR* sont gravées sur le plan de masse avec une distance $s = 0.3\text{mm}$ entre chaque deux cellules unitaires. D'autre part, pour obtenir une réponse tri-bande, quatre *three-ring CSRRs* sont chargés dans le plan de masse du filtre tri-bande (un prototype est représenté sur la figure 59 (a)) avec la même distance s de 0.3 mm.

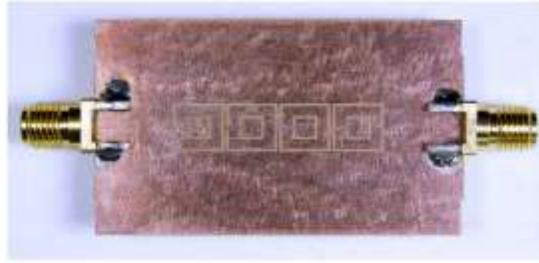


(a)

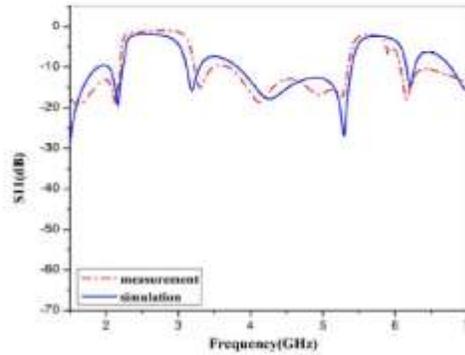


(b)

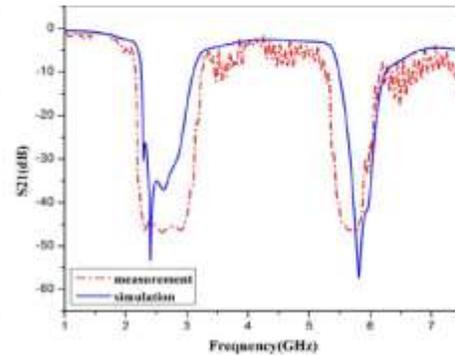
Figure 59: (a) configuration du filtre tri-bande, (b) S_{11} et S_{21} simulés du filtre tri-bande



(a)

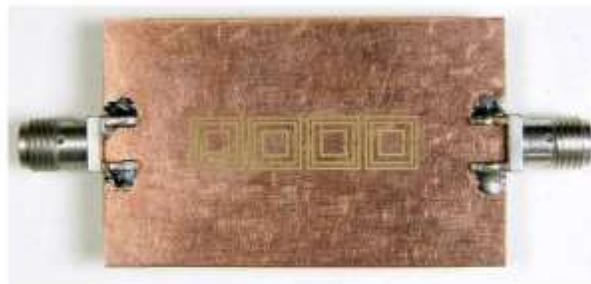


(b)

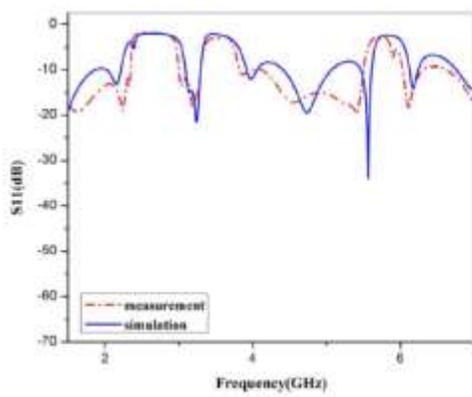


(c)

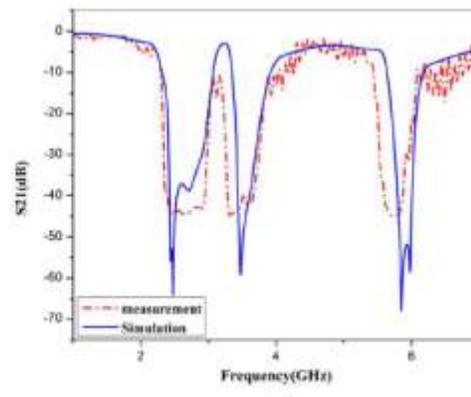
Figure 60: (a) Plan de masse du filtre bi-bande, (b) S11 simulé et mesuré du filtre bi-bande, (c) S21 simulé et mesuré du filtre bi-bande



(a)



(b)



(c)

Figure 61: (a) Plan de masse du filtre tri-bande, (b) S11 simulé et mesuré du filtre tri-bande, (c) S21 simulé et mesuré du filtre tri-bande

Les filtres ont été fabriqués et simulés et les coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} sont donnés par les figures 58 et 59.

Les photographies des filtre proposés sont donnés par les figures 60(a) et 61(a). Les deux résultats simulés et mesurés S_{11} et de S_{21} sont présentés dans les figures 60 (b) (c) et 61 (b) (c), respectivement. Un très bon accord a été obtenu entre les résultats de simulation et les résultats de mesures avec des différences mineures. Pour les résultats de mesures, il y a un léger décalage dans les différentes bandes interdites. Ces petites différences peuvent être attribuées à désadaptation possible dans les connecteurs et également aux tolérances de fabrication. Les filtres fabriqués sont tout simplement adéquats aux applications à 2.4 GHz, 3.4GHz et 5.8 GHz. En outre, les filtres proposés présentent une alternative aux autres filtres multi-bande, vu qu'ils ont une structure simple et de taille réduite.

5.2.2.2 Filtre double-bande basé sur CRCR

Un nouveau filtre double-bande est proposé dans cette partie. Ce filtre est basé sur une nouvelle inclusion. Afin de générer deux fréquences de résonances, deux Rose Curve résonateur ont été connectés par une ligne simple. Les deux résonateurs sont de formes spirales. En effet, pour la même fréquence de résonance, les résonateurs de formes spirales permettent d'avoir des dimensions plus petites que les autres résonateurs (Edged-coupled) ce qui permet d'avoir plus de miniaturisation. Les dimensions physiques du résonateur proposé sont résumées dans le tableau 5. La nouvelle structure sera référée dans la suite de ce paragraphe par le nom suivant : Linked Spiral Rose Curve Resonators (LSRCRs).

Tableau 5: Paramètres de simulation des résonateurs *CRCR spiral*

Dimensions en mm		
L=1.9	a=0.3	
r1=1.4	t=0.3	g=0.2
r2=1.6	t=0.3	g=0.2

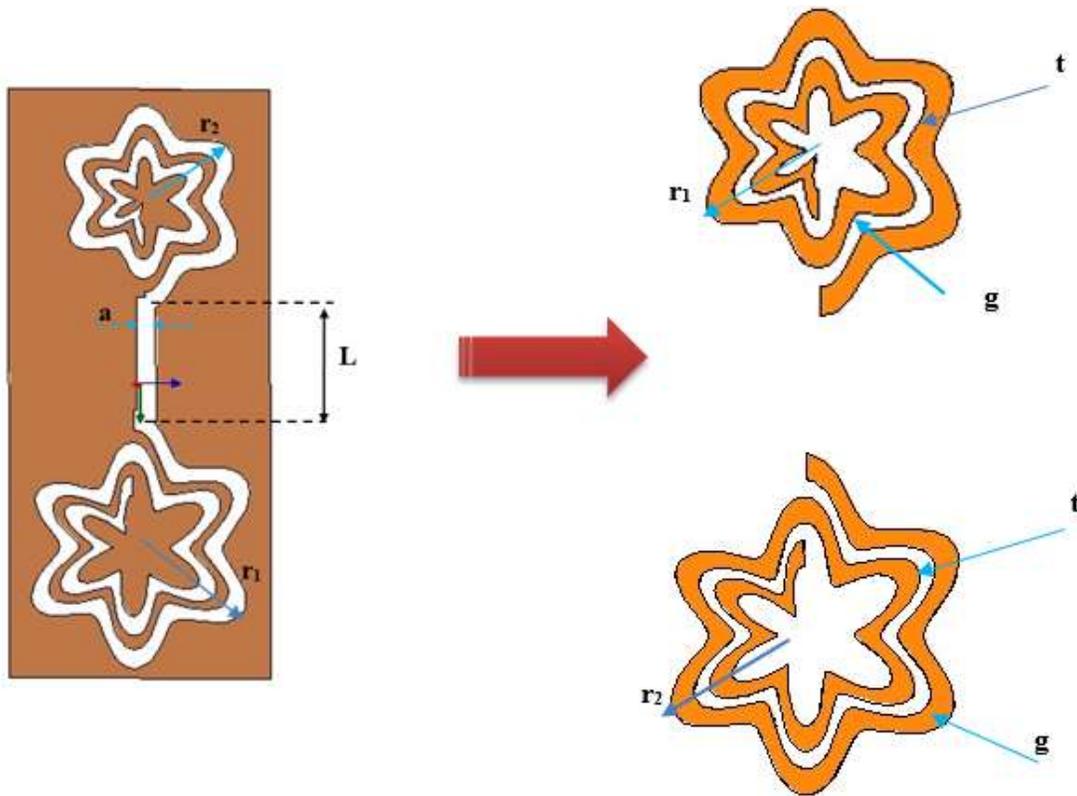


Figure 62: Paramètres géométriques de la cellule unitaire double-spirale Rose-curve

Le logiciel commercial Ansoft HFSS est utilisé pour effectuer l'analyse numérique des paramètres S du résonateur. Le substrat utilisé dans les simulations a une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 2.65$ et une épaisseur de 0.254 mm. La figure illustre les différentes caractéristiques physiques du résonateur proposé.

La figure 62 illustrent les paramètres effectifs relatifs plus particulièrement la permittivité effective du résonateur proposée LSRCRs. Cette permittivité effective est présentée par une partie réelle et une partie imaginaire. Ces caractéristiques ont été obtenus lorsque les dimensions physiques du résonateur sont définies comme suit: $a = 0.3$ mm, $L = 1.9$ mm, $r_1 = 1.4$ mm, $r_2 = 1.6$ mm, $g = 0.2$ mm, $t = 0.3$ mm.

D'après la figure 63, on peut déduire que le résonateur proposé LSRCRs présente deux fréquences de résonance à 4.6 GHz et à 6.8 GHz. Sa permittivité relative est négative de 4.6 GHz à 5.2 GHz et aussi de 6.8 GHz à 7.5 GHz.

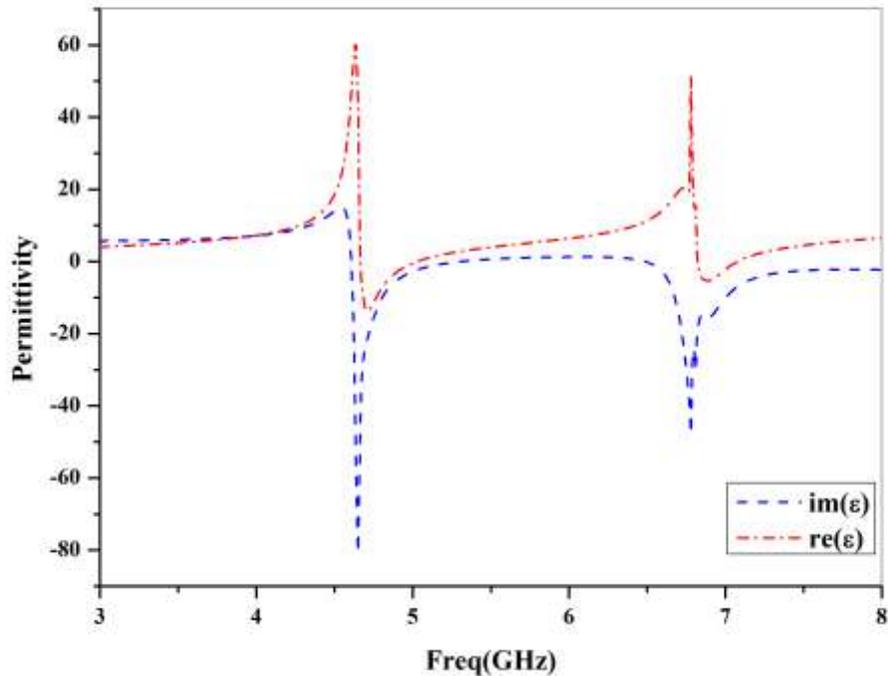


Figure 63: Permittivité effective du résonateur double-spirale Rose-curve.

Le complémentaire de résonateur proposé est réalisé par la gravure de la structure du résonateur dans le plan de masse d'une ligne microruban selon le principe de Babinet [11]. Le complémentaire du résonateur crée une permittivité négative ($\text{Re}(\epsilon_{\text{eff}}) < 0$) près de la fréquence de résonance. Ces structures sont placées périodiquement sous une ligne microruban de 50Ω afin de créer un effet capacitif important. Depuis, les résonateurs complémentaires sont excités par un champ électrique, ils produisent une permittivité négative effective. Ainsi, un champ électrique variable au cours du temps ayant une forte composante dans la direction axiale engendre un milieu caractérisé par une permittivité effective négative qui permet la création d'une bande d'arrêt. En conséquence, le mécanisme de fonctionnement du filtre coupe-bande basé sur ces résonateurs peut être expliqué comme suit: la ligne de transmission microruban induit des lignes de champ

électrique qui proviennent de la bande centrale et qui sont perpendiculairement au plan de masse. En raison de présence du substrat diélectrique, les lignes de champ sont étroitement concentrées juste au-dessous du conducteur central et la densité de flux électrique atteint sa valeur la plus forte au voisinage de cette région. Par conséquent, si un ensemble de résonateur est gravée sur le plan de masse alignée avec la bande, un fort couplage électrique avec la polarisation désirée est atteint. Sur la base de cette théorie, un filtre coupe-bande basé sur ces résonateurs a été conçu. La figure 64 montre la configuration de filtre coupe-bande ainsi que la géométrie des quatre résonateurs mis en cascade sous la ligne microruban. Toutes les dimensions des résonateurs ont été choisies et optimisées dans le but d'avoir les deux fréquences de fonctionnement du filtre. Ces deux fréquences de résonances sont bien situés autour de 4.6 GHz et 6.8 GHz. Les paramètres S (S_{11} et S_{21}) du filtre coupe-bande sont présentés dans la figure 65. En se basant sur le niveau de rejet minimum de -10 dB, la première bande interdite pour ce filtre s'étend de 3.8 GHz à 4.8 GHz, alors que la deuxième bande est détectée de 5.69 GHz to 6.71 GHz.

D'après la figure 65, le rejet maximum de la première bande interdite est de 43 dB avec des faibles pertes de retour, tandis que pour la deuxième bande, le rejet maximum est de 35 dB.

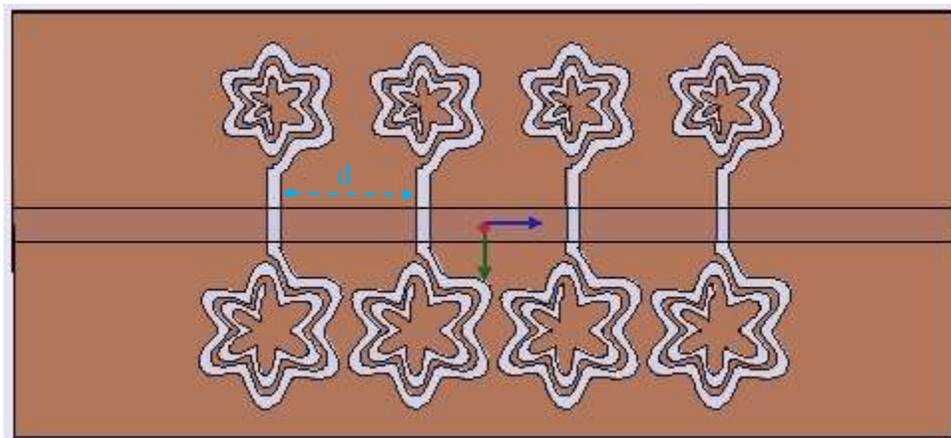


Figure 64: configuration du filtre bi-bande basé sur LSRCRs

Dans cette partie, un filtre microruban coupe-bande et bande-double d'arrêt a été proposé, conçu avec succès et simulé. Le filtre est basé sur une nouvelle structure composé de deux résonateurs Rose curve spiral. Le dispositif résultant est très compact comparé aux filtres conçus avec les résonateurs classiques. En effet, le filtre produit deux seuils de rejet très haut dans les deux bandes interdites et présente deux bandes passantes plates et sans perte. Les dimensions totales du filtre sont égales à 10mm x 22mm.

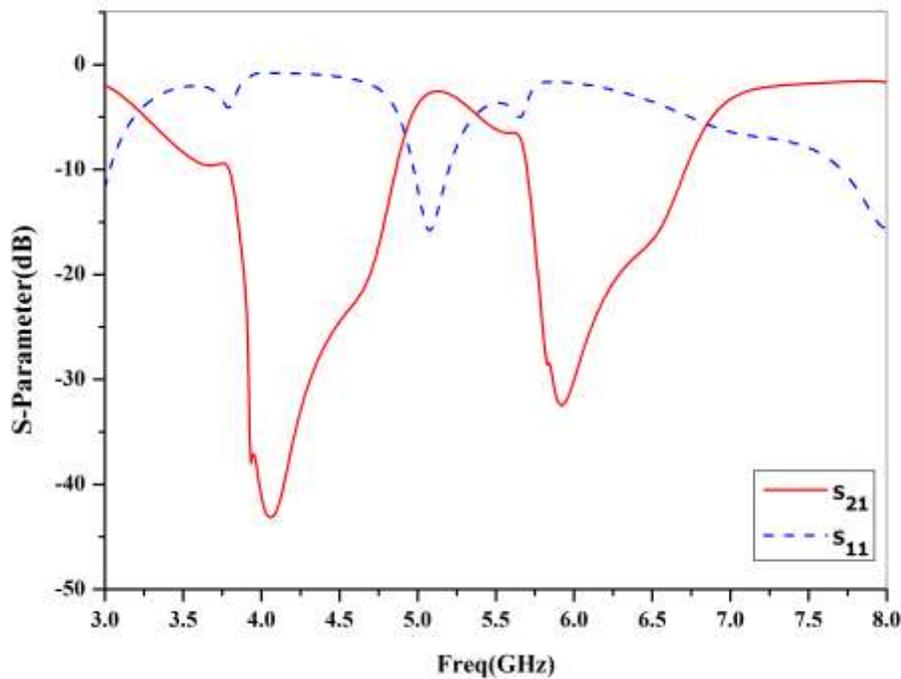


Figure 65: S11 et S21 simulés du filtre bi-bande basé sur CRCR spiral

5.2.3 Filtre passe-bas

5.2.3.1 Filtre passe-bas basé sur CRCR

Un filtre passe-bas avec des zéros de transmissions contrôlables et une large bande passante est présenté dans cette partie. Ce filtre est basé sur l'utilisation des cellules unitaires MMA complémentaires. Les résonateurs n^{th} rose curve complémentaires (CRCRs) sont gravées

au plan de masse sous une ligne micro ruban. La réponse du filtre est contrôlée en ajustant les paramètres géométriques des résonateurs complémentaires. Le filtre proposé permet de miniaturiser la structure de base qui a été proposées en 2007 par Zhang et al. [114]. L'utilisation du résonateur complémentaire n^{th} *rose curve* (CRCR) permet aussi d'élargir la bande interdite du filtre passe-bas.

Le filtre passe-bas est réalisé par la mise en cascade des cellules complémentaires CRCR pour obtenir des zéros transmissions contrôlables. Le résonateur complémentaire CRCR est présenté et sa réponse en fréquence de résonance est analysée.

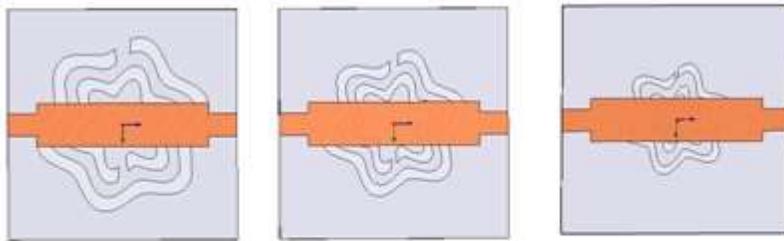


Figure 66: Différentes cellules unitaires CRCRs (la ligne micro ruban supérieure est représentée par une couleur orange et le plan de masse est représenté par la couleur grise)

La figure 66 montre les différentes cellules de résonateur CRCR gravées sur le plan de masse alors que la ligne micro ruban est située au-dessus du substrat. En effet, les trois résonateurs complémentaires n^{th} *rose curve* sont modélisés en modifiant les paramètres géométriques (le rayon, la distance entre les deux anneaux, la fente, la largeur de trace). La figure 67 est une illustration des paramètres géométriques des trois résonateurs complémentaires. Le tableau 6 présente avec plus de détails les paramètres géométriques des cellules unitaires CRCR.

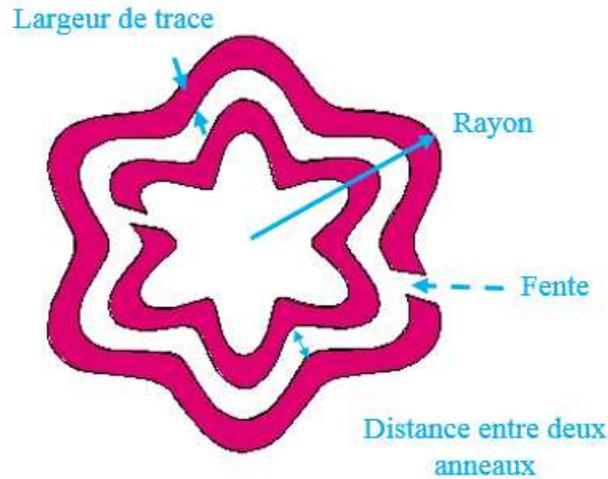


Figure 67: Paramètres géométriques de la cellule unitaire CRCR

Tableau 6: Paramètres géométriques de différentes cellules unitaires CRCR

	rayon (mm)	Largeur de la trace (mm)	Distance entre deux anneaux (mm)	fente (mm)
CRCR_1	2.8	0.5	1	0.1
CRCR_2	2.3	0.4	0.8	0.07
CRCR_3	1.8	0.3	0.6	0.03
CRCR_4	1.5	0.2	0.5	0.02

En utilisant le logiciel Ansoft HFSS, les paramètres S_{21} des cellules CRCR ont été simulés. La figure 68 décrit la réponse en fréquence des trois cellules CRCR avec différents paramètres géométriques. f_z sont décrit comme les fréquences de transmissions zéros. La figure 68 montre les fréquences à 3 dB et ces fréquences sont très proches des fréquences de transmissions zéros f_z . Par conséquent, il y a une forte rejection de la bande passante à la bande interdite. En modifiant les paramètres géométriques de la cellule CRCR, la réponse en fréquence augmente d'une manière drastique. En effet, en diminuant le rayon du résonateur, la largeur entre les deux anneaux et la fente, la fréquence à 3 dB et les fréquences des zéros transmission f_z du CRCR augmentent considérablement. Par

conséquent, la réponse en fréquence peut être contrôlée par une simple modification des paramètres géométriques de la cellule CRCR.

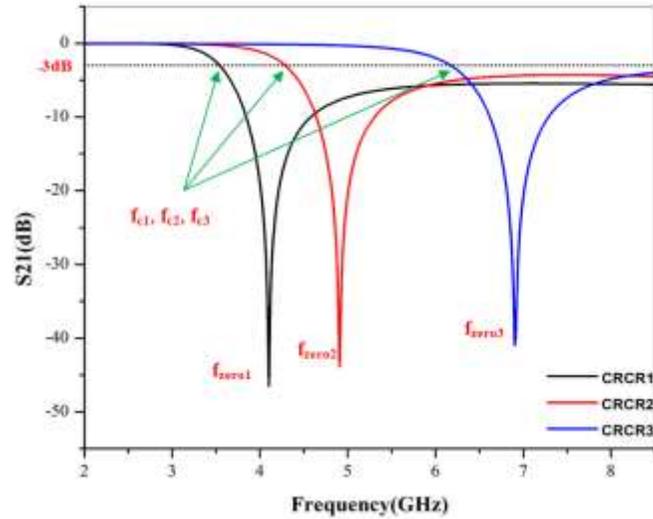


Figure 68: Réponse en fréquence de trois cellules CRCR avec différents paramètres géométriques.

Afin de démontrer l'efficacité du filtre proposé par rapport au filtre à base de CSRR, on a simulé dans une première étape le filtre en utilisant les résonateurs circulaires CSRR. Tout d'abord, les résonateurs CSRRs sont gravés dans le plan de masse, au-dessous de la ligne micro-ruban en deux positions différentes.

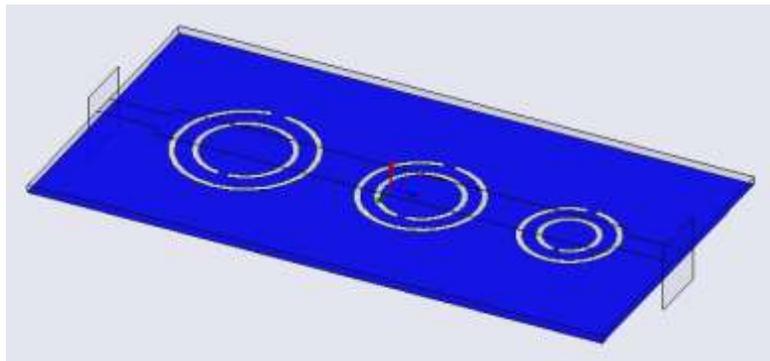


Figure 69: Filtre passe-bas avec CSRR en position 1

La figure 69 illustre la disposition des CSRR du filtre passe-bas proposé par Zhang et al [113]. En fait, cette structure se compose de trois CSRRs en cascade dans position 1. La

position 1 indique que les fentes des CSRRs sont positionnées dans la direction perpendiculaire à la ligne micro ruban.

La réponse en fréquence du filtre passe-bas chargé de CSRRs en position1 est illustrée par la figure 70. Dans cette structure, les fréquences de zéros transmissions f_z des cellules unitaires ont été ajustées à 4 GHz, 4.9 GHz et 5.9 GHz. La figure montre que le coefficient de transmission est de -20 dB. La largeur de la bande interdite est de 3.8 GHz à 6.1 GHz.

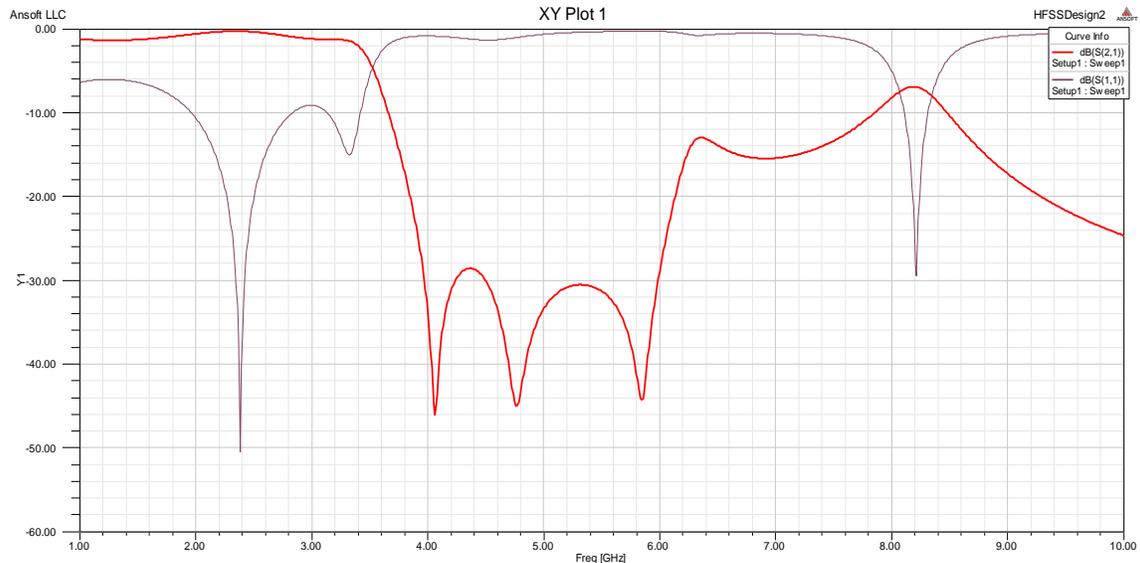


Figure 70: S11 et S21 du filtre passe-bas avec CSRR en position 1

Afin d'avoir une bande interdite plus large, les résonateurs complémentaires CSRR sont gravés dans le plan de masse, sous la ligne micro ruban en position 2. Position 2 indique que des fentes sont positionnés parallèles à la ligne micro ruban. La figure 71 montre la structure du filtre passe-bas en gravant les résonateurs CSRR en position 2.

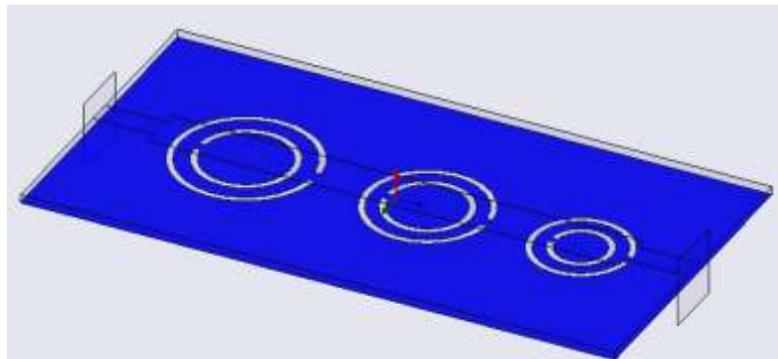


Figure 71: Filtre passe-bas avec CSRR en position 2

Les résultats simulés du filtre passe-bas avec les résonateurs CSRR en position 2 sont présentés par Figure 72. On peut voir à partir de cette figure, que la largeur de la bande interdite a augmentée. En fait, cette bande d'arrêt est de 4.4 GHz à 7.9 GHz. Par conséquent, en changeant la position des CSRR, la réponse du filtre passe-bas a été améliorée remarquablement. En outre, la largeur de la bande d'arrêt a augmenté de 35 %.

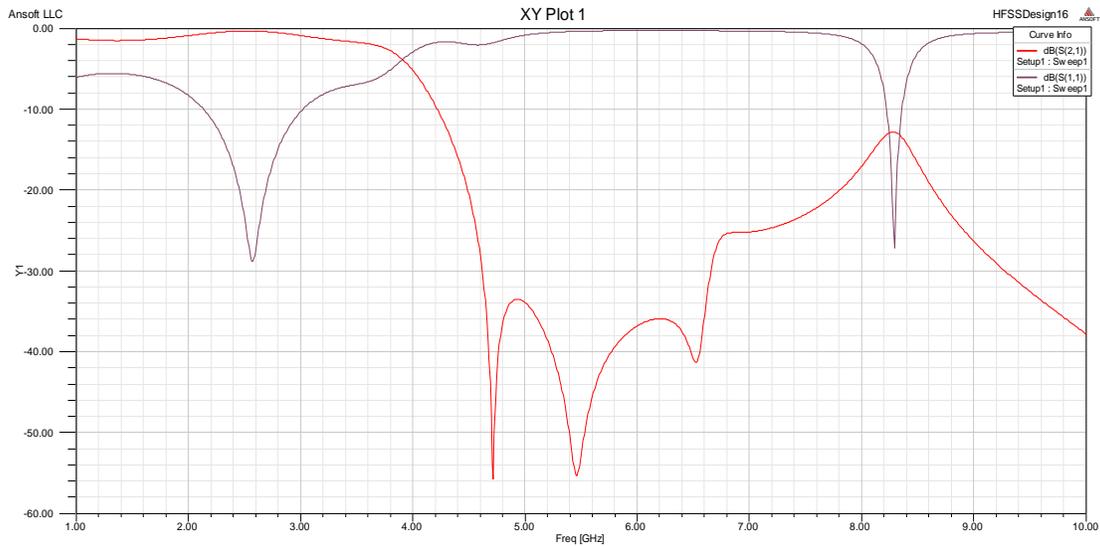


Figure 72: S11 et S21 du filtre passe-bas avec CSRR en position 2.

Afin de réduire la taille du filtre passe-bas basé sur le résonateur CSRR, le résonateur complémentaire CRCR sera appliqué à la ligne micro-ruban. Les résonateurs CRCRs sont appliqués pour améliorer le facteur de miniaturisation. La figure 73 montre trois cellules CRCR mis en cascade et gravées au plan de masse. Ces cellules CRCR sont modélisées en contrôlant les paramètres géométriques comme indiqués dans le tableau 1

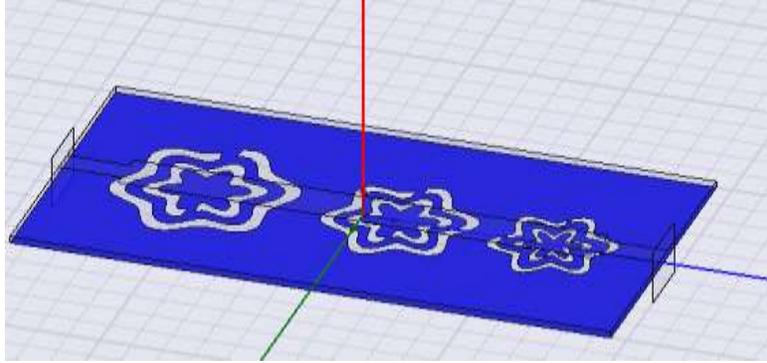


Figure 73 : Filtre passe-bas avec trois cellules CRCRs

Les résultats de simulation du filtre passe-bas en utilisant trois CRCRs sont présentés dans la figure 74. En fait, la largeur bande d'arrêt est de 4.3 GHz à 6.8 GHz. D'après la figure 65, on peut remarquer que la largeur de bande d'arrêt est augmentée par rapport à la largeur de bande d'arrêt du filtre passe-bas en utilisant le résonateur CSRRs en position 1. En outre, le coefficient S_{11} est supérieur à -25 dB. En outre, la taille du filtre passe-bas est réduite de 30 % par rapport au filtre passe-bas chargé par les CSRRs.

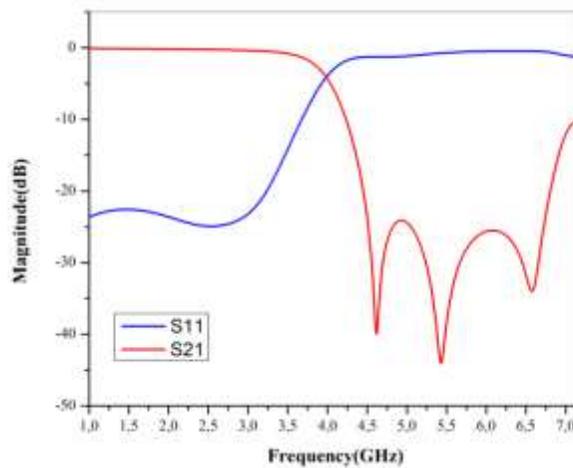


Figure 74 : S_{11} et S_{21} du filtre passe-bas avec trois cellules CRCRs.

Pour la même taille du filtre passe-bas chargé par CSRRs, quatre résonateurs complémentaires CRCR ont été appliqués à la ligne micro-ruban comme montré sur la figure 75. Les caractéristiques géométriques des cellules unitaires CRCRs sont représentées dans le Tableau 6.

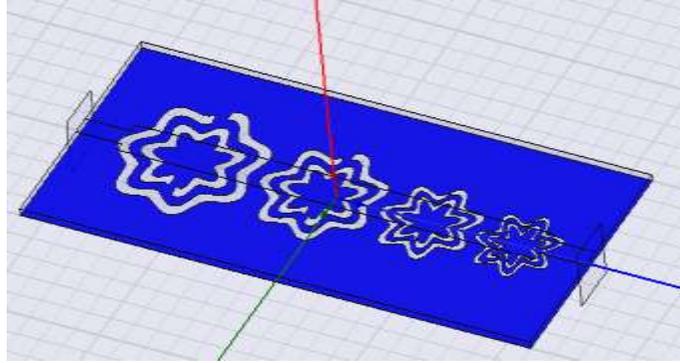


Figure 75 : Filtre passe-bas avec quatre cellules CSCRs.

Quatre fréquences de transmissions zéros ont été ajustées à 4.2 GHz, 4.7 GHz, 5.5 GHz et 6.5 GHz. Par conséquent, la bande d'arrêt a augmenté d'une façon remarquable. En fait, la largeur de la bande interdite est de 3.8 GHz à 7 GHz. En outre, le coefficient S_{11} de la bande passante est supérieur à -25 dB (figure 76).

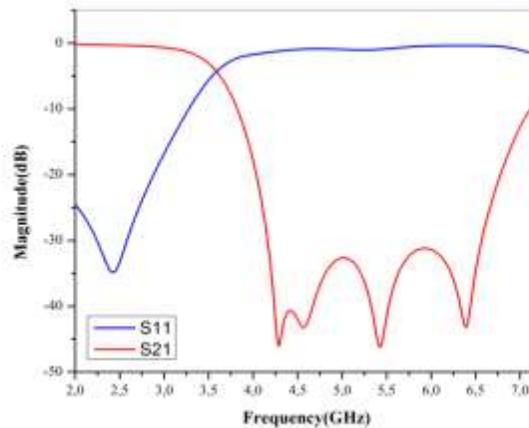


Figure 76 : S11 et S21 du filtre passe-bas avec quatre cellules CSCRs.

En fait, en utilisant le résonateur CSCR, on a une miniaturisation du filtre allant jusqu'à 30% par rapport au filtre basé sur les CSRRs. La largeur de la bande d'arrêt du filtre en utilisant CSCRs a augmenté de 35 % par rapport au filtre basé sur les CSRRs. Ce nouveau filtre de simple structure peut être facilement intégré dans les circuits RF.

5.2.3.2 Filtre passe-bas basé sur CSOR

Comme l'exemple du filtre passe-bas présenté dans la première partie, le filtre proposé ci-joint est une ligne microruban simple au-dessus d'un plan de masse gravé par des résonateurs complémentaires. Dans cet exemple, on utilise le complémentaire du résonateurs Sine oval en forme d'un seul anneau ou encore sous forme de deux anneaux concentriques.

Dans l'exemple précédent, on a bien démontré que les résonateurs complémentaires de différents dimensions gravé périodiquement sur le plan de masse permettent de générer une réponse passe-bas. Afin d'élargir la bande passante du filtre passe-bas, les résonateurs Sine oval ont été utilisés. Pour les mêmes dimensions de la ligne microruban, un grand nombre de résonateurs complémentaires Sine oval ont été mis en cascade vu que ce résonateur occupe une surface plus petite comparé aux résonateurs complémentaires Rose-curve.

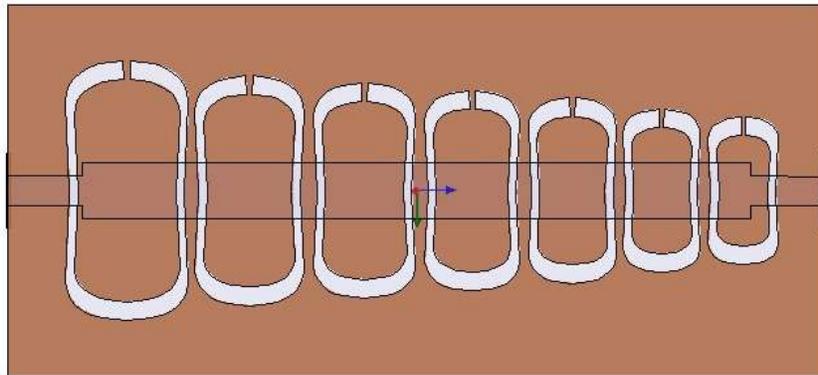


Figure 77: Filtre passe-bas avec sept cellules CSOR.

Le premier filtre présenté est un filtre passe-bas de taille compacte et de chute brutale à la fréquence de coupure. La figure 77 montre la configuration du filtre pass-bas proposé en se basant sur les résonateurs complémentaires Sine oval sous forme d'un seul anneau. Sept résonateurs unitaires mis en cascade sont gravés sur le plan de masse pour atteindre une

plus large bande d'arrêt. Les dimensions des rayons des résonateurs s'étend de 2mm jusqu'à 3.5mm avec une trace de largeur de 0.5 mm.

Les résultats de simulation de ce filtre sont présentés dans la figure 78. En effet, la fréquence de coupure de ce filtre à 3 dB est de 4.4 GHz et en se basant sur le niveau de -20dB, la bande interdite s'étend de 5.26 GHz jusqu'à 9 GHz. Cette bande passante mesure 3.74 GHz.

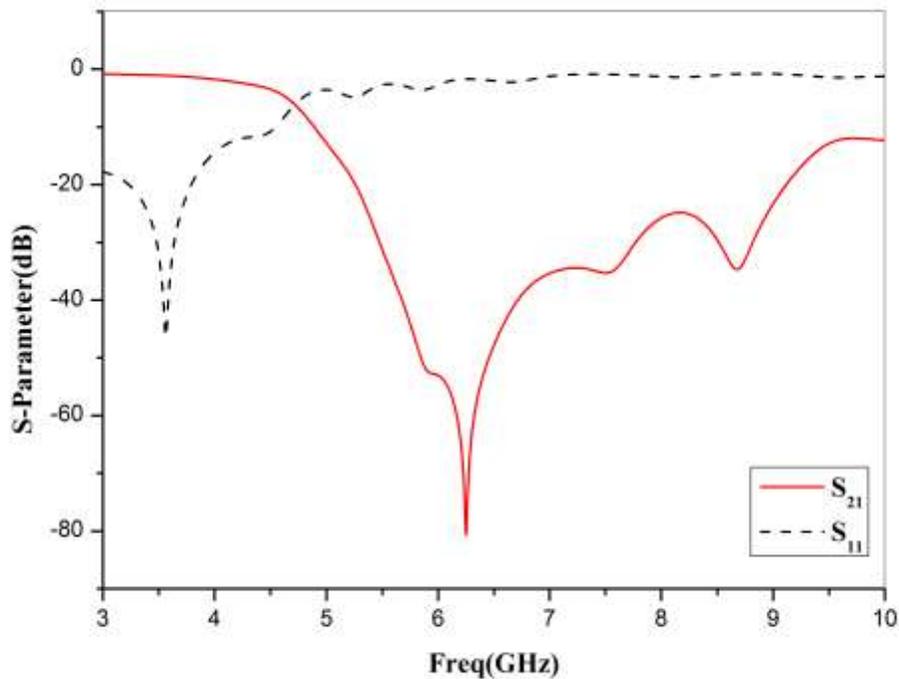


Figure 78: S11 et S21 du filtre passe-bas avec sept cellules CSORs

Le deuxième prototype de filtre passe-bas présenté est formé par la mise en cascade de résonateurs complémentaires Sine oval sous forme de deux anneaux concentriques. La figure 79 montre la configuration du filtre passe-bas proposé formé par la gravure de six résonateurs Sine oval sur le plan de masse d'une ligne microruban. Les dimensions des rayons des résonateurs s'étend de 2.3 mm jusqu'à 3.3 mm avec une trace de largeur de 0.3 mm.

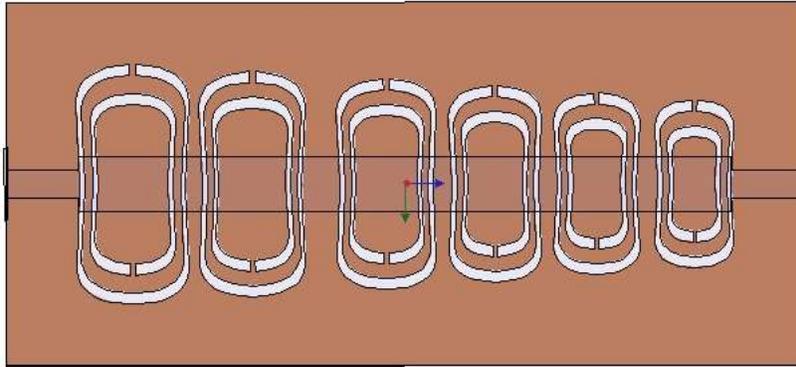


Figure 79: Filtre passe-bas avec six cellules CSOR

Le substrat utilisé dans les simulations a une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 2.65$ et une épaisseur de 0.254 mm. Le logiciel commercial Ansoft HFSS est utilisé pour effectuer l'analyse et l'étude numérique des paramètres S. La figure 80 illustre les coefficients de transmissions simulés du filtre passe-bas. D'après la figure, la fréquence de coupure de ce filtre à 3 dB est de 3.9 GHz et en se basant sur le niveau de -20 dB, la bande interdite s'étend de 4.34 GHz jusqu'à 7.25 GHz. Cette bande passante mesure 2.91 GHz. On peut déduire qu'on utilisant des résonateurs Sine oval sous forme de deux anneaux concentriques, la bande passante du bande interdite devient plus étroite. Cependant, cette configuration améliore la fréquence de coupure ce qui permet d'avoir une réponse de coupure plus nette.

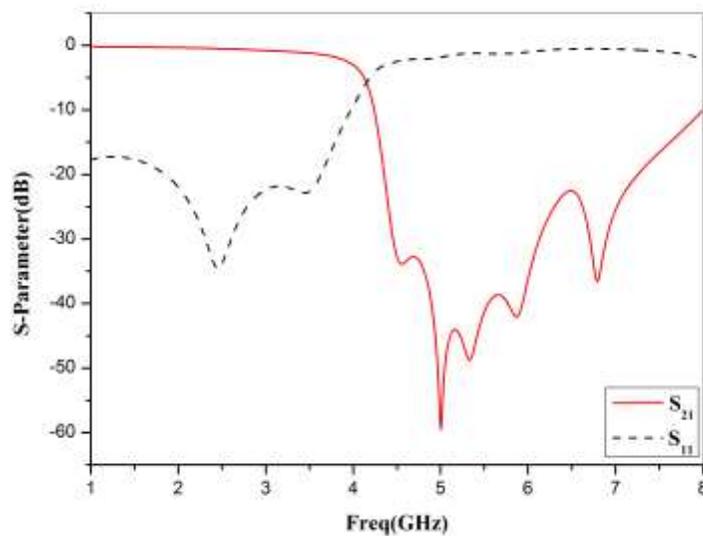


Figure 80: S11 et S21 du filtre passe-bas avec six cellules CSORs

5.2.3.3 Filtre passe-bas basé sur CORs

Dans cette partie, un filtre passe-bas avec des zéros de transmissions contrôlables et une large bande passante est présenté. Ce filtre est basé sur l'utilisation des cellules unitaires complémentaires comme dans les exemples précédents. Des nouveaux résonateurs complémentaires sont gravés sur le plan de masse sous une ligne microruban. La réponse du filtre est contrôlée en ajustant les paramètres géométriques des résonateurs complémentaires. Le filtre proposé est de dimensions très miniatures et la surface totale du filtre est égale à 10mm x 22mm. En effet, l'utilisation du nouveau résonateur complémentaire Omega a permis d'élargir la bande interdite du filtre passe-bas.

Le filtre passe-bas est réalisé par la mise en cascade des cellules omega pour obtenir des zéros transmissions contrôlables. Le résonateur complémentaire Omega est présenté dans la figure 81.

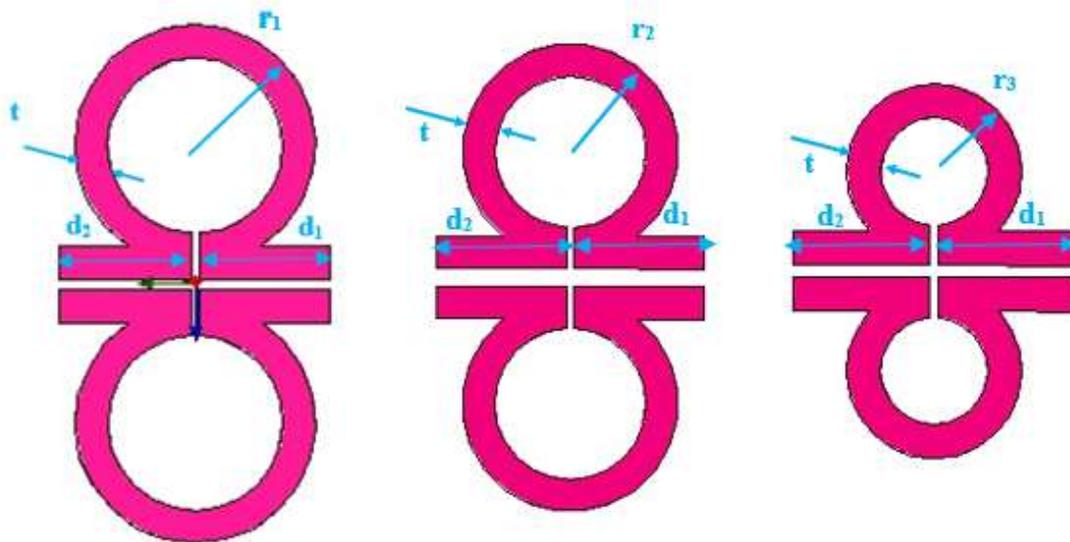


Figure 81: Paramètres géométriques des différents résonateurs Omega.

Le nouveau résonateur est formé par deux résonateurs omega mis l'un en face de l'autre afin d'augmenter le couplage créé entre les deux. La figure 81 est une illustration des paramètres géométriques des trois résonateurs complémentaires utilisés dans la conception

du filtre. Le tableau 7 présente avec plus de détails les paramètres géométriques des cellules unitaires complémentaires omega.

Tableau 7: Paramètres géométriques des résonateurs *Omega*

Paramètres du résonateur omega-1 (mm)	Paramètres du résonateur omega-2 (mm)	Paramètres du résonateur omega-3 (mm)
$r_1=3.3$	$r_2=3$	$r_3=2.3$
$t=0.9$	$t=0.9$	$t=0.9$
$d_1=3.6, d_2=3.6$	$d_1=3.6, d_2=3.6$	$d_1=3.6, d_2=3.6$

Les trois différents résonateurs complémentaires présentés dans la figure 82 ont été mis en cascade sous la ligne microruban afin de générer trois différentes fréquences de transmissions zéros ainsi que trois différentes fréquences de coupure. Par conséquent, il y a une forte rejection de la bande passante à la bande interdite.

Afin de démontrer l'efficacité du filtre proposé, on a simulé le filtre en utilisant le logiciel Ansoft HFSS. La figure 82 montre trois cellules complémentaires omega mis en cascade et gravées dans le plan de masse. Ces cellules sont modélisées en contrôlant les paramètres géométriques comme indiqués dans le tableau 7.

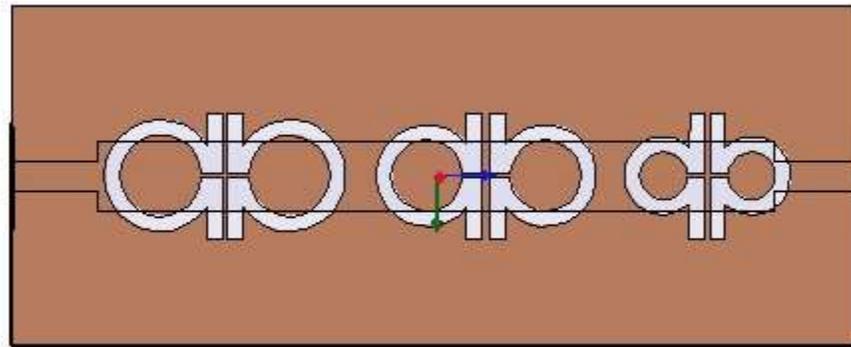


Figure 82: Configuration du filtre passe-bas basé sur trois cellules complémentaires Omega

Les résultats de simulation du filtre passe-bas en utilisant trois différents résonateurs omega sont présentés dans la figure 83. En effet, la bande d'arrêt s'étend de 3.09 GHz à 8.46 GHz. La largeur de cette bande est égale à 5.37 GHz. La fréquence de coupure de ce filtre passe-bas est située à 2.47 GHz. D'après les résultats de simulation, on peut remarquer que la

largeur de bande d'arrêt de ce filtre est très supérieure aux autres filtres passe-bas présentés ultérieurement. En outre, le coefficient S_{11} est supérieur à -40 dB.

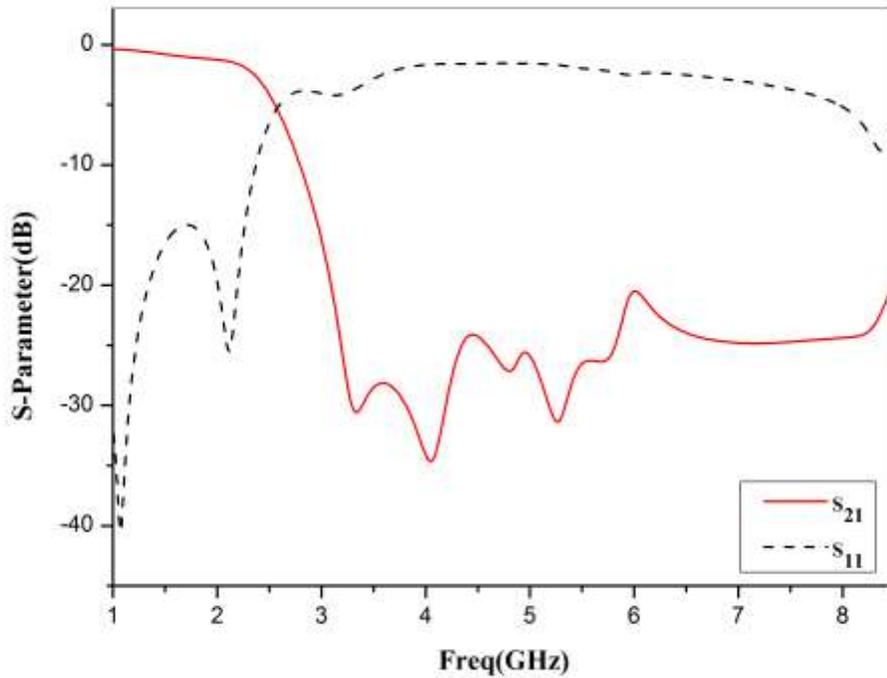


Figure 83: S_{11} et S_{21} du filtre passe-bas avec trois cellules complémentaires Omega

5.2.4 Filtre passe-bande

Dans cette partie, on présente les résultats de simulation d'un filtre passe-bande basé sur une nouvelle structure MMA. Le résonateur proposé est formé par deux résonateurs en forme d'oméga liés (figure 84). Ce résonateur est caractérisé par une permittivité négative sur deux bandes de fréquence. L'application de ce résonateur à une ligne micro-ruban permet de générer deux bandes interdite et une bande passante aux alentours de 5 GHz.

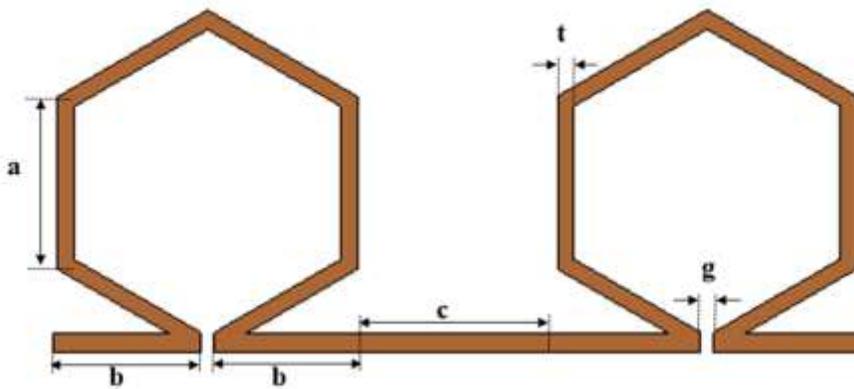


Figure 84: configuration du résonateur oméga proposée

La nouvelle structure proposée et représentée sur la figure 84 se compose de deux résonateurs omega de formes hexagonales reliées par une petite ligne. Cette nouvelle structure introduite est nommée Linked Hexagonal-omega resonators et sera référée dans la suite du document par LHORs. En fait, en connectant deux résonateurs omégas, le nouveau résonateur LHORs proposé génère deux fréquences de résonance. Le logiciel commercial Ansoft HFSS basé sur la méthode des éléments finis est utilisé pour effectuer l'analyse numérique des paramètres S. Le substrat utilisé dans les simulations a une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 3.66$ et une épaisseur de 0.762 mm.

Les figures 85 et 86 illustrent les coefficients de transmission simulés du résonateur LHORs et ses paramètres effectifs (permittivité et perméabilité). Ces caractéristiques ont été obtenus lorsque les dimensions physiques du résonateur LHORs sont définies comme suit: $a = 2.7$ mm, $b = 2.4$ mm, $c = 3$ mm, $g = 0.2$ mm, $t = 0.3$ mm.

On peut déduire de la figure 85 que le résonateur LHORs a deux fréquences de résonance à 2.7 GHz et à 7.55 GHz. Sa perméabilité relative est négative de 2.55 GHz à 3.1 GHz et aussi de 7.5 GHz à 7.75 GHz. D'après la figure 86, il est également remarqué que la permittivité est négative de 2.4 GHz à 3.1 GHz et de 7.25 GHz à 7.75 GHz.

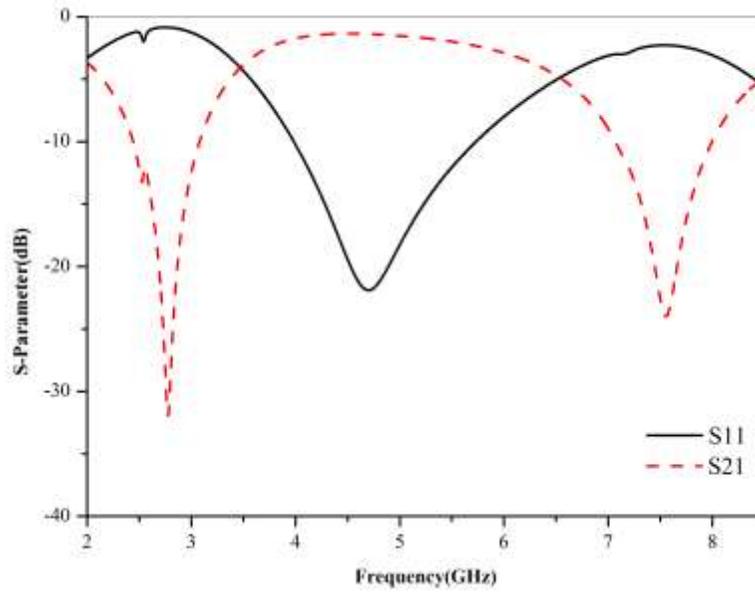


Figure 85: Les caractéristiques de résonance de la cellule unitaire proposée LHORs

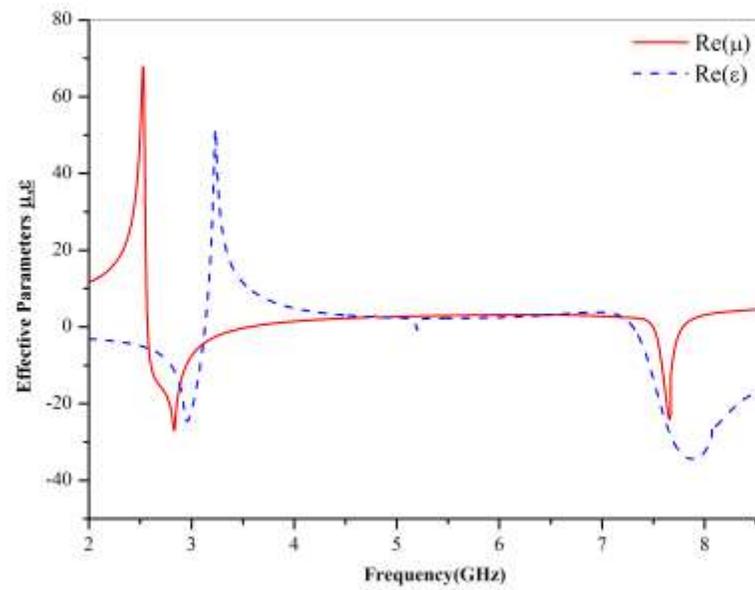


Figure 86: Les paramètres effectives extraites du résonateur proposé LHORs

La figure 87 (a) présente le filtre passe-bande simulé, les résonateurs omega sont posés sur la ligne micro ruban. La réponse de ce filtre est présentée par la figure 87 (b). Le filtre présente une bande passante de 4.5 GHz à 5.5 GHz. La configuration des filtres passe-bande proposés est illustrée sur les figures 87(a) et 88 (b). La conception du filtre est basée sur la mise en cascade des résonateurs (LHORs) ainsi que la connexion de ces résonateurs à une ligne microruban conventionnelle au-dessus du substrat.

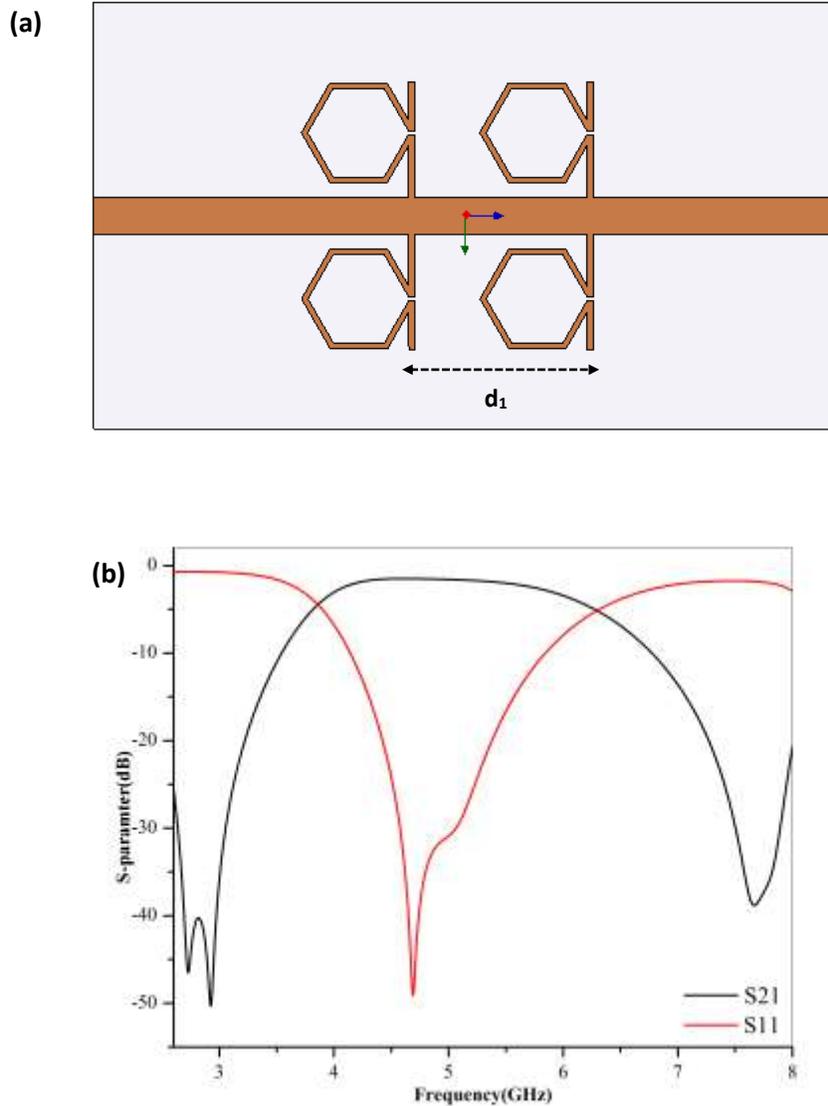


Figure 87: (a) configuration du filtre passe-bande proposé (avec 2 résonateurs)
(b) paramètres S simulés du filtre passe-bande.

En fait, la ligne microruban induit des lignes de champ magnétique; ces lignes de champ magnétique sont très proches de la ligne et tout autour de cette ligne. Si deux résonateurs oméga de forme hexagonale sont placés sur les deux côtés et reliés à la ligne centrale, une partie importante des lignes de champ magnétique induit par la ligne peut franchir les deux résonateurs omega.

(a)

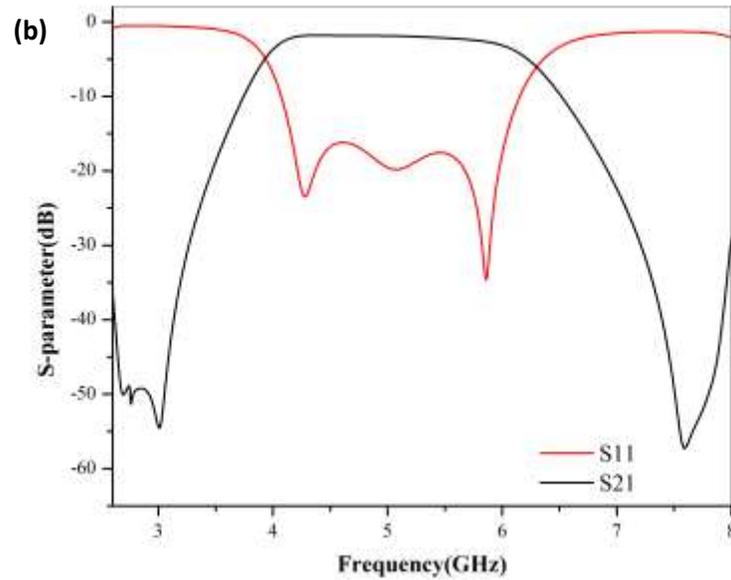
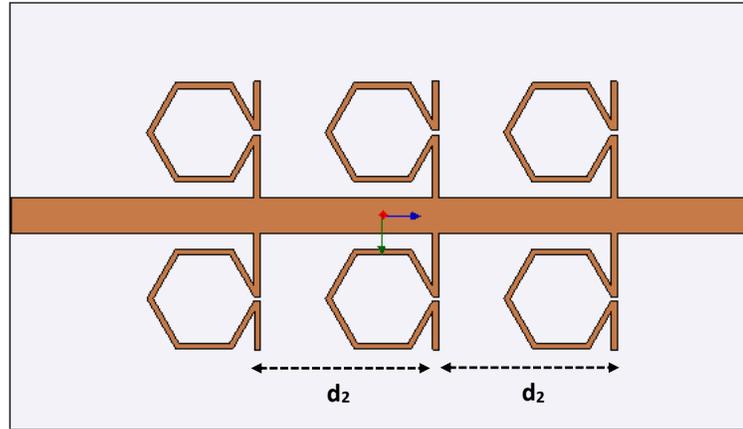


Figure 88: (a) configuration du filtre passe-bande proposé (avec 3 résonateurs)
(b) paramètres S simulés du filtre passe-bande.

Ce phénomène va créer une perméabilité négative autour des deux fréquences de résonance de chaque résonateur ω . En outre, la ligne de transmission présente une caractéristique d'arrêt autour de ces deux fréquences et une réponse passe-bande entre les deux fréquences de résonance. Comme le montre la figure 86, le résonateur LHORs est caractérisé par une perméabilité et une permittivité négative en même temps. Sur la base de cette théorie, deux catégories de filtre passe-bande sont conçus comme représenté sur la figure 87 (a) et 88 (a).

Le premier prototype est un filtre passe-bande basé sur deux résonateurs LHORs mis en cascade (figure 89). Le deuxième filtre conçu est un filtre passe-bande en utilisant trois résonateurs LHORs mis en cascade (figure 90). Le substrat Rogers RO4350 est utilisé, il est caractérisé par une constante diélectrique de 3.66 et une épaisseur de 0.762 mm. La ligne microruban a été conçue avec une largeur de 1.72mm afin d'avoir une valeur d'impédance de 50Ω ,

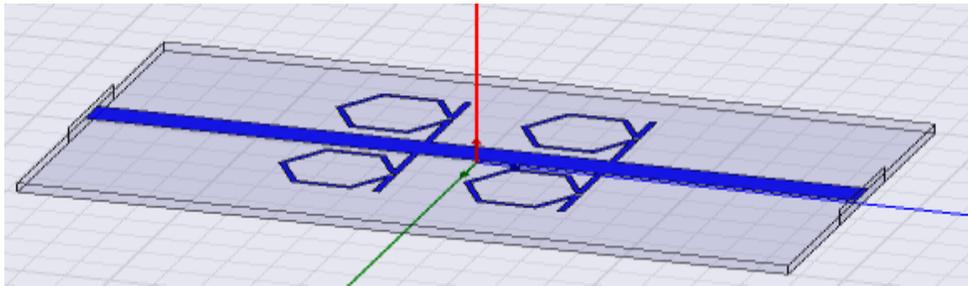


Figure 89: Configuration du filtre passe-bande proposé avec 2 résonateurs simulé par HFSS

Comme on le voit sur la figure 87, deux cellules élémentaires LHORs sont connectés à la ligne microruban avec une distance de $d_1=8,4\text{mm}$ entre chacune des deux cellules unitaires. Ces deux cellules unitaires sont introduites pour obtenir une réponse passe-bande et une bande d'arrêt autour de deux fréquences de résonance (à partir de 2 GHz à 3 GHz et de 7 GHz à 8 GHz).

D'autre part, afin d'améliorer les performances du filtre, trois cellules unitaires de LHORs sont liés directement à la ligne microruban; un filtre à large bande passante est réalisé. Un prototype de cette configuration est représenté sur la figure 88 avec une distance d_2 de 8.3 mm.

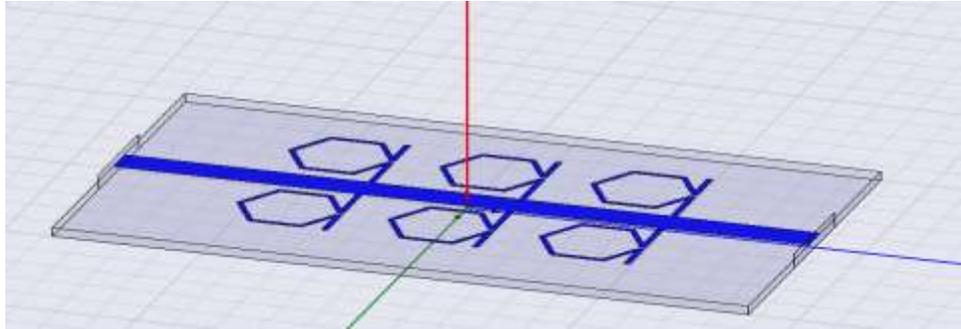


Figure 90 : Configuration du filtre passe-bande proposé avec 3 résonateurs simulé par HFSS

Les filtres passe-bande sont simulés en utilisant le logiciel Ansoft HFSS, qui est basé sur la méthode des éléments finis. La figure 87 (b) illustre les caractéristiques S-paramètres du filtre passe-bande conçu par la mise en cascade de deux LHORs. D'après la figure, il est clairement remarqué que le filtre génère un rejet élevé sur deux bandes interdites différentes. De plus, le filtre se comporte bien dans la bande passante dont la perte de retour est inférieure à 10dB. Cette bande passante est détectée de 4.12GHz à 5.84GHz. En outre, la suppression hors bande est au moins de 20 dB.

Pour obtenir des meilleures performances et afin concevoir un filtre passe-bande améliorée, trois résonateurs LHORs mis en cascade ont été chargés à la ligne centrale (prototype est montré dans la figure 88(a)). La figure 88 (b) illustre les caractéristiques de résonance du filtre passe-bande simulé en utilisant trois LHORs en cascade.

Comme on peut le voir sur la figure 88 (b), le filtre génère une suppression très élevée hors bande et sa perte de retour dans toute la bande passante est inférieure à -18 dB. En conséquence, la bande passante de ce filtre est observé de 4.13 GHz à 5.80 GHz et la bande passante est égale à 2 GHz (se basant sur le niveau de 10 dB). Il est clair que le filtre basé sur trois LHORs mis en cascade permet de réaliser une meilleure performance sur la bande passante et réalise des suppressions harmoniques supérieures dans les deux bandes interdites.

Les deux filtres passe-bande ont été fabriqués et les paramètres S sont mesurés en utilisant un analyseur de réseau vectoriel. Les photographies des filtres proposés sont données par les figures 91, 92(a) et 93(b). Les résultats de simulation et de mesures des pertes de retour et des pertes d'insertion sont présentés dans les figures 92 (b) et 93 (b).



Figure 91 : Photographie des filtres passe-bande fabriqués

Il peut être déduit de la figure 92 (b) que la perte de retour mesurée du filtre passe-bande basée sur deux résonateurs LHORs mis en cascade est inférieure à -10 dB et cette bande s'étend de 4.35 GHz à 6.15 GHz. La perte d'insertion de ce filtre est supérieure à 20 dB.

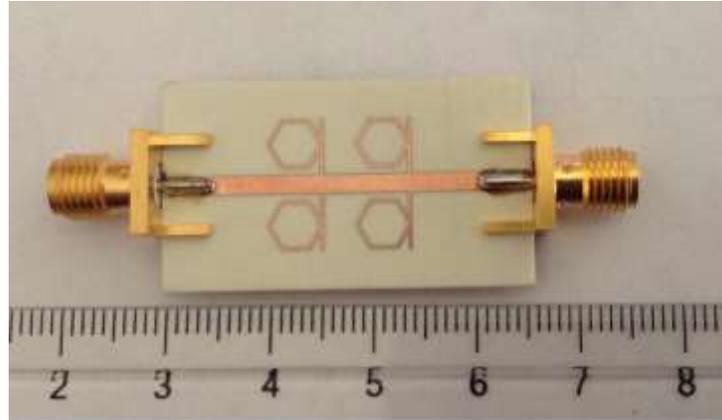
D'autre part, les résultats montrent que la mesure de la perte de retour du filtre passe-bande conçu en se basant sur trois LHORs en cascade est inférieure à -20 dB, cette perte de retour est détectée de 4 GHz à 6.5 GHz (sur la base de la largeur de bande 10 dB). En fait, la perte d'insertion est élevée dans la bande interdite pour ce filtre.

Les résultats des mesures montrent que les performances de la bande passante du filtre se basant sur trois LHORs mis en cascade sont meilleures que les performances du filtre basé sur deux résonateurs LHORs seulement. De même, la suppression hors bande de ce filtre est plus élevée que le filtre basé sur deux résonateurs en cascade.

Les résultats mesurés montrent un bon accord avec les valeurs simulées pour les deux prototypes de filtres. Les différences mineures et la légère divergence entre les résultats de simulation et de mesure peuvent être attribuées aux tolérances de fabrication et à la désadaptation des connecteurs.

Comparé aux filtres passe-bande présentés dans [115], [116], les filtres nouvellement conçus offrent une bande passante plus large et améliorent les performances de la structure.

(a)



(b)

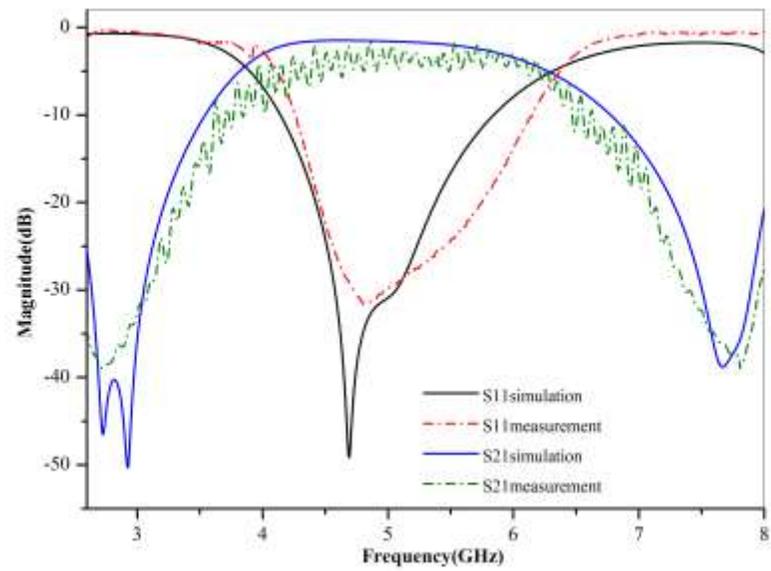
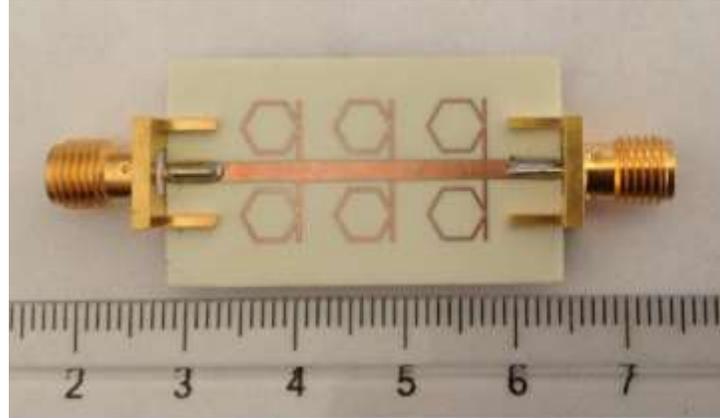


Figure 92: (a) Photographie du filtre passe-bande fabriqué basé sur deux LHORs (b) Paramètres S mesurés et simulés du filtre passe-bande basé sur deux LHORs .

(a)



(b)

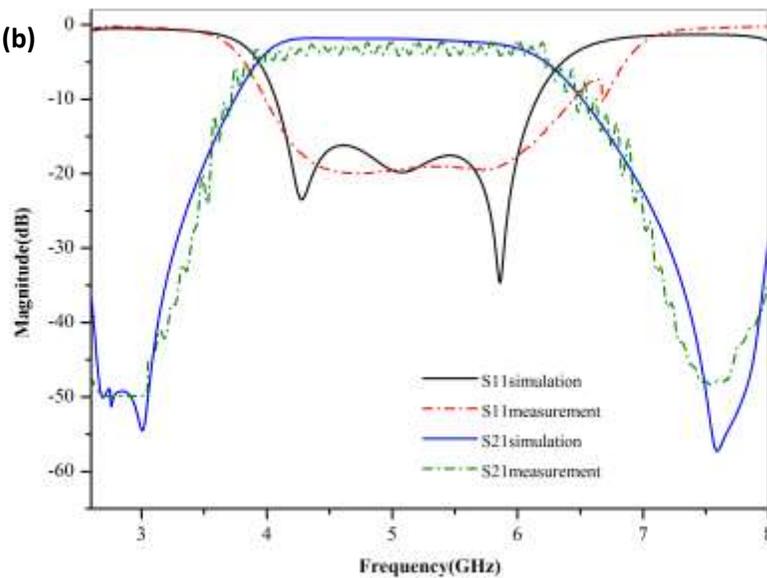


Figure 93: (a) Photographie du filtre passe-bande fabriqué basé sur trois LHORs (b) Paramètres S mesurés et simulés du filtre passe-bande basé sur trois LHORs .

En conclusion, deux nouveaux types de filtres passe-bande sont proposées. Ces filtres sont basés sur une nouvelle structure unitaire métamatériaux nommée résonateur LHORs. Deux et trois inclusions LHORs mis en cascade ont été chargées à la ligne microruban afin de créer une réponse passe-bande. Pour vérifier les résultats de simulation, les prototypes de filtres ont été fabriqué et ont démontré une bonne performance passe-bande. En plus, la simulation et la mesure sont raisonnablement en bon accord. Les topologies de filtres

proposés sont simples pour la mise en œuvre et pratiquement sont adaptés pour les applications dans les circuits RF.

5.3 Conclusion

Plusieurs nouvelles structures complémentaires ont été présentées dans ce chapitre, chaque structure a été appliquée à un circuit RF. Nous avons proposé une structure d'antenne double-bande imprimée sur un substrat diélectrique avec un plan de masse modifié. L'antenne a été conçue, réalisée et analysée. Les résultats de simulations, validés par les mesures ont confirmé l'obtention de deux fréquences de résonance à 2.4 GHz et à 5.8 GHz. Nous avons aussi présenté un filtre coupe-bande à multi-bande. Le filtre a été fabriqué et mesuré et les réponses mesurées confirment les résultats de simulation.

L'un de ces résonateurs a été appliqué dans la conception d'un filtre passe-bas. Le nouveau filtre a permis d'atteindre un taux de miniaturisation allant jusqu'à 30 %. La largeur de la bande interdite du filtre en utilisant le résonateur CRCRs a augmenté de 35 % par rapport au filtre basé sur les CSRRs. L'application d'autres résonateurs pour la fabrication de filtres microruban a bien démontré que ces structures sont de bonnes candidates à des filtres plus miniatures avec des performances supérieures.

Chapitre 6

Conclusions et Perspective

5.1 Conclusions

L'objectif de cette thèse est premièrement le développement d'un modèle générale qui permet de prédire la réponse électromagnétique des cellules unitaires MMA et des cellules complémentaires. Ces cellules devraient être ensuite associées, selon des conditions d'excitation électromagnétique spécifiques, à des dispositifs micro-ondes planaires afin de réaliser de nouveaux modèles de filtres et d'antennes planaires.

Après une présentation de l'état de l'art, sur à la fois les concepts des matériaux artificiels magnétiques (MMA) micro-ondes et les modèles de filtres et d'antennes à base des cellules MMA, nous avons proposé un modèle qui permet d'étudier les caractéristiques électromagnétiques des cellules MMA. De même, un modèle de caractérisation de cellules complémentaires a été proposé.

Afin de faciliter le processus de conception, un outil de modélisation des cellules MMA a été développé. Cette application est une interface graphique interactive développée en utilisant l'environnement de développement Matlab. Elle permettra au concepteur d'avoir une étude analytique détaillée des différents types de résonateur MMA et de gagner un temps précieux au moment du choix du résonateur adéquat à une application spécifique.

L'étude de plusieurs résonateurs MMA a été abordée, cette étude est basée, d'une part, sur la variation des paramètres géométriques de la structure et, d'autre part, sur l'ordre de ces

inclusions. Les résultats de cette étude ont bien confirmé l'exactitude du modèle analytique proposée.

La deuxième partie de cette thèse a été consacrée à la conception de nouvelles cellules complémentaires et l'application de ces résonateurs sous-longueurs d'onde aux circuits RF. Plusieurs circuits RF ont été conçus et validés expérimentalement. Ces circuits montrent une amélioration notable aux niveaux des performances et aussi offrent de bons taux de miniaturisation.

5.2 Contributions

Les contributions de cette thèse peuvent être résumées comme suit :

- ◆ Une nouvelle formulation permettant de décrire le comportement des résonateurs composants les matériaux magnétiques artificiels. Cette formulation est généralisée et peut être appliquée au résonateur quel que soit sa forme et sa géométrie.
- ◆ La formulation proposée a été appliquée afin d'analyser le comportement du résonateur Rose curve et peut être appliquée à d'autres résonateurs (Sine oval resonator, corrugated rectangular resonator,...)
- ◆ Une étude détaillée de l'effet des paramètres géométriques et physiques sur la réponse électromagnétique des résonateurs unitaires MMA a été introduite.
- ◆ Un modèle électromagnétique des résonateurs complémentaires a été établi. Ce modèle permet de prédire la variation de la fréquence de résonance ainsi que la fonction de permittivité de ce résonateur.
- ◆ Les effets des paramètres géométriques et physiques sur la performance des cellules unitaires complémentaires ont été rapportés. Les résultats de cette étude peuvent être utilisés comme des lignes directrices pour les concepteurs des MMA. En plus, elle simplifie et facilite le processus de conception.
- ◆ Un outil de modélisation des cellules MMA a été développé. Cet outil est une interface graphique interactive développée en utilisant l'environnement de développement Matlab.
- ◆ Différentes formes de résonateurs ont été étudiées en détails. Ces résonateurs sont des inclusions génériques pour la conception des matériaux magnétiques artificiels MMA.

Parmi ces résonateurs, on cite les inclusions Rose curve resonator RCR, Sine oval resonator SOR, corrugated Rectangular resonator CRR.

- ◆ Une antenne double-bande basée sur un nouveau résonateur complémentaire a été présentée. La nouvelle antenne a été fabriquée et elle présente un diagramme de rayonnement stable avec un bon gain pour les deux fréquences de résonance.
- ◆ Des nouveaux filtres à multi-bandes basés sur des résonateurs complémentaires ont été conçus.
- ◆ Des filtres passe-bas à base de différentes inclusions sont proposés et simulés.
- ◆ De nouveaux filtres passe-bande sont fabriqués. Les filtres conçus offrent une large bande passante et des performances améliorés.

5.3 Perspectives

Tout travail de recherche accompli reste toujours sujet d'amélioration et de perfectionnement. De plus, il ouvre des nouveaux horizons et introduit des nouvelles possibilités. Dans la continuité de cette thèse, nous recommandons d'envisager les perspectives suivantes :

- ◆ Les composants RF proposés, bien qu'ils soient originaux, peuvent être toujours amélioré en fonction des applications.
- ◆ Parmi les circuits RF proposés plusieurs n'ont pas été conçu. Afin de valider les performances de ces circuits, il est recommandé de les fabriqué et de les mesurer.
- ◆ L'impact des paramètres géométriques des cellules peut être étudié en détails et confirmer expérimentalement afin de valider les résultats de simulation. En plus, l'effet du substrat ainsi que les dimensions du substrat utilisé sur la réponse électromagnétique peut faire l'objet d'une étude.
- ◆ Plusieurs nouveaux résonateurs unitaires MMA peuvent être proposés et appliqués pour la conception de nouveaux circuits RF (antennes à multi-bandes plus miniatures, filtres, coupleurs...)
- ◆ Le modèle électromagnétique décrivant la réponse des cellules MMA peut être amélioré pour avoir des résultats plus précis. Par exemple, dans le cas des

résonateurs présentant une géométrie avec beaucoup de variation de courbure, la capacité et l'inductance totale peuvent être optimisés et reformulés.

Références

- [1] 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, vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084, 1999.
- [2] D. R. Smith and J. B. Pendry, “ Homogenization of metamaterials by field averaging,” Phys Rev B, Journal of Optic Society of America B, vol 23, no. 3, pp. 391-403,2006.
- [3] S. B. Narang and I. S. Hudiara., “Microwave dielectric properties of m-type barium, calcium and strontium hexaferrite substituted with co and ti,” Journal of Ceramic Processing Research, vol. 7, no. 2, pp. 113–116, 2006.
- [4] W. D. Callister, Materials science and engineering, an introduction. New York: Wiley, 2000.
- [5] Laszlo Solymar and Ekaterina Shamonina, Waves in Metamaterials. University Press, Great Britain, 2009.
- [6] W. Lamb, D. M. Wood, and N. W. Ashcroft, “Long-wavelength electromagnetic propagation in heterogeneous media,” Physical Review B, vol. 26, no. 6, pp. 2248-2266, 1980.
- [7] Rousselle, A. Berthault, O. Acher, J. P. Bouchaud, and P. G. Zerah, “Effective medium at finite frequency: Theory and experiment,” Journal of Applied Physics, vol 74, no. 1, pp 475-480, 1993.
- [8] L D Landau, L. P. Pitaevskii, and E.M. Lifshitz. Electrodynamics of Continuous Media, volume 8. Pergamon Press, 2004.
- [9] John David Jackson. Classical Electrodynamics. John Wiley and Sons Inc, University of California, Berkeley, 1925.
- [10] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. Nemat-Nasser, and S. Schultz. “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity”. Physical Review Letters, vol 84, no 18, pp 4184-4187, 2000.
- [11] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, R. Shelby, S. C. Nemat-Nasser, N. Kroll, and S. Schultz. “Photonic Crystals and Light Localization in the 21st Century, chapter Left-handed metamaterials”, pp 351-371. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [12] V G Veselago. “The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ”. Soviet Physics - Unspent, vol 10, no 4, pp 509-514, 1968.

- [13] David R. Smith and Norman Kroll. "Negative refractive index in left-handed materials. *Physical Review Letters*", vol 85, no14, pp 2934-2936, 2000.
- [14] A. F. Starr, P. M. Rye, D. R. Smith, and S. Nemat-Nasser. "Fabrication and characterization of a negative-refractive-index composite metamaterial". *Physical Review B*, vol 70:113102, pp 1-4, 2004.
- [15] A. L. Pokrovsky and A. L. Efros. "Sign of refractive index and group velocity in left-handed media". *Solid State Commun*, vol 124, no 8, pp 283-187, 2002.
- [16] J. M. Williams and J. Pendry. "Some problems with negative refraction". *Physics Review Letters*, vol 87, pp249703-249704, 2001.
- [17] R. A. Shelby and D. R. Smith. "Experimental verification of a negative index of refraction". *Science*, vol 292, pp 77-79, 2001.
- [18] R. B. Gregor, C. G. Parazzoli, K. Li, B. E. C. Koltenbah, and M. Tanielian. "Experimental determination and numerical simulation of the properties of negative index of refraction materials". *Optics Express*, vol 11, pp 688-695, 2003.
- [19] M. M. I. Saadoun and N. Engheta, "A reciprocal phase shifter using novel pseudochiral or Omega medium", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 5, pp. 184-188, 1992.
- [20] J.B. Pendry ". Negative refraction makes a perfect lens," *Physical Review Letters*, vol 85, pp 3966-3969, 2000.
- [21] N.N. Wan, D. Huang, Q. Cheng, W.X. Jiang, R. Liu, and T.J. Cui ".Study of active superlens and evanescent wave amplification using an active metamaterial model," *Europe Physics Journal of Applied Physics*, vol 48, pp 1-6, 2009.
- [22] Bogdan-Ioan Popa and Steven A. Cummer, "Direct measurement of evanescent wave enhancement inside passive metamaterials.," *Physical Review E*, vol 73, pp1-5, 2006.
- [23] K. B. Tan, C. H. Liang, T. Su, and B. Wu ".Evanescent wave amplification in metamaterials.," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol 22, no 10, pp1318-1325, 2008.
- [24] Hyesog Lee, Yi Xiong, Nicholas Fang, Werayut Srituravanich, Stephane Durant, Muralidhar Ambati, Cheng Sun, and Xiang Zhang ".Realization of optical superlens imaging below the diffraction limit," *New Journal of Physics*, vol 7, pp1-16, 2005.
- [25] Nicholas Fang and Xiang Zhang. ".Imaging properties of a metamaterial superlens," *Applied Physics Letters*, vol 82, pp 161-182, 2003.
- [26] Sergei Alexander Shelkuno and Harald T. Antennas Friis, *Antennas: Theory and Practice*, John Wiley, 1952.

- [27] W. N. Hardy and L. A. Whitehead “Split -ring resonator for use in magnetic resonance from 200-2000 mhz,” *Review Science, Instrum*, vol 52, no 2, pp213-216, 1981.
- [28] M. V. Kostin and V. V. Shevchenko“. Theory of artificial magnetic substances based on ring currents,” *Journal of Communications Technology and Electronics*, vol 38, no 5, pp 72-83, 1993.
- [29] M. V. Kostin and V. V. Shevchenko “ Artificial magnetics based on double circular elements,” In the proceeding of bianisotropics 94, pp 49-56, 1994.
- [30] S. Maslovski, P. Ikonen, I. Kolmakov, and S. Tretyakov “Artificial magnetic materials based on the new magnetic particle: Metasolenoid,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol 54, pp 61-81, 2005.
- [31] R. Marques, F. Medina, and R. Rafi-El-Idrissi “ Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials,” *Physical Review B (Condensed Matter and Materials Physics)*, vol 65(144440), 2002
- [32] J. D. Baena, R. Marques, F. Medina, and J. Martel “Artificial magnetic metamaterial design by using spiral resonators,” *Physical Review B (Condensed Matter and Materials Physics)*, vol 69, no 1, pp 141-145, 2004.
- [33] L. Yousefi and O. M. Ramahi “New artificial magnetic materials based on fractal hilbert curves,” in the Proceeding of IWAT07, pp 237-240, 2007.
- [34] L. Zhou, W. Wen, C. T. Chan, and P. Sheng. “ Multiband subwavelength magnetic reactors based on fractals”. *Journal of Applied Physics Letters*, vol 83, no16, pp 3257-3259, 2003.
- [35] R. W. Ziolkowski and A. Erentok. “ Metamaterial-based efficient electrically small antennas”. *IEEE Transaction of Antenna and Propagation*, vol 54, pp 2113-2130, July 2006.
- [36] V. Crnojevic-Bengin, V. Radonic, and B. Jokanovic. “ Fractal geometries of complementary split-ring resonators” vol 56, no 10, pp 2312-2321, October 2008.
- [37] E. Lenz and H. Henke. “Homogenization of metamaterials due to fractaloid structures in the microwave regime”. *Journal of Optics A: Pure and Applied Optics*, vol 11 :114021, 2009.
- [38] X. Huang, Shiyi Xiao, Jiangtao Huangfu Dexin Ye, Zhiyu Wang, Lixin Ran, and Lei Zhou. “ Fractal plasmonic metamaterials for subwavelength imaging”. *Journal of Optics Express*, vol 18, no 10, pp 10377-10387, 2010.
- [39] M. M. I. Saadoun and N. Engheta, “A reciprocal phase shifter using novel pseudochira or Omega medium”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 5, pp184–188, 1992.

- [40] Hongsheng Chen, Lixin Ran, Jiangtao Huangfu, Xianmin Zhang, and Kangsheng Chen, “Left-handed materials composed of only S-shaped resonators”, *Physical review E*, vol 70 : 057605, 2004.
- [41] Ahmed, A. and M. A. Alsunaidi, “Design of wide-band metamaterials based on the split ring resonator”, in *proc NATO ARW & META*, pp 523-528, 2008.
- [42] Sabah, C. and H. G. Rosk, “Broadband terahertz metamaterial for negative refraction”, *PIERS Proceedings*, pp 785-788, 2009.
- [43] De La Mata Luque, T. M., N. R. Devarapalli, and C. G. Christodoulou, “Investigation of bandwidth enhancement in volumetric left-handed metamaterials using fractal”, *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 131, pp 185-194, 2012.
- [44] Chowdhury, D. R., R. Singh, M. Reiten, H. Chen, A. J. Taylor, J. F. O'Hara, and A. K. Azad, “A broadband planar terahertz metamaterial with nested structure”, *Opt. Exp.*, Vol. 19, no. 17, pp 15817-15823, 2011
- [45] Huang, L., D. R. Chowdhury, S. Ramani, M. T. Reiten, S. N. Luo, A. J. Taylor, and H. T. Chen, “Experimental demonstration of terahertz metamaterial absorbers with a broad and at high absorption band”, *Opt. Lett.*, vol. 37, no. 2, pp 154-156, 2012.
- [46] Abdolshakoor Rigi-Tamandani, Javad Ahmadi-Shokouh, and Saeed Tavakoli, “wideband planar split ring resonator based metamaterials”, *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 28, pp 115-128, 2013.
- [47] Wang, J., S. Qu, Z. Xu, H. Ma, Y. Yang, and C. Gu, “A controllable magnetic metamaterial: Split-ring resonator with rotated inner ring”, *IEEE Trans. on Ant. and Pro.*, vol. 56, no. 7, pp 2018-2022, 2008.
- [48] O. Turkmen, E. Ekmekci, G. Turhan-Sayan, “Nested U-ring resonators: a novel multi-band metamaterial design in microwave region”, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol 6, no 10, pp 1102 – 1108, 2012.
- [49] Wu Song, Huang Xiao-Jun, Xiao Bo-Xun, Jin Yan, and Yang He-Lin, “Multi-band circular polarizer based on a twisted triple split-ring resonator”, *Chin. Phys. B*, vol. 23, no. 12, 2014.
- [50] B. Sauviac, C. R. Siovski, and S. A. Tretyakov, “Double split-ring resonators: Analytical modeling and numerical simulation”, *Electromagnetics*, vol 24, no 5, pp 317-338, 2004.
- [51] A. Ishimaru, S. Lee, Y. Kuga, and V. Jandhyala., “Generalized constitutive relations for metamaterials based on the quasi-static lorentz theory”, *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, vol 51, no 10, pp 2550-2557, 2003.

- [52] M. G. Silveirinha., “Metamaterial homogenization approach with application to the characterization of microstructured composites with negative parameters,” *Phys Rev B*, vol 75:115104, pp1-15, 2007.
- [53] Maxwell, J. C., *A Treatise on electricity and magnetism*, vol 1, Dover Publications Inc, 1954.
- [54] Bruggeman, D. A. G. “Calculation of various physics constants in heterogenous substances I Dielectricity constants and conductivity of mixed bodies from isotropic substances”. *Ann. Phys.*, vol 24, pp 636-664, 1935.
- [55] Stroud, D. “ Generalized effective-medium approach to the conductivity of an inhomogeneous material ”. *Phys. Rev. B*, vol 12, no 8, pp 3368-3373,1975.
- [56] Jortner, J. and Cohen, M. H. “ On the metal-nonmetal transition in metal-ammonia solutions”. *J. of Chem. Phys.*, vol 58, no 11, pp 5170-5171,1973).
- [57] Kirkpatrick, S. “ Percolation and Conduction”. *Rev. Mod. Phys.*, vol 45, no 4, pp 574-588, 1973.
- [58] M. Shamonin, E. Shamonina, V. Kalinin, and L. Solymar. “ Properties of a metamaterial element: Analytical solutions and numerical simulations for a singly split double ring”. *Journal of Applied Physics*, vol 95, no 57, pp 3778-3784, 2004.
- [59] P. Ikonen and S. A. Tretyakov. “ Determination of generalized permeability function and field energy density in artificial magnetics using the equivalent-circuit method ”. *IEEE Transaction of Antenna and Propagation*, vol 55, no 1, pp 92-99, 2007.
- [60] L. Chen, C. K. Ong, and B. T. G. Tan, “ Cavity perturbation technique for the measurement of permittivity tensor of uniaxially anisotropic dielectrics, ” *IEEE Trans. Instrum. Meas*, vol. 48, pp. 1023-1030, 1999.
- [61] K. Buell and K. Sarabandi, “ A method for characterizing complex permittivity and permeability of meta-materials, ” in the *Proceeding of IEEE AP-S Int. Symp. Antennas Propagat.*, vol. 2, pp. 408-411, 2002.
- [62] R. B. Gregor, C. G. Parazzoli, K. Li, B. E. C. Koltenbah, and M. Tanielian, “ Experimental determination and numerical simulation of the properties of negative index of refraction materials, ” *Optics Express*, vol. 11, pp. 688-695, 2003.
- [63] A. F. Starr, P. M. Rye, D. R. Smith, and S. Nemat-Nasser, “ Fabrication and characterization of a negative-refractive-index composite metamaterial”, *Phys. Rev. B*, vol. 70, 2004.

- [64] D. R. Smith, D. Schurig, and J. J. Mock, "Characterization of a planar artificial magnetic metamaterial surface," *Phys. Rev. E*, vol. 74, 2006.
- [65] N. J. Damascos, R. B. Mack, A. L. Maett, W. Parmon, and P. L. E. Uslenghi, "The inverse problem for biaxial materials," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 32, no. 4, pp. 400-405, 1984.
- [66] H. Chen, J. Zhang, Y. Bai, Y. Luo, L. Ran, Q. Jiang, and J. A. Kong, "Experimental retrieval of the effective parameters of metamaterials based on a waveguide method," *Optics Express*, vol. 14, no. 26, pp. 12944-12949, 2006.
- [67] J.Garcia-Garcia, F.Martin, F.Falcone, J.Bonache, I.Gil, T.Lopetegi, M.A.G.Laso, M.Sorolla and R.Marqués, "Spurious passband suppression in microstrip coupled line band pass filters by means of split ring resonators", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.14, pp 416-418, 2004
- [68] J.Garcia-Garcia, F.Martin, F.Falcone, J.Bonache, J.D.Baena, I.Gil, E.Amat, T.Lopetegi, M.A.G.Laso, J.A.M.I tumendi, M.Sorolla and R.Marqués "Microwave filters with improved stopband based on sub-wavelength resonators", *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, vol.53, pp. 1997-2006, 2005.
- [69] J.Garcia-Garcia, J.Bonache, F.Falcone, J.D.Baena, F.Martin, I.Gil, T.Lopetegi, M.A.G.Laso, A.Marcotegui, R.Marqués and M.Sorolla, "Stepped-impedance lowpass filters with spurious passband suppression", *Electronics Letters*, vol.40, pp 881-883, 2004
- [70] J. Zhang, B. Cui, S. Lin, and X.-W. Sun, "sharp-rejection low-pass filter with controllable transmission zero using complementary split ring resonators (CSRRs) ", *Progress In Electromagnetics Research*, vol 69, pp 219-226, 2007.
- [71] S. S. Karthikeyan and R. S. Kshetrimayum, "Harmonic suppression of parallel coupled microstrip line bandpass filter using CSRR", *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 7, pp 193-201, 2009
- [72] S. S. Karthikeyan and R. S. Kshetrimayum, "compact wideband bandpass filter using open slot split ring resonator and cmrc", *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 10, pp 39-48, 2012
- [73] R.C. Hansen and Bruke, "Antennas with Magneto-Dielectrics Substrate", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol 26, pp 75-78, 2000.
- [74] P.Ikonen, S.Maslovski, and S.Tretyakov, "PIFA loaded with artificial magnetic material: practical example for two utilization strategies", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol 46, pp.205-210, 2005.

- [75] Pekka Ikonen, Stanislav Maslovski, Sergei Tretyakov, “on artificial magneto-dielectric substrates with microstrip antennas: the role of frequency dispersion”, URSI General Assembly proceeding, New Delhi, India, 2005.
- [76] Pekka M. T. Ikonen, Stanislav I. Maslovski, Constantin R. Simovski, and Sergei A. Tretyakov, “On Artificial Magnetodielectric Loading for Improving the Impedance Bandwidth Properties of Microstrip Antennas”, IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 54, no. 6, 2006.
- [77] A. Alù, F. Bilotti, N. Engheta, and L. Vegni, “Sub-wavelength, compact, resonant patch antennas loaded with metamaterials”, IEEE Transactions on Antennas Propagation, vol. 55, no. 1, pp. 13-25, 2007.
- [78] F. Bilotti, L. Vegni, “From metamaterial-based to metamaterial-inspired miniaturized antennas: a possible procedure and some examples”, URSI General Assembly proceeding, Chicago, USA, 2008.
- [79] F. Bilotti, A. Alù, and L. Vegni, “Design of miniaturized metamaterial patch antennas with μ negative loading”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 6, pp. 1640-1647, 2008.
- [80] A. Erentok, P.L. Luljak and R. W. Ziolkowski, “Characterization of a Volumetric Metamaterial Realization of an Artificial Magnetic Conductor for Antenna Applications”, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 53, no. 1 pp. 160-172, 2005.
- [81] R. W. Ziolkowski, “Metamaterial realizations of perfect magnetic conductors and their applications,” in Proc. USNC/URSI Nat. Radio Science Meeting Dig., vol. 1, San Antonio, TX, 2002.
- [82] R. W. Ziolkowski and Erentok, “A metamaterial description of a volumetric artificial magnetic conductor”, in proc International Symposium on Electromagnetic Theory URSI EMTS, pp 188-190, 2004.
- [83] M. Latrach, H. Rmili, C. Sabatier, E. Seguenot and S. Toutain, “Design of a new type of Metamaterial radome for low frequencies”, Microwave and optical technology letters., vol. 52, no. 5 pp. 1119-1123, 2010.
- [84] Ntaikos, D.K., Bourgis, N.K., Yioultis, T.V., “Metamaterial-Based Electrically Small Multiband Planar Monopole Antennas”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 10, pp. 963-966, 2011.

- [85] G. Du, X. Tang, and F. Xiao, "Tri-band metamaterial-inspired monopole antenna with modified s-shaped resonator", *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 23, pp. 39–48, 2011.
- [86] Shobhit K. Patela and Y.P. Kosta, "Meandered Multiband Metamaterial Square Microstrip Patch Antenna Design", *Waves in Random and Complex Media*, vol 22, no 4, 2012.
- [87] Mehdipour, A. ; Denidni, T.A. ; Sebak, A.R., "Multiband antenna loaded by metamaterial-based ZOR and CSRR with monopolar radiation pattern", in *proc IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI) IEEE*, pp 928 - 929, 2013.
- [88] Mehdipour, A. ; Denidni, T.A. ; Sebak, A.R., "Multi-Band Miniaturized Antenna Loaded by ZOR and CSRR Metamaterial Structures With Monopolar Radiation Pattern", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol 62, no 2, pp 555 - 562, 2014
- [89] Sameer Kumar Sharma and Raghvendra Kumar Chaudhary, "Dual-band metamaterial-inspired antenna for mobile applications", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol 57, no 6, pp 1444-1447, 2015.
- [90] R. Marques, F. Mesa, J. Martel and F. Medina. "Comparative analysis of edgeand broadside-coupled split ring resonators for metamaterial design. theory and experiments". *IEEE Transacion of Antennas and Propagation*, vol 51, pp 2572-2581, 2003.
- [91] J. D. Baena, L. Jelinek, and R. Marqus. "Towards a systematic design of isotropic bulk magnetic metamaterials using the cubic point groups of symmetry. *Physical Review B*, 76:245115/1{14, December 2007.
- [92] O'Handley, Robert C, *Modern Magnetic Materials*. Hoboken, NJ: Wiley, 2000.
- [93] Zoya B. Popović, Branko D. Popović, *Introductory Electromagnetics*, Prentice Hall, 2000
- [94] S. Anantha Ramakrishna. *Physics of negative refractive index materials. Report progress in physics*, vol 68, pp449-521, 2005.
- [95] W. H. Hayt and J. A. Buck, *Engineering Electromagnetics*, McGraw-Hill, 2001.
- [96] K. Buell, H. Mosallaei, and K. Sarabandi. "A substrate for small patch antennas providing tunable miniaturization factors". *IEEE Transaction on Microwave and Technology*, vol 54, pp 135-146, 2006.
- [97] Ali Kabiri, Leila Yousefi, and Omar M. Ramahi. "On the Fundamental Limitations of Artificial Magnetic Materials". *IEEE Transaction on Antennas and propagation*, vol. 58, no. 7, 2010.
- [98] David J. Griffiths *Introduction to Electrodynamics*, Prentice Hall; 1999

- [99] J Bird, *Electrical Principles and Technology for Engineering.*, Butterworth-Heinemanne, 2001.
- [100] R. Schinzinger and P. Laura. *Conformal mapping: methods and applications.* Elsevier, 1991.
- [101] John Bird, *Electrical and Electronic Principles and Technology*, Elseiver 2010
- [102] Y. T. Lo and W. Lee. *Antenna Handbook: Theory, Application, and Design.* Van Nostrand Reinold Co., New York, 1988.
- [103] Falcone, T. Lopetegi, J.D. Baena, R. Marques, F. Martin, and M. Sorolla. “Effective negative- ϵ stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators”. *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol 14, no 6, pp 280-282, 2004.
- [104] R. Marques, F. Martin, and Sorolla, M. *Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications.* John Wiley and Sons Inc., 2008.
- [105] H.G. Booker. “Slot materials and their relation to complementary wire aerials (Babinet's principle)”. *J. Inst. Elect. Eng.*, pt. III-A, vol 93, no 4, pp 620-626, 1946.
- [106] F. Falcone, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. D. Baena, J. Bonache, M. Beruete, R. Marques, F. Martin, and M. Sorolla. “ Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials”. *Phys. Rev. Lett.*, vol 93, no 19 : 197401, 2004.
- [107] J.D. Baena, J. Bonache, F. Martin, R.M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J. Garcia-Garcia, I. Gil, M.F. Portillo, and M. Sorolla. “ Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines”. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol 53, no 4, pp 1451-1461, 2005.
- [108] Heinz E. Knoepfel, *Magnetic Fields: A Comprehensive Theoretical Treatise for Practical*, Wiley, 2008.
- [109] Richard P. Feynman, Robert B. Leighton, Matthew Sands, *The Feynman Lectures on Physics, Vol. II: The New Millennium Edition: Mainly Electromagnetism and Matter.* Basic Books Publication, 2011
- [110] Chen and T. M. Grzegorzczuk and B. Wu and J. Pacheco and J. A. Kong. “Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials”. *Phys. Rev. E*, vol 70, no 1, 2004.
- [111] Kabiri A., Ramahi O.M. “ n^{th} order Rose curve as a generic candidate for RF artificial magnetic material”. *Applied Physics A*, vol 103, no 3, pp 831-834, 2011.

- [112] Y. Xie, L. Li, C. Zhu, and C. Liang, "A novel dual-band patch antenna with complementary split ring resonators embedded in the ground plane," *Progress In Electromagnetics Research Letters.*, vol. 25, pp. 117–126, Jan., 2011
- [113] Turkmen, O., E. Ekmekci and G. Turhan-Sayan, "A New Multi-ring SRR Type Metamaterial Design with Multiple Magnetic Resonances," *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings*, vol. 34, pp 315–319, 2011.
- [114] Zhang J. J. Zhang, B. Cui, S. Lin, and X.-W. Sun "Sharp-rejection low-pass filter with controllable transmission zero using split ring resonators (CSRRS) ", *Progress In Electromagnetics Research*, vol 69, pp 219- 226, 2007.
- [115] Dong-sheng La and Ying-hua Lu " Novel band-pass filters using complementary split ring resonators. *Microwave and Optical Technology Letters*", vol. 54, no. 2, pp 449-451, 2012.
- [116] Jinqun Lua and Dongsheng La " Novel band-pass filters using E-shape resonators". *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 27, no. 4, pp 458-463,2013.