



École Nationale Polytechnique
Département d'Électronique
Laboratoire des Dispositifs de Communications
et de Conversations Photovoltaïques (LDCCP)



Thèse de Doctorat en Electronique

Option : Télécommunications

Présenté par:

FERTAS Khelil

Magistère en Électronique, de l'École Militaire Polytechnique

Intitulé

Proposition de Nouvelles Antennes Multifonctions pour les Systèmes de Communication Modernes

Soutenu publiquement le 07/ 02 / 2021 devant le jury composé de

Présidente :	Mme TOUHAMI Rachida	Professeur	ENP
Rapporteurs :	Mr AKSAS Rabia	Professeur	ENP
	Mr GHANEM Farid	Maître de recherches A	CIP
Examineurs :	Mr AZRAR Arab	Professeur	UMBB
	Mr DAHIMENE AbdElhakim	Professeur	UMBB
	Mr CHALLAL Mouloud	Professeur	UMBB
	Mr ADNANE Mourad	Professeur	ENP

ENP 2021



École Nationale Polytechnique
Département d'Électronique
Laboratoire des Dispositifs de Communications
et de Conversations Photovoltaïques (LDCCP)



Thèse de Doctorat en Electronique

Option : Télécommunications

Présenté par:

FERTAS Khelil

Magistère en Électronique, de l'École Militaire Polytechnique

Intitulé

Proposition de Nouvelles Antennes Multifonctions pour les Systèmes de Communication Modernes

Soutenu publiquement le 07/ 02 / 2021 devant le jury composé de

Présidente :	Mme TOUHAMI Rachida	Professeur	ENP
Rapporteurs :	Mr AKSAS Rabia	Professeur	ENP
	Mr GHANEM Farid	Maître de recherches A	CIP
Examineurs :	Mr AZRAR Arab	Professeur	UMBB
	Mr DAHIMENE AbdElhakim	Professeur	UMBB
	Mr CHALLAL Mouloud	Professeur	UMBB
	Mr ADNANE Mourad	Professeur	ENP

ENP 2021

ملخص

يتمثل العمل المقدم في هذه الأطروحة في اقتراح تصاميم جديدة لهوائيات متعددة الوظائف في التردد (وظائف الترشيح) لتطبيقات الراديو الإدراكي. بعد مقدمة حول طرق التحسين ، ولا سيما الخوارزمية الجينية ، تم تفصيل الهوائيات متعددة الوظائف. تم تقديم طريقة محسنة لتصميم هوائيات غير تقليدية متعددة النطاقات وعريضة النطاق مع مرشحات (DGS). تم تصميم مرشح مضغوط قابل لإعادة التشكيل مع ثلاثة نطاقات تردد مرفوضة باستخدام تقنيات الميتامواد. تم استغلال مبدأ الترشيح هذا للحصول على تصميم مشترك لهوائي مرشح مرن يجعل من الممكن رفض النطاقات الضيقة في نطاق عريض للغاية. نتائج المحاكاة مدعومة بالقياسات.

كلمات مفتاحية

هوائيات متعددة الوظائف ، خوارزمية جينية ، مرشح قابل لإعادة التشكيل ، ميتامواد.

Abstract

The work presented in this thesis consists in proposing new architectures of multifunction frequency antennas (filtering functionalities) for Cognitive Radio applications. After an introduction on the optimization methods, particularly the genetic algorithm, a state of the art on multifunction antennas was detailed. An improved method for the design of unconventional multi-band and ultra wide band antennas with ground defect filters (DGS) was presented. A compact reconfigurable filter with three rejected frequency bands was designed using metamaterial techniques. This filtering principle was exploited to have a flexible filter-antenna co-design that allows to reject narrow bands in an ultra wide band. Simulation results are well corroborated by measurements.

Keywords

Multifunction antennas, Genetic algorithm, Reconfigurable filter, Metamaterials.

Résumé

Le travail présenté dans cette thèse consiste à proposer de nouvelles architectures d'antennes multifonctions en fréquence (fonctionnalités de filtrage) pour les applications Radio Cognitives. Après avoir une introduction sur les méthodes d'optimisation particulièrement l'algorithme génétique, un état de l'art sur les antennes multifonctions a été détaillé. Une méthode améliorée pour la conception d'antennes non conventionnelles multi-bandes et ultra large bandes avec des filtres à défaut de masse (DGS) a été présentée. Un filtre reconfigurable compact à trois bandes de fréquences rejetées a été conçu en utilisant les techniques métamatériaux. Ce principe de filtrage a été exploité pour avoir une co-conception filtre-antenne flexible qui permet de rejeter des bandes étroites dans une ultra large bande. Les résultats de simulations sont bien corroborés par des mesures.

Mots Clés

Antennes multifonctions, Algorithme génétique, Filtre reconfigurable, Métamatériaux.

REMERCIEMENTS

*Ce travail de recherche a été réalisé au sein du Laboratoire des Dispositifs de Communications et de Conversations Photovoltaïques (LDCCP), de l'École Nationale Polytechnique, sous la direction du **Professeur Rabia AKSAS** et la co-direction du **Dr Farid GHANEM**.*

*Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur le Professeur **Rabia AKSAS** pour son soutien continu, sa disponibilité et ses précieux conseils et qui m'a laissé une grande liberté dans le choix et l'orientation de mes travaux tout en sachant me guider. Je tiens à souligner la qualité de ses observations pertinentes, sa grande rigueur scientifique et son investissement dans cette étude.*

*Je remercie très chaleureusement le Dr **Farid GHANEM**, pour m'avoir offert l'opportunité de travailler sur un sujet de thèse passionnant. J'ai surtout apprécié la confiance qu'il m'a témoignée et ses précieux conseils.*

*Je tiens à remercier, le Professeur **Rachida TOUHAMI**, de l'École Nationale Polytechnique, qui m'a fait l'honneur d'accepter de présider le jury.*

Je tiens à exprimer mes remerciements à :

*Monsieur **Arab AZRAR**, Professeur à l'université de Boumerdès, pour avoir bien voulu accepter d'examiner ce travail.*

*Monsieur **AbdElhakim DAHIMENE**, Professeur à l'université de Boumerdès, pour avoir bien voulu accepter d'examiner ce travail.*

*Monsieur **Mouloud CHALLAL**, Professeur à l'université de Boumerdès, pour avoir accepté de faire partie des membres de jury et d'examiner ce travail.*

*Monsieur **Mourad ADNANE**, Professeur à l'École Nationale Polytechnique, pour avoir accepté de faire partie des membres de jury et d'examiner ce travail.*

*Enfin, je tiens à remercier le **Pr Smail TEDJINI**, Professeur à LCIS, Grenoble France et le Docteur **Ali Mansoul** de CDTA pour leurs précieux conseils.*

Dédicaces

A la mémoire des martyrs de la Guerre de Libération

Algérienne.

A Tous ceux qui me sont les plus chers : ma mère, mon père,

ma femme et mes enfants .

A mes sœur et mes frères.

A toute ma famille, petit et grand.

A tous mes amis.

Je dédie ce modeste travail.

Table des matières

LISTE DES ABREVIATIONS	10
NOTATIONS	11
INTRODUCTION GÉNÉRALE	12
CHAPITRE I: ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES MULTIFONCTIONS.....	19
I.1 Introduction.....	19
I.2 Les antennes multi-bandes et ultra larges bandes	20
I.3 Optimisation d'antennes	21
I.4 Algorithmes génétiques.....	23
I.5 Antennes reconfigurables.....	24
I.5.1 Définition.....	24
I.5.2 Avantages et inconvénients des antennes reconfigurables	24
I.5.3 Technologies utilisées pour la reconfiguration	25
I.5.4 Reconfigurabilité en fréquence.....	26
I.6 Fonctionnalités de filtrage.....	32
I.7 Les métamatériaux	37
I.7.1 Définition.....	37
I.7.2 Classification des métamatériaux	37
I.8 Applications des métamatériaux en filtrage	38
I.9 Agilité des fonctions filtre-antennes ULB.....	40
I.10 Outils de simulation	42
I.11 Conclusion	43
CHAPITRE II: OPTIMISATION DES ANTENNES MULTIFONCTIONS UTILISANT L'AG.....	45
II.1 Introduction.....	45
II.2 Optimisation d'une antenne multi-bande avec un filtre DGS par l'AG	45
II.2.1 Géométrie d'antenne et paramètres de l'AG	46
II.2.2 Résultats de simulation et discussions	48
II.2.3 Réalisation et mesure.....	54
II.2.4 Étude comparative	58
II.3 Optimisation d'une antenne ULB avec un filtre DGS par AG	58
II.3.1 Présentation du problème	58
II.3.2 Antenne de départ.....	59
II.3.3 Optimisation du filtre à défaut de masse	61
II.3.4 Résultats et discussions	62
II.4 Conclusion	64
CHAPITRE III: CONCEPTION DES FILTRES A BASE DES METAMATERIAUX.....	66
III.1 Introduction.....	66

III.2	Conception des cellules métamatériaux	66
III.2.1	Cellule de base.....	68
III.2.2	Etude de l'agilité de la cellule	70
III.2.3	Effet de la rotation de l'anneau interne de la cellule	71
III.2.4	Etude paramétrique de la cellule RAF hexagonale	73
III.3	Etude de l'association d'une ligne et des cellules RAF	76
III.3.1	Ligne de transmission	76
III.3.2	Disposition de la cellule	77
III.3.3	Conception et réalisation d'un filtre à trois bandes rejetées	80
III.4	Conception d'un filtre reconfigurable à trois bandes rejetées.....	85
III.4.1	Cellule métamatériau	85
III.4.2	Configuration du filtre	87
III.4.3	Configuration du commutateur de filtre	90
III.5	Validation expérimentale: résultats et discussions	92
III.6	Conclusion	96
CHAPITRE IV:	CONCEPTION D'ANTENNES ULB RECONFIGURABLES	98
IV.1	Introduction.....	98
IV.2	Conception d'une antenne ULB à balayage de deux bandes rejetées	99
IV.2.1	Configuration proposée	99
IV.2.2	Résultats de simulation	100
IV.2.3	Validation expérimentale: résultats et discussions	104
IV.3	Conception d'une antenne ULB à deux bandes rejetées commutable	107
IV.3.1	Objectif de l'étude	107
IV.3.2	Configuration de l'antenne	108
IV.3.3	Résultats et discussions	110
IV.4	Conclusion	112
	CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES	113
	LISTE DES PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS.....	116
	ANNEXES	128

Liste des figures

Figure I.1 (a) Antenne Bow-tie fabriquée, (b) $ S_{11} $ simulé et mesuré	27
Figure I.2 (a) Antenne réalisée chargée par MEMS, (b) Module du coefficient de réflexion ...	28
Figure I.3 (a) Antenne réalisée chargée par DTC, (b) VSWR simulé et mesuré.	28
Figure I.4 (a) Photographie du prototype réalisé, (b) Comparaison entre $ S_{11} $ simulé et mesuré	29
Figure I.5 (a) Prototype d'une antenne accordable, (b) $ S_{11} $ mesuré.....	30
Figure I.6 (a) Antenne patch circulaire agile avec diodes, (b) $ S_{11} $	30
Figure I.7 (a) Photographie du prototype réalisé, (b) Module du coefficient de réflexion	31
Figure I.8 (a) Photographie de l'antenne U-inversé réalisée, (b) $ S_{11} $	32
Figure I.9 (a) Photographie de l'antenne Vivaldi, (b) $ S_{11} $ simulé	32
Figure I.10 (a) Photographie du prototype réalisé, (b) VSWR simulé et mesuré	34
Figure I.11 (a) Photographie de l'antenne ULB réalisée, (b) VSWR simulé et mesuré	34
Figure I.12 (a) Photographie des filtres réalisés, (b) et (c) Paramètres S simulés et mesurés....	35
Figure I.13 (a) Photographie du filtre réalisé, (b) Paramètres S simulés et mesurés	36
Figure I.14 (a) Photographie du filtre réalisé, (b) Paramètres S simulés et mesurés	36
Figure I.15 Classes des matériaux.	38
Figure I.16 (a) SRRs associés à une ligne de 50 Ω , (b) Résultats de simulation.	39
Figure I.17 (a) Filtre reconfigurable proposé, (b) Résultat de simulation.....	39
Figure I.18 (a) Antenne ULB chargée par CSRRs, (b) VSWR simulé et mesuré.....	40
Figure I.19 (a) Antenne CPW ULB chargée par SRRs, (b) S_{11} simulé et mesuré	40
Figure I.20 (a) Structure de l'antenne circulaire proposée, (b) S_{11} simulé et mesuré	41
Figure I.21 (a) Antenne ULB chargée par fentes, (b) VSWR mesuré de l'antenne.....	42
Figure II.1 Géométrie de l'antenne patch quadrillée.	46
Figure II.2 Géométrie de l'antenne patch à deux bandes de fréquences utilisant l'AG.....	49
Figure II.3 Paramètres S_{11} simulés de l'antenne avant et après optimisation.....	49
Figure II.4 Configuration de l'antenne triple bande utilisant l'AG:.....	50
Figure II.5 Module du coefficient de réflexion simulé de l'antenne triple bande optimisée	51
Figure II.6 Distribution du courant: (a) $f=3.5\text{GHz}$, (b) $f=5.3\text{GHz}$, (c) $f=7.2\text{GHz}$	52
Figure II.7 Configuration du plan de masse avec filtre DGS utilisant l'AG	52
Figure II.8 Module du coefficient de réflexion simulé de l'antenne avec et sans filtre DGS. ...	53
Figure II.9 Gain obtenu de l'antenne avec et sans filtre DGS:	53
Figure II.10 Photographie des antennes fabriquées:.....	54

Figure II.11 $ S_{11} $ simulé et mesuré de l'antenne double bande.....	55
Figure II.12 $ S_{11} $ simulé et mesuré de l'antenne triple bande.	55
Figure II.13 $ S_{11} $ simulé et mesuré de l'antenne proposée avec filtre DGS.	56
Figure II.14 Procédé de mesure du diagramme de rayonnement en chambre anéchoïque.	56
Figure II.15 Diagramme de rayonnement simulé et mesuré dans les plans E et H.....	57
Figure II.16 Configuration de l'antenne initiale.	59
Figure II.17 Configuration de l'antenne optimisée.....	60
Figure II.18 Module du coefficient de réflexion de l'antenne avant et après optimisation.	60
Figure II.19 Zone d'optimisation du filtre au niveau du plan de masse.	61
Figure II.20 Distribution surfacique du courant dans l'antenne à la fréquence 3.7 GHz.	62
Figure II.21 Structure du filtre DGS.....	62
Figure II.22 Module du coefficient de réflexion simulé de l'antenne ULB avec DGS.....	63
Figure II.23 Comparaison entre les $ S_{11} $ de l'antenne avec et sans DGS.	63
Figure III.1 Circuit électrique équivalent d'un RAF.	67
Figure III.2 Configuration d'une cellule RAF de forme hexagonale.	68
Figure III.3 Excitation de la cellule métamatériau.	68
Figure III.4 Paramètres S simulés de la cellule SRR.....	69
Figure III.5 Partie réelle de la perméabilité relative effective.....	70
Figure III.6 Variation de S_{21} en fonction de la présence et de l'absence du gap.....	71
Figure III.7 Différent angles de rotation de l'anneau interne.	71
Figure III.8 Evolution fréquentielle de S_{21} pour différentes valeurs de l'angle de rotation θ	72
Figure III.9 Influence de la largeur de piste sur le coefficient de transmission.	73
Figure III.10 Influence de l'espacement entre les deux anneaux sur S_{21}	74
Figure III.11 Influence de la largeur de l'ouverture des deux anneaux.....	75
Figure III.12 Configuration d'une ligne microruban 50 Ω	76
Figure III.13 Résultats de simulation des paramètres S_{11} et S_{21} de la ligne microruban.	77
Figure III.14 Différentes configurations de la ligne et la cellule.	78
Figure III.15 Résultats de simulation du paramètre S_{21} selon les différents cas.	78
Figure III.16 Etude de l'effet de la distance d entre la ligne et la cellule.....	79
Figure III.17 Résultats de simulation de l'évolution fréquentielle du paramètre S_{21}	79
Figure III.18 Configuration du filtre coupe bande à trois cellules identiques.....	80
Figure III.19 Influence du nombre des cellules sur la réponse fréquentielle du S_{21}	81
Figure III.20 Configuration du filtre à trois bandes rejetées.	82

Figure III.21 Résultats de simulation des paramètres S_{21} et S_{11} en fonction de la fréquence. ...	82
Figure III.22 Distribution du courant surfacique:.....	83
Figure III.23 Photographie à l'échelle 1 du filtre coupe bande réalisé.	83
Figure III.24 Procédure de la mesure des paramètres S par analyseur de réseau.....	84
Figure III.25 Courbes comparatives entre S_{21} mesuré et celui simulé.	84
Figure III.26 Structure de la cellule HMC proposée.	85
Figure III.27 Variations fréquentielles de la partie réelle de la perméabilité relative	86
Figure III.28 Disposition du filtre proposé à trois bandes rejetées.....	87
Figure III.29 Modèle électrique proposé pour le filtre.	88
Figure III.30 Paramètres S du filtre proposé avec trois bandes rejetées.	89
Figure III.31 Distribution du courant au niveau du filtre pour les trois fréquences	90
Figure III.32 Structure du filtre proposé avec interrupteurs.....	90
Figure III.33 Variations fréquentielles du module de S_{21} simulé du filtre proposé	91
Figure III.34 Photographie de l'un des prototypes réalisés.....	93
Figure III.35 Paramètres S_{21} et S_{11} simulés et mesurés du filtre proposé.....	94
Figure III.36 Retard de groupe mesuré de l'un des prototypes fabriqués.	95
Figure IV.1 Géométrie de l'antenne proposée.	99
Figure IV.2 Variation fréquentielle du paramètre VSWR simulé de l'antenne.	100
Figure IV.3 Distribution du courant au niveau de l'antenne.	102
Figure IV.4 Gain simulé avec et sans les cellules métamatériaux.	102
Figure IV.5 Angle de rotation de l'anneau interne par rapport à l'anneau externe.....	103
Figure IV.6 Evolution fréquentielle du paramètre VSWR simulé.	104
Figure IV.7 Prototypes réalisés correspondant aux quatre cas.....	105
Figure IV.8 Comparaison entre le S_{11} simulé et mesuré pour le cas A.	105
Figure IV.9 Module du coefficient de réflexion mesuré pour les quatre cas.	106
Figure IV.10 Comparaison du diagramme de rayonnement simulé et mesuré.	107
Figure IV.11 Géométrie de l'antenne proposée	108
Figure IV.12 Module du coefficient de réflexion simulé pour différents états.....	110
Figure IV.13 Distribution du courant de l'antenne proposée pour différents états.....	111
Figure IV.14 Diagramme de rayonnement simulé	112

Liste des tableaux

Tableau II.1 Etude comparative.	58
Tableau III.1 Influence de l'angle θ sur le coefficient de transmission.	72
Tableau III.2 Les paramètres optimisés des cellules.	86
Tableau III.3 Configuration des commutateurs pour chaque cas.	92
Tableau III.4 Comparaison avec les filtres existant dans la littérature.....	95
Tableau IV.1 Configuration des commutateurs pour quatre cas.	103
Tableau IV.2 Dimensions géométriques de l'antenne.....	109
Tableau IV.3 Configuration des commutateurs pour chaque état.	109

LISTE DES ABBREVIATIONS

AG	Algorithme Génétique
BP	Bande Passante
CPW	CoPlanar Waveguide
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CST	Computer Simulation Technology
DGS	Defected Ground Structure
DTC	Digitally Tunable Capacitor
EBG	Electromagnetic Band-Gap
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FBW	Frequency Band Width très
FCC	Federal Communication Commission
FIT	Finite Integral Technique
FR4	Flame Resistant 4
GSM	Global System for Mobile Communications
HFSS	High Frequency Structure Simulator
IL	Insertion Loss
LHM	Left Handed Materials
LTE	Long Term Evolution
MEMS	Micro Electro Mechanical Systems
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MNG	Magnetic Negative
PIN	Positif Intrinsic Négative
QS	Qualité de Service
RAF	Résonateur en Anneau Fendu
RC	Radio Cognitive
ROS	Rapport d'Onde Stationnaire
RF	Radio Frequency
SDR	Software Defined Radio
SRR	Split Ring Resonator
ULB	Ultra Large Bande
VBA	Visual Basic for Applications
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WLAN	Wireless Local Area Network
WiFi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

NOTATIONS

\vec{E}	Le champ électrique (V/m).
\vec{H}	Le champ magnétique (A/m).
ϵ_{eff}	Permittivité effectif.
ϵ_r	Permittivité relative.
μ_{eff}	Perméabilité effectif.
μ_r	Perméabilité relative.
n	Indice de réfraction
f_r	La fréquence de résonance (Hz).
f_{min}	La fréquence minimale (Hz).
f_{max}	La fréquence maximale (Hz).
$ S_{11} $	Le module du coefficient de réflexion.
$ S_{21} $	Le module du coefficient de transmission.
\vec{S}	Le vecteur de poynting (W/m).
\vec{k}	Le vecteur d'onde.
λ	La longueur d'onde dans le milieu (m).
λ_0	La longueur d'onde dans le vide (m).
ω	La Pulsation (rad/s).
$\tan(\delta)$	Les pertes dans le diélectrique.
c	La vitesse de la lumière dans le vide (m/s).
Z	L'impédance caractéristique (Ω).
P_m	Probabilité de mutation.
P_c	Probabilité de croisement.
N_{pop}	Nombre des populations.
N_{gen}	Nombre des générations.
d	Dimension de subdivision (mm).
C_{eq}	La capacité totale créée par la cellule (F).
L_{eq}	L'inductance équivalente (H).
r_{eq}	Le rayon effectif (m).
Δ	La mesure où le périmètre de demi-anneau supérieur diminue et celle du bas augmente.
α	L'intégrale elliptique de deuxième espèce.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

De nos jours, la demande croissante de bandes de fréquences suscite un grand intérêt pour les nouveaux systèmes de communications. De ce fait, l'utilisation, de plus en plus accrue, des applications sans fils différentes (avions, Smartphones, véhicules automobiles...) conduit à l'utilisation d'un nombre important d'antennes ce qui entraîne un encombrement spatial. Pour y remédier, il faut utiliser à la fois des aériens compacts et multi-tâches tout en évitant les problèmes d'interférences et d'augmenter le débit de transmission.

Les liaisons radioélectriques, dites multiservices comme la radio cognitive, sont dotées d'intelligence qui permet de détecter les changements dans leur environnement afin de maintenir une qualité de service donnée. (Smart-antennas) À titre d'exemple, un Smartphone possède plusieurs antennes qui permettent d'assurer des fonctions telles que la téléphonie sur plusieurs bandes, la connexion à internet par WiFi, la navigation, la technologie NFC (Near-Field Communications) et le Bluetooth. Ce nombre d'applications tend à s'accroître considérablement avec l'émergence de nouveaux services. Cette intelligence, on peut la retrouver également au niveau des radars militaires dans le cas où l'ennemi utilise la technique de brouillage électronique pour rendre le radar inefficace. L'antenne d'un tel radar possède la faculté d'ajuster leurs bandes opérationnelles aux fréquences désirées ou bien d'assurer un filtrage fréquentiel efficace ou la rejection de celles non désirées avec l'option de reconfigurabilité en fréquence. Cela conduit donc à la nécessité de réunir plusieurs fonctions au sein d'une même et unique antenne. Ce besoin de regrouper les fonctionnalités de plusieurs systèmes radio au sein du même élément rayonnant présente un défi important et il est toujours d'actualité dans le domaine de ma recherche.

Des méthodologies de conception innovatrices d'antenne sont nécessaires pour répondre à ces besoins. Généralement, la plupart de ces antennes sont conçues en s'inspirant des modèles canoniques existants et de l'expérience acquise dans ce domaine. Mais il devient de plus en plus difficile de réunir toutes les caractéristiques souhaitées tout en satisfaisant aux contraintes commerciales. C'est pourquoi il est nécessaire de développer des outils permettant d'imaginer de manière méthodique et optimale de nouvelles structures.

Une approche permettant de résoudre ce problème consiste à coupler un code de simulation électromagnétique à un algorithme d'optimisation.

En ce qui concerne l'optimisation, parmi les différentes méthodes qui existent, nous nous sommes intéressés aux algorithmes génétiques (AG). En effet, en plus de leur robustesse et de leur faculté d'adaptation aux problèmes complexes, ils permettent d'obtenir aisément un bon compromis entre le choix d'un grand nombre de variables à optimiser et la solution optimale. Les algorithmes génétiques s'inspirent d'une technique de recherche stochastique basée sur le fonctionnement de l'évolution naturelle. La sélection est suivie de la procréation, réalisée à l'aide de croisements et de mutations au niveau du patrimoine génétique des individus (ou « génotype »), constitué d'un ensemble de gènes. Ainsi, deux individus « parents », qui se croisent, transmettent une partie de leur patrimoine génétique à leurs descendants. Le génotype de l'enfant fait que celui-ci est plus au moins bien adapté à l'environnement. S'il est bien adapté, il a une plus grande chance de procréer dans la génération future. Au fur et à mesure des générations, on sélectionne les individus les mieux adaptés, et l'augmentation du nombre des individus bien adaptés fait évoluer la population entière.

L'objectif de cette thèse est de proposer un nouveau système antennaire à faible profil composé d'une antenne non conventionnelle associée à un filtre compact reconfigurable en fréquence et compatible avec les applications ultra large bande.

Le travail présenté repose, essentiellement, sur l'exploitation des propriétés inédites des cellules métamatériaux unitaires aux fréquences micro-ondes. Des cellules métamatériaux unitaires agiles sont développées pour être ensuite associées, selon des conditions d'excitation électromagnétique en champ proche, à des dispositifs micro-ondes planaires afin de réaliser des systèmes antennaires reconfigurables.

Ce manuscrit est organisé de la façon suivante :

Après une introduction générale, nous allons présenter dans le premier chapitre, un bref rappel sur les antennes multi-bandes, ultra large-bande et une introduction aux méthodes d'optimisation particulièrement celles basées sur les algorithmes génétiques. Ainsi, on présentera un état de l'art sur les antennes reconfigurables en fréquences, les techniques de reconfigurabilité et le principe de filtrage. Enfin, nous présenterons les techniques métamatériaux et leur application dans l'agilité fréquentielle.

Le chapitre deux concerne la présentation d'un nouveau type d'antennes microruban non conventionnelles et non intuitives que nous avons conçu et optimisé par le couplage d'un code d'optimisation utilisant les algorithmes génétiques et le logiciel CST. Ce code développé en Visual Basic et implémenté dans l'interface VBA (Visuel Basic Application) du logiciel CST.

On abordera la conception et l'optimisation d'antennes microruban non conventionnelles pour diverses applications (multi-bande, ultra large bande et ultra large bande avec bandes rejetées). Les résultats de simulation et de mesure seront discutés.

Le chapitre trois sera dédié à la conception et à la réalisation d'un filtre reconfigurable compact à trois bandes de fréquences. Le filtre final proposé est basé sur l'association d'une ligne microruban et des cellules métamatériaux de formes hexagonales. Ces cellules permettent de fournir des perméabilités négatives à leurs fréquences de résonance.

Le chapitre quatre sera consacré au développement d'un système antenne basé sur une antenne Ultra Large Bande et des cellules métamatériaux reconfigurables. Ce système offre la possibilité d'obtenir un filtrage flexible des bandes étroites. Les résultats de mesure seront en outre étayés par la présentation de résultats de mesure.

Nous terminerons, enfin, par une conclusion générale qui nous permettra de faire le point et de donner les perspectives pour la continuation et l'amélioration de ce travail.

Chapitre I

Etat de l'art sur les antennes multifonctions

CHAPITRE I: ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES MULTIFONCTIONS

I.1 Introduction

Avec l'émergence technique et technologique de diversité enregistrée dans les systèmes de communication sans fil, de nombreuses applications et services exigent souvent des antennes avec plus de fonctionnalités que ne le permettent les conceptions conventionnelles. Nous pouvons citer par exemple, les véhicules automobiles, les communications par satellite, les systèmes Radar, les drones,...

En effet, une seule antenne multifonction peut cohabiter les fonctionnalités d'un certain nombre d'antennes à fonction unique et faire minimiser les interférences entre les différents services. La simplicité, la miniaturisation et le faible coût d'un système doivent être obtenu tout en améliorant les performances globales de radio multiservices et Radio Cognitive RC telle que la Qualité de Service (QS) et le débit.

Lors de la conception d'antennes paramétrées, il est parfois plus judicieux ou efficace, de se tourner vers l'optimisation pour trouver un jeu de paramètres satisfaisant, d'autant plus lorsque ceux-ci sont nombreux. Il est donc indispensable de développer des solutions permettant de concevoir de manière non intuitive de nouvelles structures.

Néanmoins, le développement de ces antennes nous offre des défis très importants. Ces défis ne résident pas uniquement dans l'obtention des niveaux de fonctionnalité souhaités de l'antenne, mais aussi dans l'intégration de ces fonctionnalités dans des systèmes complets pour arriver à une solution efficace et à faible coût.

Dans ce premier chapitre, nous présenterons un bref rappel sur les antennes multi-bandes, ultra larges-bandes et une introduction aux méthodes d'optimisation. Nous insisterons particulièrement sur celles basées sur les algorithmes génétiques. Ensuite, nous mentionnons un état de l'art sur les antennes reconfigurables en fréquences, les techniques de reconfigurabilité et le principe de filtrage qui sera détaillé.

Pour finir, nous présenterons les techniques métamatériaux et leurs applications dans l'agilité fréquentielle.

I.2 Les antennes multi-bandes et ultra larges bandes

L'exigence de la multiplication des bandes de fréquences ont généré un besoin croissant d'antennes multi-bandes ou larges bandes. De plus, l'emploi de telles antennes s'est généralisé dans les divers systèmes de télécommunications modernes. Néanmoins, la multiplication des bandes avec des caractéristiques bien déterminées (largeur de bande nécessaire, type de polarisation, gain) a augmenté la difficulté de l'optimisation de ces antennes. Les antennes permettant un contrôle de ces caractéristiques pour les différentes bandes de fréquences et présentant une méthodologie de dimensionnement facile sont très appréciées[1, 2].

Les applications civiles et militaires utilisent de plus en plus de bandes de fréquence. Cette utilisation exhaustive du spectre radioélectrique a engendré un grand intérêt pour les dispositifs permettant de couvrir deux ou plusieurs bandes simultanément. En effet, les antennes multi-bandes concrétisent clairement cette tendance de multiplication de bandes de fréquence, d'où l'importance des antennes multi-bandes et large bande.

Une antenne multi-bande, est par définition, une antenne fonctionnant dans deux ou plusieurs bandes de fréquence avec des performances assez similaires dans ces bandes. Le fonctionnement d'une antenne sur une bande de fréquence se traduit généralement par une bonne adaptation de l'antenne dans toute la plage des fréquences de cette bande. Cette adaptation est définie par un module du coefficient de réflexion (S_{11}) ou un Rapport d'Onde Stationnaire (ROS) à l'entrée de l'antenne inférieur à une valeur fixée. (Couramment : -10 dB pour le module du coefficient de réflexion et 2 pour le ROS)[3].

Une antenne large bande est une antenne dont les performances sont indépendantes ou quasi indépendantes de la fréquence. Ces antennes sont caractérisées par la largeur de leur bande de fonctionnements ainsi que par les limites minimales et maximales fixant respectivement la plus haute et la plus basse fréquence de fonctionnement. Il est convenu de distinguer les antennes large bande des antennes ultra large bande par un critère de la bande passante relative (BP) supérieure à 25%. L'expression de la bande passante relative s'écrit [3]

$$B(\%) = 200 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \quad \text{Equation I.1}$$

Pour un nombre donné de bandes de fréquence à couvrir, deux topologies d'antennes peuvent être utilisées. Toutefois, les performances recherchées (diagramme de rayonnement,

type de polarisation, gain...) ainsi que les contraintes fréquentielles (largeur de bande et l'espacement entre deux bandes successives), déterminent la configuration appropriée.

Concernant les contraintes fréquentielles, le premier critère de choix est l'écart fréquentiel entre la première et la dernière bande. En effet, les antennes multi-bandes sont limitées en largeur de bande (bande étroite). Ainsi, pour un écart assez important la configuration à base d'antennes multi-bandes est beaucoup plus commode. Dans les cas d'un écart faible, le nombre de bandes à couvrir est le deuxième paramètre à prendre en considération. En effet, plus le nombre de bandes à couvrir est grand, plus la conception à l'aide d'antennes multi-bandes est difficile à obtenir, voire impossible. Enfin, l'écart entre les bandes successives permet aussi de privilégier une configuration par rapport à une autre du moment où il n'est pas aisé d'avoir une configuration multi-bande avec des bandes relativement serrées. Une antenne multi-bande est une antenne beaucoup plus sélective qu'une antenne large bande. Autrement dit, elle ne permet de faire passer que les bandes d'intérêt en jouant ainsi le rôle d'un filtre. Pour une antenne large bande, un dispositif de filtrage peut s'avérer nécessaire dans certaines quelques applications. Un autre avantage des antennes multi-bandes par rapport aux larges bandes est la possibilité d'utiliser des éléments rayonnants indépendants pour chaque bande. Ainsi, il est aisé de faire varier la zone de couverture d'une des bandes sans modifier les couvertures des autres bandes. La variation de la couverture d'une bande est obtenue par la variation des dimensions de l'élément rayonnant responsable de cette bande. Il convient de signaler qu'une antenne large bande ne peut effectuer une telle modification [4].

I.3 Optimisation d'antennes

Lors de la conception d'antennes paramétrées, il est parfois plus judicieux, de se tourner vers l'optimisation pour trouver un jeu de paramètres satisfaisant. Une telle optimisation s'avère d'autant plus judicieuse que le nombre de paramètres est important. En effet, il est souvent impossible de séparer l'antenne en plusieurs sous parties indépendantes les unes des autres. Les paramètres étant liés entre eux et influencent le comportement de l'antenne, d'une manière qui n'est pas toujours modélisable mathématiquement (rendant donc délicate une conception empirique).

De manière générale, l'objectif d'un algorithme est de trouver une meilleure combinaison de ces paramètres de manière à minimiser la (ou les) fonction(s) de coût. Les critères de

performance d'un algorithme d'optimisation sont donc sa faculté à déterminer un minimum global de la fonction de coût et sa rapidité à converger vers celle-ci [5].

Il faut par ailleurs distinguer optimisation mono objectif et multi objectifs: la seconde comporte plusieurs fonctions de coût. La finalité consiste de minimiser les fonctions de coût. Cependant, dans le cadre multi objectifs, il n'est pas possible de diminuer simultanément toutes les fonctions de coût au delà d'une certaine limite.

Il existe plusieurs méthodes d'optimisation. Chacune d'entre elles convient à un problème spécifique [5, 6]. Le choix de la méthode dépend d'une série de caractéristiques du problème à optimiser, et surtout du comportement de la fonction qui le représente, comportement habituellement difficile à déterminer. Pour faire le choix de la méthode, il est aussi nécessaire d'avoir une bonne connaissance des outils d'optimisation.

Selon les caractéristiques du problème, il est possible de classer les méthodes d'optimisation en deux grands groupes[7, 8] :

- Programmation linéaire;
- Programmation non-linéaire.

Parmi les techniques de programmation non-linéaire, on trouve les méthodes stochastiques qui utilisent un ensemble d'actions. Ces méthodes cherchent la solution optimale de façon « aléatoire orientée », sans avoir besoin d'aucune information sur le comportement du problème. Ces méthodes sont appelées méthodes de recherche globale.

En ingénierie, notamment en électromagnétisme, les problèmes sont d'habitude complexes, non-linéaires, et nécessitent souvent l'utilisation de méthodes numériques pour leur résolution [9]. Ainsi, les outils de programmation non-linéaire sont les plus aptes pour leur optimisation. Parmi les méthodes stochastiques, il y en a une qui devient connue pour être robuste et pouvoir fonctionner sans avoir besoin de connaître le comportement du problème : les Algorithmes Génétiques (AGs). De nombreux travaux de recherche ont été réalisés avec succès en appliquant les AGs à l'optimisation de problèmes en électromagnétique [10-14].

Dans notre travail, on va utiliser et implémenter cette méthode d'optimisation par algorithmes génétiques en utilisant la programmation VBA (Visual Basic for Applications) sous CST afin de concevoir des antennes performantes avec des caractéristiques spécifiques.

Dans le paragraphe suivant, nous présenterons cet algorithme d'optimisation utilisé au cours des travaux de cette thèse.

I.4 Algorithmes génétiques

Ces algorithmes ont été initialement développés par John Holland, de l'université de Michigan, au début des années soixante. Ses travaux ont trouvé un premier aboutissement en 1975, avec la publication d'adaptation dans le système artificiel. John Holland poursuivait un double objectif : améliorer la compréhension des processus naturels d'adaptation et concevoir des systèmes artificiels possédant des propriétés similaires aux systèmes naturels. En effet, une grande partie de leur fonctionnement est basée sur le hasard. L'application des algorithmes génétiques aux problèmes d'optimisation a été formalisée par Goldberg en 1989 [15].

Les algorithmes génétiques résolvent des problèmes n'ayant aucune méthode de résolution décrite précisément, où la solution exacte est trop complexe pour être calculée en un temps raisonnable. C'est notamment, le cas des contraintes multiples complexes. Les AGs sont actuellement appliqués à des domaines de plus en plus variés. Ils sont devenus des outils d'optimisation importants dans l'ingénierie électromagnétique pour la conception de structures diverses.

L'AG nécessite d'abord le codage de l'ensemble des paramètres du problème d'optimisation sur une chaîne de longueur finie. L'Algorithme débute par la génération d'une population initiale d'individus (solutions) de façon aléatoire et l'évaluation de la fonction d'adaptation (fonction objectif) de tous les individus qui composent cette première population. Puis, des individus sont sélectionnés pour la reproduction selon le principe de la survie du plus adapté. Ensuite, des individus « enfants » (ou descendants) sont générés en appliquant les deux opérateurs génétiques suivants : le croisement et la mutation. Ces enfants sont placés dans une nouvelle population $P(t)$ et vont se substituer, en tout ou en partie, à la population de la génération précédente. De nouvelles populations d'individus vont ensuite se succéder, d'une génération (t) à la génération $(t+1)$, chaque génération représentant une itération jusqu'à l'atteinte du critère d'arrêt. L'AG présenté ainsi est dit générationnel car tous les individus enfants générés sont placés dans une population et vont remplacer entièrement la population des individus parents [10]. Le principe de base de l'AG est représenté dans l'annexe C.

Dans la première partie de notre travail, l'algorithme génétique sera exploité dans le but de concevoir et d'optimiser des antennes multi-bandes (bi-bandes et triple-bandes) ainsi que des antennes ULB non conventionnelles. Cette étude a été détaillée pour démontrer le pouvoir de l'AG à l'optimisation conjointe antennes-filtres DGS aussi non conventionnelles. Le choix des géométries de départ sont sous la forme des pixels métalliques et non-métalliques. Le codage utilisé est le codage binaire (0 et 1). Le 1 représente un pixel rempli et le 0 représente un pixel

vide. Donc le chromosome sera représenté par une chaîne de bits (0, 1) et la fonction coût est basée sur l'évaluation du module du coefficient de réflexion S_{11} .

La partie précédente a mis en évidence l'optimisation des antennes multi-bandes et ultra large bande en utilisant l'approche génétique. Une de ces antennes a été choisie comme antenne de référence de reconfigurabilité. Dans la partie suivante, nous décrivons les structures reconfigurables.

I.5 Antennes reconfigurables

I.5.1 Définition

D'après la littérature antennaires, la fonction de reconfigurabilité (accordabilité ou encore agilité) n'est pas nouvelle. Depuis de nombreuses années, ce type d'antennes est devenu un axe de recherche important [16-19]. Cependant, l'essor des techniques de diversité a suscité un intérêt considérable et croissant pour les antennes intelligentes. Cet intérêt a largement contribué à la conception de nouveaux dispositifs antennaires reconfigurables. Ces dispositifs permettent de faire face à la réduction d'encombrement et à l'augmentation de la qualité de services, des fonctionnalités demandées et du débit de transmission.

Une antenne est dite reconfigurable si elle est capable de changer au moins l'une de ses caractéristiques de fonctionnement (en termes de fréquence, de polarisation ou de diagramme de rayonnement) ou toute combinaison de ces caractéristiques. On peut classer les antennes reconfigurables en quatre types: reconfiguration en fréquence, en diagramme de rayonnement, en polarisation et les antennes reconfigurables mixtes [20]. La reconfiguration de l'antenne est obtenue par la modification de la distribution du courant d'excitation qui entraîne un changement d'un nombre de ses caractéristiques de rayonnement.

Le travail de recherche présenté de cette thèse, est consacré à la reconfigurabilité en fréquence.

I.5.2 Avantages et inconvénients des antennes reconfigurables

L'avantage principal d'une antenne reconfigurable est leur pouvoir d'accorder sa fréquence de fonctionnement par rapport à une antenne classique dont la fréquence de travail est fixe. Cette particularité permet d'accéder à de nouveaux standards qui n'avaient pas été pris en compte dans la conception d'origine, et peut donc augmenter considérablement sa durée

d'exploitation. Ceci peut être avantageux dans le matériel militaire notamment les Radars dans le cas des mesures et contre mesures électromagnétiques (guerre électronique) avec la possibilité de commutation rapide entre les différentes fréquences. Un autre avantage est exploité dans la radio logiciel (Software Defined Radio (SDR)), si la flexibilité régionale, dans le cas du passage d'une bande de fréquence allouée à tel pays à une autre bande de fréquence se traduit par le changement des canaux fréquentiels. Dans ce type de flexibilité, les antennes multi-bandes commutables peuvent y contribuer au niveau RF.

Il est important de noter que les antennes reconfigurables possèdent la capacité d'intégrer des fonctionnalités de filtrage ou d'amplification au niveau de l'antenne elle-même au lieu d'utiliser des blocs séparés (antenne / circuit RF/ circuit numérique...). Cette intégration permet de rendre l'antenne miniature et entraînant ainsi un gain volumique du système de communication. Il est par exemple possible de faire cohabiter deux modes de communication dans la même antenne, le mode ULB et le mode bande étroite, usuellement obtenus à l'aide de deux antennes différentes. Il est aussi possible, par action sur le rayonnement de l'antenne, d'avoir la diversité de polarisation ou de diagramme avec une seule antenne.

Cependant, les antennes reconfigurables présentent certains inconvénients. Le premier réside dans leur coût de fabrication, bien plus élevé que celui d'antennes conventionnelles. Ceci dû à l'ajout de composants actifs sur l'antenne et à la complexité de fabrication.

Le deuxième inconvénient des antennes reconfigurables provient de leur consommation énergétique, aussi bien dans le domaine continu que dans le domaine RF. En effet, les composants actifs devant souvent être polarisés en continu et consomment nécessairement de l'énergie qu'il faut prendre en compte dans le bilan énergétique du système.

Enfin, le principal inconvénient de ces antennes est leur complexité qui engendre des soucis liés aux structures de polarisation. Ainsi l'intégration de composants actifs dans une structure rayonnante, entraînent des difficultés conceptuelles et de simulation, notamment au niveau des calculs électromagnétiques.

I.5.3 Technologies utilisées pour la reconfiguration

Le développement de la microélectronique offre de nouvelles solutions pour obtenir des antennes reconfigurables avec de nouvelles approches plus efficaces et moins coûteuses. Certaines techniques ont eu recours à des composants localisés actifs intégrés dans la structure de l'antenne qui permettent de modifier sa longueur électrique effective, de réaliser des courts circuits ou des fentes commutables et d'activer ou désactiver des éléments parasites. Les

principales techniques de reconfiguration sont à base des diodes PIN, des diodes varicap, des MEMS, des commutateurs optiques, des capacités variables numériquement DTC, etc. [21].

D'autres méthodes basées sur l'agilité des substrats sont aussi mises en œuvre. Les matériaux "agiles" ou "intelligents" sont des matériaux dont les propriétés diélectriques (permittivité et/ou perméabilité) peuvent être modifiées. On obtient ainsi des matériaux à caractéristiques accordables (substrats ferroélectriques, ferromagnétiques et les cristaux liquides).

Il est important de noter qu'il n'existe pas une approche globale. Le choix technologique doit se faire en fonction des besoins de l'application ciblée particulièrement en termes d'encombrement, de consommation énergétique, de simplicité et de coût de fabrication.

I.5.4 Reconfigurabilité en fréquence

Il existe des organismes spécialisés dans chaque pays pour gérer l'allocation des bandes de fréquences, comme par exemple la FCC (Federal Communication Commission) aux Etats Unis et l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) en Europe, afin d'assurer la disponibilité de ces bandes de fréquences et réduire les problèmes interférences.

De plus, l'analyse du spectre fréquentiel à un instant donné montre que de larges plages de fréquences sont inutilisées. Il en résulte ainsi un gaspillage important des bandes passantes, ainsi qu'une saturation de certains canaux. L'antenne reconfigurable en fréquence se présente alors comme un candidat naturel pour surmonter ces problèmes.

La reconfiguration en fréquence possède deux modes d'agilité: discret et continu. L'agilité fréquentielle discrète autorise l'antenne à opérer sur un ensemble de valeurs discrètes autrement dit commutation fréquentiel, tandis que l'agilité fréquentielle continue permet de balayer les fréquences de travail de manière interrompue au sein de la bande d'excursion.

La reconfiguration en fréquence concerne plusieurs fonctions: la commutation entre différentes fréquences de fonctionnement, la commutation entre des modes large bande et bande étroite, l'accord en fréquence, la variation de la bande passante ou encore le réglage de fonctionnalités de filtrage, par exemple la réjection de bande de fréquences qui sera l'objet de notre travail présenté au quatrième chapitre.

Il est à noter par ailleurs que toute antenne accordable en fréquence est capable de commutation en fréquence: il suffit pour cela d'appliquer à l'élément accordable non plus une commande continue mais à états discrets. Plusieurs articles ont été menés dans cette optique.

a) Commutation de fréquence

La commutation de fréquences signifie que l'antenne permet de commuter entre plusieurs bandes en mode discret par l'intégration des composants actifs comme les diodes PIN, les MEMS ou les capacités variables (DTC). Une solution a été présentée dans la référence [21] où sept diodes PIN ont été incorporées afin de rendre l'antenne Bow-tie de référence reconfigurable en fréquence pour les applications Bluetooth, WiMAX et WLAN (figure I.1 a). La combinaison des diodes activées permet de changer la longueur effective de l'antenne ce qui amène à une bande de fonctionnement réglable électriquement. Les rendements de rayonnement mesurés sont de 53%, 63% et 71% respectivement pour les fréquences de résonances 2.4 GHz, 3.5 GHz et 5.5 GHz (figure I.1 b).

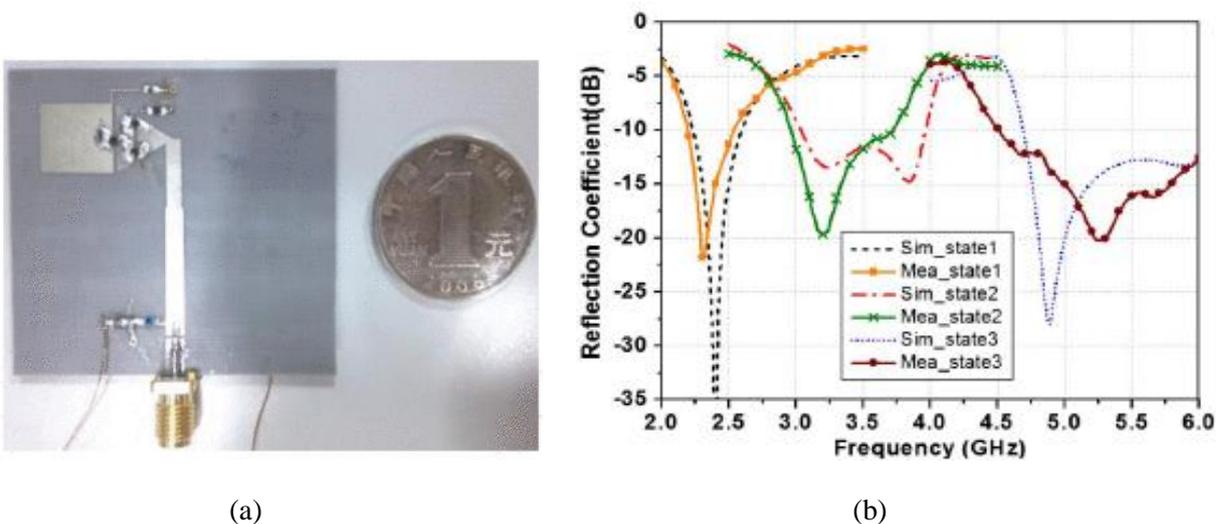


Figure I.1 (a) Antenne Bow-tie fabriquée, (b) $|S_{11}|$ simulé et mesuré de l'antenne chargée par diodes PIN [21].

Une autre façon d'obtenir la commutation de fréquences consiste à intégrer des interrupteurs MEMS sur une structure planaire de forme E large bande [22]. L'antenne optimisée (figure I.2) est alimentée par une sonde coaxiale. L'addition de deux switches MEMS permet de changer les dimensions des fentes et offrir deux bandes de fréquences commutables. La première située entre 2 et 2.6 GHz lorsque les MEMS sont à l'état OFF et la deuxième située entre 2.6 et 3.2 GHz à l'état ON des MEMS.

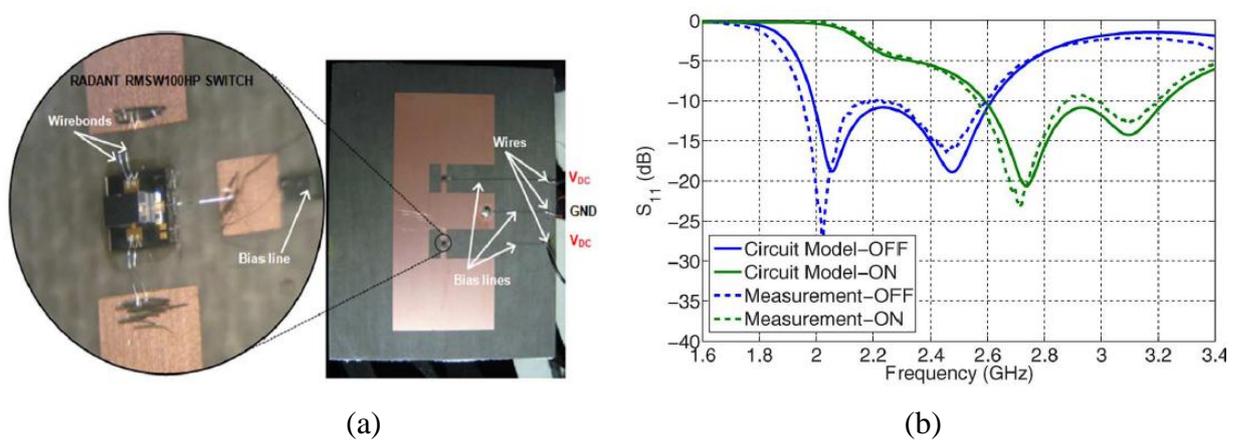


Figure I.2 (a) Antenne réalisée chargée par MEMS, (b) $|S_{11}|$ simulé et mesuré de l'antenne [22].

Une autre procédure est basée sur l'intégration d'une capacité variable DTC qui permet de changer son impédance d'entrée et par conséquent sa fréquence de résonance d'une manière discrète. Il s'agit d'un composant intégré composé d'un ensemble de capacités sélectionnables grâce à des commutateurs à base de la technologie CMOS. Les valeurs de cette capacité sont contrôlées par une commande numérique (microcontrôleur) qui permet de sélectionner l'état des commutateurs correspondant à chacune de ses valeurs [23].

Dans la référence [24], les auteurs ont présenté une antenne miniature reconfigurable (figure I.3 a) pour les terminaux mobiles de cinquième génération (5G). La commutation de l'état de la capacité permet de couvrir la bande LTE (600-700MHz) et la bande GSM (850-900MHz) (figure I.1 b).

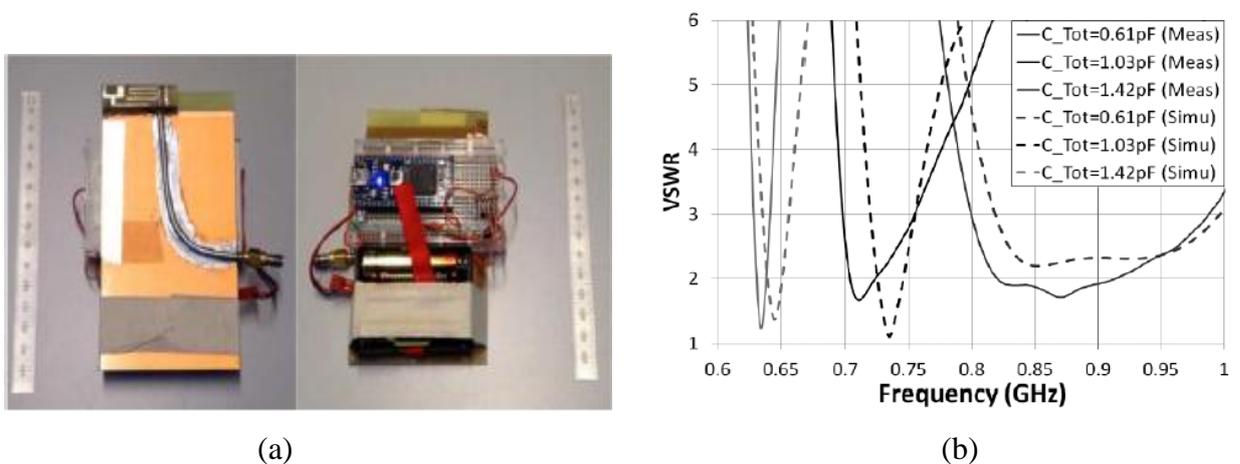
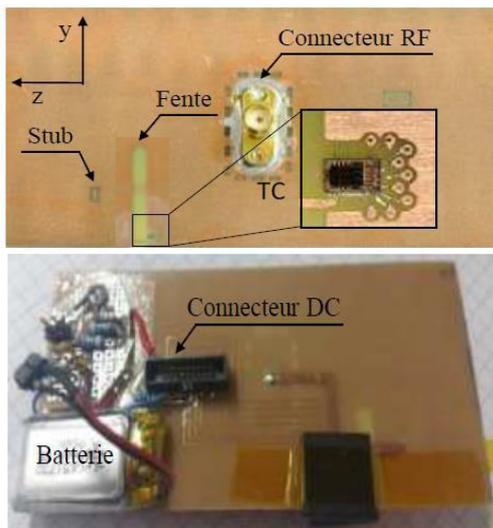
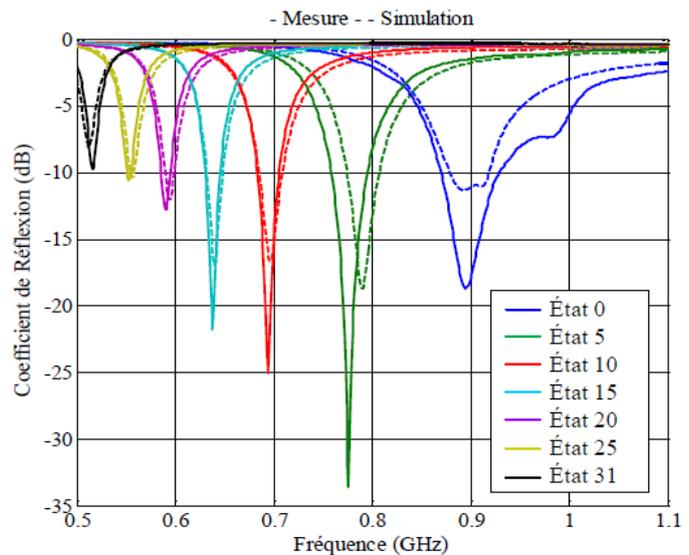


Figure I.3 (a) Antenne réalisée chargée par DTC, (b) VSWR simulé et mesuré [24].

Dans la référence [25], l'auteur propose une antenne fente compacte et agile chargée par DTC sur laquelle la capacité possédant 32 états varie entre 1.3 pF et 5.3 pF pour assurer la couverture des fréquences basses du standard LTE (figure I.4 a). L'excursion fréquentielle est située entre 515 MHz et 900 MHz. La forte miniaturisation ($\lambda_0/11.6 \times \lambda_0/5.6 \times \lambda_0/669$ à 515 MHz) et les pertes ohmiques engendrent une dégradation sur l'efficacité de rayonnement qui ne dépasse pas 34% avec un gain inférieur à -2.1 dBi (figure I.4 b).



(a)



(b)

Figure I.4 (a) Photographie du prototype réalisé, (b) Comparaison entre S_{11} simulé et mesuré pour différents états du DTC [25].

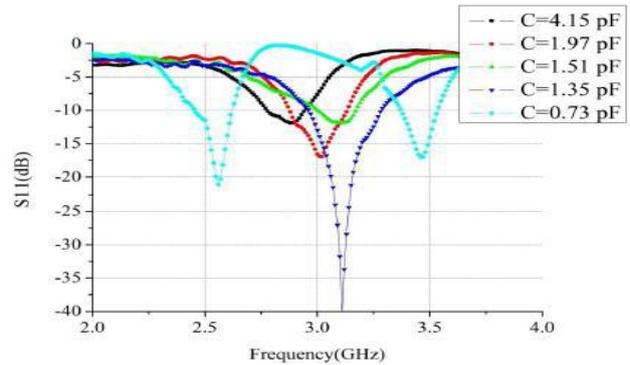
b) Accord en fréquence

L'accord en fréquence est très similaire à la commutation de fréquence que l'on vient d'évoquer précédemment; cette technique consiste en effet en la possibilité de faire varier en mode continue une ou plusieurs fréquences de résonance. Cette variation continue est assurée par l'incorporation des composants actifs à capacités variables comme les varactors.

Dans la référence [26], les auteurs ont présenté une antenne accordable en fréquence (mode continue) (figure 1.5 a). L'insertion des deux varactors permet de changer la longueur électrique et d'obtenir six fréquences différentes situées entre 2.3 GHz et 3.6 GHz comme illustré dans la figure 1.5 b.



(a)

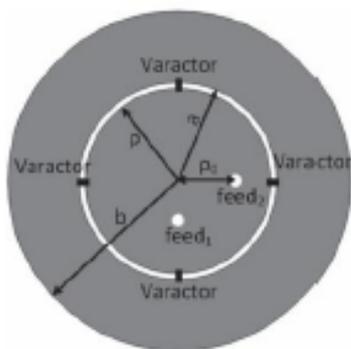


(b)

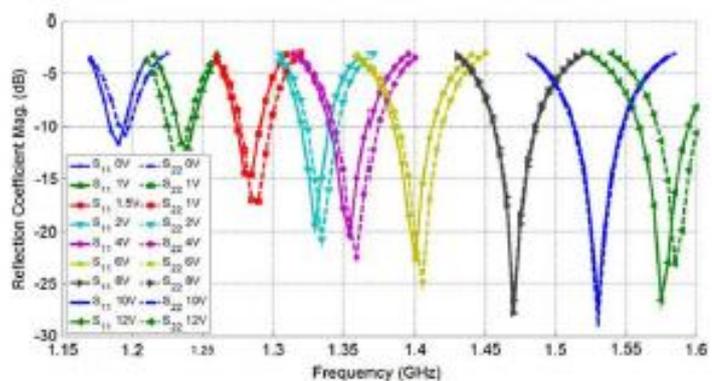
Figure I.5 (a) Prototype d'une antenne accordable, (b) |S₁₁| mesuré [26]

Les petites fentes dans le plan de masse sont utilisées pour le circuit de polarisation afin de minimiser l'effet des parasites sur les performances de l'antenne. La fente en U modifiée, alimentée par une ligne d'alimentation en forme de L, permet de réduire de 30% la taille de l'antenne par rapport aux fentes en U conventionnelles. L'antenne présente un gain d'environ 4.5 dB.

Dans le cas de l'antenne (figure I. 6 a) proposée par la référence [27], quatre diodes varicap sont intégrées sur une fente circulaire. La capacitance des diodes peut être modifiée de manière électronique en changeant la tension inverse à ses bornes. On peut alors faire varier la fréquence de résonance de l'antenne d'une façon continue. Grâce à cette technique d'accordabilité fréquentielle, la bande passante totale couverte est de 29,8% avec des bandes passantes instantanées à l'intérieure de 2,6%. La tension maximale utilisée est de 12V (figureI.6 b).



(a)



(b)

Figure I.6 (a) Antenne patch circulaire agile avec diodes, (b) |S₁₁| de l'antenne chargée par des varicaps [27].

c) Variation de la bande passante

Cette technique est relativement peu répandue dans la littérature antennaires. Il s'agit de faire varier graduellement la largeur de bande passante de l'antenne, que ce soit de manière continue autour d'une fréquence centrale ou, par fixation d'une limite de sa largeur en variant l'autre limite (non nécessairement centrée sur la même fréquence).

Un exemple d'antenne proposant cette fonctionnalité [28] est présenté dans la figure I.7. Il s'agit d'un disque monopole classique reconfigurable. Grâce à quatre fentes verticales et une fente en forme d'anneau shunté insérées dans le plan de masse et sept diodes PIN de commutation. L'antenne possède une largeur de bande de travail modifiable en fixant la limite inférieure et en faisant varier la limite supérieure de 43% à 76%.

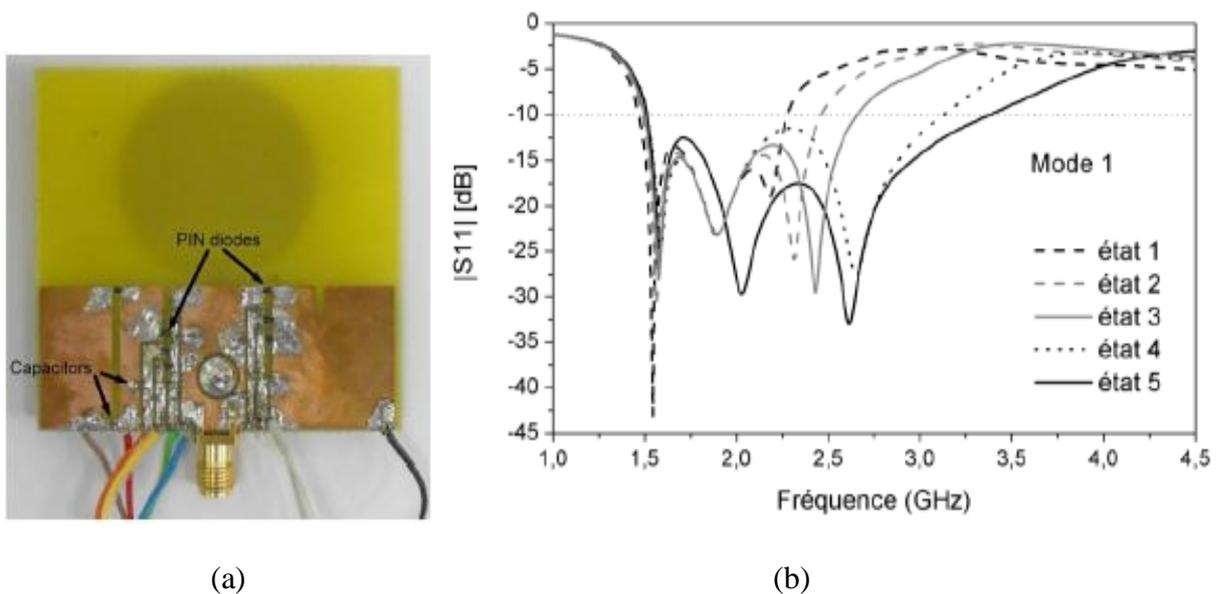


Figure I.7 (a) Photographie du prototype réalisé, (b) $|S_{11}|$ pour différents états [28].

d) Commutation entre large bande et bande étroite

Le principe de cette technique réside dans la faculté de l'antenne de basculer entre le mode de fonctionnement ULB ou large bande et le mode bande étroite utilisant des composants actifs. Dans la référence [29], l'antenne présentée dispose quatre fentes horizontales en trois rangées (figure I.8 a). Douze (12) diodes PIN ont été utilisées pour pouvoir basculer entre le mode large bande et une des quatre sous-bandes située à l'intérieur de la bande large (figure 1.23 b).

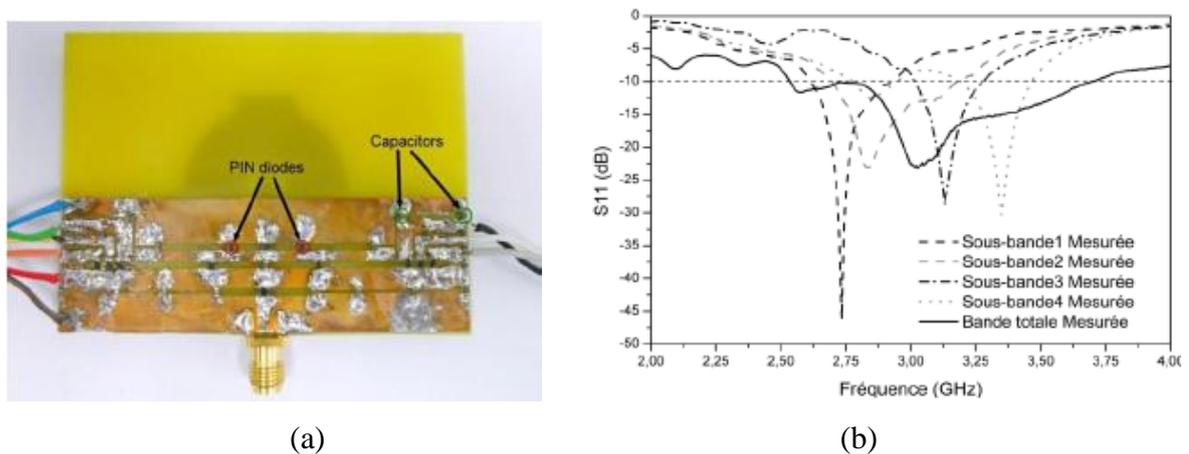


Figure I.8 (a) Photographie de l'antenne U-inversé réalisée, (b) $|S_{11}|$ mesuré pour différents états [29].

Un exemple sur la commutation entre le mode de fonctionnement ULB et le mode bande étroite est présenté par Bitchikh et al. [30]. Il consiste en une antenne type Vivaldi chargée par deux résonateurs de tailles différentes et six interrupteurs. Chacun de ces résonateurs comporte une diode varicap (figure I.9 a). Les six interrupteurs ont été assurés par des switches idéaux. La variation des valeurs des capacités en simulations (0.01 à 6 pF) permet de basculer entre le mode ULB (3 à 12 GHz) et une bande étroite parmi trente sous-bandes (figure I.9 b).

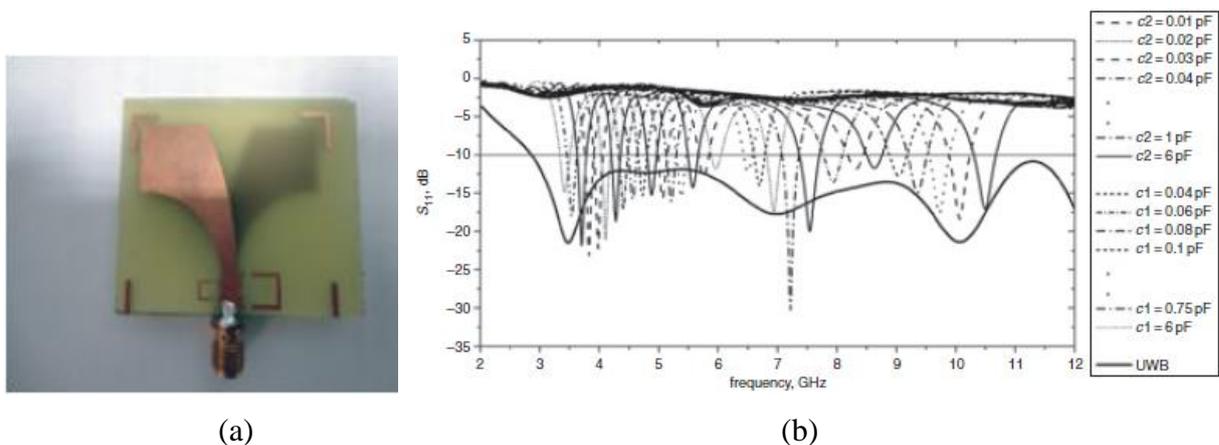


Figure I.9 (a) Photographie de l'antenne Vivaldi, (b) S_{11} simulé pour différentes valeurs des capacités [30].

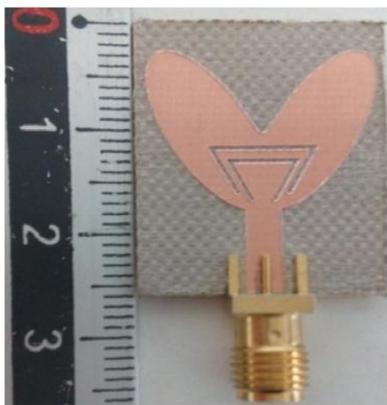
I.6 Fonctionnalités de filtrage

L'évolution actuelle et la multiplication des applications de communications sans fil rendent l'usage de filtres sélectifs indispensable dans un système de communication [29].

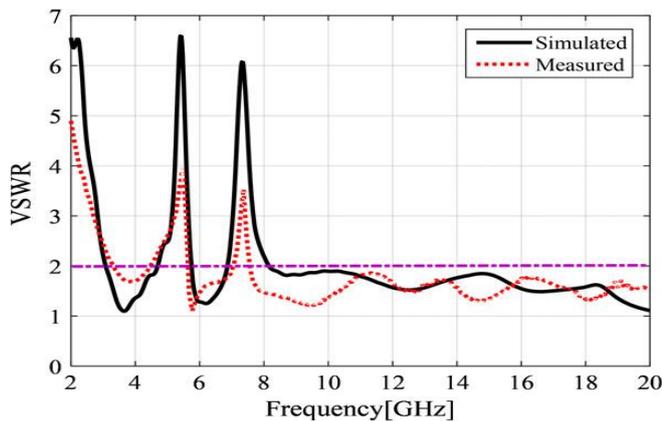
Les fonctionnalités de filtrage sont plus répondues dans le domaine spectral que l'on vient d'évoquer dans le paragraphe précédent. Le filtrage consiste à prévenir l'émission ou la réception d'un signal indésirable dans un système de télécommunications. Ces systèmes doivent être miniatures et capables de s'adapter à leur contexte d'utilisation. Les applications sont multiples; il peut s'agir de permettre la cohabitation de signaux ULB avec des standards radios, ou plus généralement de limiter les interférences entre signaux [31]. Cela peut également concerner la protection d'un système vis-à-vis de signaux parasites ou certainement dangereux. Autrement dit, le filtrage fréquentiel est la réjection d'une fréquence précise. Le filtrage peut s'effectuer aussi bien dans le domaine spatial (rejet d'une direction spécifique). En générale, le filtrage est un domaine que l'on considère plutôt comme relevant du traitement de signal; l'antenne capte l'intégralité des signaux, et le filtrage s'effectue a posteriori en aval de l'antenne réceptrice. Cependant, un filtrage intégré à l'antenne, semble offrir a priori plus de degrés de liberté et de possibilités qu'un filtrage sur le signal.

Néanmoins, de manière qualitative, il est primordial que le niveau de désadaptation correspondant à la fréquence que l'on veut filtrer soit très élevé. Si l'on utilise une antenne bande étroite, cela signifie qu'en dehors de la fréquence exacte que l'on souhaite utiliser, le module du coefficient de réflexion doit être très proche de 1(0 dB); il s'agit alors d'un fonctionnement de type passe-bande. Le cœur de l'utilisation du filtrage fréquentiel concerne cependant le domaine des antennes ULB. En effet, ces antennes possèdent un spectre instantané très large, à l'intérieur duquel peuvent se trouver une ou plusieurs fréquences sensibles. L'intégration d'un filtre au niveau d'une antenne ULB permet généralement de faire apparaître une antirésonance, qui se traduit par une fréquence étroite désadaptée au sein d'un spectre ULB adapté (fonctionnalité coupe-bande). Nous distinguons donc quatre fonctions de filtrage micro-onde dans la littérature, les fonctions passe bas, passe-haut, passe bande et coupe bande.

La fonction étudiée dans ce travail est le filtre coupe bande. Plusieurs techniques sont utilisées dans la littérature pour avoir cette option de filtrage. A titre d'exemple, une antenne monopole ultra large bande (3.05 à 20 GHz) avec deux bandes filtrées est présentée dans l'article [31]. Deux fentes de forme quasi-triangulaire ont été gravées dans l'élément rayonnant pour permettre la rejection des bandes d'interférences des standards WiMAX (5.15 à 5.68 GHz) et de la communication satellitaire (7.15 à 7.65 GHz) (figure I.10).



(a)



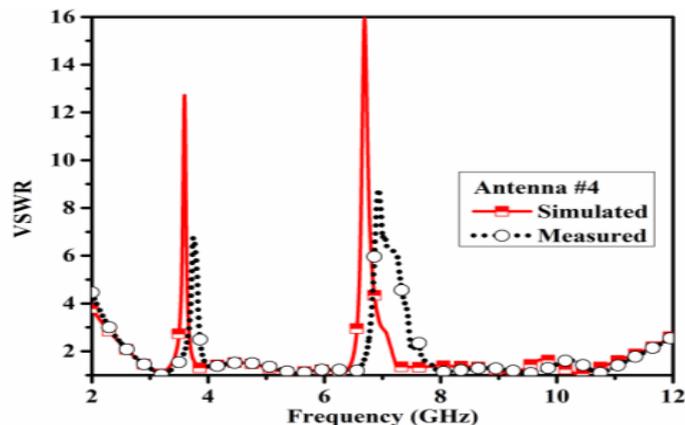
(b)

Figure I.10 (a) Photographie du prototype réalisé, (b) VSWR simulé et mesuré de l'antenne proposée [31].

Dans la référence [32] où un monopole ULB (2.7 à 11.7 GHz) alimenté par CPW a été fabriqué avec rejection de deux bandes (figure I.11 a). La première bande (3.3 à 3.7 GHz) pour WiMAX a été achevée par l'insertion d'une fente de forme π au niveau de l'élément de rayonnement et la deuxième bande (6.5 à 7.2 GHz) est obtenue par la déformation du plan de masse (DGS) sous la forme EBG (figure I.6 b).



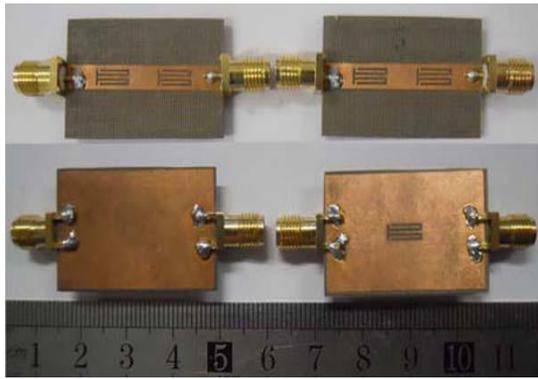
(a)



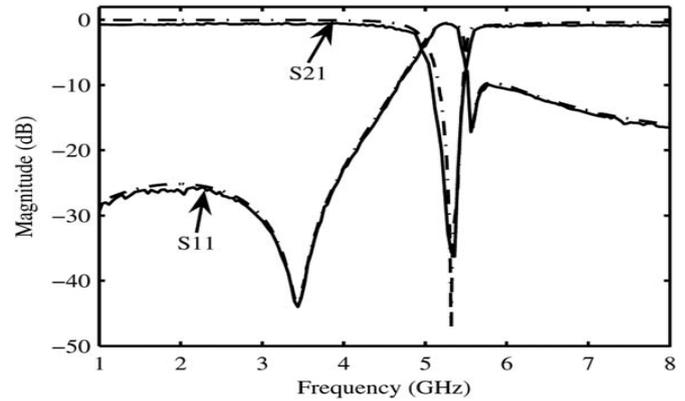
(b)

Figure I.11 (a) Photographie de l'antenne ULB réalisée, (b) VSWR simulé et mesuré de l'antenne proposée [32].

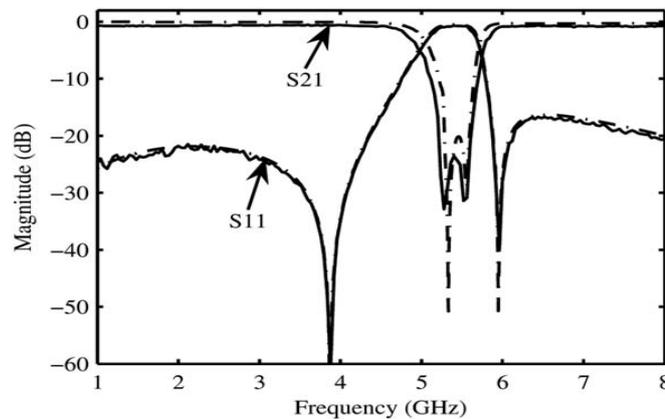
En référence [33], deux filtres miniatures à coupe-bande ont été présentés (figure I.12).



(a)



(b)

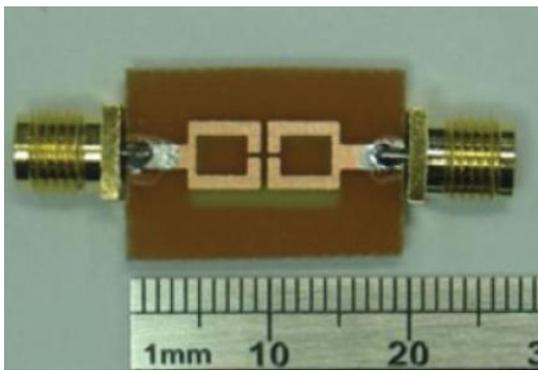


(c)

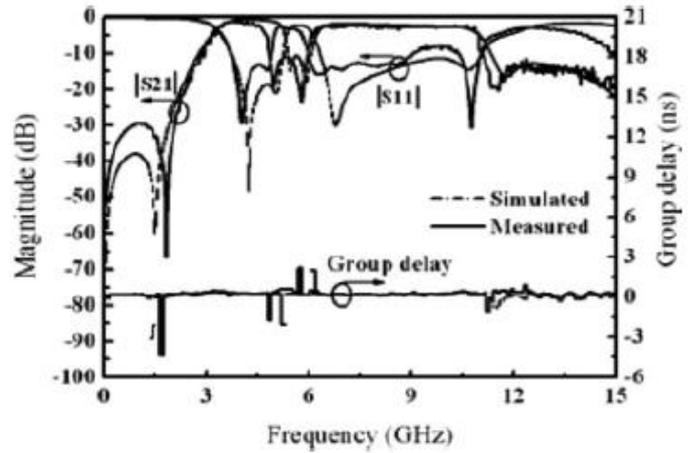
Figure I.12 (a) Photographie des filtres réalisés, (b) et (c) Paramètres S simulés et mesurés des deux filtres proposés [33].

Dans le premier filtre, la bande stoppée mesurée (5.04 à 5.44 GHz) est assurée par la déformation (DMS) de forme π . Dans le deuxième filtre, la bande filtrée mesurée (5.08 à 5.68 GHz) est obtenue à l'aide de l'ajout d'un DGS de forme π au premier filtre. Les pertes d'insertions des deux filtres sont estimées à plus de 20 dB et les pertes de réflexion à moins de 0.9dB.

Le travail présenté dans la référence [34] concerne la réalisation d'un filtre ultra large bande passante (3.1 à 10.6 GHz) avec une bande filtrée pour les applications WLAN. La bande passante est obtenue par l'introduction d'un DGS de forme C ainsi que la bande filtrée est assurée par la gravure de double résonateurs de boucle ouverte avec la ligne microstrip (figure I.13). Le maximum des pertes d'insertions est de 2.4 dB.



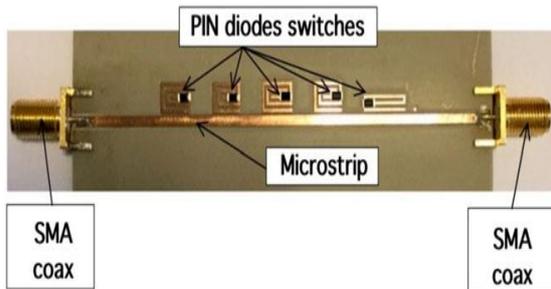
(a)



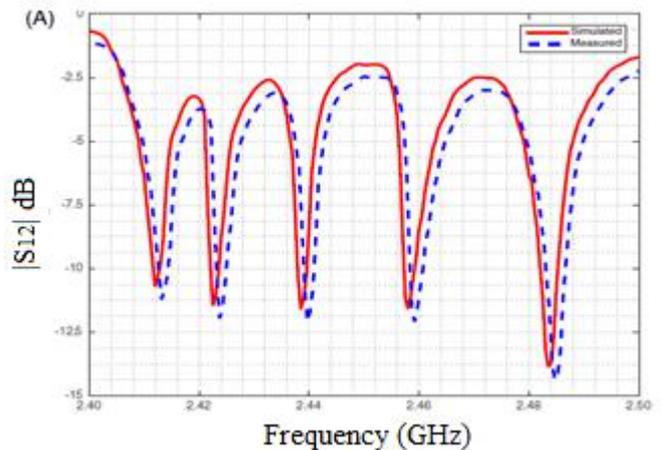
(b)

Figure I.13 (a) Photographie du filtre réalisé, (b) Paramètres S simulés et mesurés du filtre proposé [34].

Un exemple de filtres reconfigurables est étudié par Donelli [35]. Le filtre réalisé est basé sur une série de cinq résonateurs de forme spirale de différentes tailles couplés avec une ligne microstrip. Chaque résonateur peut activer ou désactiver pour rejeter une bande étroite (figure I.14).



(a)



(b)

Figure I.14 (a) Photographie du filtre réalisé, (b) Paramètres S simulés et mesurés du filtre proposé [35].

Une part importante dans la littérature antennaires est notamment dédiée au filtrage utilisant les métamatériaux, ce qui est le but du paragraphe suivant.

I.7 Les métamatériaux

I.7.1 Définition

Les métamatériaux sont largement étudiés dans la littérature. Ce sont des matériaux présentant des propriétés que l'on ne rencontre pas à priori dans la nature. Ils sont composés d'une structure d'inclusions périodiques de faibles dimensions par rapport à la longueur d'onde d'excitation [36, 37]. La première étude théorique sur la possibilité d'existence des métamatériaux a été publiée par le physicien russe V. G. Veselago en 1968 [38]. Selon d'autres études publiées, les métamatériaux peuvent trouver des finalités applicatives dans plusieurs domaines [39, 40].

Dans le domaine de la physique des matériaux et en particulier en électromagnétisme, un matériau homogène tel que le diélectrique ou le conducteur, peuvent être caractérisés par leurs paramètres intrinsèques qui sont la permittivité (ϵ) et la perméabilité (μ). Les matériaux non homogènes, tels que les métamatériaux, peuvent être caractérisés par des paramètres dits « effectifs », notés μ_{eff} , ϵ_{eff} .

A l'origine de l'activité électromagnétique et de la périodicité des inclusions formant le métamatériau, ce dernier peut donner naissance à des paramètres effectifs séparément (ou simultanément) négatifs.

I.7.2 Classification des métamatériaux

Nous distinguons, dans le domaine des micro-ondes, quatre catégories de matériaux en fonction du signe de leur permittivité et perméabilité (figure I.15). Dans le cadre de cette thèse, nous mettons l'accent sur la conception et le déploiement des matériaux de type MNG (matériaux à perméabilité négative).

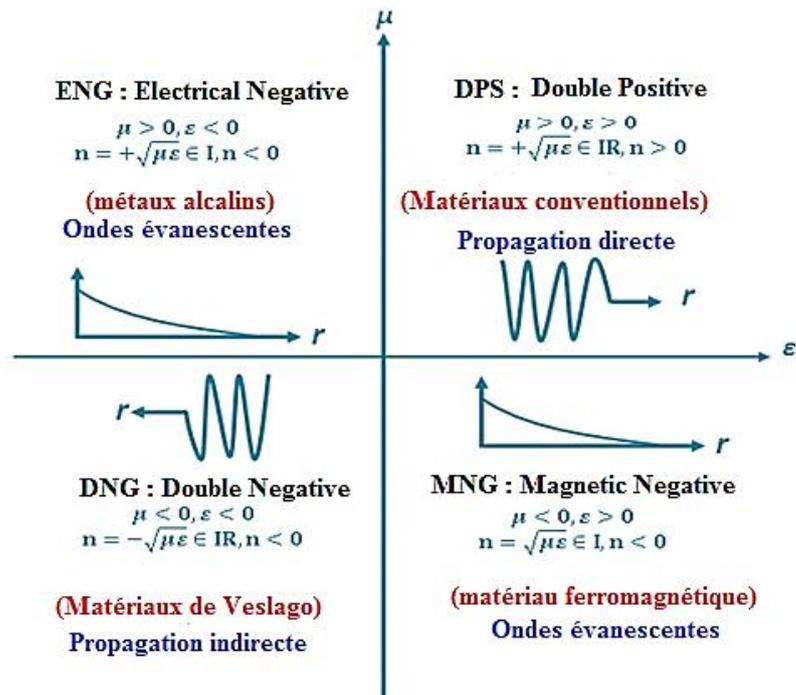


Figure I.15 Classes des matériaux [41].

I.8 Applications des métamatériaux en filtrage

La conception des filtres compacts et performants constitue un défi scientifique majeur dans le domaine des RF/microondes. L'intégration des systèmes de transmission sans fil pour ces gammes de fréquences nécessite de réduire significativement la taille de chaque bloc élémentaire de la chaîne d'émission-réception (filtres, antennes, etc). Dans le cas de récepteurs multi-bandes, l'utilisation de plusieurs filtres (dédiés à chaque bande de fréquences, ou ensemble de canaux de réception) doit être évitée puisqu'elle consomme une surface importante. Ainsi, le filtre accordable est une solution intéressante à ce problème, sa réponse fréquentielle pouvant être modifiée afin de sélectionner les diverses bandes de fréquences utiles du récepteur multi-bande.

Depuis l'apparition des métamatériaux en 2001, les chercheurs ont proposé des filtres basés sur des structures périodiques imprimées sur un substrat diélectriques de cellules métamatériaux telles que les SRR et CSRR, et ceci dans le but de réaliser des filtres plus compacts et reconfigurables.

Le premier travail de l'équipe de M. Burokur [42] était la réalisation d'un filtre coupe bande basé sur un réseau de cellules SRR et une ligne de transmission 50Ω (figure I.16 a). Les résultats obtenus par cette équipe montrent un phénomène coupe bande autour de la fréquence de résonance de la cellule SRR (figure I.16 b).

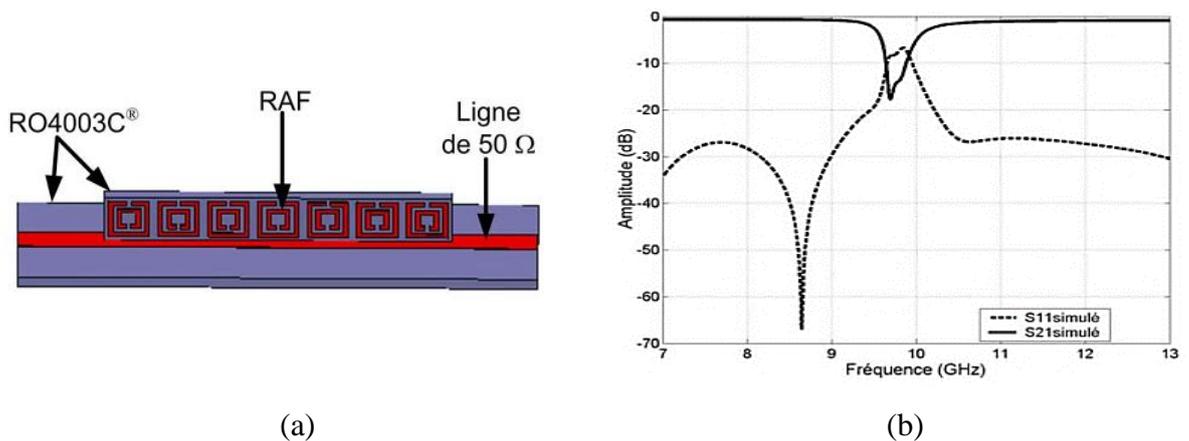


Figure I.16 (a) SRRs associés à une ligne de 50Ω , (b) Résultats de simulation [42].

Un exemple de filtre reconfigurable, obtenu de manière discrète, est développé dans l'article [43] où les auteurs décrivent une technique basée sur les métamatériaux utilisant les SRR complémentaires doublement négative (CSRR-DNG) avec un via vide (figure I.17). La reconfigurabilité est achevée par deux switches artificiel. Le S_{11} montre la présence trois bandes passantes étroites. Les pertes d'insertions varient entre 1 et 3 dB et les pertes de réflexion sont à moins de -15 dB.

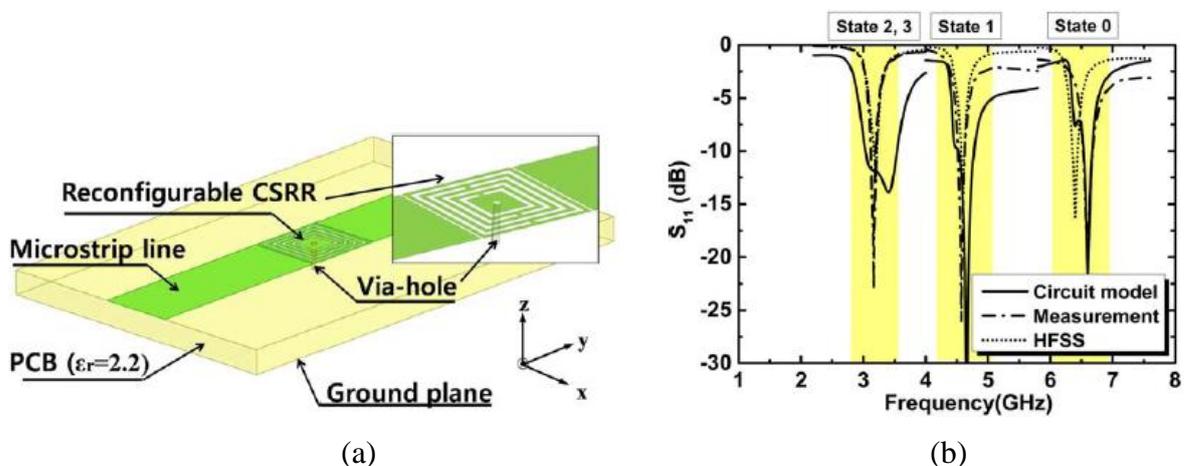
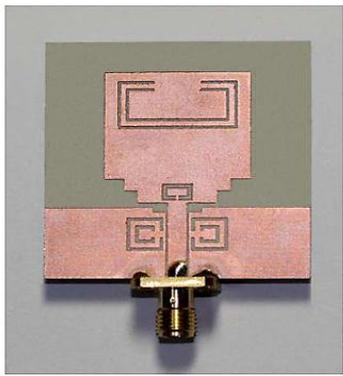
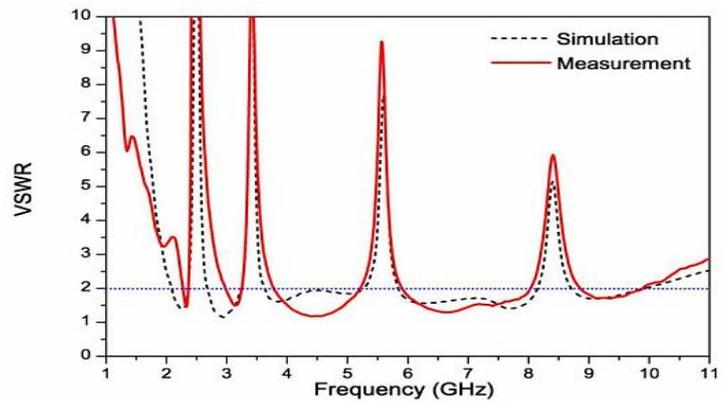


Figure I.17 (a) Filtre reconfigurable proposé, (b) Résultat de simulation [43].

Les auteurs de l'article [44] ont étudié théoriquement et expérimentalement l'influence d'un métamatériau sur la bande de fréquence d'une antenne patch ULB (figure I.18). Ils ont conçu trois cellules complémentaires SRR (CSRR) pour faire le filtrage (réjection des fréquences). Les résultats de mesure confirment que les fréquences rejetées de l'antenne intégrant des CSRRs sont montrés dans la figure I.18 b.



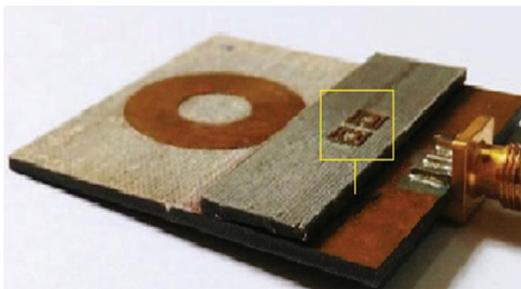
(a)



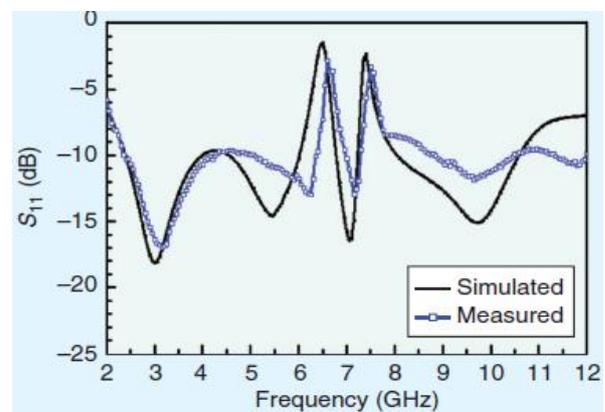
(b)

Figure I.18 (a) Antenne ULB chargée par CSRRs, (b) VSWR simulé et mesuré de l'antenne proposée [44].

Dans le travail présenté par Shaik [45], une paire de SRR, de différentes tailles est utilisée afin de rejeter deux bandes de fréquences étroites dans une antenne ULB de forme en anneau et alimentée par la technique CPW (figure I.19). Le maximum de gain réalisé pour les deux fréquences stoppées (6.67 et 7.59 GHz) est respectivement de -3.9 dBi et -3.75 dBi.



(a)



(b)

Figure I.19 (a) Antenne CPW ULB chargée par SRRs, (b) S_{11} simulé et mesuré de l'antenne proposée [45].

I.9 Agilité des fonctions filtre-antennes ULB

Comme les filtres et les antennes, la reconfigurabilité des fonctions combinées fait l'objet de discussions dans la littérature antennaires. L'ajout de reconfigurabilité à une antenne ULB

permet de donner une grande flexibilité à ce type d'antenne en rendant la réjection modifiable (commutable ou accordable).

L'exemple présenté par la figure I.20, concerne un sous système multifonction filtre-antenne reconfigurable [46]. Le dispositif final est composé d'une antenne de forme circulaire avec deux paires de T conductrices à l'intérieur d'une ouverture carré. En outre, cinq diodes sont intégrées pour commuter les fentes. Les résultats de mesures (figure I.20 b) montrent que l'antenne proposée présente un fonctionnement ULB avec une bande rejetée agile dans les bandes WLAN ou WiMAX.

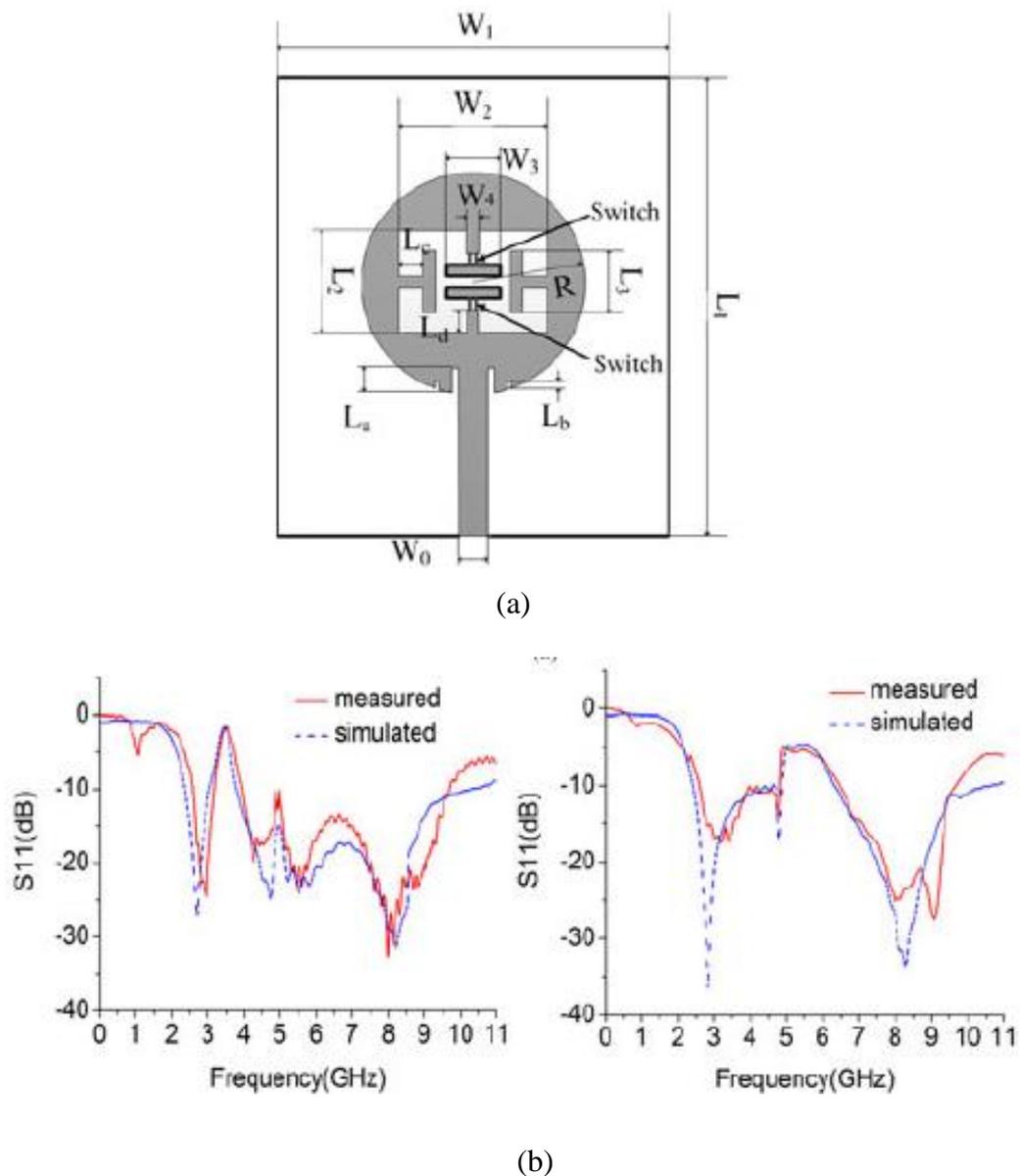


Figure I.20 (a) Structure de l'antenne circulaire proposée, (b) S_{11} simulé et mesuré pour les deux bandes rejetées [46].

Une autre structure réalisée, utilisant deux fentes placées sur l'élément rayonnant (figure I.21), est présentée [47]. L'antenne proposée présente un fonctionnement ULB munie de deux fentes permettant chacune d'elle de filtrer une bande de fréquences (3.5 – 3.85 GHz et 5.43 – 6.1 GHz). Cette antenne permet alors la possibilité de basculer entre les quatre modes de fonctionnement montrés dans la figure I.21 b.

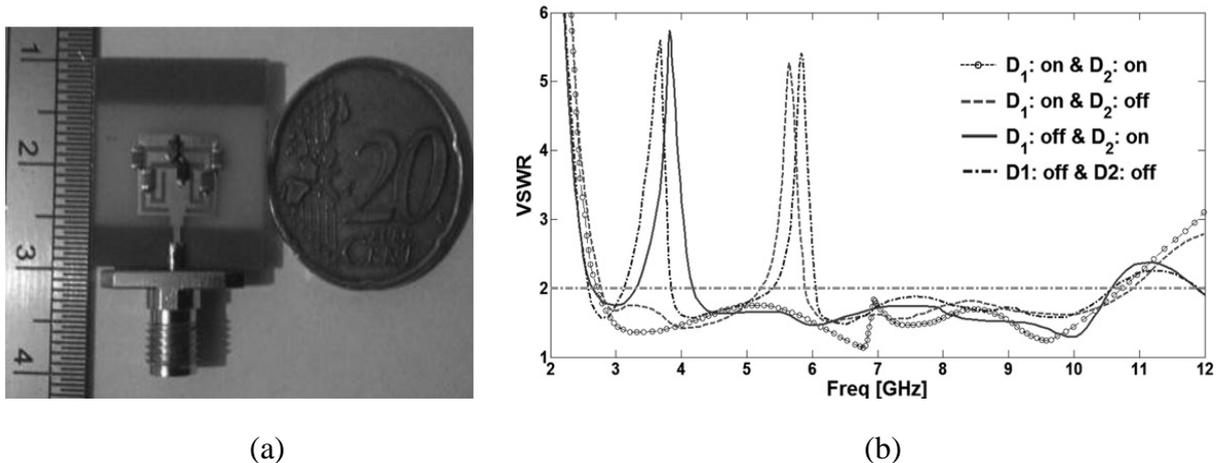


Figure I.21 (a) Antenne ULB chargée par fentes, (b) VSWR mesuré de l'antenne [47].

I.10 Outils de simulation

Actuellement, il existe dans le marché nombreux logiciels qui permettent la conception et l'analyse du comportement électromagnétique des différentes structures antennaires. Parmi eux on peut citer le logiciel HFSS (Ansoft), Momentum (HP) et CST Microwave Studio, etc. C'est ce dernier que nous avons utilisé dans le cadre de cette thèse. Développé par la compagnie CST (Computer Simulation Technology), il utilise la méthode des intégrales finies (Finite Integration Technique FIT) [48]. Cette méthode basée sur la discrétisation spatiale des équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Le maillage généré est donc volumique et chaque cellule du maillage possède une forme cubique.

Au chapitre deux où on a optimisé des antennes non conventionnel, le logiciel CST offre la possibilité de développer un code d'optimisation en Visual Basic implémenté dans l'interface VBA (Visuel Basic Application). La programmation sous VBA est un outil très puissant sur CST. Elle permet de visualiser ainsi que d'automatiser la tâche de modélisation et de simulation itérative.

Cette programmation consiste essentiellement à remplacer l'interaction humaine par l'ordinateur. En fait, chaque commande qu'on peut faire sur l'interface graphique peut être programmée en code Visual Basic.

Elle permet de créer et de simuler des structures d'antennes en utilisant la programmation directe en code Visual Basic. Cela permet de concevoir des formes non intuitives en se basant sur les modèles déjà simulé pendant les itérations précédentes.

Dans notre cas, on a utilisé la programmation VBA pour créer des populations d'antennes et de perfectionner leurs performances en utilisant la méthode génétique.

I.11 Conclusion

Ce chapitre a permis de dresser un état de l'art sur les antennes multifonctions et de donner un aperçu sur les antennes multi-bandes et ultra large bande. Les techniques d'optimisation basées sur les algorithmes génétiques ont été discutées. Ensuite, on a présenté un état de l'art sur les antennes reconfigurables et leurs différentes fonctions.

Ce chapitre introduit aussi le développement conjoint filtres-antennes. Nous avons mis l'accent sur les métamatériaux et leurs applications dans le domaine de filtrage fréquentiel

Le chapitre suivant mettra en œuvre le pouvoir de l'AG pour optimiser les antennes multi-bandes et ultra large bande sans et avec filtre DGS.

Chapitre II

Optimisation des antennes multifonctions utilisant l'AG

CHAPITRE II:OPTIMISATION DES ANTENNES MULTIFONCTIONS UTILISANT L'AG

II.1 Introduction

Ces dernières années, il y a eu beaucoup d'intérêt pour la conception et l'optimisation d'antennes microruban multifonctionnelles, en particulier dans les dispositifs modernes des systèmes de communication sans fil [49-51]. Plusieurs méthodes de conception d'antennes multifonctions ont été introduites [52-55]. Cependant, la difficulté de conception d'antennes augmente lorsque la nécessité d'incorporer plus d'un standard de communication dans une seule antenne compacte augmente. De plus, les méthodes classiques sont basées sur une conception manuelle. Ces méthodes sont basées sur une action du concepteur qui se fait souvent étape par étape et les exigences ne peuvent pas être atteintes directement. De plus elles produisent des résultats qui ne correspondent pas bien aux besoins souhaités. L'optimisation par algorithme génétique est une méthode prometteuse pour surmonter ces limitations dans la conception des antennes [23, 56-59]. La fonction multiobjective permet à l'algorithme d'être un bon outil pour que des antennes dites non conventionnelles aient de meilleures performances que les antennes conventionnelles.

Dans ce chapitre, une méthode améliorée pour la conception d'antennes patch multi-bandes et ultra large bandes avec des filtres DGS sera proposée. À partir d'une matrice aléatoire des pixels de formes carrés, l'algorithme génétique (AG) optimise la conception finale permettant d'obtenir les spécifications souhaitées. Parmi ces spécifications fixées, on s'intéresse à la bonne adaptation d'impédance dans les bandes de fréquences requises et à la rejection d'une bande indésirable en intégrant un filtre à défaut de masse (DGS) approprié. Le code d'optimisation est développé en Visual Basic (VB) et il est intégré au logiciel CST.

II.2 Optimisation d'une antenne multi-bande avec un filtre DGS par l'AG

Nous allons, dans cette partie, montré l'intérêt d'utiliser l'optimisation par les AG des antennes imprimées multi-bandes avec filtres DGS.

L'objectif de cette première partie est d'optimiser en premier lieu une antenne planaire multifréquences [3.6; 5.15 et 7.5 GHz], de faible coût de réalisation, destinée aux chaînes de transmission et aux systèmes de télécommunication. Ensuite, on va étaler cette étude à

l'incorporation d'un filtre DGS non conventionnel optimisé par l'algorithme génétique. Cette technique permet de montrer la puissance de l'algorithme dans le domaine de filtrage.

II.2.1 Géométrie d'antenne et paramètres de l'AG

La géométrie de base de l'antenne proposée est illustrée à la figure 1. Cette configuration consiste en un pavé rayonnant de dimensions $20\text{ mm} \times 20\text{ mm}$ excité avec une ligne d'alimentation microruban. Cette ligne est de longueur $L_f = 18\text{ mm}$ et de largeur $W_f = 4.5\text{ mm}$ permettant d'obtenir une impédance caractéristique de $50\ \Omega$. Ce pavé est fragmenté en 100 cellules élémentaires (pixels) correspondant à une matrice 10×10 . Chaque pixel est de dimensions $(2 \times 2)\text{ mm}$. Ce choix est justifié par une bonne résolution de la solution obtenue et des contraintes de fabrication. Les pixels sont attribués pour être soit conducteurs (présence de métal) soit vides (absence de métal), qui sont traduits respectivement en code binaire (deux états) 1 et 0. Les dimensions de la forme initiale sont liées à la fréquence de fonctionnement souhaitée (5 GHz dans notre cas).

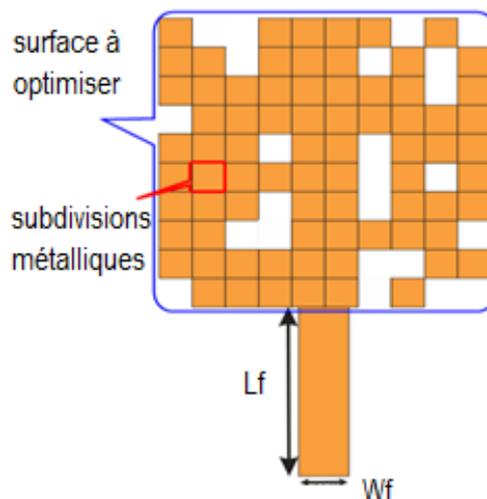


Figure II.1 Géométrie de l'antenne patch quadrillée.

Afin de répondre aux exigences de conception d'antenne (double ou triple bande), l'AG utilise une valeur de fonction coût pour l'optimisation du problème multiobjectif. L'algorithme est développé à l'aide de Visual Basic Script (VBS) et implémenté dans le logiciel CST microwave studio. Pour obtenir une configuration multi-bande, l'AG modifie la position des pixels dans l'élément rayonnant. La distribution du courant est ainsi modifiée selon la distribution des pixels métalliques. Il s'en suit de nouvelles résonances et par conséquent, un

comportement multi-bande est obtenu. Contrairement à l'approche classique où le concepteur est obligé d'optimiser tous les paramètres de la structure et parfois d'imaginer la forme globale tel que l'insertion des slots dans des positions prédéfinies, l'AG permet d'obtenir automatiquement des conceptions simples, double ou triple bandes. Ce code est basé sur différentes étapes qui sont appliquées avec une fonction d'optimisation du problème multi-objectif, pour obtenir une bonne adaptation à des fréquences de 3.7 GHz et 5.5 GHz qui correspondent à la norme WiMAX.

La première étape consiste à générer une population aléatoire de matrices correspondant à différentes formes du design où les pixels sont codés comme expliqué précédemment (1 ou 0 respectivement pour la présence / absence du conducteur). Nous notons que les pixels conducteurs sont définis pour être plus que ceux non conducteurs (un rapport d'environ 80%) afin de fournir une conception quasi complète pour créer des chemins à la circulation du courant dans la structure.

Dans la deuxième étape, les populations générées sont simulées de sorte que le module du coefficient de réflexion doit satisfaire la condition d'adaptation (généralement $|S_{11}| \leq -10dB$) autour de la bande souhaitée, selon la fonction coût définie comme suit

$$L(f) = \begin{cases} |S_{11}(f)|dB, & -5dB > |S_{11}(f_j)|dB \geq -10dB \\ -10 & , \quad |S_{11}(f_i)|dB < -10dB \\ 0 & , \quad |S_{11}(f_j)|dB \geq -5dB \end{cases} \quad \text{Équation II.1}$$

Où i et j correspondent respectivement à la bande de fréquences souhaitée et indésirable.

La troisième étape est consacrée à l'évaluation de cette fonction coût, où le nombre de bandes ciblées est défini. Dans ce cas, la fonction coût est définie comme suit:

$$Coût = \frac{1}{N_b} \sum_{nb=1}^{N_b} \left(\frac{\sum_{ni=1}^{N_i} L_{Nb}(f_{ni})}{N_i} \right) - \frac{1}{N_a} \sum_{na=1}^{N_a} \left(\frac{\sum_{nj=1}^{N_j} L_{Na}(f_{nj})}{N_j} \right) \quad \text{Équation II.2}$$

Où N_b et N_a sont le nombre de bandes des fréquences respectivement souhaitées et indésirables, tandis que N_i et N_j sont les nombres d'échantillons de fréquences respectivement dans la bande de fréquences souhaitée et rejetée. Dans le cas d'une conception à double bande, la valeur de N_b est 2 et celle de N_a est 3.

L'objectif de cette troisième étape est de minimiser la fonction de coût pour obtenir une bonne adaptation d'impédance ($|S_{11}| < -10 \text{ dB}$) dans la bande de fréquences souhaitée et une désadaptation d'impédance ($|S_{11}| > -5 \text{ dB}$) dans la bande de fréquences indésirables. Le choix de ces valeurs (-10 et -5 dB) est imposé principalement pour la convergence de l'AG, dans la même perspective, pour réduire le nombre d'itérations, qui correspondent à toutes les combinaisons de formes possibles et sur lesquelles l'AG est exécuté.

L'étape suivante est le codage binaire des états «on» (1) / «off» (0) des subdivisions en fonction de la présence ou de l'absence du métal. La taille de la population est composée de 20 chromosomes par génération. Le critère de sélection est basé sur la meilleure valeur d'adaptation (valeur minimale de l'équation (2)) pour générer la nouvelle population où les deux opérateurs de croisement et de mutation sont principalement utilisés. La probabilité de croisement est de 100% pour les individus sélectionnés et la méthode de croisement à un seul point est appliquée. En revanche, la probabilité de mutation est fixée à 0,1%. Ensuite, la génération suivante est formée à partir de la précédente. Ce processus est répété de manière itérative jusqu'à la satisfaction du critère d'arrêt (fonction de coût) correspondant à la solution optimale. L'AG peut être arrêté si le nombre de générations est atteint. Dans ce dernier cas, l'AG produit la meilleure solution la plus proche répondant à la fonction de coût (solution sous-optimale). Dans cette étude, le nombre de générations utilisés est de 30.

II.2.2 Résultats de simulation et discussions

Afin de valider l'approche proposée basée sur l'AG, deux configurations sont présentées: double bande (3.7 GHz et 5.5 GHz) et triple bande (3.47 GHz, 5.3 GHz et 7.2 GHz) conçues respectivement pour les applications WiMAX, WLAN et X-Band.

La géométrie optimisée de l'antenne patch à deux bandes est illustrée à la figure II.2. L'antenne est imprimée sur un substrat de verre téflon de permittivité relative $\epsilon_r=2.5$, de hauteur $h=1.6 \text{ mm}$ et $\tan(\delta)=0.0019$ avec un plan de masse plein de dimensions $23 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$.

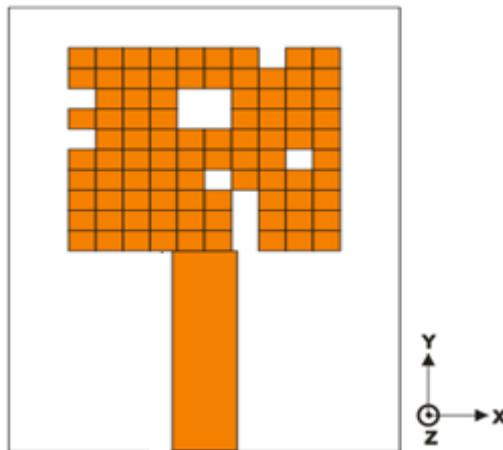


Figure II.2 Géométrie de l'antenne patch à deux bandes de fréquences utilisant l'AG.

Le module du coefficient de réflexion correspondant à la structure optimisée est comparé à celui de l'antenne originale à la figure II.3. Cette antenne optimisée présente bien deux bandes de fréquences pour lesquelles l'antenne est adaptée : une bande inférieure centrée à 3.75 GHz et une bande supérieure centrée à 5.55 GHz. Nous pouvons constater que l'AG permet de créer une deuxième fréquence de résonance au niveau des fréquences basses. Ainsi, l'adaptation d'impédance de l'antenne à sa ligne d'excitation est améliorée.

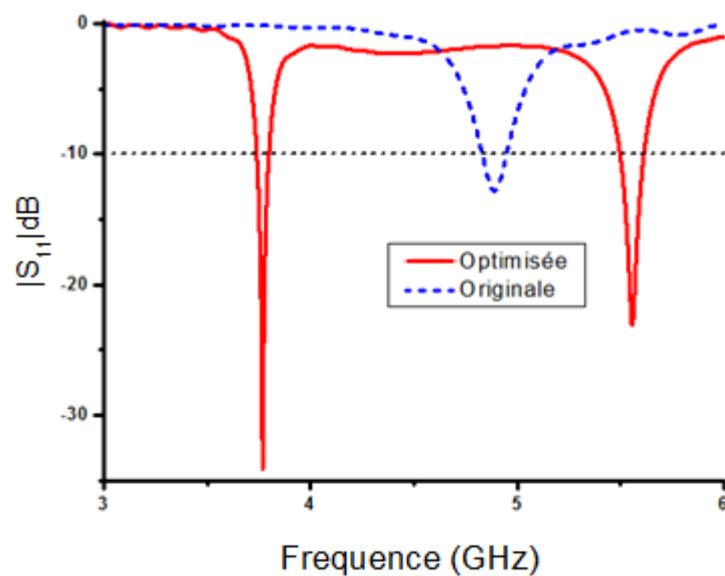


Figure II.3 Paramètres S_{11} simulés de l'antenne avant et après optimisation.

De plus, l'efficacité de l'approche est étudiée et étendue à la conception d'antenne triple bande miniature et de faible coût de réalisation. Pour répondre à cette exigence de miniaturisation, nous avons considéré une nouvelle antenne rayonnante avec une zone d'optimisation composée d'une matrice de taille (9×7) , 63 subdivisions (pixels) et chacune de

ces subdivisions à des dimensions de $(2 \times 2) \text{ mm}$. Cette antenne est réalisée sur un substrat FR4 de permittivité relative $\epsilon_r=4.3$, de hauteur $h=1,6 \text{ mm}$ et $\tan(\delta)=0.02$. La ligne d'alimentation est de longueur $L_f = 12 \text{ mm}$ et de largeur $W_f = 3.1 \text{ mm}$ permettent d'obtenir une impédance caractéristique de 50Ω .

La création de plusieurs fréquences de résonances dans les antennes imprimées est traditionnellement obtenue de plusieurs façons. Parmi ces solutions, l'insertion des fentes sur les pavés rayonnants permet d'engendrer plusieurs résonances afin d'obtenir un fonctionnement multi-bande. Pour cela, nous allons introduire des fentes de forme carrée générées, de manière non-intuitive sur le pavé rayonnant.

Par conséquent, l'algorithme est adapté à la nouvelle fonction objective (triple bande: 3.5 GHz, 5.3 GHz et 7.2 GHz). Les paramètres de simulation ainsi que de l'AG ne sont pas modifiés par rapport à l'exemple précédent. Dans ce cas, la fonction coût est définie par l'équation II.2 (paragraphe II.2.1) :

Où :

- N_b , N_a représente respectivement le nombre de bandes des fréquences souhaitées et indésirables, dans ce cas la valeur de N_b est 3 et celle de N_a est 4.
- N_i représente le nombre de points de fréquences dans la bande de i ($i = 1, 2, 3$).

La conception optimisée est illustrée à la figure II.4.

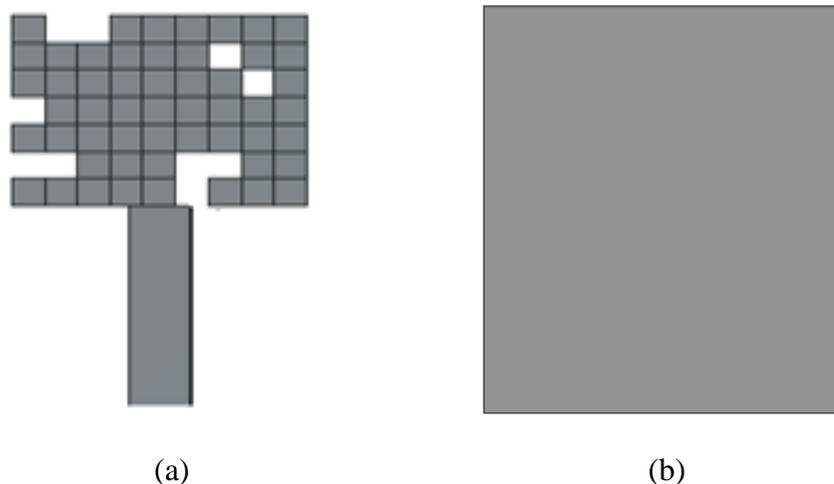


Figure II.4 Configuration de l'antenne triple bande utilisant l'AG:
(a) face supérieure, (b) plan de masse.

Le meilleur individu est obtenu à partir de la 30^{ème} génération, ce qui a nécessité un temps de simulation de 30 (population) x 30 (génération) x 2 minutes (chaque individu) = 1800 minutes = 30 heures avec un ordinateur possédant un processeur i7.

On peut remarquer que cette nouvelle antenne ayant une forme différente par rapport à celle à double bande.

Le module du coefficient de réflexion correspondant à cette structure optimisée est illustré dans la figure II.5.

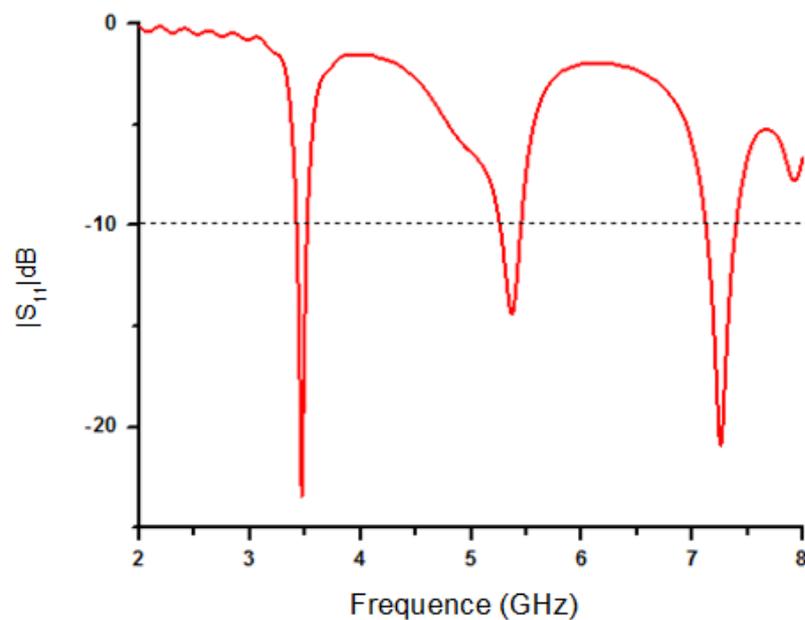


Figure II.5 $|S_{11}|$ simulé de l'antenne triple bande optimisée

Nous pouvons constater que l'ajout des pavés non métalliques sur le pavé rayonnant engendre une création de trois résonances: la première bande centrée à 3.5 GHz, la deuxième bande centrée à 5.3 GHz et la troisième bande centrée à 7.2 GHz. De plus, l'adaptation d'impédances est satisfaisante pour les trois fréquences.

Nous présentons également la distribution du courant surfacique de cette antenne aux trois fréquences de résonance. La figure II.6 illustre la distribution du courant surfacique, pour les trois fréquences de résonances 3.5 GHz, 5.3 GHz et 7.2 GHz. On remarque bien que toute la surface de l'antenne perturbée par l'insertion des fentes est parcourue par le courant électrique qui contourne ces fentes. Ce qui implique l'augmentation de la longueur électrique de l'antenne.

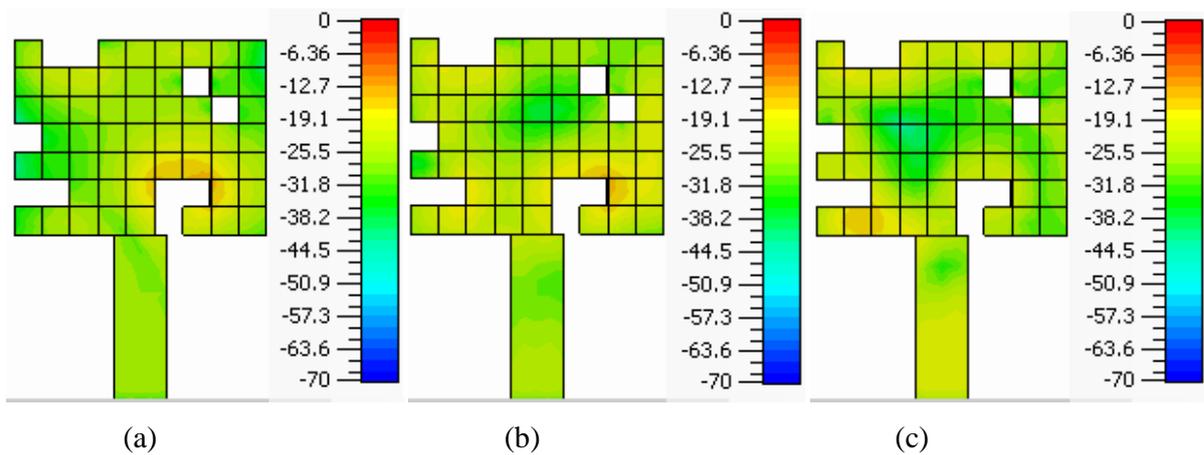


Figure II.6 Distribution du courant: (a) $f=3.5\text{GHz}$, (b) $f=5.3\text{GHz}$, (c) $f=7.2\text{GHz}$.

Un autre défi important dans la conception d'antennes réside dans le filtrage de certaines bandes de fréquences. La capacité de l'AG est ensuite démontrée par une application de filtrage. La procédure consiste à intégrer une structure DGS dans un plan de masse de dimensions $40\text{ mm} \times 35\text{ mm}$ pour rejeter les fréquences indésirables. La position et la forme du filtre sont automatiquement optimisées à l'aide de l'AG, où la matrice de pixels de (8×8) est composée de petits rectangles (conducteur / fente) dont la taille est $1\text{ mm} \times 0,5\text{ mm}$. Il est important de noter que la subdivision (nombre et tailles) doit tenir compte des contraintes de fabrication. La forme optimisée du filtre permet de guider le courant selon un chemin approprié afin d'atteindre l'effet de filtrage souhaité. La figure II.7 montre la structure optimisée du filtre proposé.

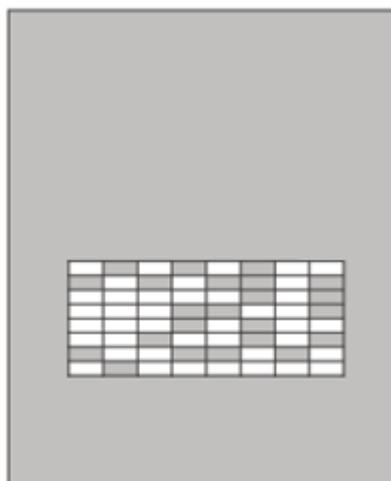


Figure II.7 Configuration du plan de masse avec filtre DGS utilisant l'AG

Le module du coefficient de réflexion simulé de l'antenne avec et sans filtre DGS est illustré dans la figure II.8. Il est clair que le filtre proposé permet de rejeter la troisième bande (environ 7.2 GHz). Ce résultat montre la faculté de l'AG dans les fonctions de filtrage en utilisant l'optimisation.

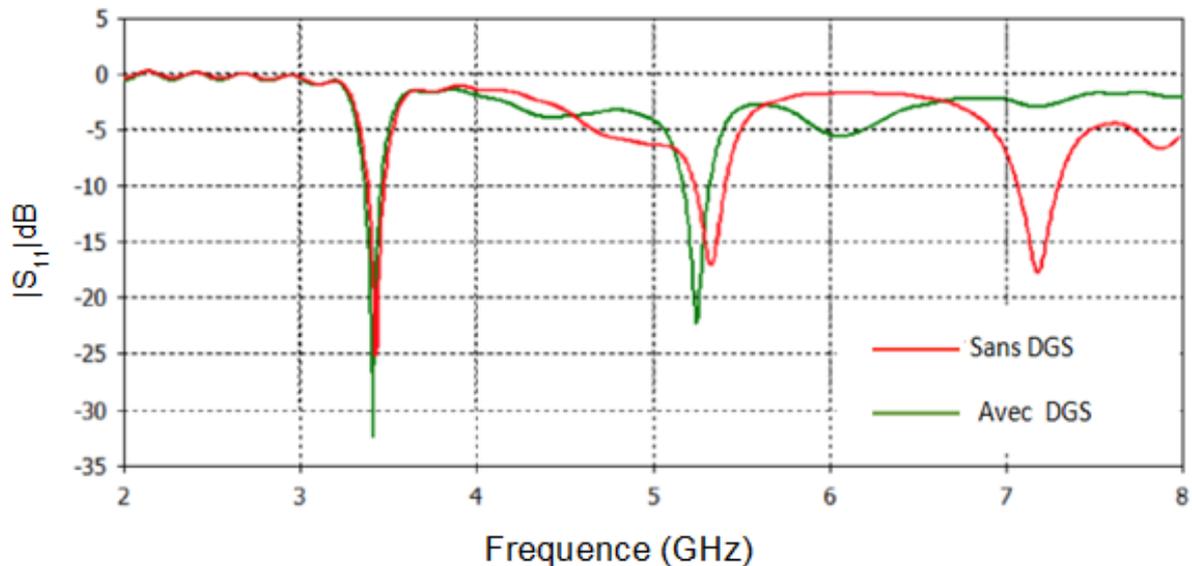


Figure II.8 Module du coefficient de réflexion simulé de l'antenne avec et sans filtre DGS.

Nous nous intéressons également aux gains de cette antenne simulés aux deux fréquences de résonance. Le gain réalisé de l'antenne avec et sans filtre DGS dans la première et la deuxième bande est représenté dans la figure II.9.

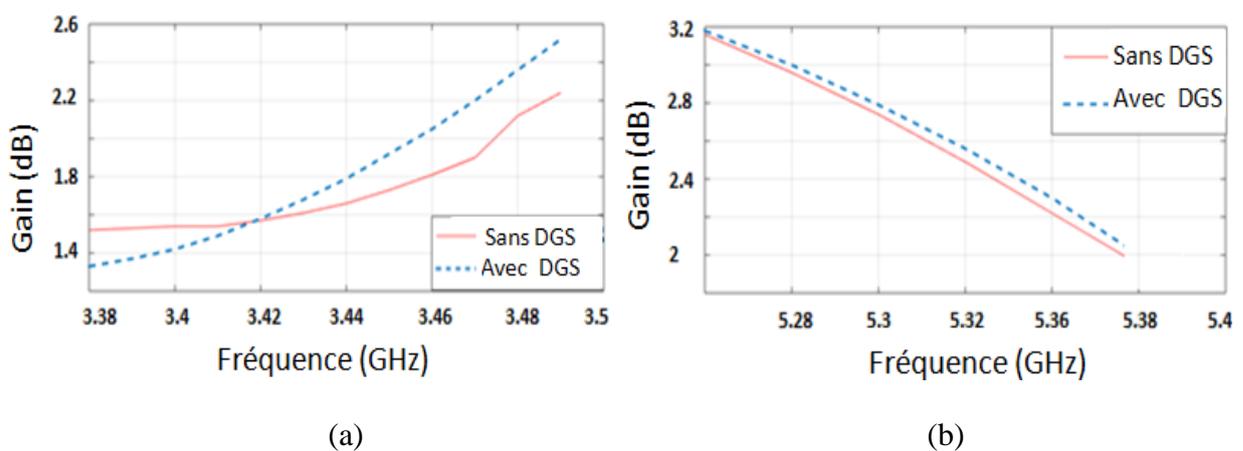


Figure II.9 Gain obtenu de l'antenne avec et sans filtre DGS:

(a): première bande, (b): deuxième bande.

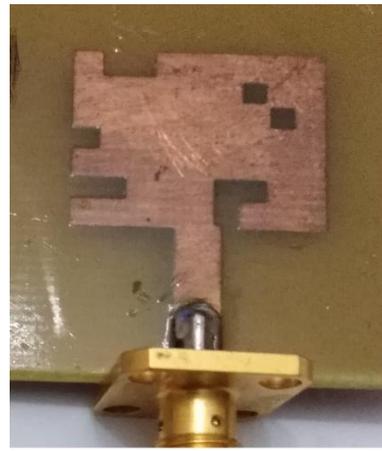
Il est important de noter que le gain reste quasi-identique dans les deux configurations (avec et sans filtre DGS) et il varie entre 1.4 à 2.6 dB dans la première bande et entre 2 et 3.2 dB dans la deuxième bande. Cette faible valeur est due à la faible qualité du substrat FR4 ($\epsilon_r = 4.3$, $h = 1,6 \text{ mm}$ et de perte $tg = 0.02$).

II.2.3 Réalisation et mesure

L'approche proposée est validée par une étude expérimentale en réalisant les antennes double bande et triple bande avec et sans filtre DGS (figure II.10).



(a)



(b)



(c)



(d)

Figure II.10 Photographie des antennes fabriquées:

(a) double bande, (b) triple bande, (c) plan de masse avec filtre DGS, (d) plan de masse sans filtre DGS.

Les S_{11} simulés et mesurés de ces trois antennes sont présentés respectivement sur les figures II (11, 12 et 13).

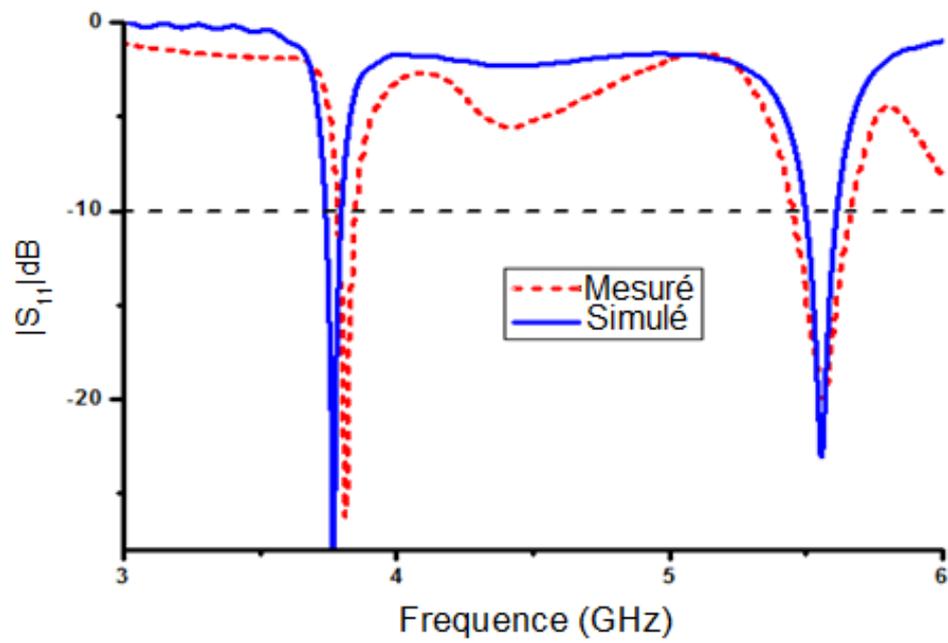


Figure II.11 S_{11} simulé et mesuré de l'antenne double bande.

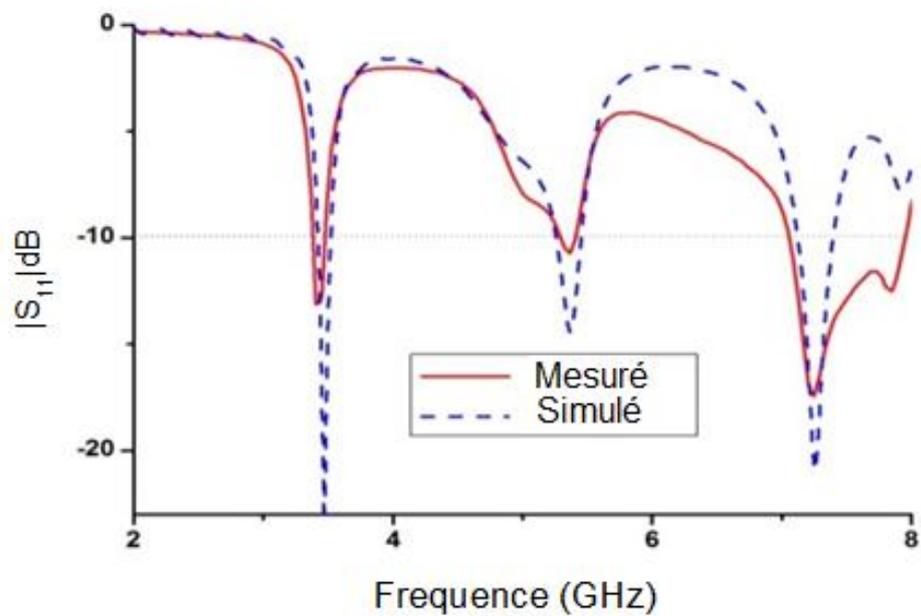


Figure II.12 S_{11} simulé et mesuré de l'antenne triple bande.

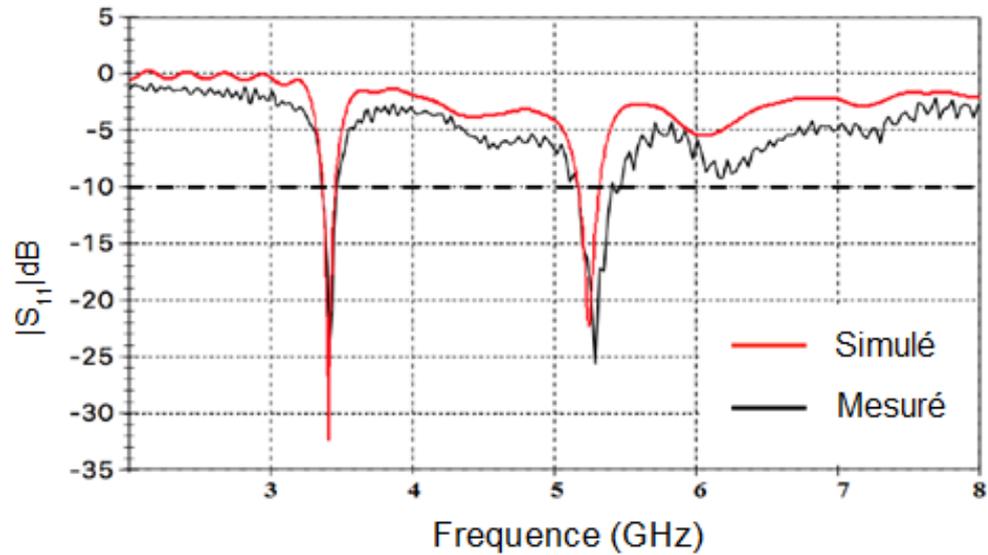


Figure II.13 S_{11} simulé et mesuré de l'antenne proposée avec filtre DGS.

En outre, l'intégration de filtre DGS optimisé dans une antenne triple bande supprime la troisième bande (7.2 GHz) comme montre la figure II.13. De plus, les résultats mesurés de S_{11} sont en bon accord avec ceux simulés, l'incertitude observée sur les mesures est due principalement aux tolérances de fabrication et l'incertitude de permittivité du substrat. Les résultats obtenus montrent que l'approche proposée basée sur l'AG est très efficace pour l'optimisation des structures non conventionnelles (éléments rayonnants et filtres DGS).

La figure II.14 montre la procédure de mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne avec filtre DGS dans une chambre anéchoïque.



Figure II.14 Procédé de mesure du diagramme de rayonnement en chambre anéchoïque.

Les résultats de mesures comparés avec ceux simulés dans les plans (xz) (plan H) et (yz) (plan E) pour les fréquences 3.47 GHz et 5.3 GHz sont présentés dans la figure II.15.

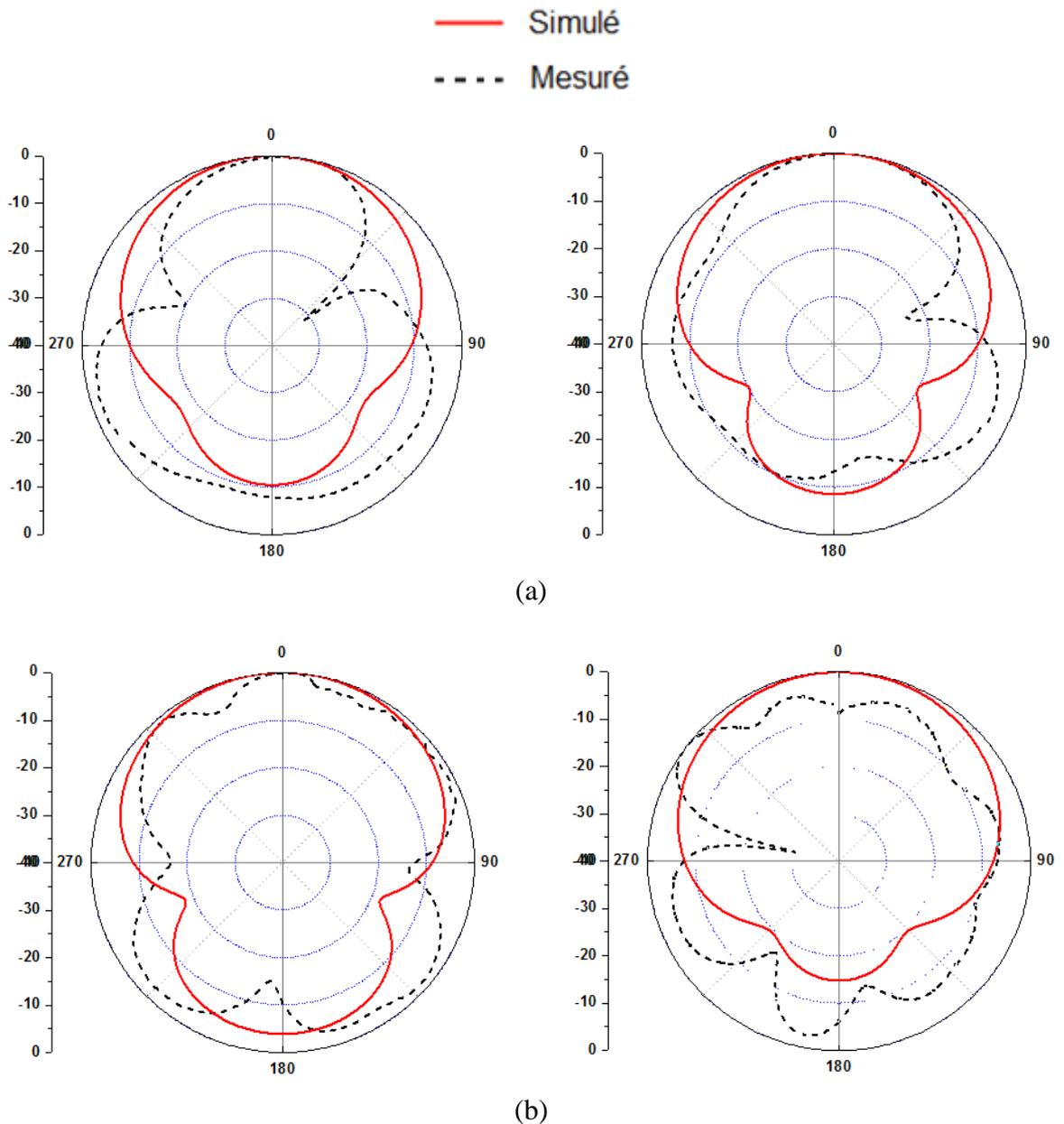


Figure II.15 Diagramme de rayonnement simulé et mesuré dans les plans E et H pour les fréquences (a): $f = 3.47$ GHz, (b): $f = 5.3$ GHz.

À partir de la figure II.15, les diagrammes de rayonnement sont symétriques et la direction du rayonnement maximum est selon l'axe oz ($\Theta = 0^\circ$). De plus, les diagrammes de rayonnement de mesures sont en bon accord avec ceux des simulations. Certaines perturbations dans les mesures sont constatées en raison des incertitudes liées aux différentes étapes de mesures.

II.2.4 Étude comparative

L'approche de conception proposée est comparée à certains travaux existant dans la littérature récente. L'étude comparative est résumée dans le tableau II.1.

On peut remarquer que l'approche proposée permet d'optimiser d'une manière automatique des structures multi-bandes miniaturisées avec des bonnes performances. De plus, l'approche permet de supprimer certaines bandes indésirables grâce à l'intégration du filtre DGS.

références	Fréquences de résonance (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	Taille (mm ²)	Méthode d'optimisation	Résultats obtenus
Ref. [1]	2.2/3.2/6	-25/-20/-20	35x30	conventionnel	Triple bande
Ref. [5]	2.5/5.8	-19/-21	54.2x30	Hierarchique	Double bande
Ref. [8]	2.16/3.61	-35/-19	28x27	AG	Double bande
Nos resultats	3.47/5.3/7.2	-23/-15/-21	27x33	AG	Multi-bandes et filtre

Tableau II.1 Etude comparative.

II.3 Optimisation d'une antenne ULB avec un filtre DGS par AG

II.3.1 Présentation du problème

Au cours des dernières années, les antennes ULB avec rejection de bandes étroites ont beaucoup attiré l'attention par leur capacité à augmenter les performances des systèmes de communications sans fil. Elles donnent un meilleur résultat par rapport aux antennes imprimées conventionnelles du fait que le filtre à défaut de masse supprime efficacement la fréquence indésirable.

Dans cette partie, il s'agit d'optimiser une antenne patch ultra-large bande avec rejection d'une bande étroite par l'intégration d'un filtre DGS non conventionnel en utilisant les algorithmes génétiques.

II.3.2 Antenne de départ

La géométrie de la structure initiale est donnée à la figure II.16. Elle consiste en un pavé rayonnant de (10 x 10) subdivisions imprimé au-dessus d'un résidu de plan de masse de dimensions 32 mm x 12.5 mm. Chaque subdivision est de dimensions de (2 x 2) mm. L'élément rayonnant, alimenté par une ligne microbande d'impédance caractéristique 50 Ω, est réalisé sur un substrat verre téflon de permittivité relative $\epsilon_r = 2.5$ et de hauteur $h=1.6$ mm et des pertes $\tan(\delta)=0.0019$.

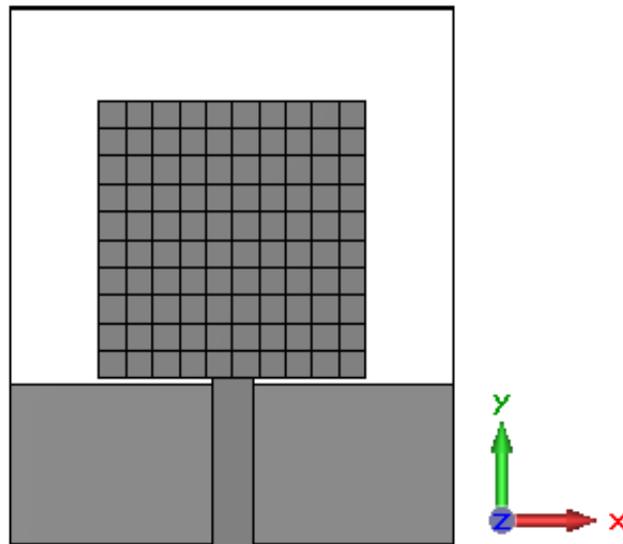


Figure II.16 Configuration de l'antenne initiale.

Le but consiste à obtenir une bande passante ultra large. Pour augmenter la bande passante de 3 GHz à 20 GHz, on doit minimiser la valeur moyenne du module du coefficient de réflexion dans la bande de fréquence BP = [3-20] GHz. Dans ce cas, la fonction coût est définie comme suit:

$$Cost = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |S_{11}(f_n)|_{dB} \quad \text{Équation II.3}$$

Où : N représente le nombre de points de fréquence dans la bande à optimiser.

La forme de l'antenne optimisée est présentée à la figure II.17.

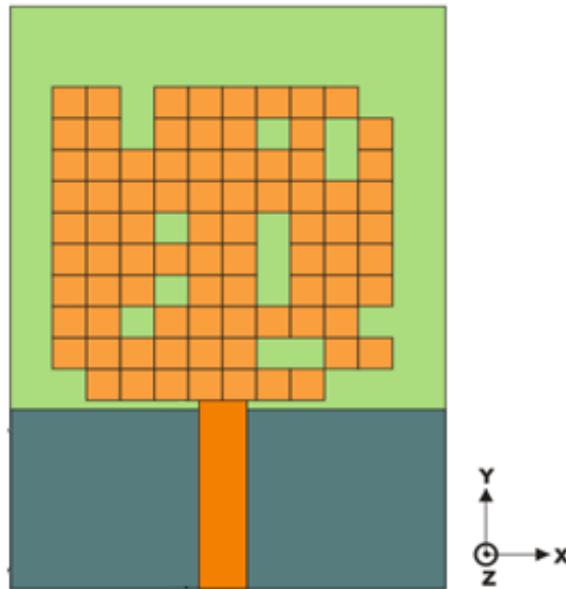


Figure II.17 Configuration de l'antenne optimisée

La figure II.18 montre la comparaison du module du coefficient de réflexion de l'antenne optimisée avec celui de l'antenne initiale.

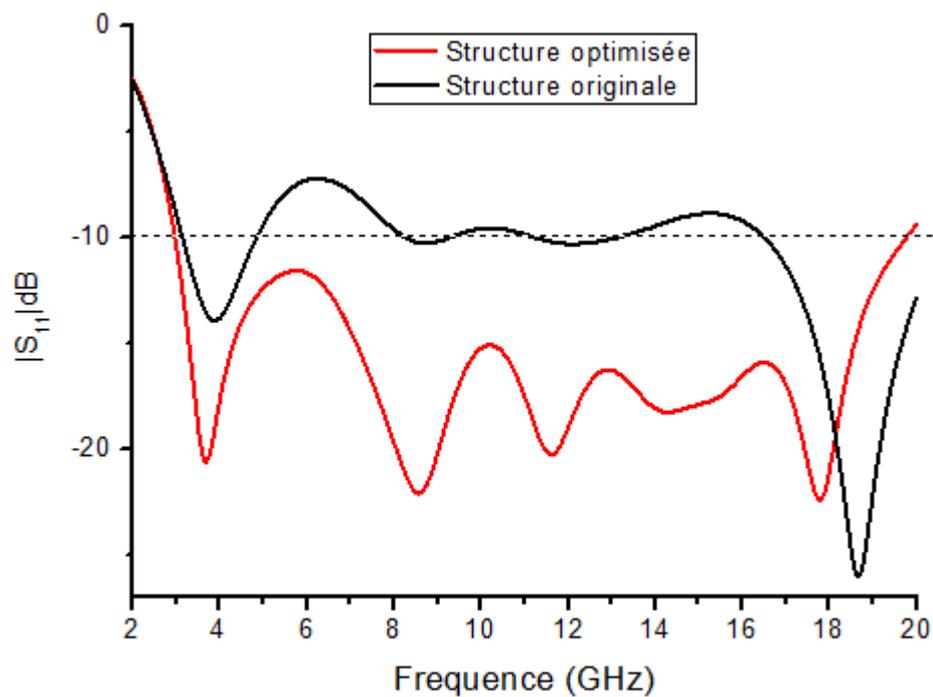


Figure II.18 Module du coefficient de réflexion de l'antenne avant et après optimisation.

Nous pouvons remarquer, d'après cette figure, que l'antenne optimisée présente une bande passante de 17 GHz soit 149.12%. Dans cette bande, la première fréquence basse commence à 2.9 GHz et la fréquence haute est située au voisinage de 19.9 GHz. Cependant, le module du coefficient de réflexion de l'antenne initiale n'est pas bien adapté (passe au-dessus de -10 dB pour plusieurs fréquences) Le résultat de cette figure nous confirme que les subdivisions non métalliques gravées sur le pavé rayonnant jouent un rôle très important dans l'augmentation de la bande passante et la bonne adaptation de l'antenne à sa ligne d'excitation.

II.3.3 Optimisation du filtre à défaut de masse

Dans cette partie il s'agit d'optimiser un filtre à défaut de masse non conventionnel en utilisant le logiciel CST avec le code développé sur la plateforme VBA. Nous allons montrer l'intérêt de l'utilisation de l'algorithme génétique pour optimiser un filtre appliqué sur l'antenne présentée dans la figure II.17 afin de supprimer la bande centrée à la fréquence 3.7 GHz qui est utilisable dans les applications du standard WiMAX.

La zone d'optimisation du filtre DGS au niveau du plan de masse est illustrée dans la figure II.19. La zone est constituée d'une matrice de taille (8 x 8), 64 subdivisions où chaque subdivision a des dimensions de (4 x 0.5) mm. Cet emplacement est choisi de sorte à couvrir une large portion du courant de surface pour assurer la perturbation maximale de son trajet. Le choix des dimensions du filtre et des subdivisions a été étudié pour être le plus efficace possible. Après plusieurs essais, la meilleure solution est obtenue avec les dimensions d'une subdivision choisies comme mentionnée auparavant.

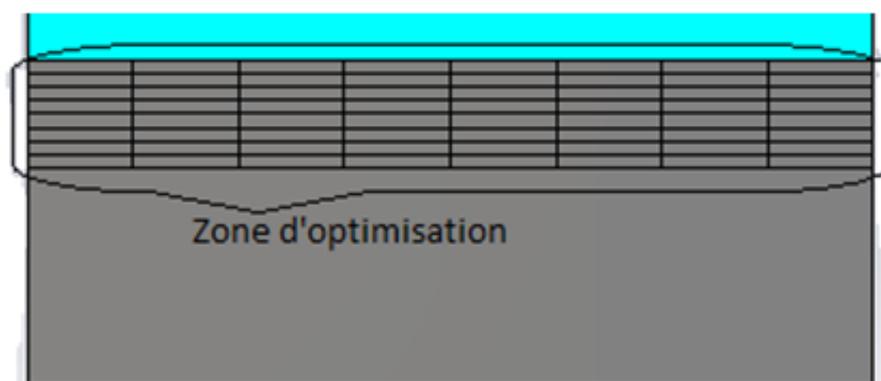


Figure II.19 Zone d'optimisation du filtre au niveau du plan de masse.

La distribution du courant à la fréquence 3.7 GHz sur le plan de masse est donnée par la figure II.20. On remarque que la distribution du courant au niveau du plan de masse est concentrée dans la partie supérieure où la zone d'optimisation a été sélectionnée.

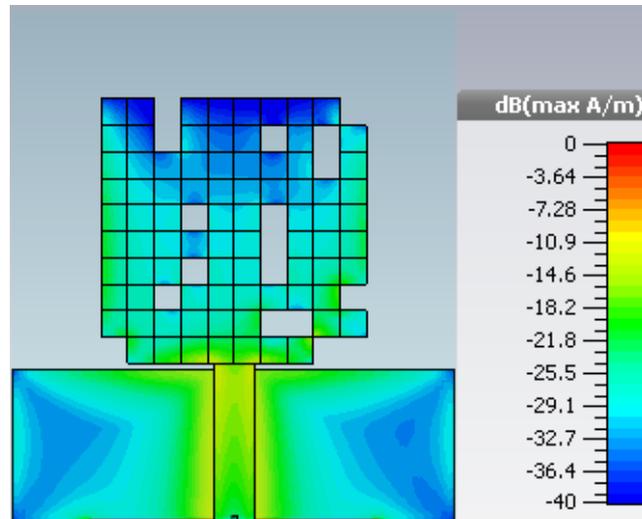


Figure II.20 Distribution surfacique du courant dans l'antenne à la fréquence 3.7 GHz.

Le but ici est de rejeter une bande étroite dédiée à la norme WiMAX afin de minimiser les interférences dans une antenne ULB. Il s'agit donc de maximiser la valeur moyenne du module du coefficient de réflexion S_{11} dans la bande de fréquence centrée à la fréquence 3.7 GHz. Les paramètres de l'algorithme génétique restent les mêmes en comparé à l'antenne multi-bande.

II.3.4 Résultats et discussions

Après la simulation avec le logiciel CST, la solution optimale obtenue pour le filtre est présentée à la figure II.21.

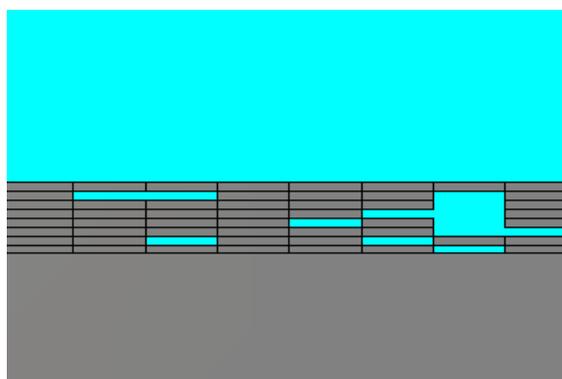


Figure II.21 Structure du filtre DGS.

La figure II.22 illustre les variations fréquentielles du module du coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne ULB avec filtre DGS.

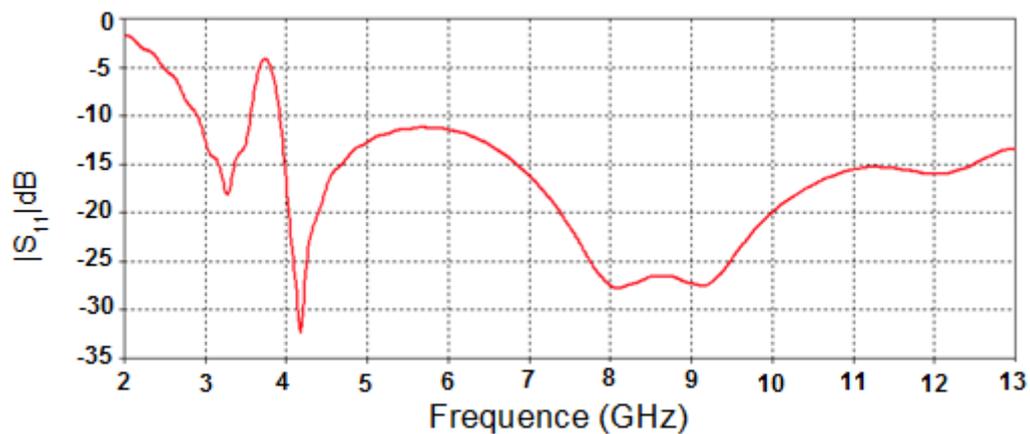


Figure II.22 Module du coefficient de réflexion simulé de l'antenne ULB avec DGS.

Nous pouvons constater que l'ajout des pavés non métalliques sur le plan de masse engendre une rejection d'une résonance indésirable à la fréquence 3.7 GHz avec un niveau de rejection de -4dB. La largeur de la bande éliminée est de 360 MHz au niveau de -10 dB.

La figure II.23 illustre une comparaison entre le résultat de module du coefficient de réflexion de l'antenne ultra large bande avec et sans l'intégration du filtre DGS.

Nous observons que l'antenne garde presque la même allure du module du coefficient de réflexion, c'est-à-dire la présence du caractère ultra large bande. Mais avec une rejection de bande autour de la fréquence 3.7 GHz.

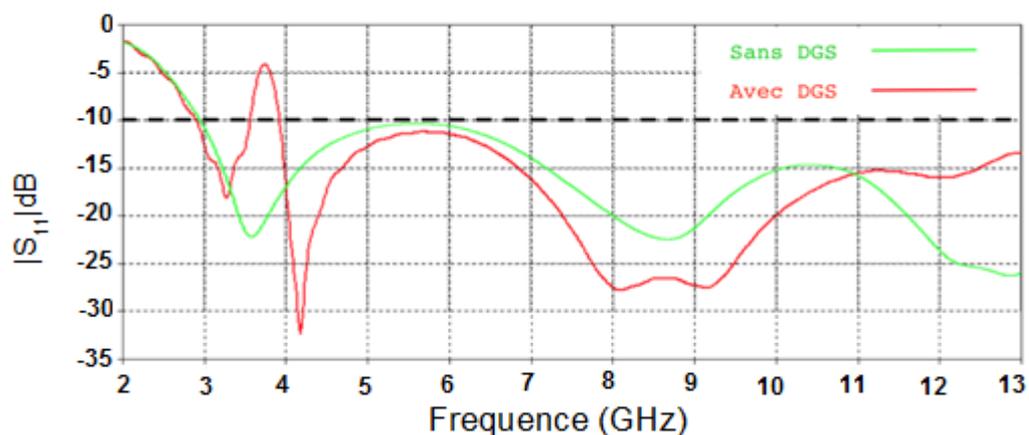


Figure II.23 Comparaison entre les S_{11} de l'antenne avec et sans DGS.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré l'efficacité des algorithmes génétiques pour concevoir différentes structures d'antennes et de filtres à défaut de masse non conventionnels d'une manière optimale et rapide.

Dans la première partie, deux antennes multi-bandes non conventionnelles ont été optimisées (double bande et triple bande) avec une bonne adaptation du module du coefficient de réflexion. On a montré comment à partir d'un patch, on pouvait modifier la distribution du courant dans la structure de l'antenne pour avoir un comportement multi-bande en utilisant l'algorithme génétique. Nous avons ensuite appliqué cette technique d'optimisation pour avoir un filtre DGS non conventionnel au niveau du plan de masse de l'antenne triple bande. Cette nouvelle approche permet de supprimer efficacement la troisième bande.

Les résultats expérimentaux obtenus ont montrés un bon accord avec ceux obtenus par simulation, validant ainsi, l'approche proposée. Cette partie proposée a fait l'objet d'une publication dans le journal IETE.

La deuxième partie du chapitre a mis en évidence l'intérêt d'utiliser l'approche génétique pour avoir un sous système non conventionnel filtre-antenne ULB. Dans ce processus, un filtre DGS non conventionnel a été intégré au niveau du plan de masse de l'antenne ULB. Ce nouveau type de filtres a montré une bonne qualité de rejection en éliminant efficacement les fréquences indésirables pour les antennes ultra-large bandes. Les résultats obtenus en termes du module du coefficient de réflexion démontrent l'efficacité de la méthode de conception proposée.

On peut conclure que les algorithmes génétiques sont très bien adaptés à l'optimisation des sous systèmes non conventionnels filtre-antenne.

Chapitre III

Conception des filtres à base des métamatériaux

CHAPITRE III: CONCEPTION DES FILTRES A BASE DES METAMATERIAUX

III.1 Introduction

Ces dernières années, la demande de filtres microrubans compacts augmente en raison des nouveaux systèmes de communication micro-ondes [60-63]. Afin de réduire la complexité et le volume global de tels systèmes, des structures compactes et flexibles comme des filtres reconfigurables sont utilisées [64-69]. L'un des avantages de ces filtres est leur capacité à se reconfigurer en fréquence, réduisant par conséquent la taille allouée à différentes modules radiofréquences (RF) pour les différentes normes de communication sans fil incorporées dans le produit final.

Dans la littérature, différents types de filtres coupe-bande reconfigurables ont été proposés [70-72]. Par conséquent, l'utilisation de filtres compacts reconfigurables est devenue de plus en plus importante. Diverses méthodes ont été utilisées pour obtenir des filtres reconfigurables à l'aide de diodes [73, 74] ou à base de MEMS électrostatiques [75]. Certaines structures, correspondant chacune à un mode de fonctionnement avec des interrupteurs idéales, ont également été réalisées dans la littérature [76]. Par ailleurs, plusieurs études ont été menées pour utiliser les métamatériaux dans des structures micro-ondes afin de modifier leurs caractéristiques [77, 78] notamment dans la conception des filtres [79-81].

Dans ce chapitre, nous présentons un filtre reconfigurable compact à trois bandes de fréquences (BSF) avec un rejet quasi-parfait et une sélectivité élevée. Le filtre proposé est basé sur une ligne d'alimentation micro ruban de 50Ω et trois paires des cellules métamatériaux de formes hexagonales introduisant chacune une résonance. Un commutateur sera introduit au niveau du gap de chaque cellule afin de rendre le filtre reconfigurable. Le filtre est imprimé sur un substrat Rogers RT 5870. Les résultats de la simulation et de la mesure seront présentés et discutés.

III.2 Conception des cellules métamatériaux

Dans cette partie, nous avons focalisés nos travaux sur les cellules métamatériaux RAF (Résonateur en Anneau Fendu) de forme hexagonale de type MNG (matériaux à perméabilité négative). Elles ont un comportement magnétique constitué de boucles magnétiques susceptible de présenter une perméabilité effective négative dans un spectre donné. Ils sont appelés aussi « résonateur à activité magnétique ».

Dans la référence [82], l'auteur a montré qu'un milieu MNG pouvait être décrit par une valeur négative de la partie réelle de la perméabilité effective. D'un point de vue pratique, on cherche à minimiser les pertes qui se manifestent par des augmentations des parties imaginaires.

Une propriété intéressante du RAF est son pouvoir à concentrer de l'énergie électrostatique du champ incident dans les régions où est créée la capacité.

Notons qu'il n'est généralement pas possible d'attribuer une impédance Z à un matériau non-continu, sauf dans le cas où la longueur d'onde dans le matériau est largement supérieure aux différentes dimensions des éléments constituant le milieu. Dans notre cas, cette condition est respectée. En effet, les dimensions géométriques utilisées sont très faibles devant la longueur d'onde.

Le résonateur en anneau fendu (RAF) fonctionne comme une structure résonnante LC [83]. Cette structure montre une résonance magnétique à une fréquence particulière. La position de cette fréquence peut être variable en changeant les différents paramètres géométriques du RAF qui peut avoir différents types de structures. Il peut avoir des anneaux simples ou doubles avec des fentes simples ou multiples. L'anneau peut être circulaire, carré, rectangle....

Comme il est mentionné ci-dessus, le RAF est constitué d'un ou plusieurs anneaux métalliques avec une fente présentée dans l'un des bras de sa structure. Si le champ magnétique incident est polarisé perpendiculairement au plan d'un RAF, il créera une boucle de courant dans le RAF ce qui induira un moment dipolaire magnétique perpendiculaire au plan de l'anneau. L'anneau métallique agit en tant qu'enroulement (d'inductance L) et la fente dans l'anneau en tant que condensateur parallèle (de capacité C). Le dispositif se comporte électriquement comme un circuit LC (figure III.1) [83, 84].

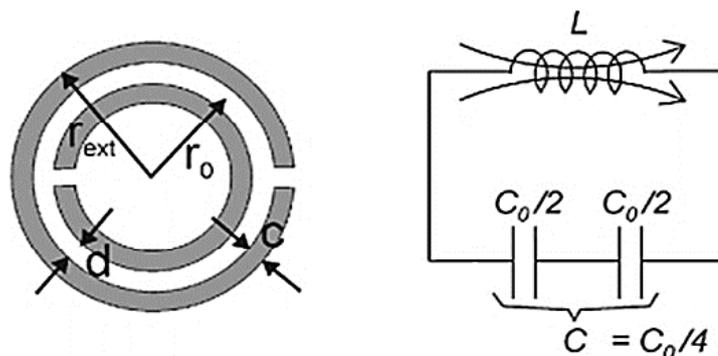


Figure III.1 Circuit électrique équivalent d'un RAF.

III.2.1 Cellule de base

La structure de base est présentée dans la figure III.2. Elle constitue de deux anneaux de formes hexagonales fendues. L'hexagone inscrit dans un cercle de rayon r . Les anneaux seront imprimés sur un substrat diélectrique de type verre téflon ayant les caractéristiques suivantes: permittivité relative $\epsilon_r = 2.5$; épaisseur $h=1.6 \text{ mm}$ et des pertes diélectriques de l'ordre $tg \delta = 0.0019$. Dans cette étude, le résonateur est optimisé pour avoir une résonance à 5 GHz. Le rayon de l'anneau externe (r) égal à 3.24 mm, le rayon de l'anneau interne est de 1.85 mm, la largeur de la piste en cuivre est de 0,5 mm, la largeur de la coupure des anneaux est de 0,3 mm et l'espacement entre les deux anneaux est de 0,4 mm.

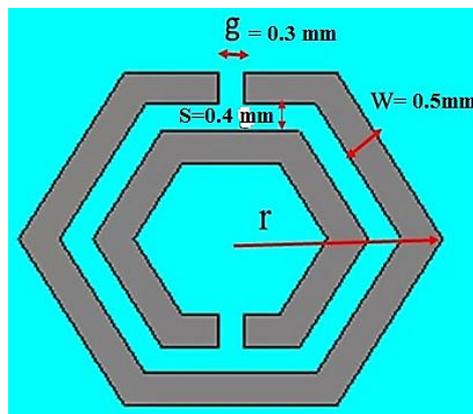


Figure III.2 Configuration d'une cellule RAF de forme hexagonale.

Avant de procéder à la simulation, nous donnons les dimensions du milieu environnant de la cellule unité, autrement dit la boîte de rayonnement (figure III.3).

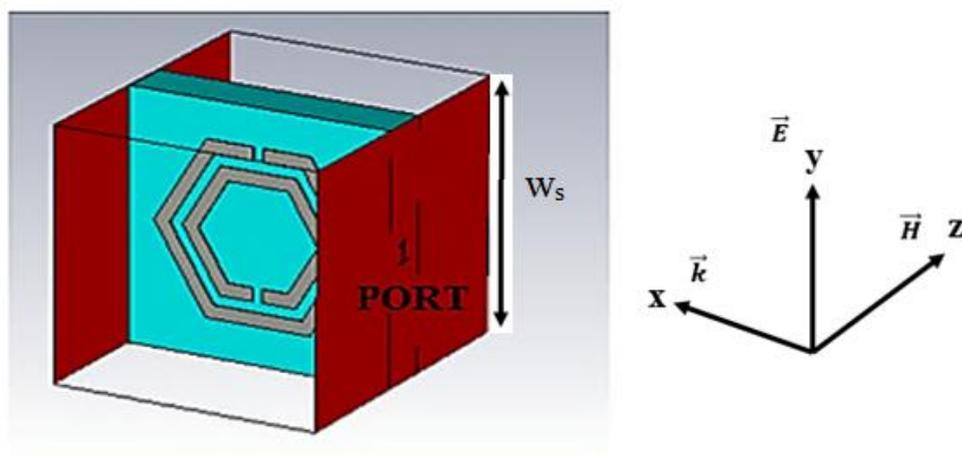


Figure III.3 Excitation de la cellule métamatériau.

Cette boîte est définie par un volume cubique de dimensions w_s^3 (mm^3) où w_s est la largeur du substrat prise égale 2.5 fois le rayon de l'hexagone. Nous fixons après les conditions aux limites appropriées dont le trièdre direct $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$ est constitué respectivement par le champ électrique, le champ magnétique et le vecteur d'onde indiquant la direction et le sens de propagation. Dans ce cas, une seule cellule comme partie d'une structure d'un réseau infinie est considérée. Les champs \vec{E} , \vec{H} et \vec{k} (figure III.3) sont dirigés selon les axes d'un système de coordonnées cartésiennes ox , oy et oz . La phase et le module des paramètres S_{11} et S_{21} de la structure sont alors déterminés uniquement pour une incidence normale. La référence de phase et la réflectivité sont directement présent au niveau du contact entre l'un des ports et la cellule en teste. Il est à noter que le couplage par rapport aux cellules adjacentes dans le cas d'un réseau n'est pas pris en compte.

Pour la simulation en espace libre des paramètres S_{11} et S_{21} d'une cellule, deux ports d'excitation sont introduits dans les deux extrémités de la cellule le long de l'axe de propagation d'une onde incidente considérée plane (figure III.3). Cette onde peut être simulée par l'un des deux ports d'excitation.

Pour la simulation, le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux afin d'assurer une activité magnétique dans le SRR.

La figure III.4 présente les modules des coefficients de réflexion et de transmission en dB de la cellule SRR.

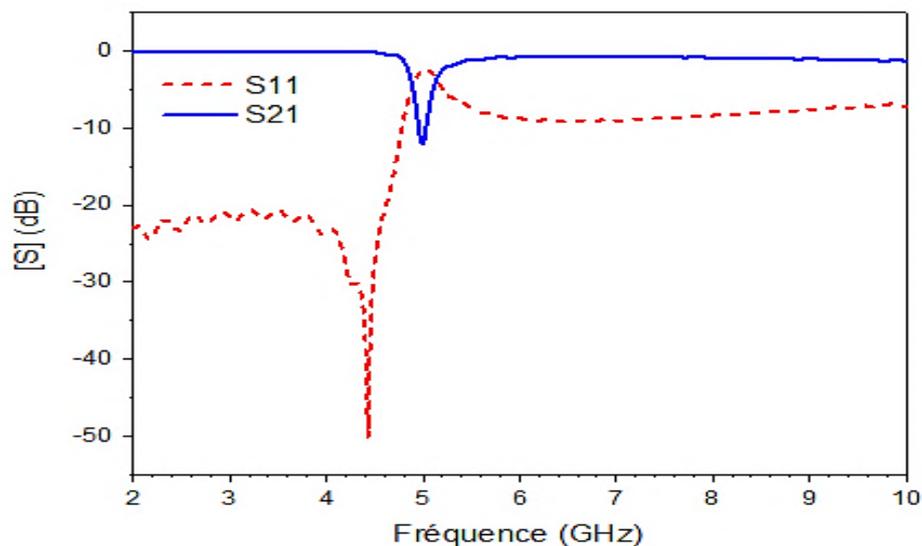


Figure III.4 Paramètres S simulés de la cellule SRR.

Nous observons que la cellule présente une fréquence de résonance à 5 GHz avec une transmission de l'ordre de -12.5 dB. Cette résonance dépend des dimensions des anneaux et de la capacité créée d'une part, par l'espacement entre les deux anneaux et, d'autre part, la coupure dans les deux anneaux. Ce résultat confirme le phénomène de bande interdite autour de la fréquence de résonance de la cellule métamatériau.

Pour bien étudier la cellule SRR, la partie réelle de la perméabilité effective calculée à partir du modèle de réflexion-transmission a été illustré dans la figure III.5.

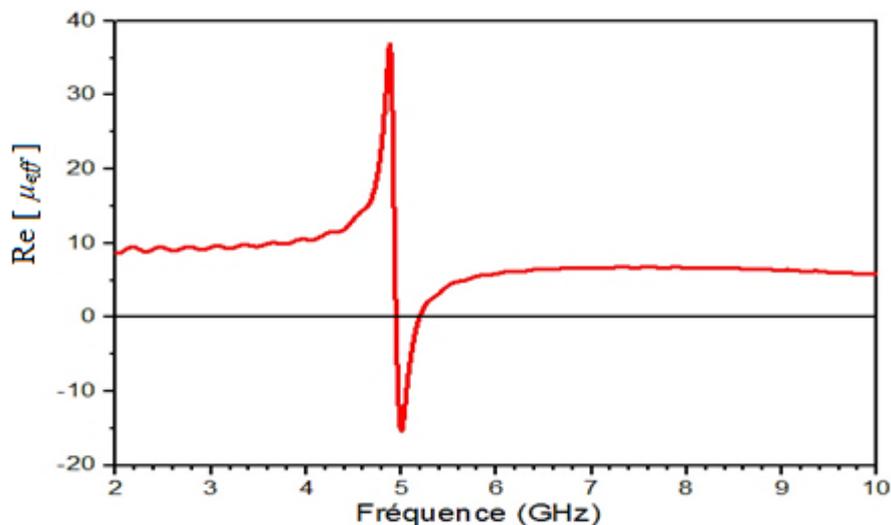


Figure III.5 Partie réelle de la perméabilité relative effective.

Il est clair qu'à la fréquence de résonance ($f = 5$ GHz), la partie réelle de la perméabilité $Re(\mu_{eff})$ du milieu est négative dans une bande étroite avec une valeur minimale égale à -15. En dehors de cette bande, cette partie réelle est positive.

III.2.2 Etude de l'agilité de la cellule

Le but de cette étude, est de mettre en évidence l'effet d'activer ou de désactiver la résonance de la cellule RAF en fonction de la fermeture et l'ouverture du gap situé au niveau de l'anneau externe. Nous pouvons prédire que la présence du gap affectera la résonance de la cellule RAF. Pour étudier cette question, nous avons simulé le paramètre S_{21} de la cellule RAF avec ou sans gap (figure III.6).

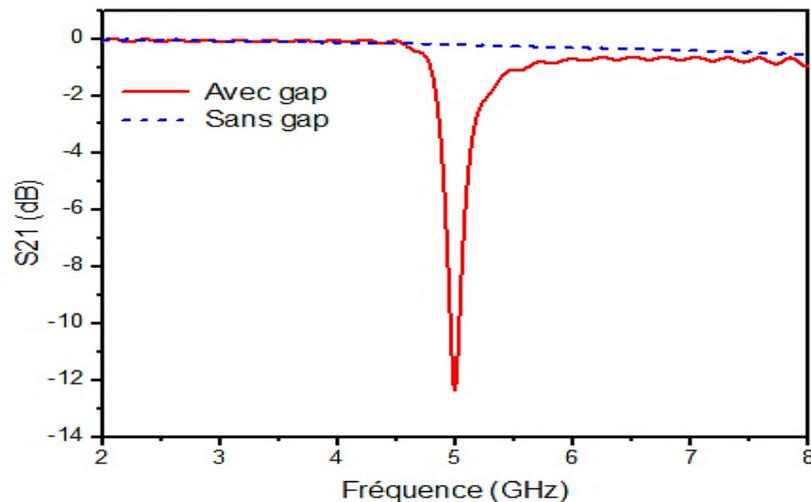


Figure III.6 Variation de S_{21} en fonction de la présence et de l'absence du gap.

Il est important de noter que les résultats illustrés par la figure III.6 montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence de résonance de la cellule métamatériau en présence du gap (courbe en trait plein). Par contre, en absence de ce gap, ce comportement disparaît (courbe en pointillés).

III.2.3 Effet de la rotation de l'anneau interne de la cellule

Dans cette partie, nous voulons mettre en évidence le comportement fréquentiel de la cellule RAF selon différentes positions du gap de l'anneau interne de la cellule (figure III.7). Les différentes positions du gap sont obtenues par la rotation de l'anneau interne tout en gardant la position de l'anneau externe fixe.

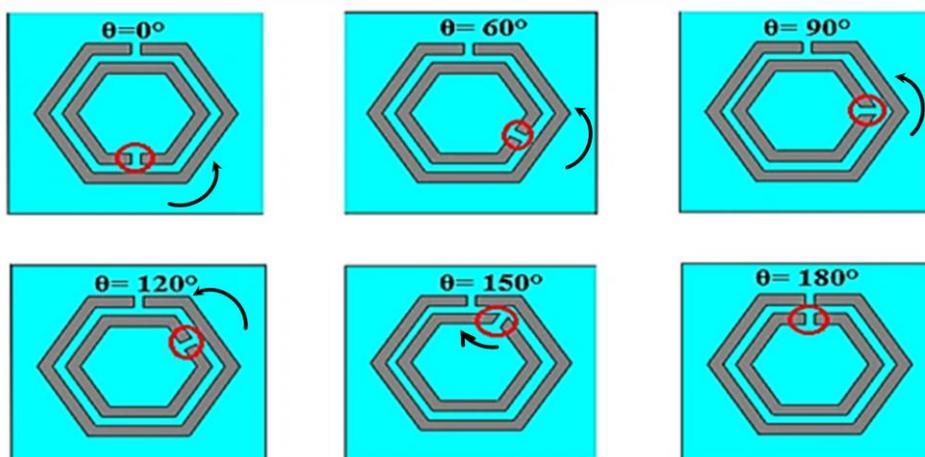


Figure III.7 Différent angles de rotation de l'anneau interne.

La figure III.8 montre l'effet fréquentiel de cette rotation. Cet effet est obtenu par la représentation des coefficients de transmission S_{21} simulés des six configurations. On remarque que la fréquence se décale vers les fréquences hautes de l'ordre de 1 GHz lorsque l'angle θ augmente jusqu'au 180° avec une dégradation du coefficient de transmission S_{21} . Cette dégradation est due à la faible absorption de l'onde par la cellule.

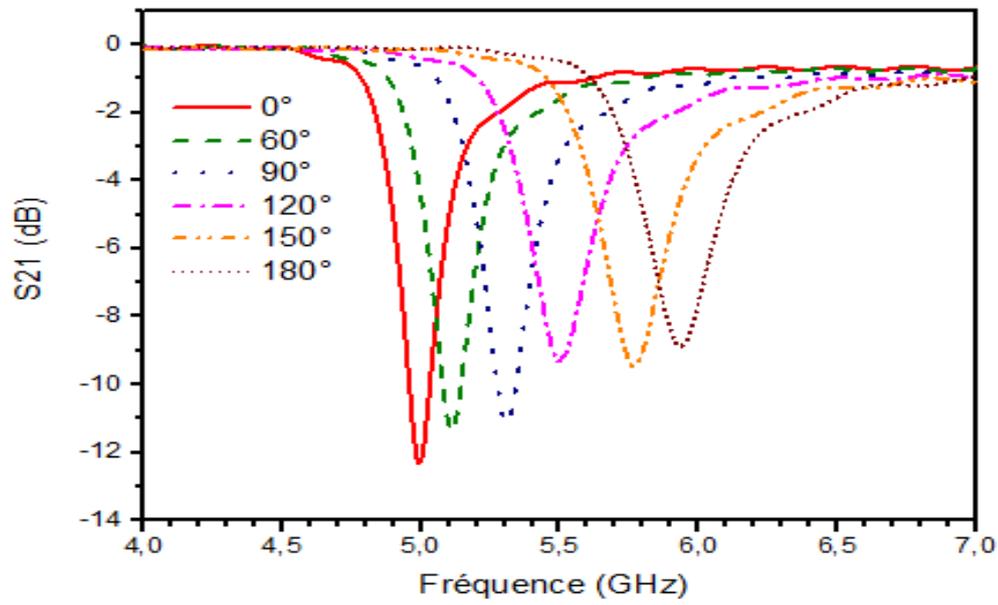


Figure III.8 Evolution fréquentielle de S_{21} pour différentes valeurs de l'angle de rotation θ .

Les résultats des différentes configurations de la cellule RAF sont détaillés en termes de résonance et d'adaptation dans le tableau III.1.

Angle θ	Fréquence	S_{21} (dB)
0°	5.00 GHz	-12.20
60°	5.12 GHz	-11.02
60°	5.31 GHz	-10.95
120°	5.51 GHz	-9.23
150°	5.80 GHz	-9.72
180°	5.95 GHz	-8.44

Tableau III.1 Influence de l'angle θ sur le coefficient de transmission.

III.2.4 Etude paramétrique de la cellule RAF hexagonale

Dans cette partie, nous allons examiner l'influence des différents paramètres du RAF sur la fréquence de résonance. Les paramètres qui régissent le comportement fréquentiel du RAF sont

- Largeur de la piste métallique du RAF (w) ;
- L'espacement entre les deux anneaux (s) ;
- La longueur de l'ouverture des anneaux (g) ;

a) Influence de w

Dans un premier temps, on examinera l'influence de la largeur de la piste métallique (w) des deux anneaux. Pour cela, nous prenons deux valeurs autour de la valeur nominale ($w = 0.5$ mm), l'une inférieure ($w = 0.4$ mm) et l'autre supérieure ($w = 0.6$ mm). Le comportement de la fréquence de résonance en fonction de la largeur de piste est présenté dans la figure III.9.

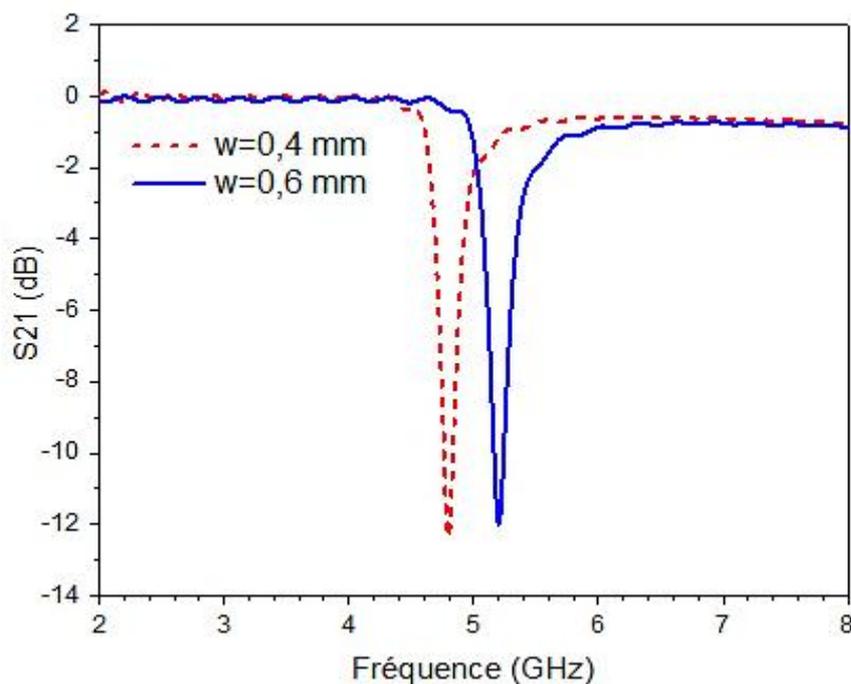


Figure III.9 Influence de la largeur de piste sur le coefficient de transmission.

On observe bien que, une augmentation de la largeur de la piste par 0.2 mm tout en gardant les dimensions de l'anneau externe, l'espacement et l'ouverture fixes (3.24 mm, 0.4 mm et 0.3 mm respectivement), entraîne une augmentation de la fréquence de résonance à l'ordre de 400 MHz avec un niveau de S_{21} reste stable (autour de -12 dB). Ce décalage de la fréquence vers les fréquences hautes vient du fait que quand la largeur de la piste augmente, le

rayon de l'anneau interne diminue. Ainsi, une diminution du rayon de l'anneau interne implique une diminution du chemin de courant parcouru, ce qui provoque une augmentation en fréquence.

b) Influence de s

Une étude sur la variation de l'espacement entre les deux anneaux du RAF est faite afin de voir son influence sur la fréquence de résonance. On considère deux valeurs autour de la valeur nominale (prise égale à 0.4 mm) à savoir respectivement 0,3 mm et 0,5 mm.

Dans ce cas, le rayon de l'anneau interne reste fixe (1.85 mm), avec la largeur de piste égale à 0.5 mm et l'ouverture égale à 0.3 mm. La figure III.10 présente les variations fréquentielles du module (en dB) du coefficient de transmission.

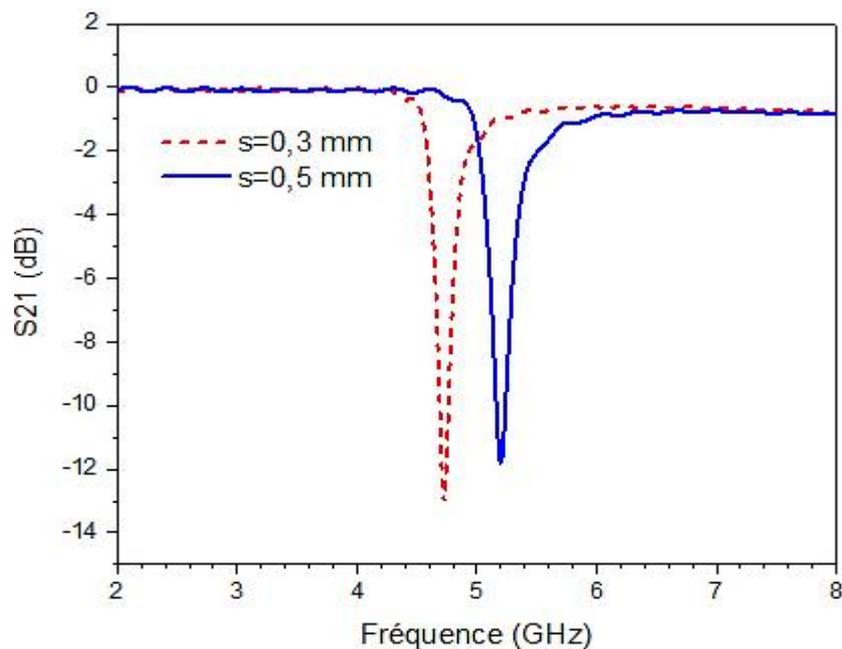


Figure III.10 Influence de l'espacement entre les deux anneaux sur S_{21} .

La figure III.10 montre une fréquence de résonance, pour $s = 0.3$ mm, à 4.73 GHz avec une transmission de l'ordre de -13.02 dB. En revanche, pour $s = 0.5$ mm, la fréquence de résonance est de 5.2 GHz avec une transmission de l'ordre de -11.81 dB. Ce décalage vers les fréquences hautes lorsque l'espacement entre les deux anneaux augmente est dû principalement par la diminution de l'effet capacitif au sein de la structure

c) Influence de la largeur de l'ouverture g

Il s'agit d'examiner l'influence de la largeur de l'ouverture g . La valeur nominale utilisée sur la structure est de 0,3 mm. Afin de voir comment la fréquence de résonance du RAF évolue avec la largeur de l'ouverture, deux valeurs sont prises autour de la valeur nominale sont 0,4 mm et 0,2 mm. Les autres dimensions de la structure restent inchangées.

La figure III.11 présente l'influence de la largeur de l'ouverture des deux anneaux sur le coefficient de transmission S_{21} .

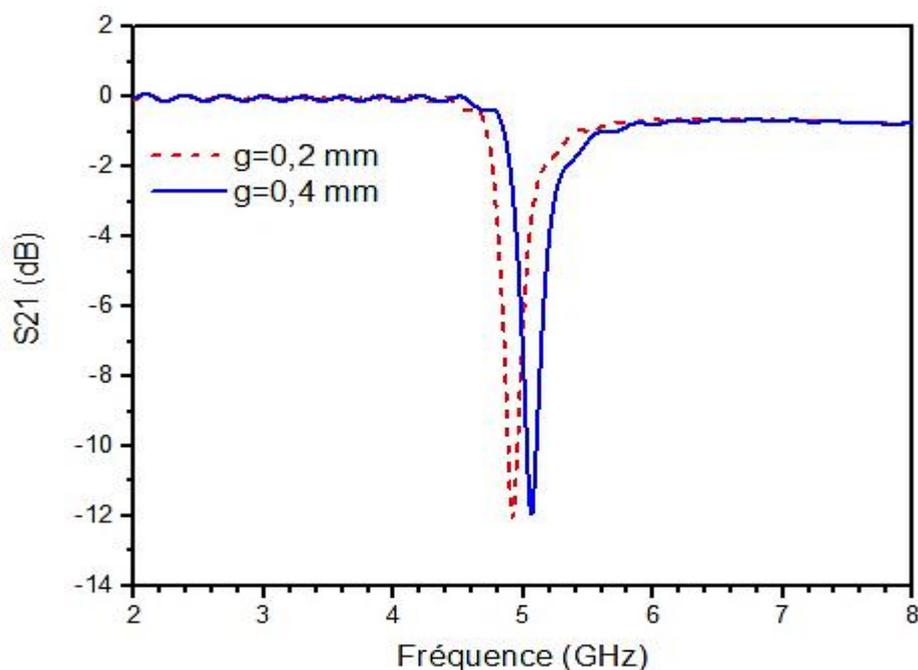


Figure III.11 Influence de la largeur de l'ouverture des deux anneaux sur le coefficient de transmission S_{21} .

Nous observons que pour une largeur $g = 0.2$ mm, la fréquence de résonance est de 4.92 GHz avec une transmission de l'ordre de -12.05 dB. Cependant, pour une largeur $g = 0.4$ mm, la fréquence de résonance est de 5.06 GHz avec une transmission est de l'ordre de -11.93 dB. La conséquence de l'augmentation de la largeur de l'ouverture est que la capacité au sein de la cellule va diminuer. Cette faible capacité entraîne un décalage léger de l'ordre de 200 MHz vers les fréquences hautes.

III.3 Etude de l'association d'une ligne et des cellules RAF

Dans cette partie, nous sommes intéressés à l'étude de l'association d'une ligne microruban de 50Ω et des cellules RAF. Les cellules sont situées à proximité de la ligne microruban.

L'objectif est de réaliser un filtrage coupe bande autour de la fréquence de résonance de la cellule RAF.

III.3.1 Ligne de transmission

La figure III.12 présente une ligne de transmission microruban 50Ω conçue sur un substrat de type verre téflon de permittivité relative $\epsilon_r = 2.5$ avec des pertes évaluées par $\tan(\delta)$ de 0.0019 et d'épaisseur $h = 1.6$ mm.

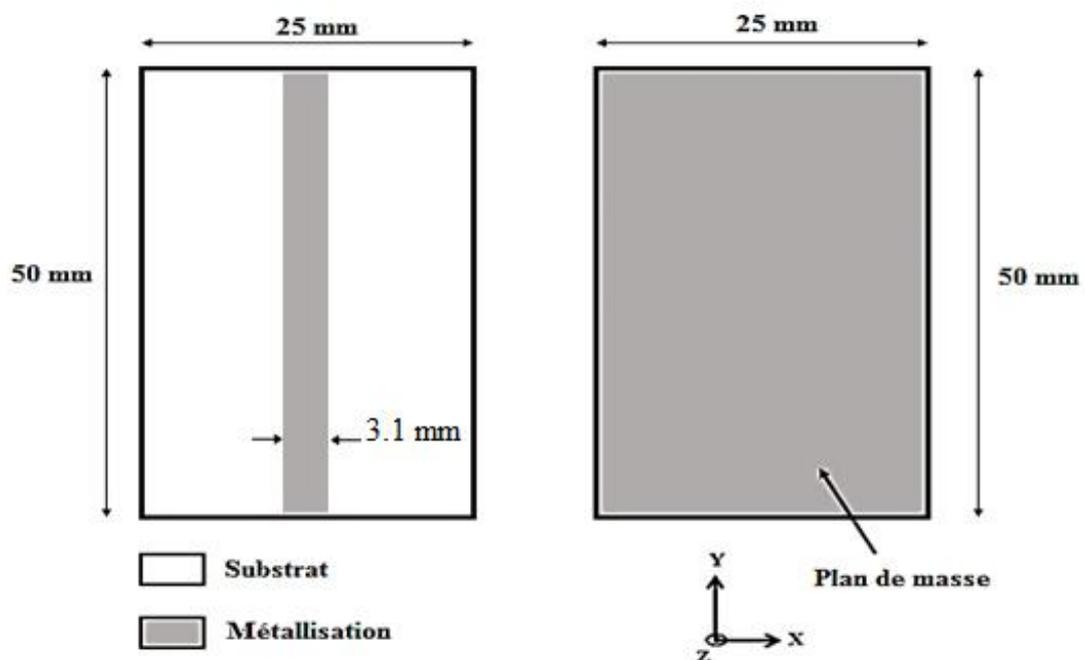


Figure III.12 Configuration d'une ligne microruban 50Ω .

La figure III.13 présente les résultats de simulation des paramètres S_{11} et S_{21} dans la bande des fréquences [2 ; 10] GHz.

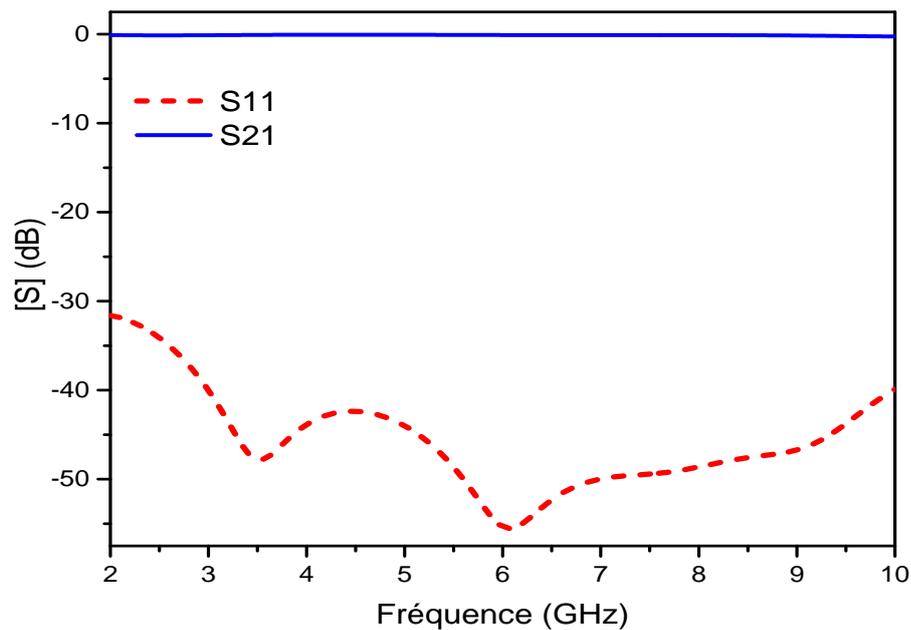


Figure III.13 Résultats de simulation des paramètres S_{11} et S_{21} de la ligne microruban.

Nous notons que la structure montre un coefficient de transmission (S_{21}) tendant vers 0 dB avec une bonne adaptation du module du coefficient de réflexion (S_{11} inférieure à -30 dB).

III.3.2 Disposition de la cellule

Après avoir conçu la ligne microruban et la cellule RAF, l'étape suivante de notre étude consiste à déterminer la position optimale de la cellule RAF. Cette dernière sera située à proximité de la ligne microruban afin de garantir un meilleur couplage électromagnétique en zone champ proche de la ligne microruban.

Le but consiste à ce que le flux magnétique, généré par le courant circulant dans la ligne, doit pénétrer efficacement (flux max) l'ouverture de la cellule pour exacerber sa résonance.

Nous sommes intéressés premièrement à définir la disposition optimale de la cellule, et plus précisément l'orientation du gap de l'anneau externe. Pour répondre à cette question, quatre configurations de la ligne et la cellule sont étudiées et simulées (figure III.14 et figure III.15).

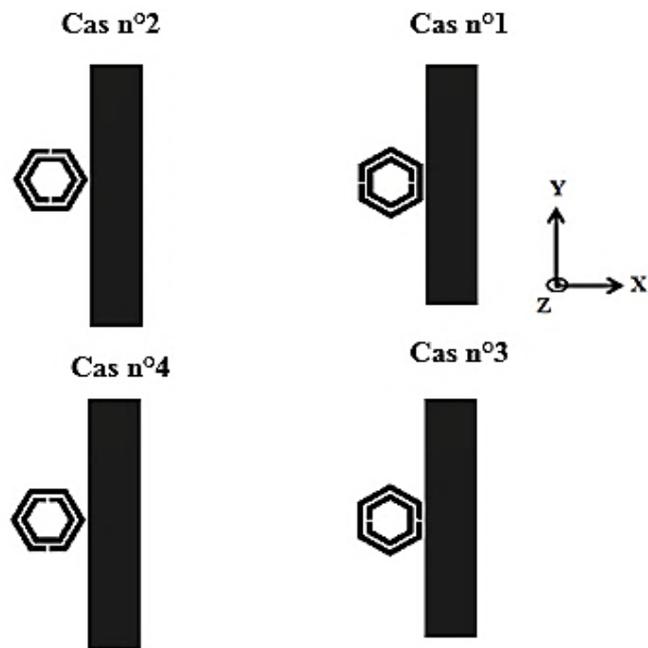


Figure III.14 Différentes configurations de la ligne et la cellule.

La simulation du coefficient de transmission S_{21} des différentes configurations est illustrée sur la figure III.15.

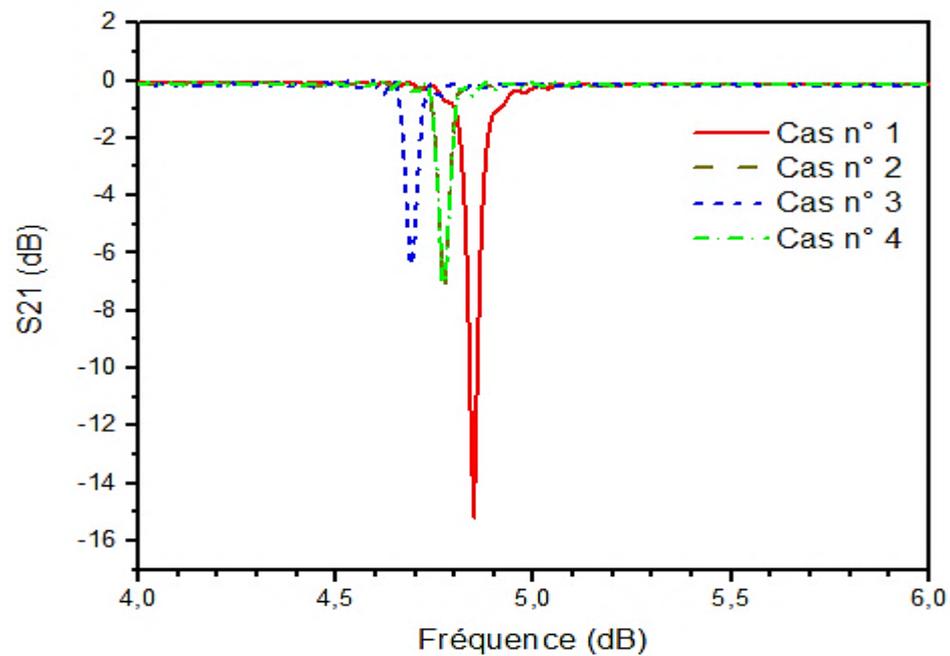


Figure III.15 Résultats de simulation du paramètre S_{21} selon les différents cas.

Nous remarquons que la première configuration (cas n°1) est la plus adaptée car le comportement coupe bande peut être observé autour de la fréquence de résonance 4.85 GHz de la cellule avec un niveau de rejection de l'ordre de -15.18 dB.

Il est intéressant d'examiner l'effet de la distance d (figure III.16) de la cellule par rapport à la ligne de transmission. Pour cela, on fait varier cette distance de 0.3 mm à 0.8 mm par pas de 0.1 mm. Le choix de la valeur minimale 0.3 mm est dû aux contraintes de réalisation.

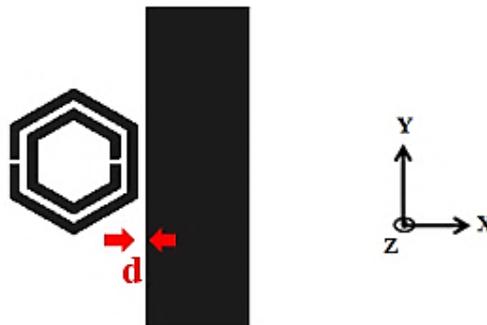


Figure III.16 Etude de l'effet de la distance d entre la ligne et la cellule.

La figure III.17 représente les variations fréquentielles du module (en dB) du coefficient de transmission pour différentes valeurs de la distance d .

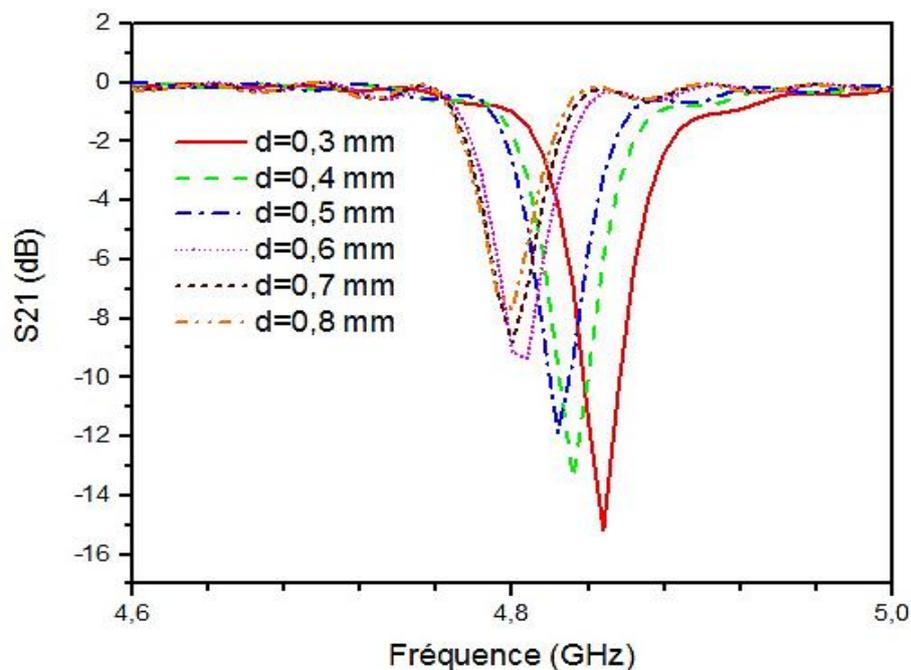


Figure III.17 Résultats de simulation de l'évolution fréquentielle du paramètre S_{21} pour différentes valeurs de d .

Au fur et à mesure que la distance d augmente nous constatons :

- Un décalage de la fréquence centrale de la bande rejetée vers les fréquences basses ;
- Une dégradation de l'adaptation du module de S_{21} (en dB).

Ces deux phénomènes peuvent être expliqués physiquement.

En effet, lorsque la distance augmente, l'intensité du champ magnétique ainsi que le nombre de lignes de champ magnétique diminuent. Le flux magnétique balayant la surface de la cellule diminue entraînant ainsi une dégradation du coefficient de transmission S_{21} .

III.3.3 Conception et réalisation d'un filtre à trois bandes rejetées

L'objet de ce paragraphe consiste à étudier l'association de la ligne microruban à un réseau finis de cellules RAF.

La figure III.18 présente une configuration du filtre coupe bande basée sur l'association de la ligne microruban 50Ω et un réseau constitué de trois cellules métamatériaux RAF identiques. La distance entre les cellules et la ligne de transmission est prise égale à 0.3 mm qui est la valeur optimale obtenue au paragraphe précédant. L'espacement entre les trois cellules a été optimisé de manière à obtenir les meilleures caractéristiques du paramètre S_{21} tout en évitant l'effet du couplage.

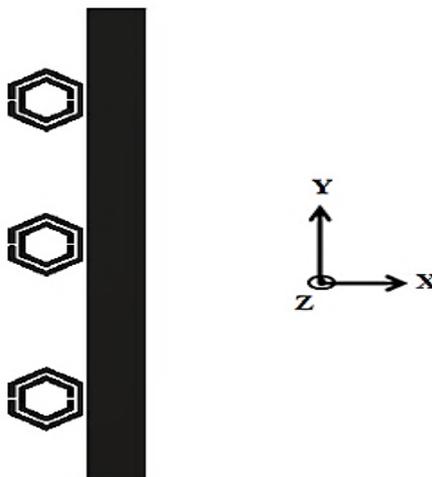


Figure III.18 Configuration du filtre coupe bande à trois cellules identiques.

Les résultats de simulation des paramètres S_{21} en fonction du nombre de cellules est présenté dans la figure III.19.

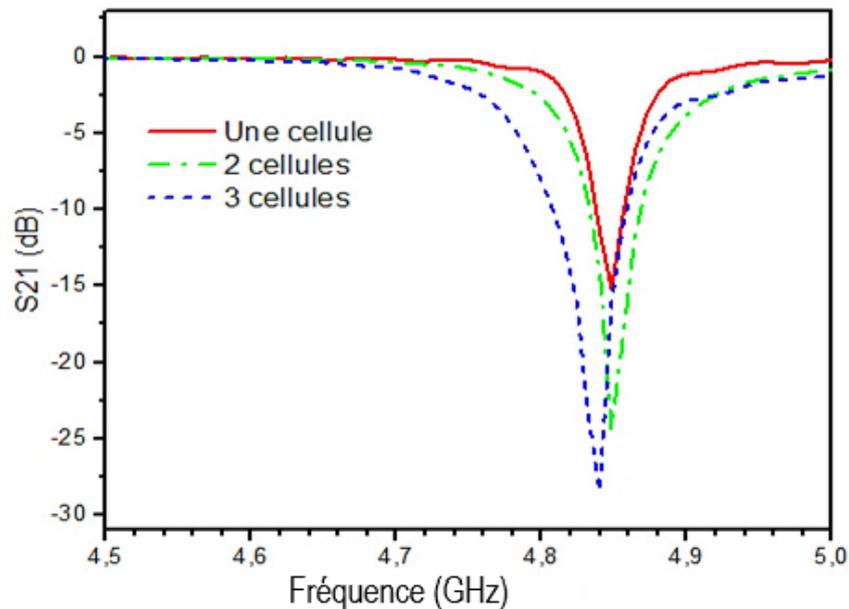


Figure III.19 Influence du nombre des cellules sur la réponse fréquentielle du S_{21}

Au fur et à mesure que l'on augmente le nombre de cellules, la bande passante rejetée croît et de niveau d'adaptation s'améliore. Ceci est dû au fait que le flux magnétique de la structure devient de plus en plus important entraînant ainsi l'absorption du courant dans la ligne. Les cellules jouent aussi le rôle de cavités résonantes.

En changeant les dimensions des cellules RAF, on obtient un résultat similaire mais avec des fréquences différentes. Ceci est mis à profit pour obtenir un système de filtrage multibandes rejetées.

Pour atteindre cet objectif, trois cellules de tailles différentes ont été conçues pour être fonctionnées dans trois fréquences différentes. Ces cellules ont été placées par la suite à proximité de la ligne d'excitation. Il est à noter que les gaps des deux anneaux de chaque cellule sont situés dans le même côté, autrement dit la rotation de l'anneau interne par rapport à l'anneau externe est effectuée par un angle de 180° (figure III.20). La distance entre les cellules a été optimisée afin d'éviter le couplage entre chaque paire de cellules adjacentes. Les rayons externes optimisés des trois cellules RAF sont respectivement 3.24 mm, 2.85 mm et 2.55 mm. Les deux distances d_1 et d_2 sont respectivement égales à 12.2 mm et 12 mm. Les autres paramètres comme la largeur de la piste métallique (w); l'espacement entre les deux anneaux (s) et la longueur de l'ouverture des anneaux (g) restent inchangés par rapport à ceux qui sont déterminés précédemment.

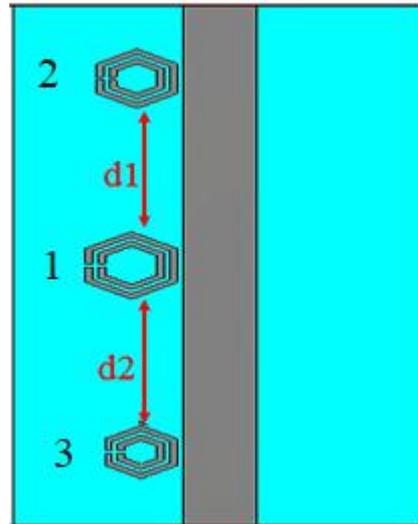


Figure III.20 Configuration du filtre à trois bandes rejetées.

La figure III.21 présente la simulation des coefficients de transmission et réflexion en fonction de la fréquence.

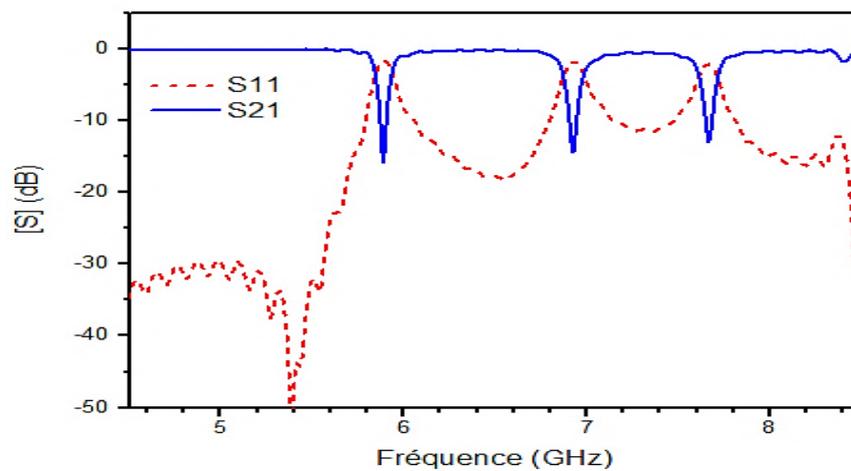


Figure III.21 Résultats de simulation des paramètres S_{21} et S_{11} en fonction de la fréquence.

On constate que la réponse fréquentielle montre un comportement coupe bande autour des fréquences 5.88 GHz, 6.92 GHz et 7.69 GHz avec un module du coefficient de transmission S_{21} respectivement de l'ordre de -15.82 dB, -14.30 dB et -13.0 dB. En plus, les pertes d'insertion sont faibles et inférieures à 1 dB en dehors des bandes rejetées.

Afin de mieux comprendre l'influence de ces résonateurs sur le comportement de la ligne, nous avons étudié la distribution du courant sur la structure. La figure III.22 illustre les

courants de surface simulés pour les trois cellules RAF aux fréquences de résonance correspondantes.

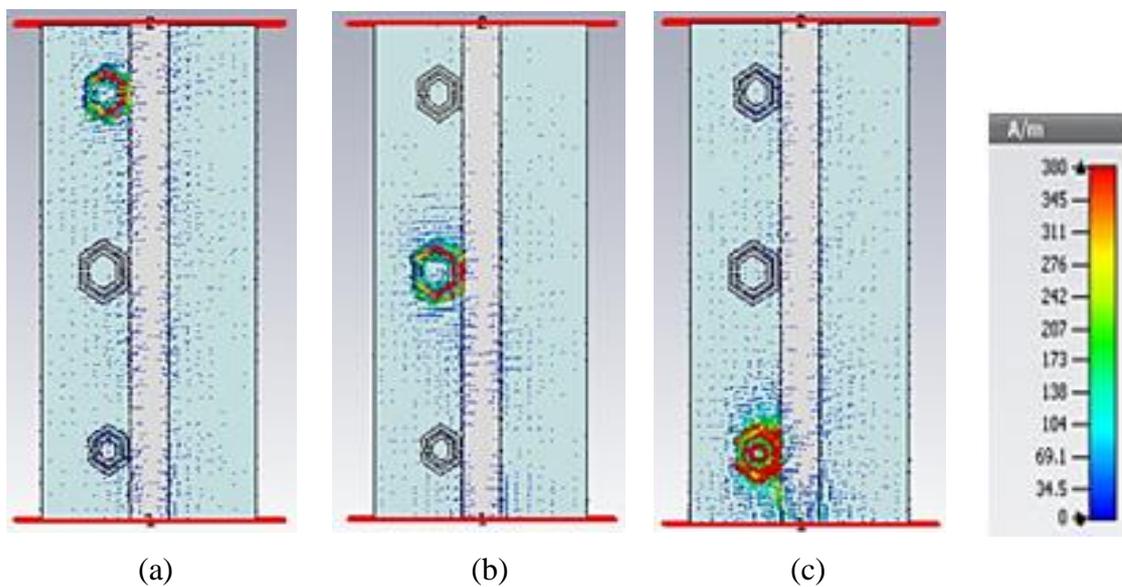


Figure III.22 Distribution du courant surfacique:

(a) 6.9 GHz, (b) 5.8 GHz, (c) 7.7 GHz.

Pour la validation expérimentale de la démarche proposée, une réalisation du filtre coupe bande a été effectuée au laboratoire Micro-ondes et Radar au niveau de l'EMP (figure III.23). La caractérisation fréquentielle du filtre est ensuite mesurée à l'aide de l'analyseur de réseau comme montre la figure III.24.

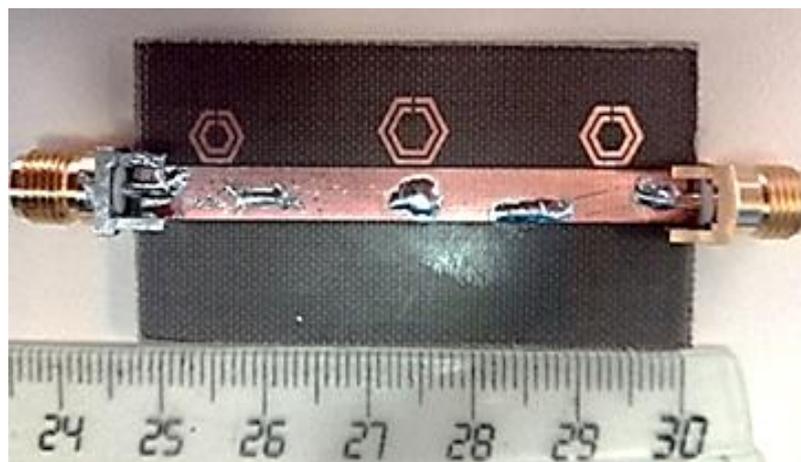


Figure III.23 Photographie à l'échelle 1 du filtre coupe bande réalisé.



Figure III.24 Procédure de la mesure des paramètres S par analyseur de réseau.

La comparaison des résultats de simulation et ceux obtenus expérimentalement est présentée dans la figure III.25 en terme de la variation fréquentielle du module (en dB) du coefficient de transmission S_{21} .

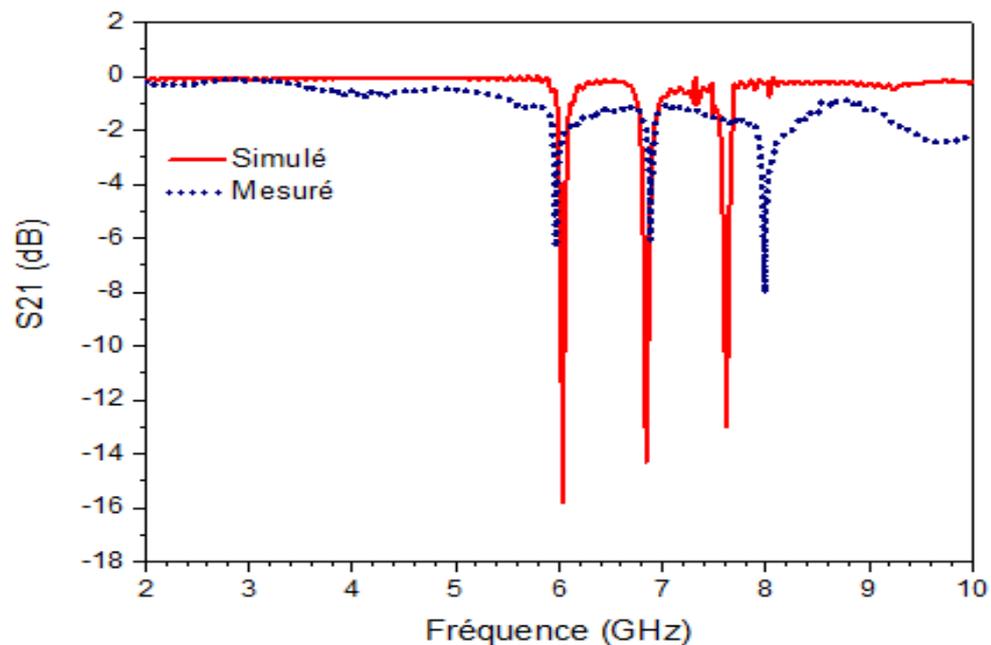


Figure III.25 Courbes comparatives entre S_{21} mesuré et celui simulé.

Pour les deux premières bandes rejetées autour de 6 et 6.9 GHz, les résultats obtenus expérimentalement corroborent parfaitement ceux de la simulation. Pour la troisième bande, on constate un décalage évalué à 3 %.

Par contre, les valeurs mesurées mettant en évidence une désadaptation générées par les défauts d'usinage et l'utilisation d'un substrat dont les pertes ne sont pas négligeables.

III.4 Conception d'un filtre reconfigurable à trois bandes rejetées

Dans cette partie, nous allons proposer un filtre à trois bandes étroites rejetées reconfigurables en utilisant une cellule métamatériau hexagonale modifiée. La reconfigurabilité est obtenue à l'aide des interrupteurs supposés parfaits.

III.4.1 Cellule métamatériau

La cellule métamatériau de forme hexagonale (HMC) proposée peut être dérivée d'une structure simple du SRR de forme hexagonale utilisé pour le filtre précédant. La nouvelle géométrie de la cellule HMC proposée est décrite dans la figure III.26. Cette cellule se compose d'un anneau, qui est le même que l'anneau extérieur du H-SRR conventionnel mais avec deux bras montés à l'intérieur de la cellule. Cette modification augmente la longueur électrique ce qui permet de réaliser une miniaturisation. Dans ce cas, les dimensions de la nouvelle cellule sont optimisées afin de rejeter trois fréquences différentes 3.6 GHz, 5.2 GHz et 5.8 GHz. elle est conçu sur un substrat de type Rogers RT 5870 avec une épaisseur de 0.508 mm, une permittivité $\epsilon_r = 2.33$ et des pertes diélectriques caractérisées par $\text{tg}\delta = 0.0012$. Le tableau III.2 présente les dimensions physiques des trois cellules pour les trois fréquences prédéfinies.

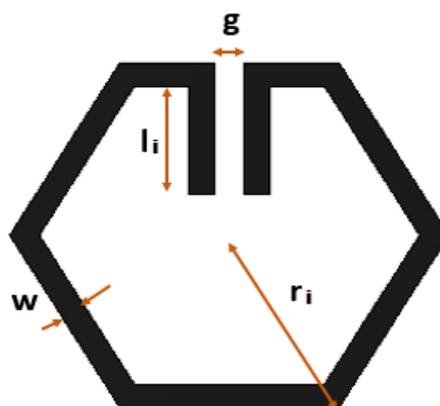


Figure III.26 Structure de la cellule HMC proposée.

paramètres	cellule 1		cellule 2		cellule 3	
	l_1	r_1	l_2	r_2	l_3	r_3
Valeur (mm)	3.1	4	2.1	3	1.8	2.8

Tableau III.2 Les paramètres optimisés des cellules.

Comme souligné précédemment, le paramètre essentiel dans la modélisation des cellules métamatériaux MNG est la partie réelle de la perméabilité relative effective (μ_{eff}).

La figure III.27 met en évidence le caractère négatif de la partie réelle de perméabilité des cellules HMC pour les fréquences 3,5 GHz, 5,2 GHz et 5,8 GHz. La conception et l'analyse de la partie réelle de la perméabilité produite par les cellules sont effectuées à l'aide du simulateur CST microwave studio version 2015.

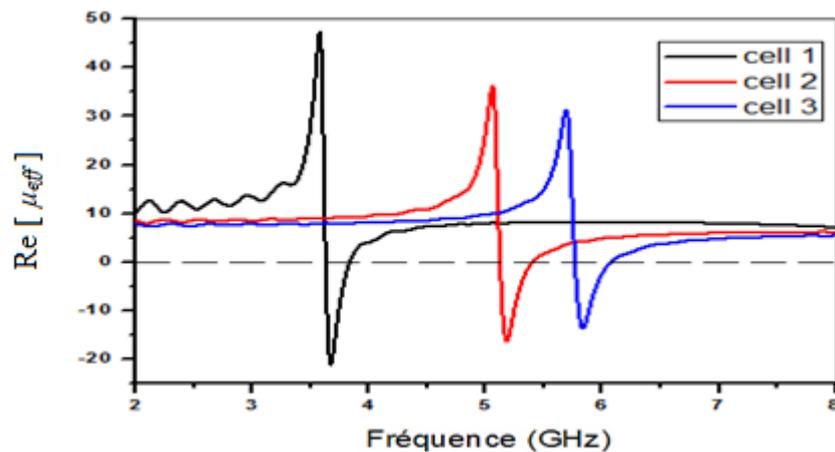


Figure III.27 Variations fréquentielles de la partie réelle de la perméabilité relative effective des 3 cellules HMC.

Il est évident d'après la figure III.27 que l'effet métamatériau est obtenu pour les trois cellules en raison de la partie réelle négative des propriétés de perméabilité. Les valeurs des parties réelles de la perméabilité des cellules sont respectivement - 21, - 15 et - 13. En plus, des bandes de fréquences étroites à perméabilité réel égal à zéro (comme il est montré par la ligne en pointillées). En dehors de ces bandes, la partie réelle est positive. Ainsi, l'effet métamatériau est mis en évidence pour les trois cellules.

III.4.2 Configuration du filtre

La configuration du filtre suggéré pour rejeter les trois bandes est illustrée dans la figure III.28. La structure proposée consiste en une ligne microruban de 50Ω avec trois paires de HMC de différentes tailles qui sont montées en cascade. La position des trois paires de cellules est choisie judicieusement de sorte que le flux magnétique, traversant la surface de chaque cellule, est maximum. C'est la raison pour laquelle nous avons opté pour une paire de cellules au lieu d'une cellule unique.

L'objectif réside dans l'amélioration du taux de rejection. Cet avantage est dû à l'augmentation de couplage par proximité entre les cellules et la ligne d'alimentation.

Les dimensions du filtre sont obtenues et optimisées à l'aide du logiciel CST. En effet, les dimensions initiales ont été fixées dans un premier temps puis, selon le but du travail, elles ont été optimisées de telle sorte que la structure rejette les trois bandes de fréquences souhaitées.

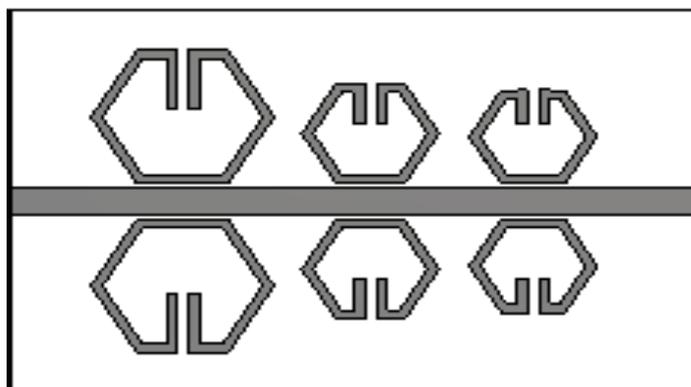


Figure III.28 Disposition du filtre proposé à trois bandes rejetées.

La perméabilité négative de chaque paire de HMCs produit un couplage magnétique avec la ligne d'alimentation qui permet de fonctionner à des fréquences distinctes.

Pour étudier le comportement du filtre proposé, on le modélisé par trois circuits LC en cascade comme illustré par la figure III.29. Le modèle électrique est conçu à l'aide du simulateur ADS.

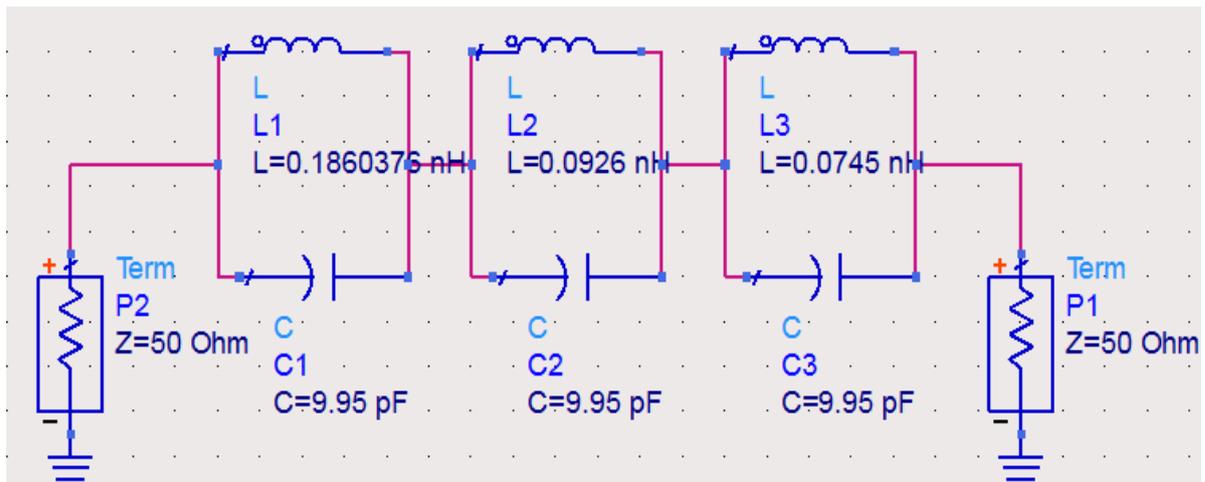


Figure III.29 Modèle électrique proposé pour le filtre.

Ainsi, chaque bande rejetée peut être modélisée par un circuit de résonance LC parallèle. La capacité équivalente C et l'inductance L peuvent être calculées à l'aide de l'équation III.1.

$$C = \frac{1}{2\pi Z(f_u - f_l)} \quad , \quad L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} \quad \text{Équation III.1}$$

Où, f_u et f_l sont respectivement les fréquences de coupures supérieure et inférieure à -10 dB.

Z représente l'impédance d'entrée du filtre à la fréquence de résonance et peut être obtenu à partir des résultats simulés.

Le modèle de circuit équivalent est optimisé à l'aide du logiciel ADS pour obtenir les bandes filtrées. Les paramètres S obtenus à travers le logiciel ADS sont comparés avec ceux obtenus avec le simulateur CST, comme le montre la figure III.30.

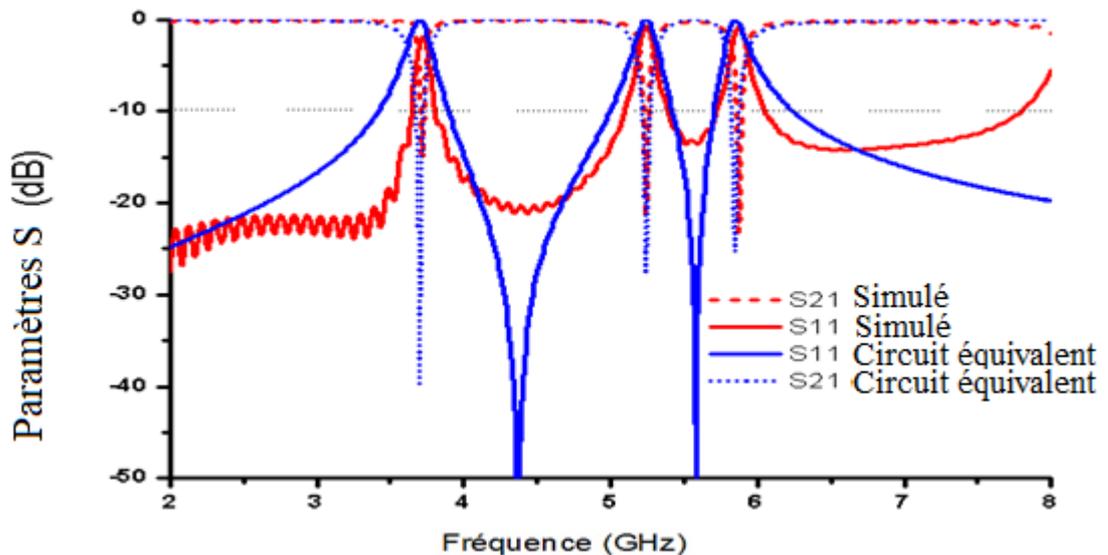


Figure III.30 Paramètres S du filtre proposé avec trois bandes rejetées.

À partir de la figure III.30, on peut déduire que la structure simulée se comporte comme un filtre qui rejette trois fréquences distinctes. La première correspond à 3,64 GHz avec un niveau de rejet autour de -16 dB et les deux autres correspondent à 5,25 GHz et 5,8 GHz avec des niveaux de rejet respectivement proches de - 22,1 dB et - 23,5 dB. En outre, une perte d'insertion de près de 0 dB en dehors de ces bandes est obtenue. De plus, selon les résultats de la comparaison, le circuit électrique proposé modélise bien la structure du filtre.

La distribution du courant simulée de la structure est présentée dans la figure III.31. On peut constater clairement que le courant reste principalement concentré et distribué dans la paire de cellules à la fréquence correspondante. La distance de couplage entre deux paires de cellules adjacentes a un effet considérable sur le comportement du filtre. Lorsqu'on diminue cette distance, le couplage entre les paires des cellules augmente de manière significative et conduit à un décalage fréquentiel. La conception est optimisée de sorte que les paires de cellules fonctionnent séparément sans effet de couplage. La figure III.31 confirme les résultats obtenus par la figure III.30 où chaque cellule rejette la bande de fréquence correspondante.

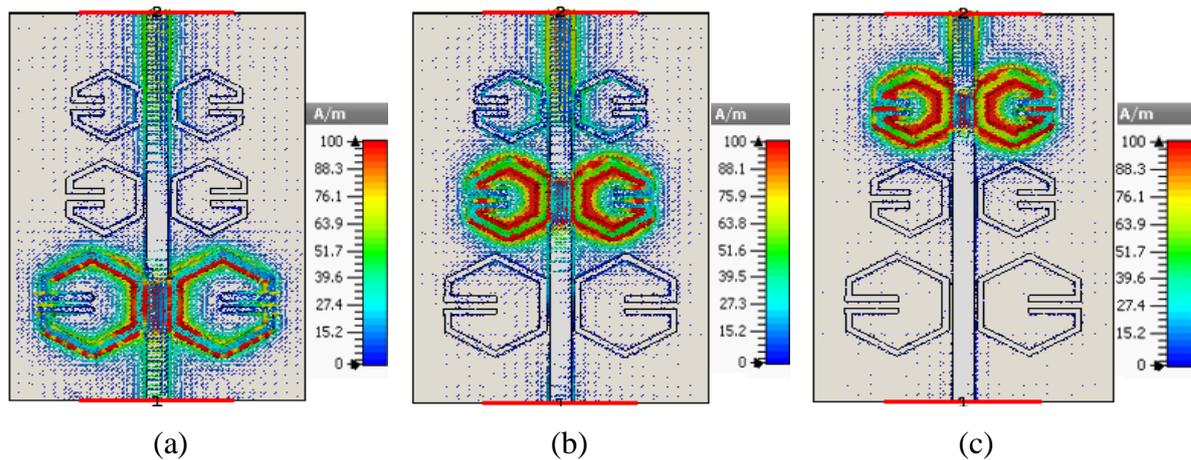


Figure III.31 Distribution du courant au niveau du filtre pour les trois fréquences
(a) 3,64 GHz, (b) 5,25 GHz et (c) 5,8 GHz.

III.4.3 Configuration du commutateur de filtre

Pour rendre la structure reconfigurable en fréquence, six interrupteurs supposés parfaits sont insérés dans l'espace entre les deux bras de chaque cellule comme illustré à la figure III.32. Afin de valider le mécanisme de reconfiguration utilisant les interrupteurs, les deux états de fonctionnement de l'interrupteur «ON / OFF» ont été modélisé par la PRESENCE / ABSENCE d'une bande conductrice parfaite de la même taille que celle d'un interrupteur réel. Les positions des interrupteurs ont été optimisées pour rejeter les bandes de fonctionnement lorsque celle-ci est fermée.

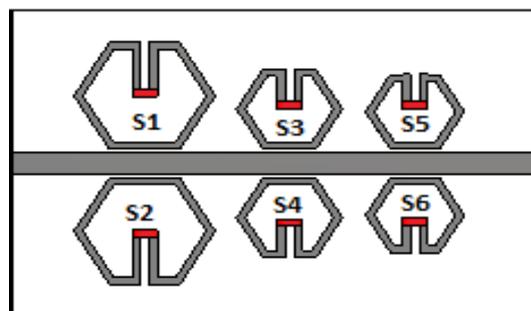


Figure III.32 Structure du filtre proposé avec interrupteurs.

Le filtre reconfigurable proposé présente sept cas de fonctionnement différents correspondant aux différentes configurations des interrupteurs. Ces différents cas peuvent être

classés en trois modes: triple bande (triple band) avec un seul cas (figure III.33 a), double bande (dual band) avec trois cas (figure III.33 b) et mono bande avec trois cas (figure III.33 c).

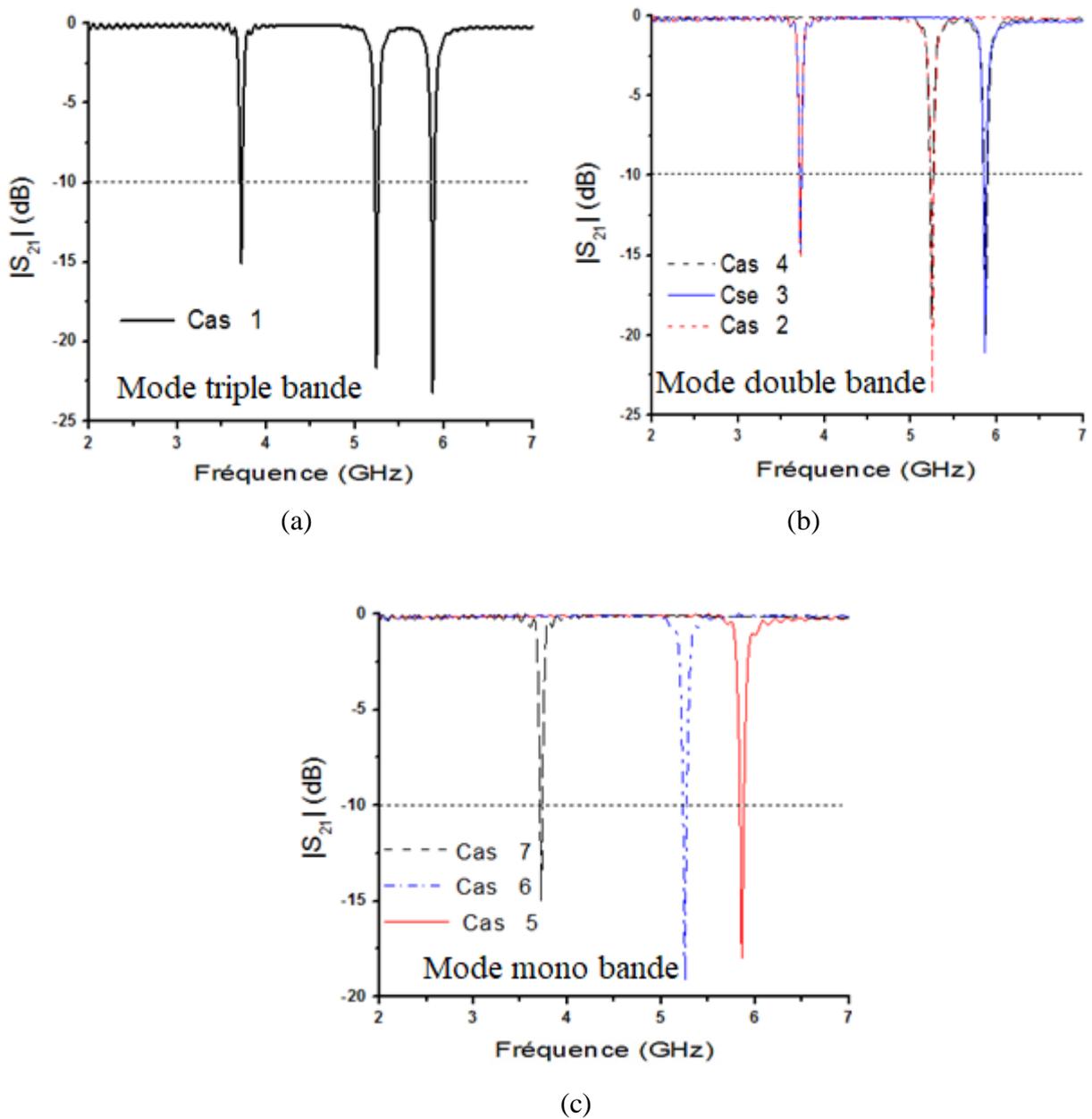


Figure III.33 Variations fréquentielles du module de S_{21} simulé du filtre proposé

(a) Mode triple bande, (b) Mode double bande et (c) Mode simple bande.

La figure III.33 montre que, si on désactive chaque paire de cellules, la bande correspondante du filtre coupe-bande disparaît sans affecter la réponse du filtre des autres fréquences.

Une propriété intéressante de la cellule métamatériau est sa capacité à concentrer l'énergie électrostatique du champ incident dans les régions où un comportement capacitif est créé. Lorsqu'un champ magnétique externe est appliqué à la cellule HMC dans « l'état OFF » du commutateur, il engendre un courant circulant sur l'inclusion métallique et crée une fréquence de résonance inversement proportionnelle à la longueur électrique. En revanche, lorsque l'interrupteur est à l'état « ON », une fréquence de résonance disparaît à cause de l'absence de courant.

Le tableau III.3 résume les différentes configurations des commutateurs pour chaque cas de fonctionnement.

Cas	S1 & S2	S3 & S4	S5 & S6	Fréquences rejetées (GHz)
Cas 1	OFF	OFF	OFF	3.5 / 5.2 / 5.8
Cas 2	OFF	OFF	ON	3.5 / 5.2
Case3	OFF	ON	OFF	3.5 / 5.8
Cas 4	ON	OFF	OFF	5.2 / 5.8
Cas 5	ON	ON	OFF	5.8
Cas 6	ON	OFF	ON	5.2
Cas 7	OFF	ON	ON	3.5

Tableau III.3 Configuration des commutateurs pour chaque cas.

III.5 Validation expérimentale: résultats et discussions

Afin de valider l'efficacité et les avantages de la structure proposée, plusieurs filtres, correspondant chacun à un état de fonctionnement avec des interrupteurs idéales ont été réalisés et ensuite mesurée les caractéristiques fréquentielles à l'aide de l'analyseur de réseau. La photographie de l'un des prototypes réalisés (cas 4) est présentée dans la figure III.34. Il est à noter que dans ce cas, les deux premiers interrupteurs (S1 et S2) sont à l'état ON. Autrement dit, la plus grande paire des cellules a été court circuit.

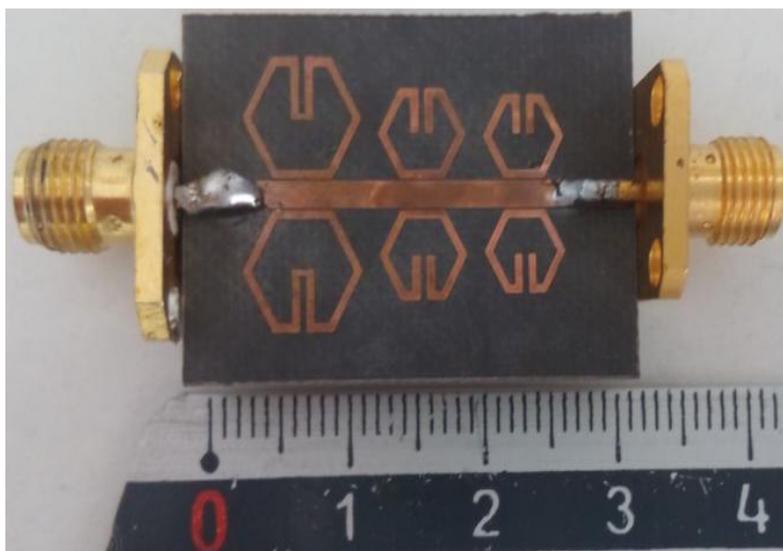
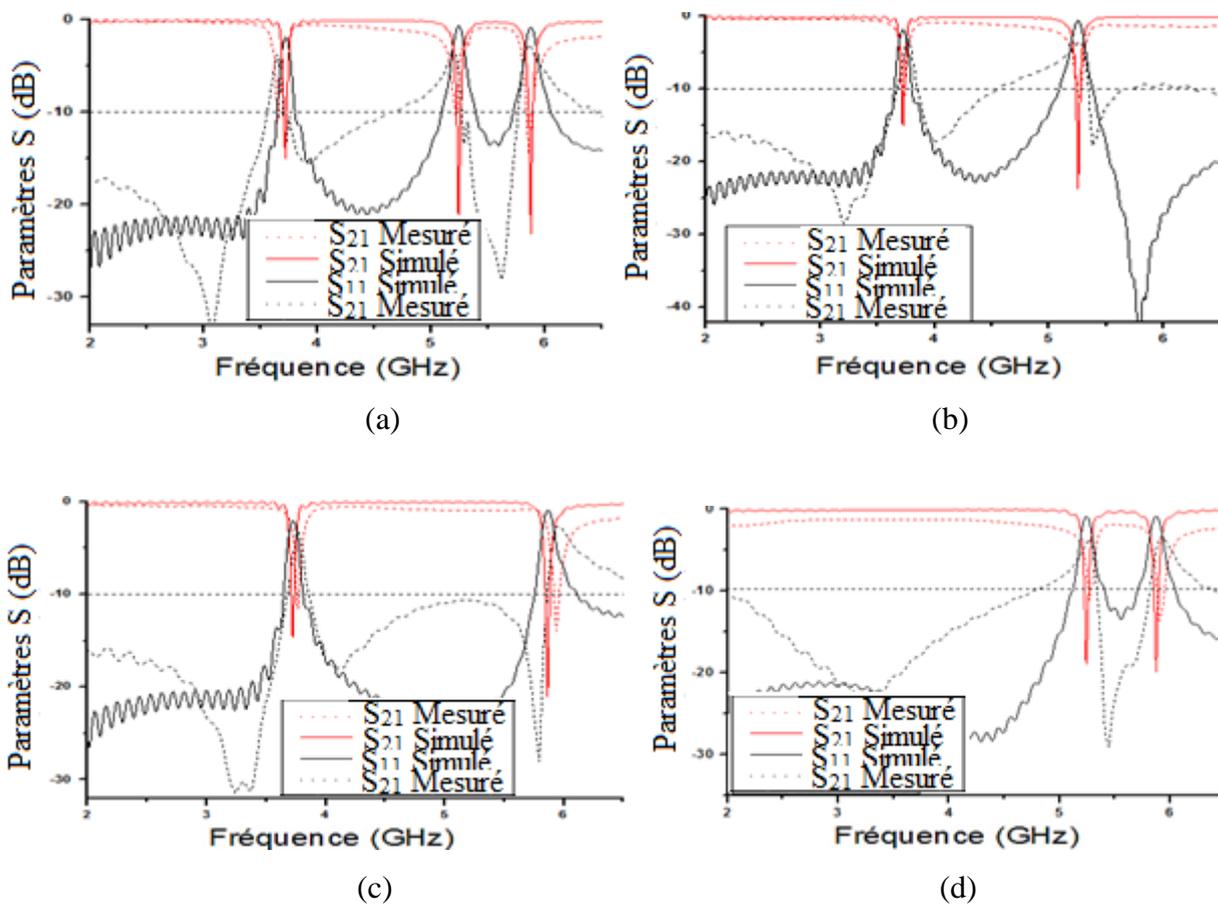


Figure III.34 Photographie de l'un des prototypes réalisés.

Les résultats simulés et mesurés des sept cas sont présentés dans la figure III.35.



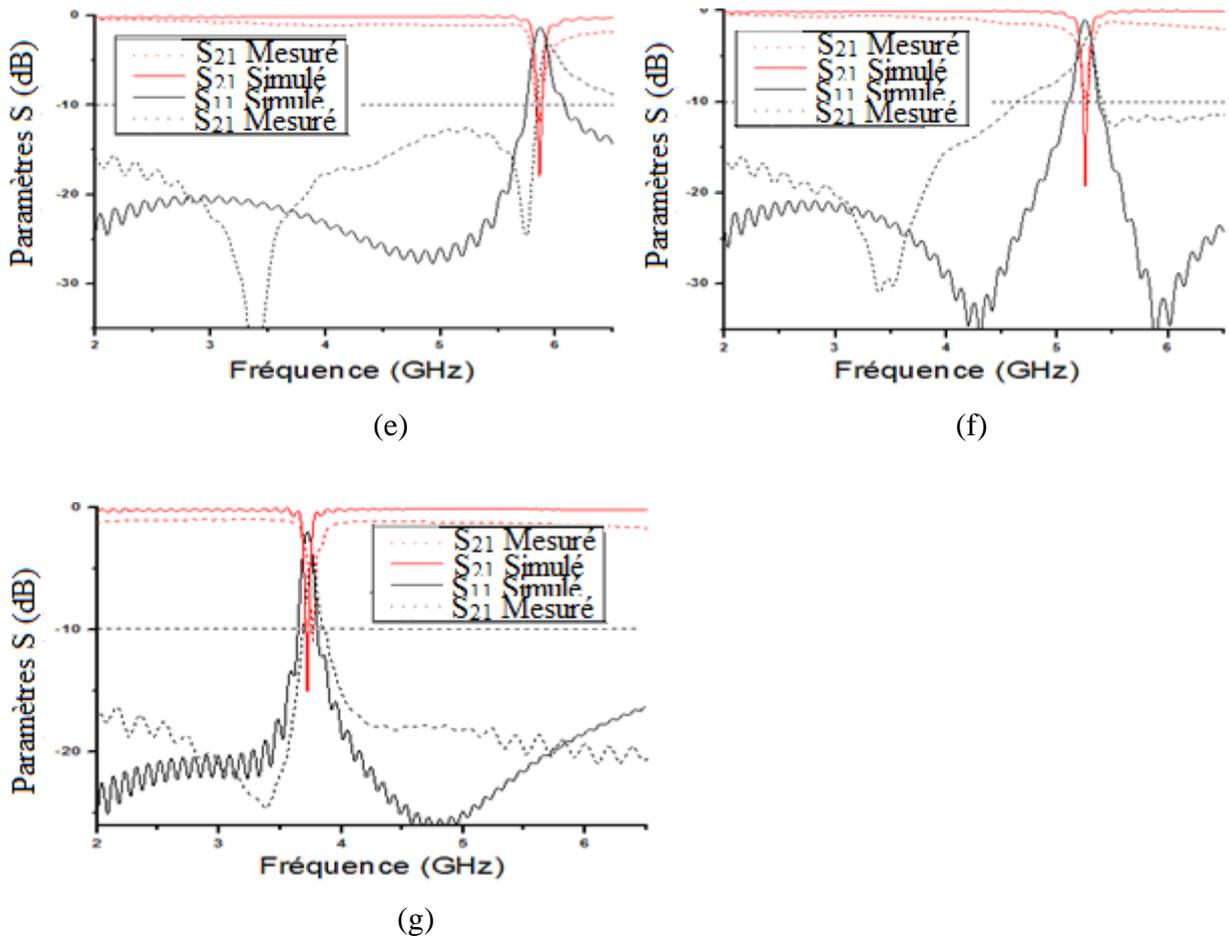


Figure III.35 Paramètres S_{21} et S_{11} simulés et mesurés du filtre proposé
 (a) Cas 1, (b) Cas 2, (c) Cas 3, (d) Cas 4, (e) Cas 5, (f) Cas 6, (g) Cas 7.

A partir de la figure III.35, un bon accord entre les résultats simulés et mesurés est obtenu en validant le comportement reconfigurable en fréquence de filtre. Les résultats de mesure obtenus confirment les modes triple bande, double bande et mono bande des prototypes réalisés. Les fréquences filtrées dans le premier cas (triple bande) ont été mesurées comme étant $f_1 = 3.6$ GHz, $f_2 = 5.2$ GHz et $f_3 = 5.8$ GHz, avec des largeurs de bande respectivement 1.89 %, 1.91 % et 1.82 %. Le léger écart entre les résultats mesurés et simulés est dû aux pertes de substrat diélectrique et aux tolérances imprévues dans la fabrication particulièrement au niveau des soudures des connecteurs.

Habituellement, la variation de retard de groupe (groupe delay) est utilisée pour évaluer la réponse de phase. Idéalement, lorsque la réponse de phase est strictement linéaire, le retard de groupe est constant. La caractéristique du retard de groupe mesurée pour l'un des prototypes fabriqués (cas triple bande), représentée sur la figure III.36.

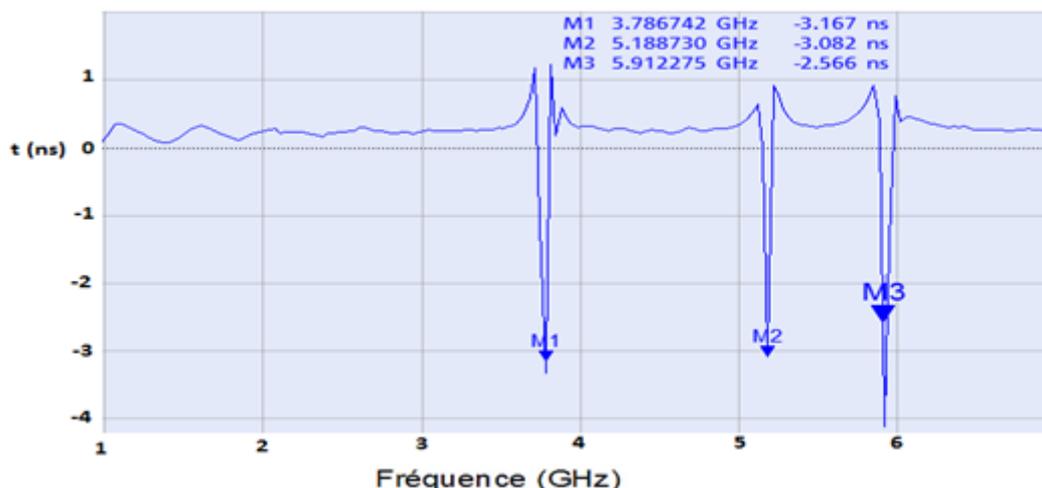


Figure III.36 Retard de groupe mesuré de l'un des prototypes fabriqués.

Le retard de groupe est approximativement constant et sa variation est de 0.5 ns. Dans les bandes filtrées, le temps de propagation du retard de groupe mesuré présente des fluctuations principalement en raison de la distorsion du signal est respectivement d'environ 3.167 ns, 3.082 ns et 4.1 ns, à 3.75 GHz, 5.18 GHz et 5.91 GHz.

La comparaison des performances du filtre proposé à trois bandes filtrées avec celles rapportées dans la littérature est illustrée dans le tableau III.4.

	[85]	[86]	[87]	La structure proposée
Substrat ϵ_r/h (mm)	2.2 / 1.575	3.38 / 0.813	4.3 / 1.58	2.33 / 0.508
Fréquences filtrées (GHz)	2.4 / 3.5 / 5.2	4 / 6.3 / 8.3	2.6 / 5.57	3.5 / 5.2 / 5.8
FBW (%)	4.2 / 2.9 / 4.5	40 / 39 / 24	> 40	1.89 / 1.91 / 1.82
IL (dB)	-1.5 / -2.54 / -1.16	> -1	-0.47 / -1.28	-1.5 / -0.7 / -0.6
Taille totale ($\lambda_g \times \lambda_g$)	0.21 λ_g x 0.11 λ_g	0.37 λ_g x 0.25 λ_g	0.41 λ_g x 0.76 λ_g	0.28 λ_g x 0.17 λ_g
Reconfigurabilité	non	non	oui	oui

Tableau III.4 Comparaison avec les filtres existant dans la littérature.

On peut voir que le filtre proposé offre des bonnes performances en termes de sélectivité élevée, de largeur de bande très étroite et de faible perte d'insertion (IL: insertion loss).

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposée un nouveau concept du filtre compact et reconfigurable à trois bandes de fréquences filtrées. L'approche proposée est basée sur les propriétés métamatériaux des cellules SRR de forme hexagonale.

Dans la première partie, nous avons abordé l'étude et la conception de l'élément de base SRR de forme hexagonale et mis en évidence son caractère métamatériau. Suite aux résultats de simulation de résonateur à activité magnétique en fonction de la position du gap de l'anneau intérieur, nous avons obtenu un balayage de l'ordre de 1 GHz en variant l'angle de rotation θ de 0° à 180° . Par la suite, une étude paramétrique a été effectuée sur la cellule métamatériau. En se basant sur le même concept, nous avons réalisé un filtre multi coupe bande utilisant trois cellules résonnantes à différentes fréquences. Les résultats de mesures et de simulation obtenus confirment l'obtention d'un comportement coupe bande autour des fréquences de résonance des cellules.

Dans la deuxième partie, nous avons conçu une cellule métamatériau de forme hexagonale modifié avec un seul anneau. Cette cellule est dérivée d'une structure simple du SRR de la partie précédente. Ensuite, trois paires de ces cellules ont été placées de part et d'autre d'une ligne d'excitation de 50Ω afin d'avoir un filtre à trois bandes rejetées. La reconfigurabilité du filtre est obtenue par l'introduction de six commutateurs idéals au niveau des gaps. Le filtre possède sept modes de fonctionnement différents regroupés, principalement, en trois types: mono bande, double bande et triple bande. Dans le premier cas ou tout les commutateurs sont à l'état off, les fréquences rejetées sont 3,5 GHz, 5,2 GHz et 5,8 GHz, avec des largeurs de bande respectivement sont 1,89 %, 1,91 % et 1,82 %. Les résultats de mesures par rapport aux simulations ont montré une bonne concordance validant le comportement reconfigurable en fréquence. Cette topologie de filtre proposée trouve de nombreuses applications dans les communications sans fil et MIMO.

Cette partie proposée a fait l'objet d'une publication dans le journal PIER M.

Chapitre IV

Conception d'antennes ULB reconfigurables

CHAPITRE IV: CONCEPTION D'ANTENNES ULB RECONFIGURABLES

IV.1 Introduction

Actuellement, avec le développement rapide des radios cognitives et multiservices, l'intégration d'un grand nombre de fonctionnalités devient une exigence pour répondre aux besoins de faire cohabiter plusieurs normes à l'aide de la même antenne. L'exploitation des antennes ULB dans les systèmes émetteur/ récepteur introduisent des interférences avec d'autres utilisateurs, particulièrement dans les bandes WLAN, C et les systèmes de communications par satellites en bande X [88]. Il est donc nécessaire d'introduire des filtres ayant pour rôle de rejeter ces bandes indésirables. Les Différents types de filtres rejeteurs proposés dans cette optique donnent des résultats satisfaisants mais uniquement pour des bandes bien déterminées [89-91]. C'est la raison pour laquelle on préfère utiliser la reconfigurabilité en fréquence pour les filtres.

Les antennes reconfigurables en fréquence à partir d'antennes ULB se présentent alors comme des candidates potentielles pour satisfaire aux exigences de rejection imposées avec un minimum d'encombrement, de complexité et surtout en termes d'agilité.

Plusieurs articles traitent les antennes reconfigurables en fréquence pour la commutation de bandes. Ces antennes permettent de passer d'un mode large bande vers un mode à bande étroite [29, 30, 92], ainsi que le passage d'un mode à bande étroite à un autre mode à bande étroite [93, 94].

Une autre technique de reconfigurabilité en fréquence, basée sur l'introduction de résonateurs, consiste à effectuer une commutation entre un mode large bande et un autre mode large bande mais avec une ou plusieurs bandes étroites rejetées [95-97]. Dans cette configuration, le nombre de bandes de fréquences rejetées dépend du nombre de résonateurs utilisés et la structure globale devient ainsi encombrante.

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle méthode de conception permettant un filtrage flexible d'une bande (ou paire de bandes) avec une haute sélectivité. Cette technique est basée sur l'insertion de switchs au niveau de quatre bras de l'anneau interne et externe de cellules méta-matériaux. Ces cellules de forme hexagonale sont situées de part et d'autre d'une ligne d'excitation de 50Ω . L'incorporation de switchs permet de changer l'emplacement de l'ouverture de l'anneau interne. En plus, ils permettent aussi d'activer ou désactiver le gap de l'anneau externe des cellules. Cette technique offre la possibilité d'obtenir une rotation fictive

de l'anneau interne tout en gardant l'anneau externe fixe. Ce procédé nous permet d'éliminer n'importe quelle bande (ou paire de bandes) de fréquence dans l'intervalle [5.5GHz 8GHz] situé dans la bande ULB.

IV.2 Conception d'une antenne ULB à balayage de deux bandes rejetées

IV.2.1 Configuration proposée

La géométrie de la structure à étudier est représentée à la figure IV.1. Elle est constituée d'une antenne ULB associée à deux paires des cellules hexagonales métamatériaux. L'antenne ULB [2.8 - 20 GHz], dite antenne de base, a été conçue à l'aide d'un code que nous avons élaboré dans le deuxième chapitre à partir d'un algorithme génétique. Chaque cellule est dimensionnée, de manière optimale, dans le but d'effectuer la rejection de bande autour de la fréquence de résonance optimisée pour constituer un étage de filtrage coupe bande autour de sa fréquence de résonance.

Cinq switches ont été placés au niveau de chaque cellule. L'un des switches est situé au milieu d'un bras de l'anneau externe et les quatre autres au niveau de l'anneau interne (figure IV.1).

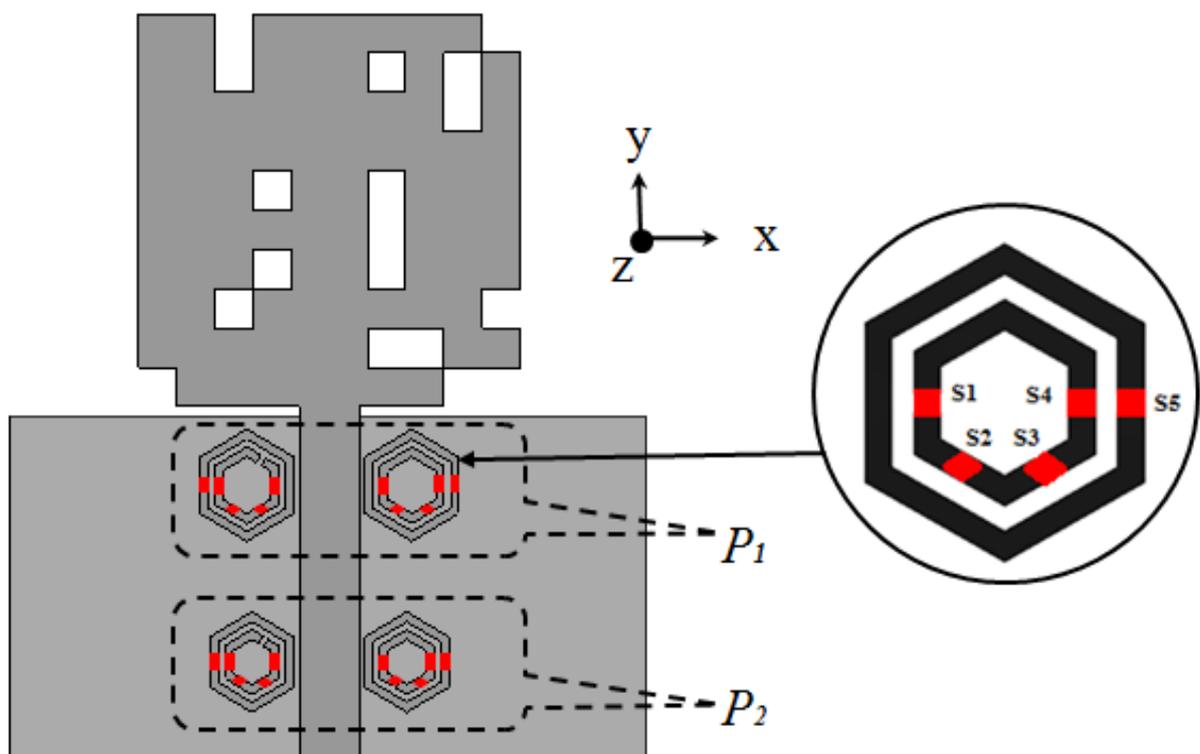


Figure IV.1 Géométrie de l'antenne proposée.

La structure rayonnante est conçue sur un substrat diélectrique de type verre téflon ayant les caractéristiques suivantes: permittivité relative $\epsilon_r = 2.5$; épaisseur du substrat $h = 1.6 \text{ mm}$ et pertes diélectriques $\tan(\delta) = 0.0019$.

L'utilisation d'une paire de cellules SRR au lieu d'une seule cellule réside dans l'amélioration du taux de rejection. Cet avantage est dû à l'augmentation de couplage par proximité entre les cellules et la ligne d'alimentation assurant un flux magnétique maximum.

Chaque paire P1 et P2 est constituée de deux SRR identiques opérant respectivement aux fréquences de 5.5 GHz et 6.8 GHz conformément à leurs dimensions

IV.2.2 Résultats de simulation

La figure IV.2 présente la variation du paramètre VSWR simulé de l'antenne ULB associée à un système de filtrage à deux bandes rejetées commutables.

Dans la première étape, on laisse l'anneau externe ouvert et on procède à la fermeture ou à l'ouverture de l'un des switches de l'anneau interne afin d'étudier les variations fréquentielles du rapport d'ondes stationnaires (VSWR) de la structure.

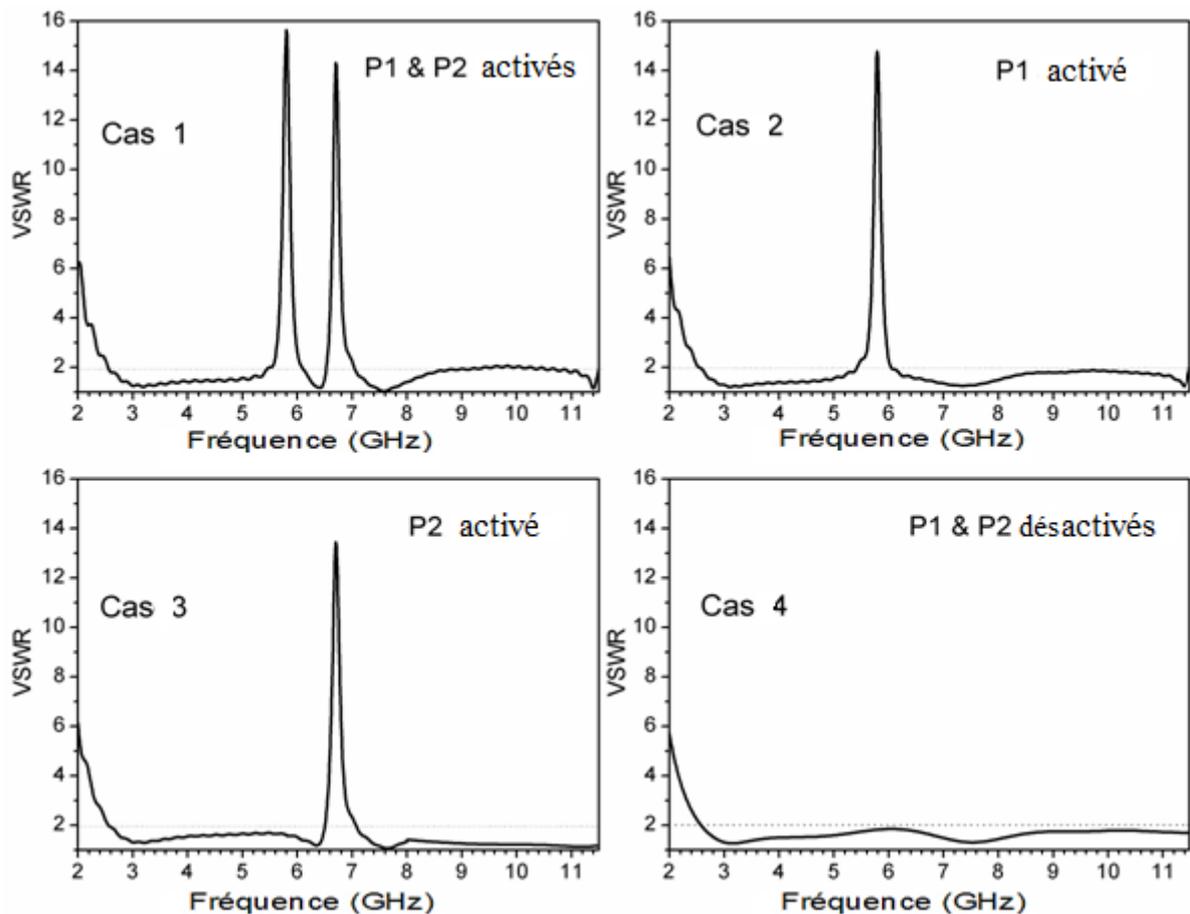
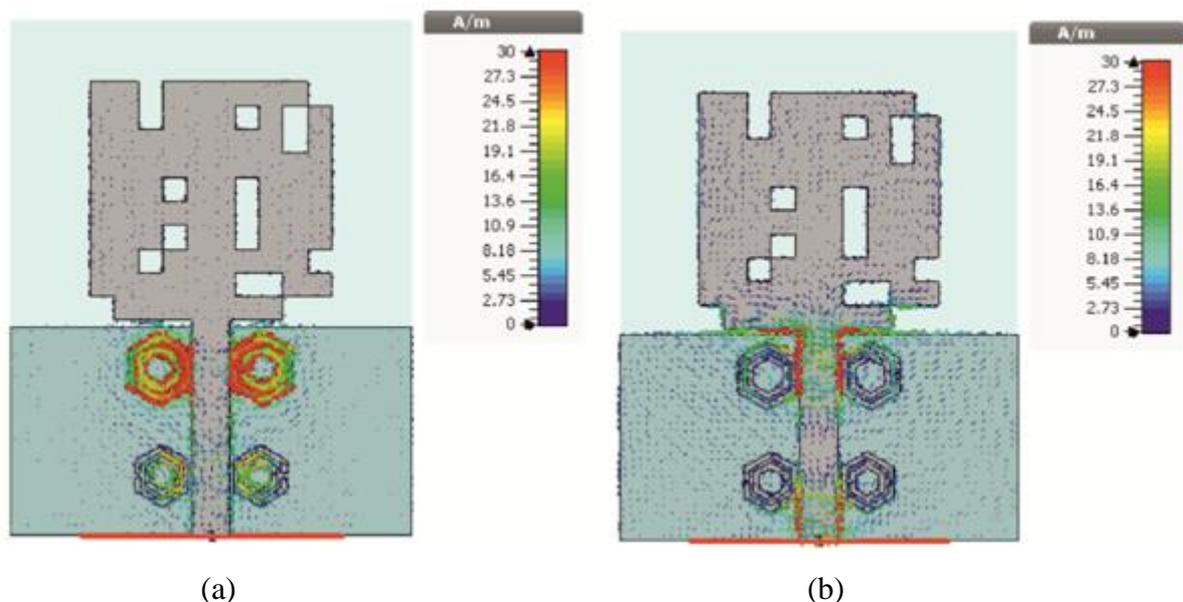


Figure IV.2 Variation fréquentielle du paramètre VSWR simulé de l'antenne.

La figure IV.2 montre que l'activation simultanée de deux paires de cellules SRR (P1 et P2) par l'ouverture des switches des anneaux externes fournit un fonctionnement double bandes rejetées comme le montre le premier cas de la figure IV.2. Chacune des deux bandes rejetées correspond à une paire des SRR. En plus, l'activation d'une seule paire des cellules SRR (P1 ou P2) par l'ouverture des switches des anneaux externes fournit un fonctionnement monobande. Autrement dit, seule une bande de fréquence est rejetée. Ainsi, le deuxième et le troisième cas de la figure IV.2 correspondent respectivement à l'activation des paires P1 et P2.

La deuxième étape concerne la fermeture des switches situés aux niveaux des gaps des anneaux externes. Cette fermeture isole complètement les anneaux internes et redonne à la structure rayonnante son caractère ULB d'origine. Ce fonctionnement reste valable quelque soit les modifications apportées sur les anneaux internes comme indique le quatrième cas de la figure IV.2.

L'étude de la distribution du courant surfacique est primordiale pour localiser les zones d'influence où la concentration du courant est la plus élevée. La figure IV.3 illustre la distribution du courant au niveau de la structure rayonnante associée aux dispositifs de filtrage dans le cas de l'activation d'une des deux paires de cellules SRR : (a) P1 activée à $f = 6$ GHz, (b) P1 désactivée à $f = 6$ GHz, (c) P2 activée à $f = 7$ GHz, (d) P2 désactivée à $f = 7$ GHz. On constate bien que le courant est concentré au niveau de la paire activée. Ainsi, les paires de cellules fonctionnent séparément sans effet de couplage.



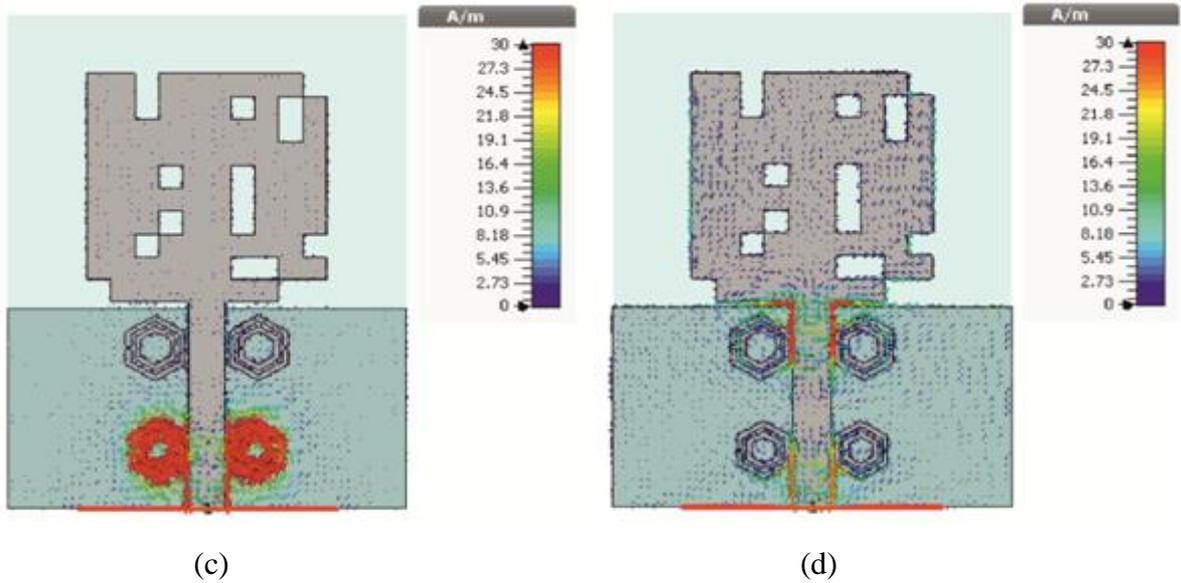


Figure IV.3 Distribution du courant au niveau de l'antenne.

La figure IV.4 illustre le gain de l'antenne ULB avec et sans les deux paires de cellules SRR.

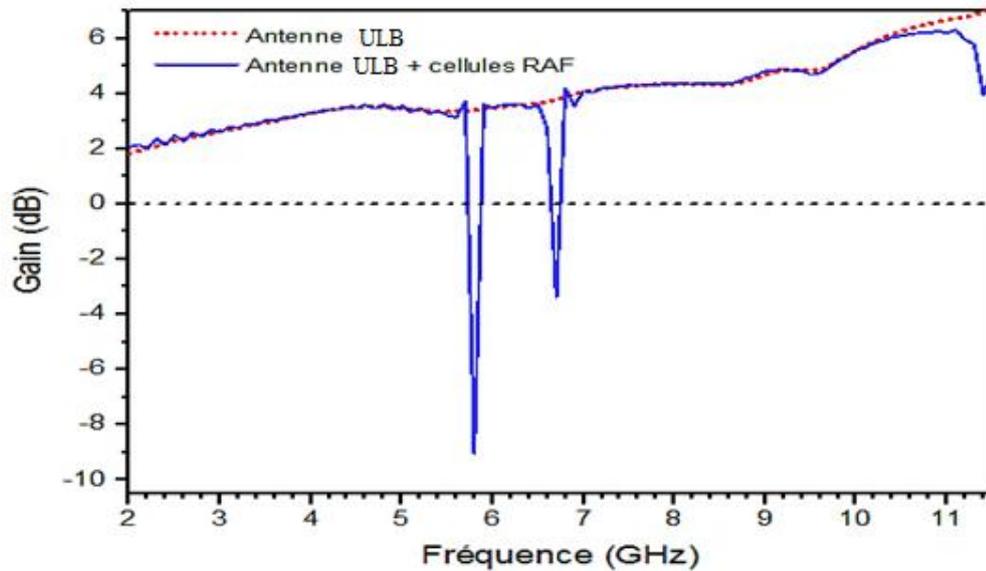


Figure IV.4 Gain simulé avec et sans les cellules métamatériaux.

On constat bien l'effet de rejection de deux bandes étroites autour des deux fréquences de résonance de ces cellules. Les valeurs de gain dans ces fréquences sont respectivement - 9 dB et - 3.5 dB. En dehors de ces bandes, les deux courbes sont pratiquement confondues et stable avec des valeurs situées entre 2 et 7 dB. En plus; la contribution des cellules n'a aucun effet en dehors des bandes filtrées.

Le balayage fréquentiel des bandes à filtrer est obtenu par la rotation de l'anneau interne par pas de 60° comme montre la figure IV.5.

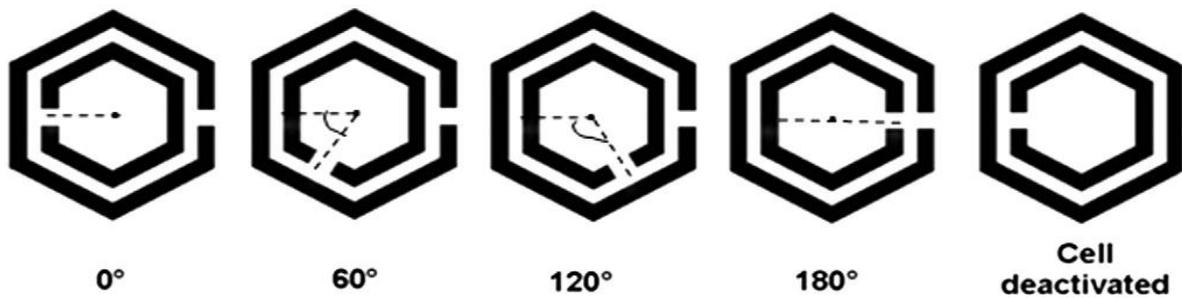


Figure IV.5 Angle de rotation de l'anneau interne par rapport à l'anneau externe.

Cette rotation modifie le couplage dû à la proximité des gaps des deux anneaux interne et externe. Au fur et à mesure que l'on effectue une rotation du gap de l'anneau interne, celui de l'anneau externe restant fixe, l'angle de rotation augmente, l'effet du couplage de proximité diminue (diminution de l'effet capacitif), il s'en suit le balayage fréquentiel désiré.

D'une manière pratique, cette rotation est assurée à l'aide de l'introduction de quatre switches, placés aux milieux des quatre bras de l'anneau hexagonal interne. Selon la bande que l'on désire rejeter, on procède à l'ouverture du switch adéquat. Le choix de quatre bras sur six est justifié par la symétrie de ces bras par rapport à la ligne d'alimentation. Cette procédure permet d'obtenir 25 possibilités de rejection de bande (ou paire de bandes) dont quatre d'entre elles sont décrites par le tableau IV.1. Les 25 possibilités sont le résultat des combinaisons de l'ouverture et la fermeture des switches dont 16 possibilités pour double bande rejetées, 08 possibilités mono bande rejetées et 01 possibilité pour le fonctionnement ULB sans réjection.

Configurations des switches S1, S2, S3 et S4	Etats	Angle de rotation
S1: ouvert; S2; S3 et S4 court-circuités	A	0°
S2: ouvert S1; S3 et S4 court-circuités	B	60°
S3: ouvert S1; S2 et S4 court-circuités	C	120°
S4: ouvert S1; S2 et S3 court-circuités	D	180°

Tableau IV.1 Configuration des commutateurs pour quatre cas.

Les résultats de simulations, en termes de VSWR, correspondant aux quatre états du tableau IV.1 sont représentés par la figure IV.6.

La paire P1 de cellules SRR assure la rejection d'une bande étroite (de l'ordre de 0.5 GHz environ) que l'on peut balayer sur une étendue allant de 5.8 à 6.8 GHz. La paire P2 permet d'effectuer une opération similaire entre 6.8 à 7.8 GHz. Ainsi, n'importe quelle bande étroite indésirable située entre 5.8 à 7.8 GHz peut être filtrée à l'aide de ce procédé.

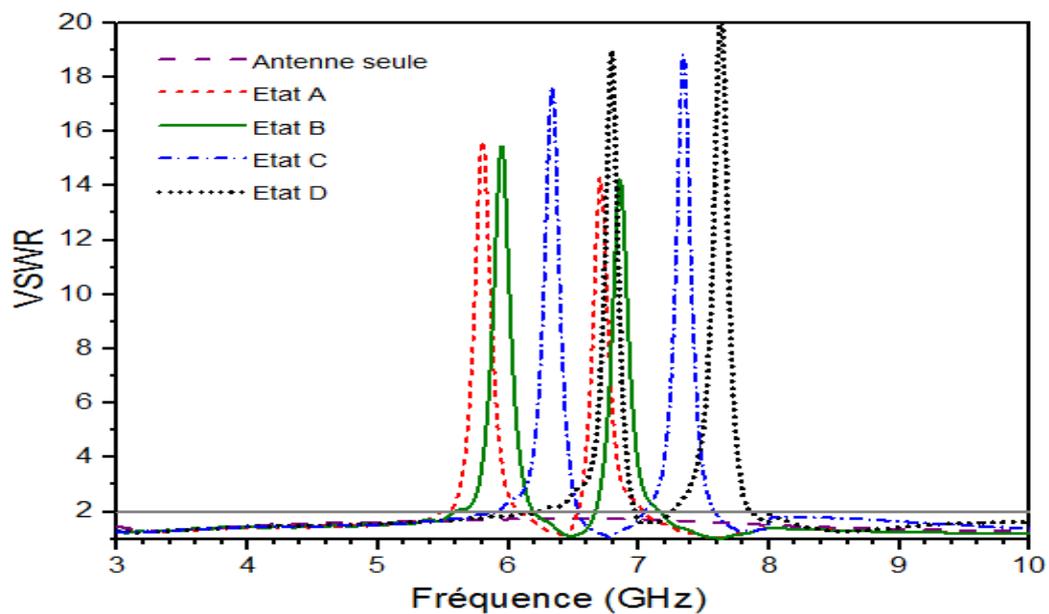


Figure IV.6 Evolution fréquentielle du paramètre VSWR simulé.

La paire P1 de cellules SRR assure la rejection d'une bande étroite (de l'ordre de 0.5 GHz environ) que l'on peut balayer sur une étendue allant de 5.8 à 6.8 GHz. La paire P2 permet d'effectuer une opération similaire entre 6.8 à 7.8 GHz. Ainsi, n'importe quelle bande étroite indésirable située entre 5.8 à 7.8 GHz peut être filtrée à l'aide de ce procédé.

IV.2.3 Validation expérimentale: résultats et discussions

Pour valider expérimentalement les résultats obtenus par simulation, quatre prototypes d'antennes reconfigurables à base de cellules SRR contenant des switches réels ont été réalisés et illustrés dans la figure IV.7. Ces prototypes correspondent aux quatre cas de la figure IV.6. La fermeture des switches est obtenue en court-circuitant le gap adéquat par un ruban. Ceci permet de valider le concept et d'avoir des structures plus simple à réaliser.

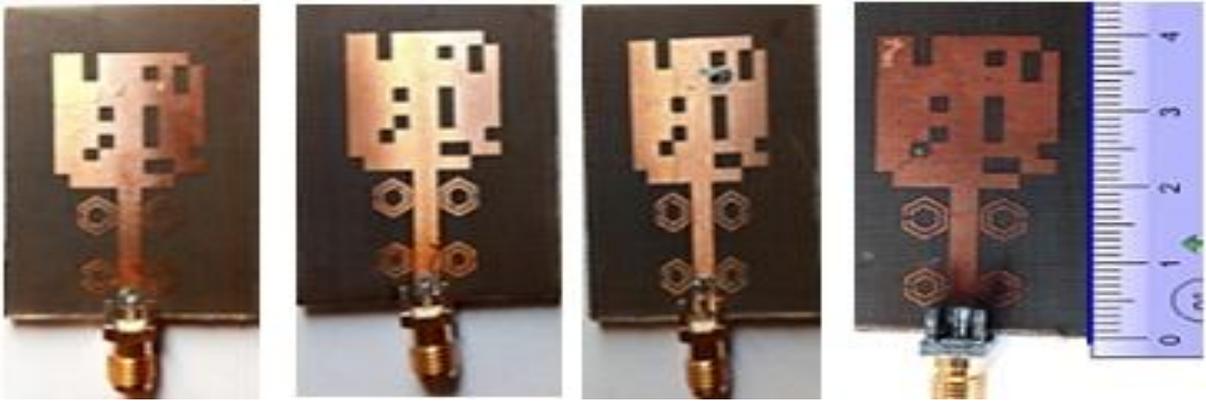


Figure IV.7 Prototypes réalisés correspondant aux quatre cas.

La caractérisation de ces antennes est effectuée au niveau du laboratoire Micro-ondes de l'EMP. La figure IV.8 représente les variations fréquentielles du module (en dB) du coefficient de réflexion simulé et mesuré dans le cas A.

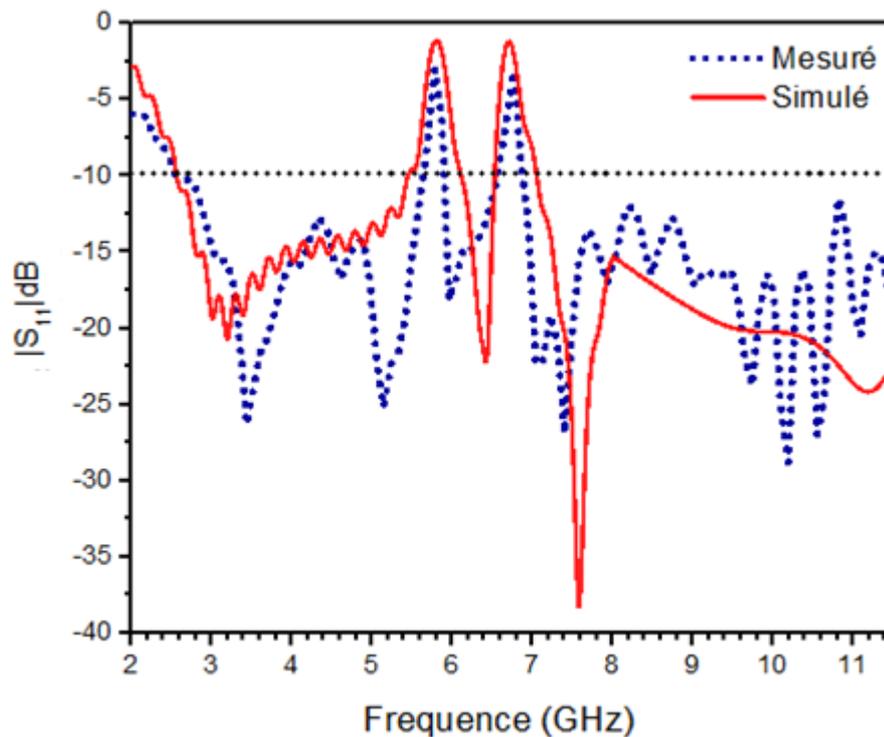


Figure IV.8 Comparaison entre le S_{11} simulé et mesuré pour le cas A.

Les deux courbes de cette figure montre une bonne concordance entre les résultats de simulations et ceux obtenus expérimentalement.

Ainsi ces résultats montrent la présence du caractère ULB avec les deux pics de fréquence rejetés (-1 dB en simulation et - 2.5 dB en mesure). La légère désadaptation observée est due aux variations de la permittivité relatives en fonction de la fréquence, de la précision du substrat et des pertes diélectriques.

Le balayage des bandes étroites à rejeter est mis en évidence par les courbes expérimentales de la figure IV.9.

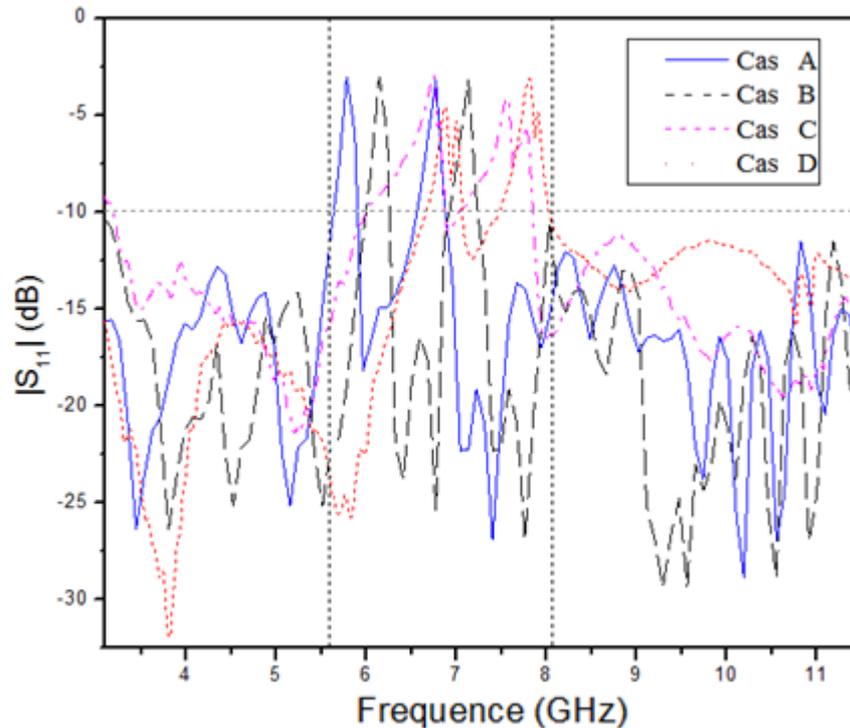


Figure IV.9 Module du coefficient de réflexion mesuré pour les quatre cas.

Comme dans le cas de la figure IV.6, obtenue par simulation, nous constatons bien que le balayage de ces bandes se déroule sur une étendue fréquentielle comprise entre 5.7 à 8 GHz. Le léger décalage entre les résultats de simulations et de mesure peut être attribué aux imperfections de la réalisation.

Les diagrammes de rayonnements simulés et mesurés dans les plans E et H pour les fréquences (a) : 3.5 GHz et (b) :10 GHz, sont représentés à la figure IV.10. On constate que pour les fréquences basses, le diagramme de rayonnement dans le plan $\varphi = 90^\circ$ (plan E) est analogue à celui d'un dipôle. En revanche, lorsque la fréquence augmente, le diagramme devient perturbé et quasi omnidirectionnel. Dans le plan $\varphi = 0^\circ$ (plan H), le diagramme de

rayonnement est aussi omnidirectionnel pour les fréquences basses. Les résultats obtenus expérimentalement au niveau de la chambre anéchoïque sont très proches de ceux simulés.

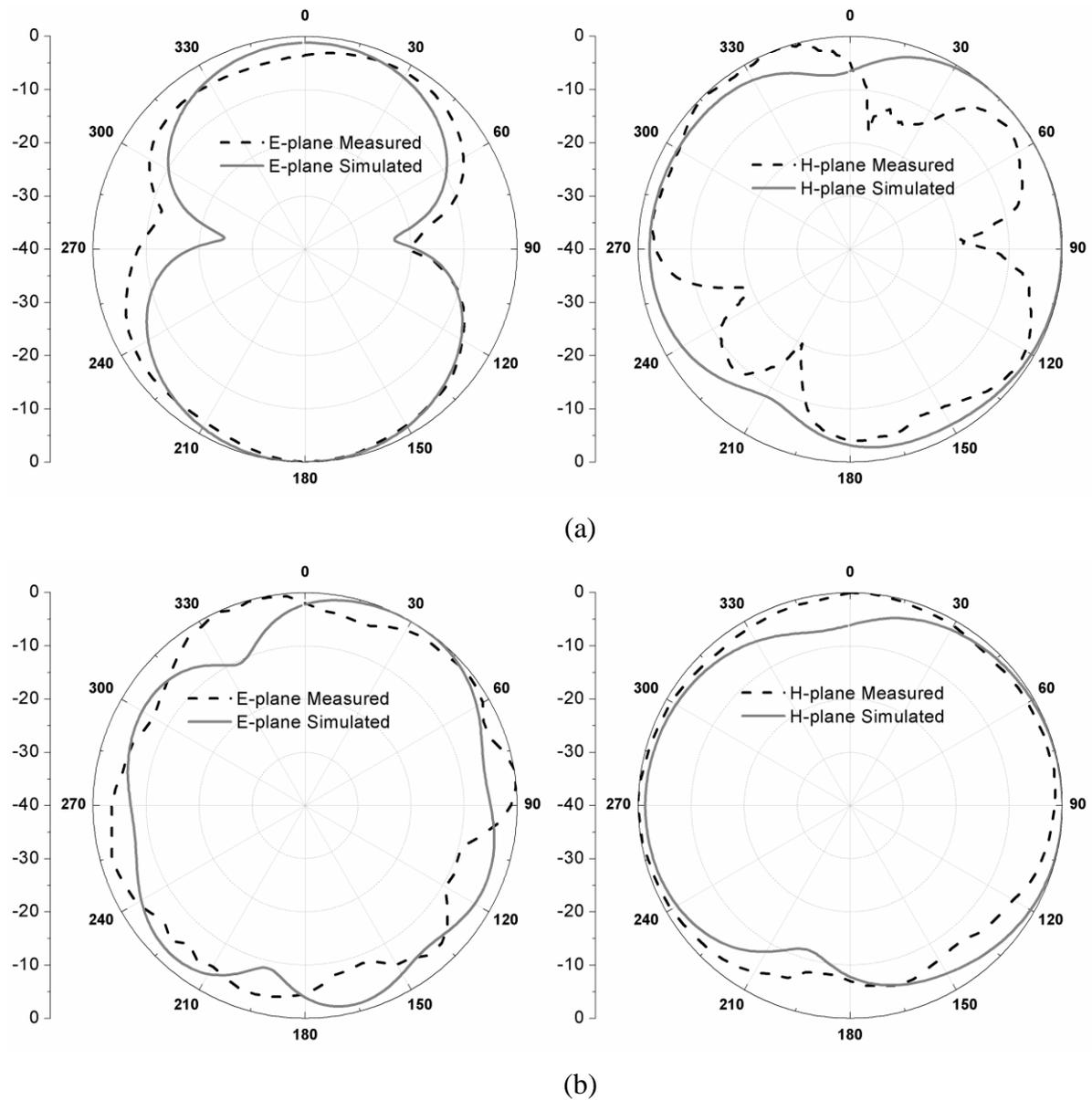


Figure IV.10 Comparaison du diagramme de rayonnement simulé et mesuré.

IV.3 Conception d'une antenne ULB à deux bandes rejetées commutable

IV.3.1 Objectif de l'étude

Dans cette partie, nous proposons une antenne monopôle reconfigurable en fréquence. La bande passante du prototype proposé est entre 2,9 GHz à plus de 15,65 GHz. Il est capable de basculer entre un mode UWB, un mode UWB avec une seule bande rejetée et un mode UWB

avec double bande rejetées pour les fréquences WLAN et X-band. De plus, le taux de bandes rejetées est appréciable. La première bande rejetée est obtenue en intégrant une fente en forme d'anneau hexagonale avec quatre fentes sur le patch et la deuxième bande rejetée est obtenue par une paire de SRR hexagonales modifiées, qui sont situées à proximité d'une ligne d'alimentation microruban de 50Ω . La reconfiguration de fréquence est réalisée par une commande de l'état des trois commutateurs. Avec cette approche, quatre modes de fonctionnement différents peuvent être sélectionnés.

IV.3.2 Configuration de l'antenne

La figure IV.11 présente la configuration de l'antenne proposée. Elle se compose d'un patch de forme hexagonale alimenté par une ligne microruban d'une impédance de 50Ω et d'une paire de cellules métamatériau comme celle utilisé au chapitre trois. Ces cellules sont positionnées à proximité d'une ligne d'alimentation microruban. L'emplacement de la paire de cellules est important car il détermine le niveau de rejection de la bande ciblée. La taille de la cellule est optimisée pour obtenir un filtrage à la fréquence de résonance de 7,2 GHz.

La fente hexagonale introduite dans la partie inférieure du patch rayonnant agit comme un filtre qui sélectionne des fréquences proportionnelles à sa longueur électrique. Le résultat obtenu sur le comportement fréquentiel de l'antenne est l'apparition d'une rejection de bande à 5,8 GHz. Les interrupteurs idéaux utilisés dans ce travail pour la reconfiguration ont des dimensions de 0,5 mm x 0,5 mm. Les dimensions géométriques de l'antenne sont illustrées dans le tableau IV.2.

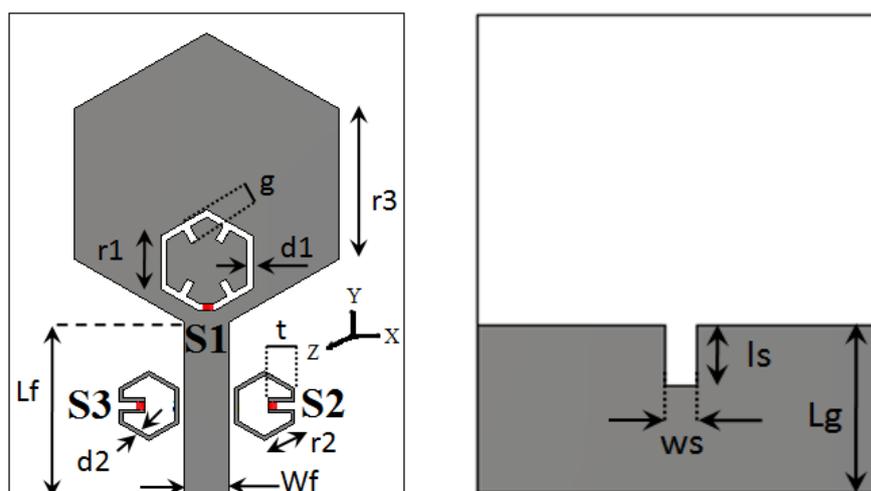


Figure IV.11 Géométrie de l'antenne proposée
(a) vue de face, (b) vue arrière.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
Lf	11.57	r3	10	g	1.5
Wf	3	d1	0.5	Lg	11.2
r1	3.5	d2	0.23	ls	4
r2	2.3	t	1.76	ws	2

Tableau IV.2 Dimensions géométriques de l'antenne.

L'état ON est modélisé par la présence d'une piste en cuivre assurant la connexion entre les deux cotés et l'état OFF par l'absence de cette piste. L'utilisation de commutateurs idéaux comme première approche de reconfiguration avant d'utiliser des commutateurs réels est largement rapportée dans la littérature. Le premier interrupteur (S1) utilisé dans cette étude est placé dans la partie inférieure de la fente hexagonale. Lorsque le commutateur S1 est à l'état ON (présence de métal), les fréquences rejetées correspondent au standard WLAN à 5,2 GHz. Les deux autres interrupteurs (S2, S3) sont situés dans les gaps des cellules métamatériaux placés à proximité de la ligne d'alimentation. Lorsque les deux commutateurs sont à l'état OFF, la fréquence rejetée est celles de la bande X (7,2 GHz). La fermeture des deux interrupteurs (états ON) et l'ouverture de S1 confèrent à la structure rayonnante ses performances à ultra large bande. Cette approche développée permet d'obtenir quatre modes de fonctionnement différents décrits dans le tableau IV.3.

Etats	S1	S2 & S3	mode d'opération
Etat 1	ON	OFF	UWB avec deux bandes rejetées à 5.8 GHz et 7.2 GHz
Etat 2	ON	ON	UWB avec rejection à 5.8GHz
Etat 3	OFF	OFF	UWB avec rejection à 7.2GHz
Etat 4	OFF	ON	UWB (2.9 – 15.65 GHz)

Tableau IV.3 Configuration des commutateurs pour chaque état.

L'antenne est imprimée sur un substrat en verre Téflon, d'une épaisseur de 1,6 mm, d'une permittivité relative de 2,5 et des pertes diélectriques caractérisées par $\text{tg}\delta = 0,002$. La taille totale de l'antenne est de $(31 \times 34) \text{ mm}^2$.

IV.3.3 Résultats et discussions

Les différentes courbes du module du coefficient de réflexion pour les quatre modes de fonctionnement, résumées dans le tableau IV.3 sont illustrées dans la figure IV.12. Malgré l'introduction des bandes filtrées, l'antenne conserve une bande passante assez importante (jusqu'à 16 GHz). Le niveau de rejet dans les bandes filtrées est assez élevé avec des valeurs autour de -1,52 dB. L'emplacement des bandes filtrées est fixe malgré la commutation entre les différents modes de fonctionnement. En mode ultra large bande, l'antenne a une bande passante relative d'environ 136%.

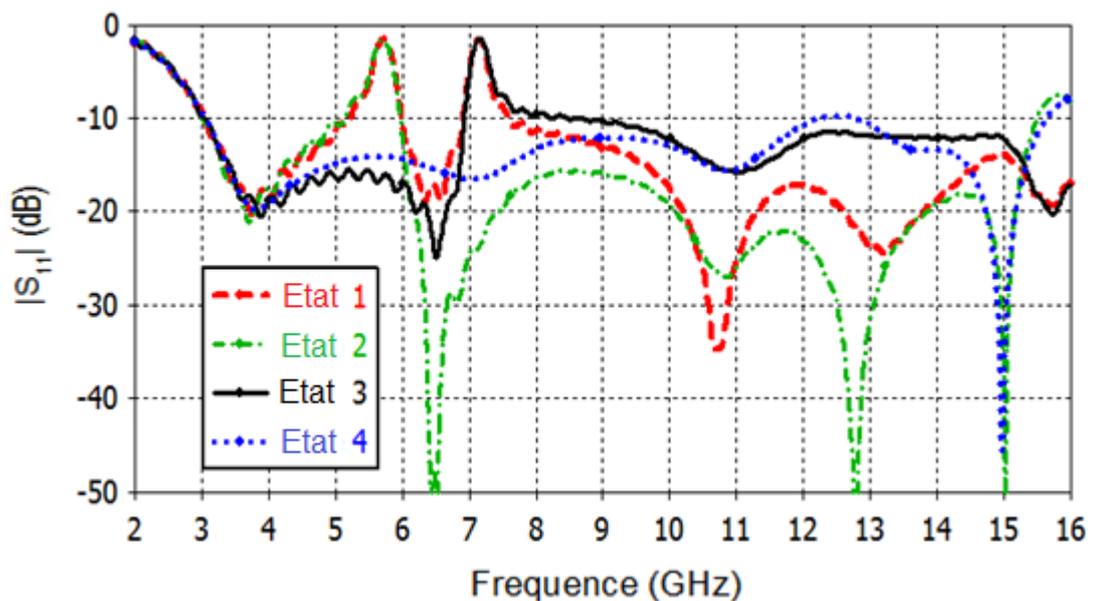


Figure IV.12 Module du coefficient de réflexion simulé pour différents états.

Afin d'étudier le comportement des deux types de filtres introduits dans la structure de l'antenne, une analyse de la distribution du courant dans les deux bandes filtrées a été faite, comme le montre la figure IV.13. Pour la première bande filtrée à 5,8 GHz (S1 est à l'état ON) il est clair que le courant est principalement concentré autour de la fente hexagonale (figure IV.13 a), confirmant la capture du courant par la fente introduite sur l'élément rayonnant à cette fréquence (5,8 GHz).

Maintenant, lorsque S2 et S3 sont à l'état OFF, la seconde bande filtrée à 7,2 GHz est apparue avec une concentration de courant observée sur la paire de cellules près de la ligne d'alimentation, comme le montre la figure IV.13 c.

La figure IV.14 montre le diagramme de rayonnement normalisé dans le plan E (yz) et le plan H (xz) à 3,8 GHz et 10,7 GHz pour l'état 1.

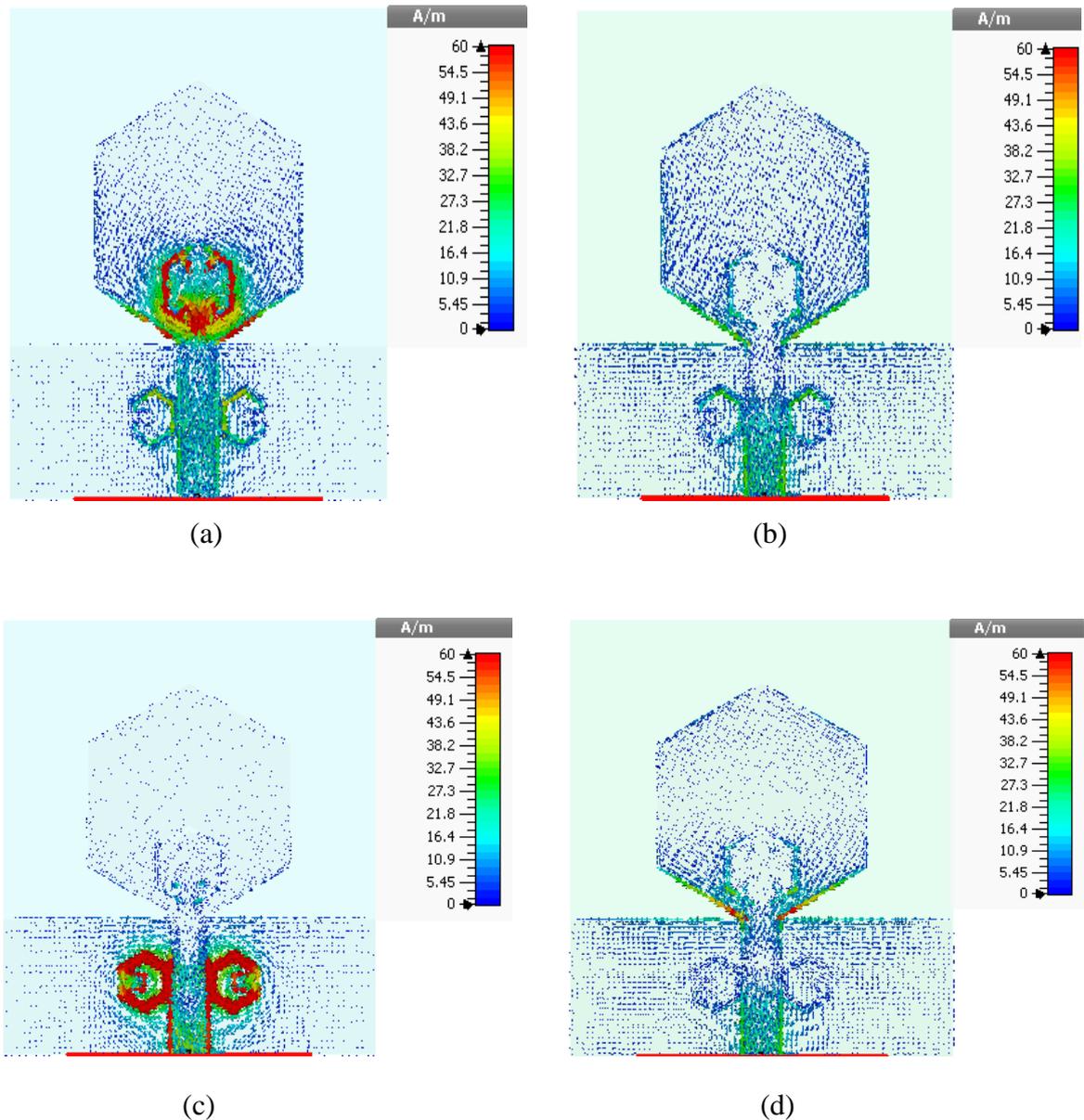


Figure IV.13 Distribution du courant de l'antenne proposée pour différents états
 (a) état 1 à 5,8 GHz, (b) état 3 à 5,8 GHz, (c) état 1 à 7,2 GHz, (d) état 2 à 7,2 GHz.

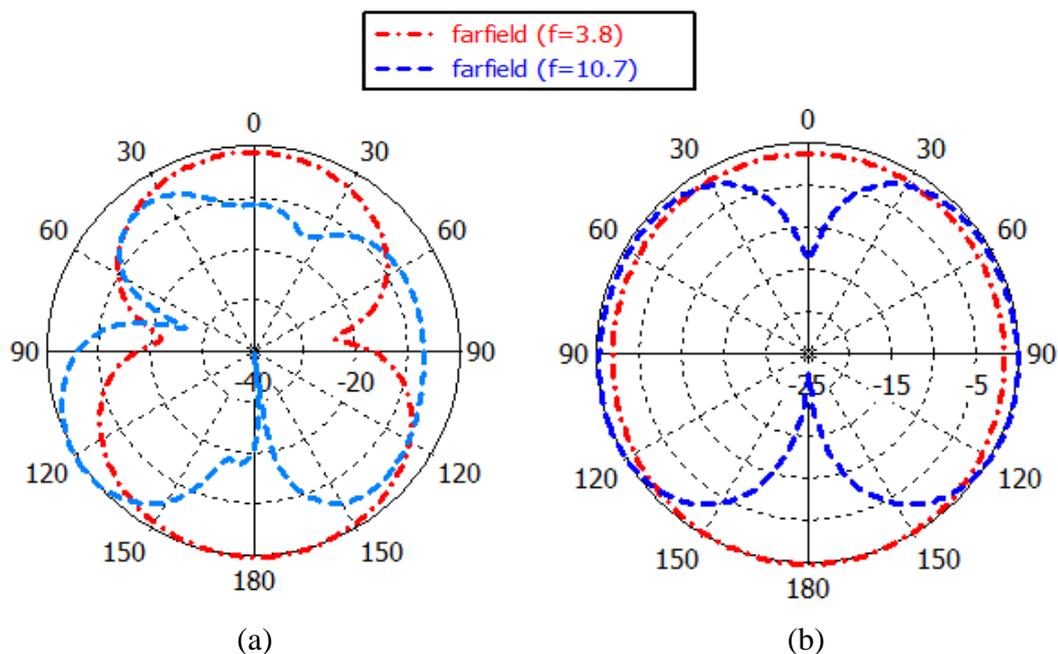


Figure IV.14 Diagramme de rayonnement simulé à 3,8 GHz et 10,7 GHz pour l'état 1 (a) plan E, (b) plan H.

Nous pouvons constater que l'antenne a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan H à 3,8 GHz. Dans le plan E, le diagramme de rayonnement est bidirectionnel.

IV.4 Conclusion

L'intérêt principal de la méthode proposée dans la première partie réside dans le balayage fréquentiel des bandes étroites à filtrer dans l'intervalle 5.7 à 8 GHz. On obtient ainsi une antenne reconfigurable permettant de bien choisir la bande (ou paire de bandes) à éliminer avec un taux de rejection appréciable (- 2.5 dB en mesure). Les résultats de simulation obtenus sont bien corroborés par des mesures effectués sur des prototypes réalisés.

Dans la deuxième partie, une antenne UWB compacte et reconfigurable en fréquence a été étudiée et présentée. La reconfiguration de fréquence permet de basculer entre un mode ULB (2,9 - 15,65 GHz), un mode ULB avec une seule bande filtrée (WLAN ou bande X) et un mode ULB avec deux bandes filtrées. Au total, l'antenne dispose de quatre modes de fonctionnement différents. Pour les bandes filtrées, le niveau de rejet atteint est proche de 0 dB. L'antenne proposée convient aux radios multiservices et aux applications UWB.

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Au cours des travaux menés dans le cadre de cette thèse, nous avons proposé de nouvelles architectures d'antennes multifonctions non intuitives destinées aux systèmes de communication Wifi. Les solutions envisagées englobent les antennes non conventionnelles multibandes et les antennes non conventionnelles ultra-large bande permettant un filtrage flexible (fonctionnalités de filtrage). L'approche utilisée dans cette thèse est basée sur l'optimisation par algorithme génétique et les propriétés des métamatériaux.

Après avoir un bref rappel sur les antennes multi-bandes, ultra large-bande et une introduction aux méthodes d'optimisation. Nous avons abordé par la suite une méthode d'optimisation appelée algorithme génétique. Sur le plan méthodologique, cette méthode existait sous différentes formes en fonction du choix des opérateurs génétiques, des paramètres liés avec ces opérateurs. Ensuite, Nous nous sommes attachés à présenter un état de l'art sur les antennes reconfigurables en fréquences, les techniques de reconfigurabilité et le principe de filtrage. La suite de l'étude a porté sur les techniques métamatériaux et leur application dans l'agilité fréquentielle.

Nous nous sommes ensuite intéressés à traiter une méthode améliorée pour la conception d'antennes patch multi-bandes et ultra large bandes avec des filtres à défaut de masse (DGS). Nous avons abouti à l'optimisation de quatre antennes aux configurations originales et non intuitives. On a montré comment à partir d'un patch, on pouvait modifier la distribution du courant dans la structure de l'antenne pour avoir un comportement multi-bande (double bande et triple bande) en utilisant l'algorithme génétique. Ainsi le comportement ultra large bande avec une rejection d'une bande étroite a été mis en évidence. À partir d'une matrice aléatoire de pixels de formes carrés, l'algorithme génétique (AG) optimise la conception finale permettant d'obtenir les spécifications souhaitées (fonction coût). Parmi ces spécifications fixées: la bonne adaptation d'impédance dans les bandes de fréquences requises et la rejection d'une bande indésirable. Cette rejection est assurée par l'intégration d'un filtre à défaut de masse approprié. Les résultats de simulations sont bien corroborés par des mesures.

Vus le nombre important des pixels existant dans chaque configuration et la distribution de ces pixels, le courant circulant sur la structure prend des chemins différents. Ces chemins posent une difficulté majeure lors de la conception des antennes reconfigurables. Cela nous a guidé à chercher une solution prometteuse. Nous avons opté pour la technique des

métamatériaux. Dans cette optique, nous avons d'abord mis en évidence l'effet métamatériau à travers une étude détaillée sur les cellules constituées d'un tel milieu. Par la suite, nous avons exploité ces cellules pour concevoir et réaliser un filtre reconfigurable compact à trois bandes de fréquences (BSF) avec un rejet quasi-parfait et une sélectivité élevée. Le filtre proposé est basé sur une ligne d'alimentation microruban de 50Ω et trois paires des cellules métamatériaux de formes hexagonales. Un commutateur est introduit au niveau du gap de chaque cellule afin de rendre le filtre reconfigurable. Les résultats expérimentaux obtenus ont montrés un bon accord avec ceux obtenus par simulation, validant ainsi, l'approche proposée.

Une fois la technique des métamatériaux mise en évidence aussi bien par simulation et expérimentalement, une co-conception filtre-antenne a fait l'objet du reste de travail. Dans cette partie, nous avons proposé une nouvelle méthode de conception permettant un filtrage flexible d'une bande (ou paire de bandes) avec une haute sélectivité. Cette technique est basée sur l'insertion de switchs au niveau de quatre bras de l'anneau interne et externe de cellules métamatériaux. Ces cellules, de forme hexagonale, sont disposées de part et d'autre d'une ligne d'excitation de 50Ω . L'incorporation de switchs permet de changer l'emplacement de l'ouverture de l'anneau interne. En plus, elle permet aussi d'activer ou désactiver le gap de l'anneau externe des cellules. Cette technique offre la possibilité d'obtenir une rotation fictive de l'anneau interne toute en gardant l'anneau externe fixe. Ce procédé nous permet d'éliminer n'importe quelle bande (ou paire de bandes) de fréquence dans l'intervalle [5.5GHz 8GHz] situé dans la bande ULB.

Cette antenne est un candidat potentiel pour les applications en radio cognitive, puisqu'elle comporte à la fois un mode de fonctionnement UWB, pour communiquer ou sonder son environnement électromagnétique proche, ainsi qu'une fonctionnalité de communication bande étroite accordable qui permet une utilisation optimale du spectre disponible.

Concernant les perspectives pour l'amélioration de ce travail, tout en restant dans la continuité, nous proposons :

- D'utiliser l'optimisation par algorithme génétique dans le but de minimiser le couplage dans les antennes MIMO.
- D'utiliser l'optimisation des antennes imprimées par algorithme génétique dans le but d'orienter le diagramme de rayonnement vers des directions privilégiées.

- Il serait intéressant et même indispensable de remplacer les switches idéaux par des switches réels tels que les diodes pin ou les varactors afin de rendre plus pratique le concept proposé.
- Il serait également intéressant d'étudier les possibilités d'extension de la méthode d'optimisation par l'utilisation de la combinaison de l'AG et d'autres méthodes d'optimisation quantitative afin d'améliorer les performances des produits à réaliser.

LISTE DES PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS

PUBLICATIONS:

- **K. Fertas**, S. Tebache, F. Ghanem, S. Tedjini & R. Aksas, *Non-conventional Multiband Patch Antenna Design with Filtering Aspect Based on Genetic Algorithm*, IETE Journal of Research, (2019) DOI:10.1080/03772063.2019.1634496.
- **K. Fertas**, F. Ghanem, M. Challal, and R. Aksas “*Design and Development of Compact Reconfigurable Tri-Stopband Bandstop Filter Using Hexagonal Metamaterial Cells for Wireless Applications*” Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 80, pp. 93-102, 2019. DOI:10.2528/PIERM1810230.
- **K. Fertas**, F. Ghanem, A. Azrar, R. Aksas, *UWB antenna with sweeping dual notch based on metamaterial SRR fictive rotation*, MOTL – Microw. and optic. Technol. Lett., 62 (2019), 956-963.

COMMUNICATION INTERNATIONALES:

- **K. Fertas**, F. Ghanem, M. Challal, M. Ouahdi, F. Fertas, R. Aksas, " *Design and Implementation of a Novel Tri-band Bandstop Filter based on Hexagonal Metamaterials Split Ring Resonators* " IEEE – 2017 5th International Conference on Electrical Engineering – ICEE, 29-31 Novembre 2017, Boumerdes, Algeria.
- **K. Fertas**, H. Kimouche, M. Challal, F. Ghanem, F. Fertas, R. Aksas, " *Development of a Novel UWB Planar Antenna using a Genetic Algorithm*" IEEE – 2017 5th International Conference on Electrical Engineering – ICEE, 29-31 Novembre 2017, Boumerdes, Algeria.
- **K. Fertas**, F. Fertas, M. Challal, H. Kimouche, H. Aksas, R. Aksas" *Dual-Band and Wideband Planar Antenna Array* "– 2nd International Conference on Automatic control, Telecommunications and Signals – ICATS-2017, 11-12 Decembre 2017, Annaba, Algeria.
- **K. Fertas**, H. Kimouche, M. Challal, H. Aksas and R. Aksas, " *An Optimized Shaped Antenna for Multiband Applications using Genetic Algorithm*" IEEE – 2015 4th International Conference on Electrical Engineering – ICEE, 13-15 December 2015, Boumerdes, Algeria.
- **K. Fertas**, H. Kimouche, M. Challal, H. Aksas and R. Aksas, " *Multiband Microstrip Antenna Array for Modern Communication Systems*" IEEE – 2015 4th International Conference on Electrical Engineering – ICEE, 13-15 December 2015, Boumerdes, Algeria.
- **K. Fertas**, F. Benmahmoud, F. Ghanem, A. Mansoul, S. Tedjini, R. Aksas ” *Compact Switchable Mono/dual Band Reject Monopole Antenna for Ultra wideband Applications*” AES 2019, LISBON - PORTUGAL, JuLY 24 – 26, 2019.

- **K. Fertas**, F. Benmahmoud, F. Ghanem, A. Mansoul, S. Tedjini, R. Aksas ” *Extending the Bandwidth of UWB Monopole Antenna using Genetic Algorithm with 5-6 Ghz Notched Band* “AES 2019, LISBON - PORTUGAL, JuLY 24 – 26, 2019.

COMMUNICATION NATIONALES:

- **K. Fertas**, F. Fertas, D. Abbadi, R. Aksas "*Conception et réalisation d'un filtre DGS intégré dans une antenne microstrip* " Journée d'étude intitulée: Mesures et contre mesures dans le spectre électromagnétique, 14 Mai 2018, BTHC/1°RM.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] B. S. Yarman, *Design of ultra wideband antenna matching networks: via simplified real frequency technique*: Springer Science & Business Media, 2008.
- [2] L. Kang, H. Li, X. Wang, and X. Shi, "Compact offset microstrip-fed MIMO antenna for band-notched UWB applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 1754-1757, 2015.
- [3] C. A. Balanis, "modern antenna handbook, A John Wiley & Sons," *Inc., Publication*, 2008.
- [4] S. Drabowitch, A. Papiernik, H. Griffiths, J. Encinas, and B. L. Smith, *Modern antennas*: Springer Science & Business Media, 2010.
- [5] Y. Cherruault, *Optimisation: Méthodes locales et globales*: Presses Universitaires de France-PUF, 1999.
- [6] N. Mahdi, "Développement d'une bibliothèque de techniques d'optimisation de formes pour la conception assistée par ordinateur de composants et de circuits hyperfréquences," Limoges, 2012.
- [7] M. S. Bazaraa, H. D. Sherali, and C. M. Shetty, *Nonlinear programming: theory and algorithms*: John Wiley & Sons, 2013.
- [8] E. G. Birgin and J. M. Martínez, *Practical augmented Lagrangian methods for constrained optimization*: SIAM, 2014.
- [9] J. P. A. Bastos and N. Sadowski, *Electromagnetic modeling by finite element methods*: CRC press, 2003.
- [10] F. J. Villegas, T. Cwik, Y. Rahmat-Samii, and M. Manteghi, "A parallel electromagnetic genetic-algorithm optimization (EGO) application for patch antenna design," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, pp. 2424-2435, 2004.
- [11] Y. Rahmat-Samii and E. Michielssen, "Electromagnetic optimization by genetic algorithms," *Microwave Journal*, vol. 42, pp. 232-232, 1999.
- [12] A. J. Kerkhoff and H. Ling, "Design of a band-notched planar monopole antenna using genetic algorithm optimization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, pp. 604-610, 2007.

- [13] J. L. A. Quijano and G. Vecchi, "Optimization of a compact frequency-and environment-reconfigurable antenna," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 60, pp. 2682-2689, 2012.
- [14] F. Zadehparizi and S. Jam, "Frequency reconfigurable antennas design for cognitive radio applications with different number of sub-bands based on genetic algorithm," *Wireless Personal Communications*, vol. 98, pp. 3431-3441, 2018.
- [15] D. E. Goldberg, "Genetic algorithms in search," *Optimization, and Machine Learning*, 1989.
- [16] J.-M. Laheurte, "Switchable CPW-fed slot antenna for multifrequency operation," *Electronics letters*, vol. 37, pp. 1498-1500, 2001.
- [17] B. Poussot, J.-M. Laheurte, L. Cirio, O. Picon, D. Delcroix, and L. Dussopt, "Diversity measurements of a reconfigurable antenna with switched polarizations and patterns," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, pp. 31-38, 2008.
- [18] L.-H. Chang, W.-C. Lai, J.-C. Cheng, and C.-W. Hsue, "A symmetrical reconfigurable multipolarization circular patch antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 87-90, 2014.
- [19] W. Lin and H. Wong, "Wideband circular-polarization reconfigurable antenna with L-shaped feeding probes," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2114-2117, 2017.
- [20] A. Petosa, "An overview of tuning techniques for frequency-agile antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 54, pp. 271-296, 2012.
- [21] T. Li, H. Zhai, X. Wang, L. Li, and C. Liang, "Frequency-reconfigurable bow-tie antenna for Bluetooth, WiMAX, and WLAN applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 171-174, 2014.
- [22] H. Rajagopalan, J. M. Kovitz, and Y. Rahmat-Samii, "MEMS reconfigurable optimized E-shaped patch antenna design for cognitive radio," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 62, pp. 1056-1064, 2013.
- [23] J. W. Jayasinghe, J. Anguera, and D. N. Uduwawala, "A simple design of multi band microstrip patch antennas robust to fabrication tolerances for GSM, UMTS, LTE, and

- Bluetooth applications by using genetic algorithm optimization," *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 27, pp. 255-269, 2012.
- [24] F. Ferrero, L. Lizzi, R. Staraj, and J.-M. Ribero, "Reconfigurable antenna for future spectrum reallocations in 5G communications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1297-1300, 2015.
- [25] D. Christophe, "Conception conjointe d'antenne active pour futurs modules de transmissions RF miniatures et faible pertes," Grenoble Alpes, 2016.
- [26] Z. Ren, W.-T. Li, L. Xu, and X.-W. Shi, "A compact frequency reconfigurable unequal U-slot antenna with a wide tunability range," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 39, pp. 9-16, 2013.
- [27] B. Babakhani and S. Sharma, "Wideband frequency tunable concentric circular microstrip patch antenna with simultaneous polarization reconfiguration," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, pp. 203-216, 2015.
- [28] A. Mansoul, F. Ghanem, M. R. Hamid, E. Salonen, and M. Berg, "Bandwidth reconfigurable antenna with a fixed lower and a variable upper limit," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, pp. 1725-1733, 2016.
- [29] A. Mansoul, F. Ghanem, M. R. Hamid, and M. Trabelsi, "A selective frequency-reconfigurable antenna for cognitive radio applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 515-518, 2014.
- [30] M. Bitchikh and F. Ghanem, "UWB to 30 narrow sub-bands frequency reconfigurable antipodal Vivaldi antenna," *Electronics Letters*, vol. 52, pp. 1580-1582, 2016.
- [31] F. Mouhouche, A. Azrar, M. Dehmas, and K. Djafri, "A compact superformula based ultra-wideband antenna shape with two notched bands," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 60, pp. 2693-2697, 2018.
- [32] S. Peddakrishna and T. Khan, "Design of UWB monopole antenna with dual notched band characteristics by using π -shaped slot and EBG resonator," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 96, pp. 107-112, 2018.
- [33] D. S. La, W. H. Han, and J. L. Zhang, "Compact band-stop filters using π -Shape DGS and π -shape DMS," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 56, pp. 2504-2507, 2014.

- [34] P. Y. Hsiao and R. M. Weng, "C-shaped ultra-wideband bandpass filter with WLAN notch band," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, pp. 1215-1218, 2010.
- [35] M. Donelli, M. Manekiya, and S. K. Menon, "Compact microstrip reconfigurable filter based on spiral resonators," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 61, pp. 417-424, 2019.
- [36] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications*: John Wiley & Sons, 2005.
- [37] F. Capolino, *Theory and phenomena of metamaterials*: CRC press, 2009.
- [38] G. Viktor, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," *Soviet physics uspekhi*, vol. 10, p. 509, 1968.
- [39] T. Ueda, G. Haida, and S. Yamamoto, "Microwave resonator configured by composite right/left-handed meta-material and antenna apparatus provided with the microwave resonator," ed: Google Patents, 2015.
- [40] P. Mookiah and K. R. Dandekar, "Metamaterial-substrate antenna array for MIMO communication system," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, pp. 3283-3292, 2009.
- [41] B. Ouagague, "Etude théorique et expérimentale des métamatériaux et des techniques d'agilité (MEMS, BST) pour la conception des circuits RF miniatures et reconfigurables," 2014.
- [42] S. Burokur, M. Latrach, and S. Toutain, "Analysis and design of waveguides loaded with split-ring resonators," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 19, pp. 1407-1421, 2005.
- [43] J. H. Choi and C. W. Jung, "Wideband double-negative reconfigurable metamaterial using a complementary split-ring resonator with a via-hole," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 57, pp. 2687-2690, 2015.
- [44] D.-O. Kim, N.-I. Jo, H.-A. Jang, and C.-Y. Kim, "Design of the ultrawideband antenna with a quadruple-band rejection characteristics using a combination of the complementary split ring resonators," *Progress in electromagnetics research*, vol. 112, pp. 93-107, 2011.

- [45] L. A. Shaik, C. Saha, Y. M. Antar, and J. Y. Siddiqui, "An antenna advance for cognitive radio: Introducing a multilayered split ring resonator-loaded printed ultrawideband antenna with multifunctional characteristics," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 60, pp. 20-33, 2018.
- [46] H. Yang, X. Xi, H. Hou, Y. Zhao, and Y. Yuan, "Design of reconfigurable monopole antenna with switchable dual band-notches for UWB applications," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 10, pp. 1065-1071, 2018.
- [47] B. Badamchi, J. Nourinia, C. Ghobadi, and A. V. Shahmirzadi, "Design of compact reconfigurable ultra-wideband slot antenna with switchable single/dual band notch functions," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 8, pp. 541-548, 2014.
- [48] T. Weiland, "A discretization model for the solution of Maxwell's equations for six-component fields," *Archiv Elektronik und Uebertragungstechnik*, vol. 31, pp. 116-120, 1977.
- [49] J. Kaur, R. Khanna, and M. Kartikeyan, "Optimization and development of O-shaped triple-band microstrip patch antenna for wireless communication applications," *IETE Journal of Research*, vol. 60, pp. 95-105, 2014.
- [50] Ł. Januszkiewicz, P. Di Barba, and S. Hausman, "Optimization of wearable microwave antenna with simplified electromagnetic model of the human body," *Open Physics*, vol. 15, pp. 1055-1060, 2017.
- [51] S. Kumar and D. K. Vishwakarma, "Miniaturized dual broadband hexagonal slot monopole antenna," *IETE Journal of Research*, vol. 62, pp. 671-678, 2016.
- [52] U. Singh, R. Salgotra, and M. Rattan, "A novel binary spider monkey optimization algorithm for thinning of concentric circular antenna arrays," *IETE Journal of Research*, vol. 62, pp. 736-744, 2016.
- [53] L. Januszkiewicz, P. Di Barba, and S. Hausman, "Hierarchical paradigm for automated optimal design of dual-band wearable antenna with simplified human body models," *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 2018.
- [54] P. Singh, M. Rossi, I. Couckuyt, D. Deschrijver, H. Rogier, and T. Dhaene, "Constrained multi-objective antenna design optimization using surrogates," *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 30, p. e2248, 2017.

- [55] J. Jayasinghe and D. Uduwawala, "A novel multiband miniature planar inverted F antenna design for bluetooth and WLAN applications," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2015, 2015.
- [56] M. Lamsalli, A. El Hamichi, M. Boussouis, N. Amar Touhami, and T. Elhamadi, "Genetic algorithm optimization for microstrip patch antenna miniaturization," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 60, pp. 113-120, 2016.
- [57] S. Song and R. D. Murch, "An efficient approach for optimizing frequency reconfigurable pixel antennas using genetic algorithms," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 609-620, 2013.
- [58] K. Fertas, H. Kimouche, M. Challal, H. Aksas, R. Aksas, and A. Azrar, "Design and optimization of a CPW-fed tri-band patch antenna using genetic algorithms," *ACES-Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, vol. 30, 2015.
- [59] J. W. Jayasinghe, J. Anguera, D. N. Uduwawala, and A. Andújar, "A multipurpose genetically engineered microstrip patch antennas: Bandwidth, gain, and polarization," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 59, pp. 941-949, 2017.
- [60] X.-K. Gao, H. M. Lee, and S.-P. Gao, "A robust parameter design of wide band DGS filter for common-mode noise mitigation in high-speed electronics," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 59, pp. 1735-1740, 2017.
- [61] A. Boutejdar, "Design of compact reconfigurable broadband band-stop filter based on a low-pass filter using half circle DGS resonator and multi-layer technique," *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 71, pp. 91-100, 2017.
- [62] J. B. Jadhav and P. J. Deore, "A compact planar ultra-wideband bandpass filter with multiple resonant and defected ground structure," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 81, pp. 31-36, 2017.
- [63] A. Lalbakhsh, G. Karimi, and F. Sabaghi, "Triple mode spiral wideband bandpass filter using symmetric dual-line coupling," *Electronics Letters*, vol. 53, pp. 795-797, 2017.
- [64] C. Arnold, J. Parlebas, and T. Zwick, "Reconfigurable waveguide filter with variable bandwidth and center frequency," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 62, pp. 1663-1670, 2014.

- [65] T. Cheng and K.-W. Tam, "A wideband bandpass filter with reconfigurable bandwidth based on cross-shaped resonator," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, pp. 909-911, 2017.
- [66] Y.-H. Cho and G. M. Rebeiz, "0.73–1.03-GHz tunable bandpass filter with a reconfigurable 2/3/4-pole response," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, pp. 290-296, 2014.
- [67] W. Feng, Y. Shang, W. Che, R. Gómez-García, and Q. Xue, "Multifunctional reconfigurable filter using transversal signal-interaction concepts," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, pp. 980-982, 2017.
- [68] M. Kheir, T. Kroeger, and M. Höft, "A new class of highly-miniaturized reconfigurable UWB filters for multi-band multi-standard transceiver architectures," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 1714-1723, 2017.
- [69] A. Boutejdar and A. Omar, "A miniature 5.2-GHz bandstop microstrip filter using multilayer-technique and coupled octagonal defected ground structure," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, pp. 2810-2813, 2009.
- [70] K. Lee, T.-H. Lee, C.-S. Ahn, Y.-S. Kim, and J. Lee, "Reconfigurable dual-stopband filters with reduced number of couplings between a transmission line and resonators," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, pp. 106-108, 2015.
- [71] M. Esmaili and J. Bornemann, "Novel tunable bandstop resonators in SIW technology and their application to a dual-bandstop filter with one tunable stopband," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, pp. 40-42, 2016.
- [72] K. W. Wong, R. R. Mansour, and G. Weale, "Reconfigurable bandstop and bandpass filters with wideband balun using IPD technology for frequency agile applications," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 7, pp. 610-620, 2017.
- [73] H.-J. Tsai, B.-C. Huang, N.-W. Chen, and S.-K. Jeng, "A reconfigurable bandpass filter based on a varactor-perturbed, T-shaped dual-mode resonator," *IEEE microwave and wireless components letters*, vol. 24, pp. 297-299, 2014.
- [74] A. Boutejdar, "Design of 5 GHz-compact reconfigurable DGS-bandpass filter using varactor-diode device and coupling matrix technique," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, pp. 304-309, 2016.

- [75] Z. Han, K. Kohno, H. Fujita, K. Hirakawa, and H. Toshiyoshi, "Tunable terahertz filter and modulator based on electrostatic MEMS reconfigurable SRR array," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 21, pp. 114-122, 2014.
- [76] A. Mansoul, "Switchable multiband slot antenna for 2.4, 3.5, and 5.2 GHz applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 59, pp. 2903-2907, 2017.
- [77] B. Semmar, R. Aksas, M. Challal, A. Azrar, and M. Trabelsi, "Numerical determination of permittivity and permeability tensors of a dielectric metamaterial composed of an infinite number of split ring resonators," *Wireless Personal Communications*, vol. 83, pp. 2925-2947, 2015.
- [78] A. Yu, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, "A dual band circularly polarized ring antenna based on composite right and left handed metamaterials," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 78, pp. 73-81, 2008.
- [79] R.-l. Wang, J.-f. Wang, J. Yang, Z.-q. Li, J.-q. Zhang, H. Ma, *et al.*, "Dual-band suspended stripline filter based on metamaterials," in *2017 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES)*, 2017, pp. 1-2.
- [80] M. Bhaskar, J. Jasmi, and T. Mathew, "Microstrip bandstop filters based on hexagonal complementary split ring resonators," in *2015 Fifth International Conference on Advances in Computing and Communications (ICACC)*, 2015, pp. 311-313.
- [81] M. M. Bait-Suwailam and O. Muscat, "Numerical study of bandstop filters based on slotted-complementary split-ring resonators (S-CSRRs)," in *the second international conference of technological advances in electrical, electronics and computer engineering*, 2014, pp. 34-37.
- [82] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 47, pp. 2075-2084, 1999.
- [83] N. Katsarakis, T. Koschny, M. Kafesaki, E. Economou, and C. Soukoulis, "Electric coupling to the magnetic resonance of split ring resonators," *Applied physics letters*, vol. 84, pp. 2943-2945, 2004.
- [84] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegi, *et al.*, "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring

- resonators coupled to planar transmission lines," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 53, pp. 1451-1461, 2005.
- [85] N. Janković, R. Geschke, and V. Crnojević-Bengin, "Compact tri-band bandpass and bandstop filters based on Hilbert-fork resonators," *IEEE microwave and wireless components letters*, vol. 23, pp. 282-284, 2013.
- [86] A. Boutejdar and S. D. Bennani, "Design and fabrication of tri-stopband bandstop filters using cascaded and multi-armed methods," *Advanced Electromagnetics*, vol. 6, pp. 18-24, 2017.
- [87] H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, and F. Riouch, "A switchable bandstop-to-bandpass reconfigurable filter for cognitive radio applications," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 9, p. 765, 2017.
- [88] O. Hoshuyama, A. Sugiyama, and A. Hirano, "A robust adaptive beamformer for microphone arrays with a blocking matrix using constrained adaptive filters," *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 47, pp. 2677-2684, 1999.
- [89] R. Azim, M. T. Islam, and A. T. Mobashsher, "Dual band-notch UWB antenna with single tri-arm resonator," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 670-673, 2014.
- [90] Y.-P. Zhang and C.-M. Li, "Design of small dual band-notched UWB slot antenna," *Electronics Letters*, vol. 51, pp. 1727-1728, 2015.
- [91] D. Sarkar, K. V. Srivastava, and K. Saurav, "A compact microstrip-fed triple band-notched UWB monopole antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 396-399, 2014.
- [92] M. Hamid, P. Gardner, P. S. Hall, and F. Ghanem, "Switched-band Vivaldi antenna," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 59, pp. 1472-1480, 2011.
- [93] S. Abbasiniazare, O. Manoochehri, and K. Forooghi, "A reconfigurable printed dipole antenna using RF PIN diodes," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 56, pp. 1151-1155, 2014.
- [94] X. Liu, X. Yang, and F. Kong, "A frequency-reconfigurable monopole antenna with switchable stubbed ground structure," *Radioengineering*, vol. 24, pp. 449-454, 2015.

- [95] A. Valizade, C. Ghobadi, J. Nourinia, and M. Ojaroudi, "A novel design of reconfigurable slot antenna with switchable band notch and multiresonance functions for UWB applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1166-1169, 2012.
- [96] N. Tasouji, J. Nourinia, C. Ghobadi, and F. Tofigh, "A novel printed UWB slot antenna with reconfigurable band-notch characteristics," *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, vol. 12, pp. 922-925, 2013.
- [97] A. K. Horestani, Z. Shaterian, J. Naqui, F. Martín, and C. Fumeaux, "Reconfigurable and tunable S-shaped split-ring resonators and application in band-notched UWB antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, pp. 3766-3776, 2016.

ANNEXES

A. Métamatériau main gauche

L'hypothèse de l'existence de métamatériau ayant une permittivité ou/et une perméabilité négative a été évoquée en 1968 par Veselago. Ce type de matériau est qualifié de matériau à main gauche (Left Handed Materials << LHM >>) du fait que le vecteur d'onde \vec{k} et le vecteur de Poynting \vec{S} sont antiparallèles et le trièdre formé par les vecteurs, \vec{E} , \vec{H} , et \vec{k} est en effet indirect (fig. A.1).

Lorsque ε et μ sont positifs le trièdre est direct; par contre, si ces paramètres changent de signe le trièdre devient indirect.

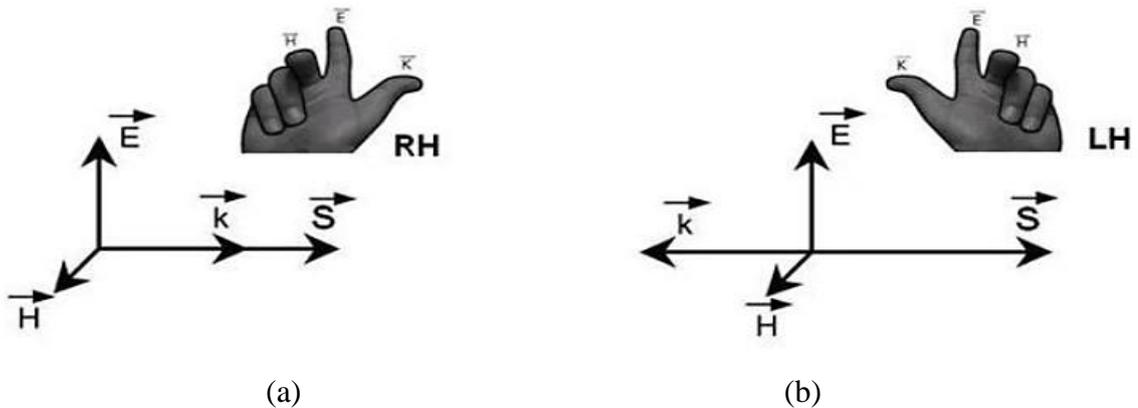


Fig. A.1 (a) Trièdre direct (matériaux main droite)

(b) trièdre indirect (matériaux main gauche).

Parmi les propriétés physiques des milieux main gauche nous citons :

Le vecteur de Poynting \vec{S} à un sens opposé que celui du vecteur d'onde \vec{k} . Veselago avait souligné que la permittivité et la perméabilité du milieu main gauche doivent être liées à la fréquence du champ électromagnétique excitant, la densité de puissance serait aussi négative.

Selon Veselago ces dites propriétés engendreront l'inversion des lois de la physique classique telles que :

- L'inversion de la loi de Snell-Descartes avec un indice de réfraction négatif ;
- L'inversion de l'effet Doppler
- L'inversion du rayonnement de Cerenkov.

B. Modèle équivalent de la cellule métamatériau

Le modèle équivalent (sans pertes) de la cellule RAF a été largement exploré par plusieurs travaux, qui confirment que la cellule RAF est équivalente à un résonateur (L-C).

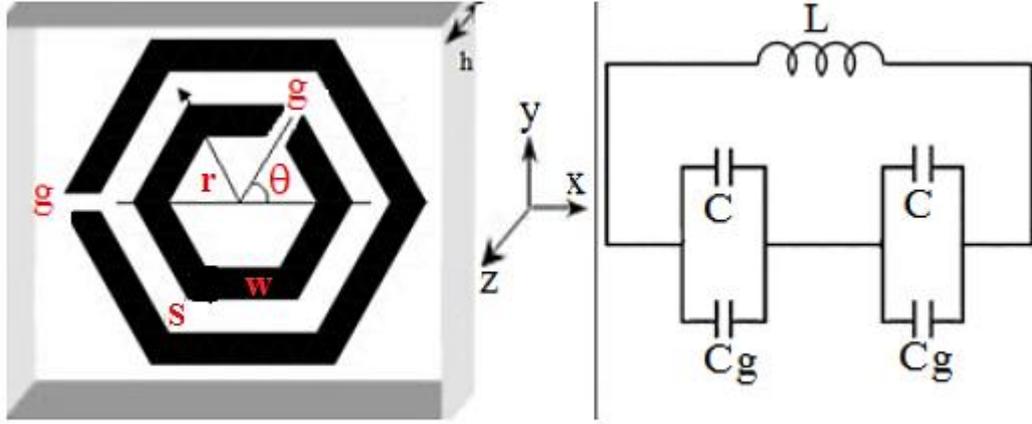


Fig. A.1 Cellule RAF hexagonale et son circuit équivalent.

La fréquence de résonance de la cellule RAF hexagonale est donnée par la relation suivante :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{2r_{eq}L_{eq}C_{eq}}} \quad (\text{B.1})$$

Où r_{eq} le rayon effectif tel que :

$$r_{eq} = r - \frac{g}{6} \quad (\text{B.2})$$

L'inductance équivalente L_{eq} est formée par la self créée par la longueur des gravures des anneaux, l'expression donnée dans la relation B.3:

$$L_{eq} = 0.00508 \cdot l \left(2.303 \log_{10} \frac{4l}{w} - 2.636 \right) \quad (\text{B.3})$$

Avec $l = 6 \times r_{eq}$

C_{eq} représente la capacité totale créée par la cellule, elle est donnée par la formule suivante :

$$C_{eq} = \left\{ \frac{(3+\beta)^2 - \left(\frac{\Delta}{r}\right)^2}{2 \cdot (3+\beta)} \right\} \times r \cdot C_{pul} \quad (\text{B.4})$$

Où $\beta = \frac{C_g}{r \cdot C_{pul}}$

C_g représente la capacité créée dans les gaps capacitifs de l'anneau extérieur et intérieur respectivement, son expression est donnée comme suit :

$$C_g = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r h}{g w} \quad (\text{B.5})$$

C_{pul} indique la capacité créée par le gap capacitif entre les anneaux, et est donnée par la relation suivante :

$$C_{pul} = \varepsilon_0 \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right) \left(\frac{\alpha(\sqrt{1-\sigma^2})}{\alpha(\sigma)} \right) \quad (\text{B.6})$$

Avec $\sigma = \frac{s}{s+2w}$ et $\alpha(\cdot)$ est l'intégrales elliptique de deuxième espèce il est définit par :

$$\alpha(k) = \int_0^{2\pi} \sqrt{1 - (k \sin \theta)^2} d\theta \quad (\text{B.7})$$

Δ est la mesure par laquelle le périmètre de demi-anneau supérieur diminue et celle du bas augmente. Elle est s'écrit :

$$\Delta = r \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot (2m + 1) - r \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot \tan\left(\frac{\pi}{6} - \Psi\right) \quad (\text{B.8})$$

$$\theta = m \cdot \frac{2\pi}{6} + \Psi \quad (\text{B.9})$$

avec m est un entier naturel et $\Psi < \frac{2\pi}{6}$

A l'aide de l'équation (B.2), (B.3) et (B.4) dans (B.1), on peut déterminer la fréquence de résonance de la cellule RAF hexagonale.

C. Organigramme d'un algorithme génétique

Un algorithme génétique fonctionne typiquement, à travers un cycle simple de quatre étapes :

- ✓ Génération d'une population initiale ;
- ✓ Évaluation de chaque chromosome ;
- ✓ Sélection des meilleurs chromosomes ;
- ✓ Manipulation génétique telle que : la sélection, le croisement et la mutation.

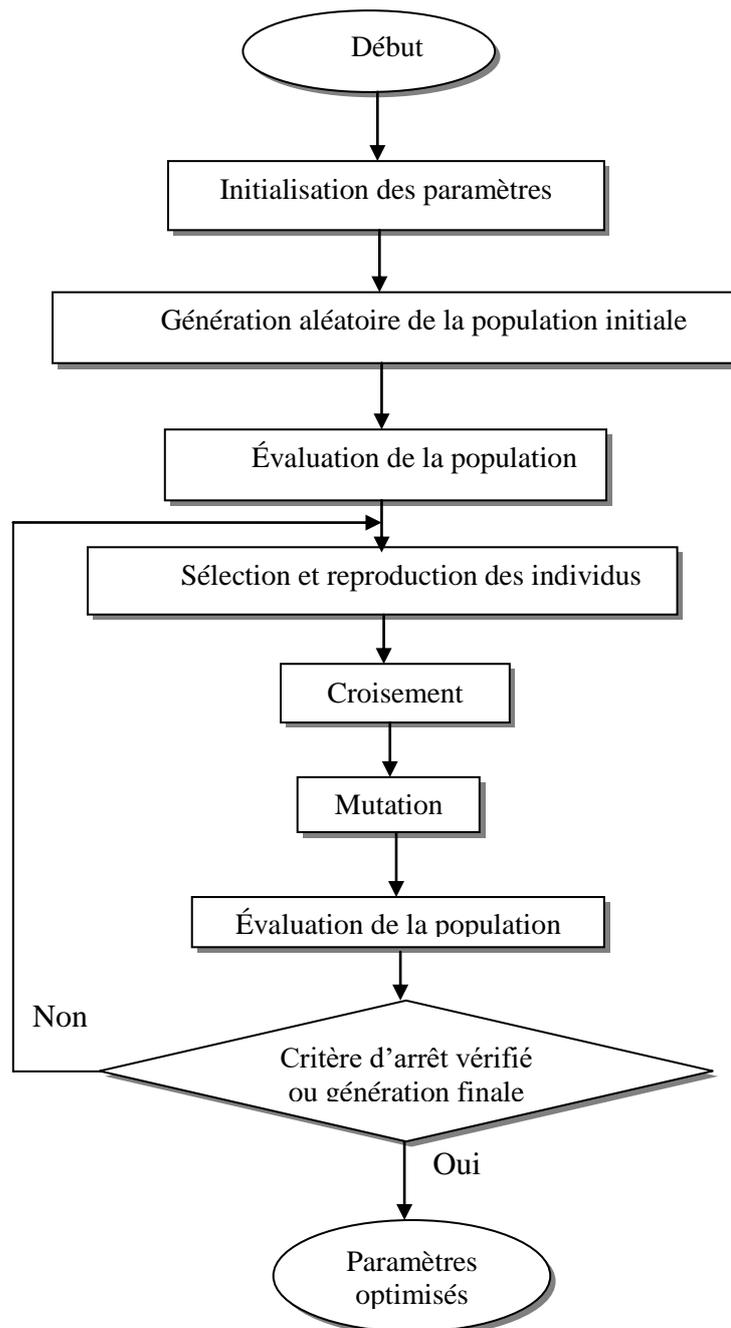


Fig. C.1 Organigramme de l'algorithme génétique.