

Faculté des Sciences et Techniques  
Settat

# THÈSE DE DOCTORAT

*Pour l'obtention de grade de Docteur en Télécommunications*

Formation Doctorale: Physique et Sciences de l'Ingénieur

Spécialité: Électronique et Télécommunications

*Sous le thème :*

## **Contribution à la caractérisation des matériaux et Conception de Nouveaux Circuits Radiofréquences à base des Résonateurs SRR et CSRR**

*Présenté par :*

**Mr. Bendaoued Mohammed**

Spécialité **Electronique & Télécommunications**

*Soutenue : 28 /12 /2021*

A la Faculté des sciences et techniques de settat devant  
le jury composé de :

Pr. ERRKIK Ahmed	PES	FST Settat	Président
Pr. ESSAADANI Aali	PES	FST Settat	Rapporteur
Pr. Setti Larbi	PES	FP Larache	Rapporteur
Pr. Moustabchir Hassane	PES	ENSA Fes	Examineur
Pr. Tajmouati Abdelali	PES	FST Settat	Co-Directeur de Thèse
Pr. Mandry Rachid	PES	FST Settat	Directeur de Thèse



## Remerciements

À l'issue de l'obtention de mon doctorat, je suis convaincu que la thèse est loin d'être un travail solitaire. En effet, je n'aurais jamais pu réaliser ce travail doctoral sans le soutien d'un grand nombre de personnes dont la générosité, la bonne humeur et l'intérêt manifestés à l'égard de ma recherche m'ont permis de progresser dans cette phase d'apprenti chercheur. Ce travail de thèse a été réalisé au sein du laboratoire de Mécanique, Informatique, Électronique et Télécommunications (LMIET) de la Faculté des Sciences et Techniques de Settat (FSTS), de l'université Hassan 1<sup>er</sup> de Settat, dirigé par Monsieur **Ahmed Errkik** enseignant chercheur à la Faculté des Sciences et Technique de Settat.

En premier lieu, je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Monsieur **Rachid Mandry** qui fut pour moi un Directeur de thèse attentif et disponible malgré ses nombreuses charges. Sa compétence, sa rigueur scientifique et sa clair voyance m'ont beaucoup appris. J'aimerais également lui dire à quel point j'ai apprécié la confiance qu'il m'a accordée en acceptant d'encadrer ce travail doctoral, les multiples conseils et toutes les heures qu'il m'a consacrées à diriger cette recherche.

J'adresse de chaleureux remerciements à mon co-encadrants de thèse, Monsieur **Abdelali Tajmouati** enseignant chercheur à la Faculté des Sciences et Technique de Settat, pour son encadrement, son soutien et pour la bonne réussite de cette thèse.

En second lieu, Je suis très honoré de remercier de leur présence à mon jury de thèse, les professeurs:

Monsieur **AHMED ERRKIK** , professeur à l'université Hassan 1er – Settat pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse. Je tiens à l'assurer de ma profonde reconnaissance pour l'intérêt qu'il porte à ce travail.

Messieurs : **Aali ESSAADANI** , professeur à l'université Hassan 1er – Settat, **Azougarh Abdelhafid** professeur à l'université Sidi Mohamed Ben Abdellah – Fès, et **Setti Larbi** professeur à l'université abdelmalek essaadi – Larache les rapporteurs de ce travail ainsi que monsieur **Moustabchir Hassane** professeur à l'université Sidi Mohamed Ben Abdellah – Fès, d'avoir examiné ce travail.

Enfin, je remercie mes frères et ma sœur, ainsi que mes parents, pour leur soutien au cours de ces années de thèse et sans lesquels je n'en serais pas là aujourd'hui. Je remercie également mes amis et mes collègues de travail et toute personne ayant contribué d'une manière ou d'une autre à l'aboutissement de ce travail de thèse.



## Résumé

Depuis le développement des systèmes de télécommunications et de transmission radio, les ingénieurs et concepteurs des récepteurs radio et radar se sont confrontés au besoin de concevoir des équipements capables de traiter de très petits signaux. Pour répondre à ce besoin, il est nécessaire d'utiliser des blocs de circuit très sensibles pouvant contenir des semi-conducteurs fragiles. Nombre de ces systèmes doivent également être capables de survivre à des signaux incidents très puissants, sans endommager les composants sensibles qu'ils contiennent. Les circuits de protection du récepteur, constitués principalement des limiteurs de puissance et des atténuateurs, peuvent protéger le récepteur de signaux d'entrée importants et lui permettre également de fonctionner normalement lorsque ces signaux de grande taille ne sont pas présents.

Le présent rapport propose un traitement complet de ces circuits en couvrant les modalités de conception et les aspects pratiques en détail. Le fonctionnement de chaque dispositif et ses modèles, la théorie de base des circuits et leurs conceptions, ainsi que leurs applications, sont abordés.

Le rapport comprend également des informations détaillées sur la conception sous forme d'équations, de tableaux, de graphiques et d'exemples. La thèse propose de nouvelles structures planaires validées pour être utilisées pour la réalisation des circuits atténuateurs et limiteurs de puissance hyperfréquences.

## Abstract

Since the development of telecommunications and radio transmission systems, engineers and designers of radio and radar receivers have faced the need to design equipment capable of handling very small signals. To meet this need, it is necessary to use very sensitive circuit blocks that can contain fragile semiconductors. Many of these systems must also be able to support very powerful incident signals without damaging the sensitive components they contain. The receiver's protection circuit, consisting mainly of power limiters and attenuators, can protect the receiver from important input signals and allow it to function normally when these large signals are not present.

This report proposes a complete treatment of these circuits by covering the design modalities and the practical aspects in detail. The operation of each device and its models, the basic theory of circuits and their designs, as well as their applications, are discussed. The report includes detailed design information in the form of equations, tables, graphs and uses cases.

Furthermore, the work presented in this thesis is an exploration of new designs of new attenuator and power limiters topologies. The thesis proposes new planar structures validated for the realization of microwave attenuator and limiters circuits.

# Table des matières

Remerciements.....	2
Résumé.....	3
Abstract.....	4
Liste des Figures .....	9
Liste des Tableaux.....	14
Liste des Abréviations.....	15
Introduction Générale... ..	16
<b>Chapitre 1 : Etude et Caractérisation Electromagnétique des matériaux en utilisant la méthode Expérimentale .....</b>	<b>18</b>
<b>1 . Introduction .....</b>	<b>19</b>
<b>2 .La matrice de répartition [S]: Scattering Matrix .....</b>	<b>20</b>
<b>3. Concept et Classification des méta-matériaux.....</b>	<b>23</b>
3-1. Historique.....	23
3-2. Définition des matériaux gauchers ou Matériaux main Gauche (LHM) .....	24
3-3. Classification des métamatériaux .....	26
3.3.1 Réalisation de matériaux gauchers.....	27
A . Géométrie du fil métallique.....	27
B, Géométrie du résonateur SRR(Split Ring Resonator).....	28
C. Géométrie du résonateur ( Complementary Split-Ring Resonator:(CSRR):.....	29
D. Géométrie DNG composite .....	29
<b>4. Extraction des paramètres effectifs et caractérisation des méta matériaux .....</b>	<b>30</b>
4-1. Introduction.....	30
<b>4-2.Méthode de Nicolson-Ross-Weir .....</b>	<b>31</b>
4-2-1. Introduction.....	31
4-2-2. Formulation théorique de la méthode de NRW .....	31
4-2-3. Exemple d'application de la méthode NRW.....	33
<b>5. Principes fondamentaux de mesure et le concept du plan de référence .....</b>	<b>35</b>
5-1. Le concept de plan de référence.....	35
5-2. Étalonnage de l'analyseur de réseau.....	35
5-3. Les techniques de mesure et de caractérisation de matériaux diélectriques.....	36
5-3-1.Introduction.....	36
5-3-2. La méthode de Ligne de transmission 'transmission-line méthode .....	37
<b>6. Détermination de la permittivité complexe à l'aide de la mesure de la constante de propagation....</b>	<b>38</b>
6-1. Principe de la méthode de propagation constante.....	38
6-2. Les résultats de mesuré.....	41

<b>7.Conclusion.....</b>	<b>44</b>
<b>Références bibliographiques chapitre 1.....</b>	<b>45</b>
<b>Chapitre 2 : Généralités sur les antennes planaires .....</b>	<b>49</b>
<b>1 . Aperçu général sur les antennes.....</b>	<b>50</b>
<b>2. Les équations de Maxwell.....</b>	<b>53</b>
<b>3.Les potentiels électromagnétiques.....</b>	<b>55</b>
3 .1 Calcul de l'équation de propagation du potentiel vecteur.....	55
3.2 Calcul de l'équation de propagation du potentiel scalaire.....	56
3.3 Les expressions des potentiels scalaire et vecteur.....	58
<b>4. Les paramètres fondamentaux des antennes.....</b>	<b>58</b>
4-4-1. Le diagramme de rayonnement.....	58
4-4-2 Les diagrammes de rayonnement isotropes, directionnels et omnidirectionnels :.....	60
4-4-3. Les différentes zones de de rayonnement.....	62
4-4-4. La directivité d'une antenne.....	63
4-4-5. Le gain d'une antenne .....	64
4-4-6. La polarisation.....	65
4-4-7. Les paramètres électriques des antennes.....	66
<b>5. les antennes microrubans.....</b>	<b>68</b>
5-1. Introduction.....	68
5-2. Etude analytique de l'antenne patch rectangulaire.....	69
5-3. Le modèle de la ligne de transmission de l'antenne patch rectangulaire.....	70
5-4. L'impédance d'entrée à la résonnance.....	71
<b>6. La polarisation des antennes imprimées.....</b>	<b>73</b>
<b>7. Les réseaux d'antennes imprimés.....</b>	<b>74</b>
7-1. Introduction.....	74
7-2. Concept de base.....	75
8-1. Mesure de l'impédance.....	76
<b>Références bibliographiques chapitre 2.....</b>	<b>77</b>
<b>Chapitre3 :Etude et Conception des Antennes Multi bande et ULB à Bande filtrée.....</b>	<b>79</b>
<b>1. Technologie Ultra Large Bande et ses applications.....</b>	<b>80</b>
1.1 Introduction.....	80
<b>2. Etat de l'art sur la conception des antennes multi-bandes et ULB à bande filtré.....</b>	<b>82</b>
2-1. Introduction.....	82
<b>A. Antenne méandre (Folding And Meandering Technique.....</b>	<b>82</b>
<b>B. Antenne Avec Des Fentes Au Plan De Masse (GROUND SLOTS).....</b>	<b>83</b>

C. La technique (WRAPPING).....	84
D. Utilisation des cellules CSRR (Complimentary Split Ring Resonator).....	86
<b>3.Conception des antennes ULB en technologie Coplanaire.....</b>	<b>89</b>
3-1. Conception d’antenne ULB coplanaire avec un plan de masse sous forme d’escalier.....	89
A. Conception de l’antenne patch rectangulaire microruban (élément rayonnant de base).....	89
B. Conception de l’antenne patch Ultra Large Bande (ULB) en technologie coplanaire.....	92
3.2 Conception d’une antenne Trapézoïdale ULB.....	95
3-2-1. La première antenne proposée.....	95
3-2-2. La deuxième antenne proposée.....	100
<b>4.Conception d’antennes filtrantes et Multi bandes.....</b>	<b>101</b>
4-1. Conception d’antennes filtrantes basées sur l’intégration des cellules CSRR.....	102
4-1-1. Introduction.....	102
4-1-2. Conception d’une première antenne filtrante Trapézoïdale.....	104
A , Validation de la cellule CSRR filtrante.....	104
B , Association de la cellule CSRR avec la première antenne ULB Trapézoïdale.....	106
4-1-3. Conception d’une deuxième antenne filtrante Trapézoïdale.....	108
4-1-4. Conception d’une troisième antenne patch ULB coplanaire filtrante.....	111
4-2- Conception d’un réseau d’antennes multi bandes basées sur l’intégration des cellules SRR en technologie microruban.....	113
<b>5- Réalisation et Test d’antennes ULB à bande rejetée.....</b>	<b>118</b>
5-1 . Réalisation d’antennes ULB.....	118
5-2. Test et mesure des antennes ULB.....	120
5-3. Réalisation d’antennes ULB à bande rejetée .....	122
<b>6. Conclusion .....</b>	<b>124</b>
<b>Références bibliographiques chapitre 3.....</b>	<b>125</b>
<b>Chapitre 4 : Etude, conception et réalisation des filtres planaires à base des résonateurs CSRR et SRR.....</b>	<b>129</b>
<b>1.Introduction.....</b>	<b>130</b>
<b>2.Etat de l’art sur les filtres planaires à base des résonateurs CSRR et SRR .....</b>	<b>130</b>
2-1. Conception des filtres coupe bande à base des cellules SRR.....	131
2-2 Suppression des Harmoniques au niveau d’un Filtre passe bande Utilisant un résonateur CSR.....	134
2-3. Conception d’un Filtre passe-haut microruban avec anneau fendu complémentaire CSRR.....	136
2-4. Nouveau filtre passe-bas microruban basé sur DGS-CSRR avec suppression ultra large.....	138



<b>3- Conception des filtres passe bas à base des CSRR compactes en technologie microruban et coplanaire.....</b>	<b>140</b>
3-1 Conception d'un filtre passe bas en technologie micro ruban.....	140
3-2 Conception d'un filtre passe bas en technologie Coplanaire.....	145
3-2-1. Introduction.....	145
3-2-2. Modèle d'une cellule unitaire CSRR.....	145
3-2-3. Etude et conception d'un filtre passe bas CPW à base des cellules CSRR.....	146
3-2-4. Fabrication du filtre passe bas CPW conçu et Mesure.....	150
<b>4-Conception des filtres Passe Bande à base des SRR et CSRR compactes en technologie microruban.....</b>	<b>152</b>
4-1. Conception d'un Passe bande à base des cellules SRR pour des applications dans la bande X.....	152
4-1-1. Introduction.....	152
4-1-2. Théorie Du Résonateur SRR « Split Ring Resonator ».....	152
4-1-3. Conception du filtre Passe Bande à base du résonateur SRR .....	154
4-2. Conception à base des cellules CSRR.....	159
A. Filtre passe bande à bande passante sélective.....	159
<b>5-Conception des filtres coupe Bande à base des SRR en technologie microruban.....</b>	<b>163</b>
<b>6-Conclusion.....</b>	<b>166</b>
<b>Références bibliographiques chapitre 4.....</b>	<b>167</b>
<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>169</b>

## Liste des Figures

Figure I-1 : Exemple de l'analyseur de réseau vectoriel(VNA: Vector Network Analyzer) de chez Agilent technologies [11]

Figure I-2 : Bloc diagramme simplifié d'un analyseur de réseau vectoriel [11]

Figure I-3 : Réseau à N ports avec les tensions et courants incidents et réfléchis au niveau de chaque port [11]

Figure I-4 : Réseau à N port avec différentes impédances caractéristiques au niveau de chaque port [11]

Figure.I-5 : Photographie du métamatériau gaucher (LHM) [14]

Figure I. 6 : Représentation du trièdre de vecteur. (a) Milieu Main Droite. (b) Milieu Main Gauche [15]

Figure I-7 : Classification des métamatériaux [16]

Figure I-8 : Géométrie pour un support avec inclusions de fils métalliques [18]

Figure I-9: Les configurations du résonateur 'Split-ring resonator (SRR)' (a) Rectangular split-ring resonator (b) Circular Split-ring resonator (SRR) [19]

Figure I-10: Topologies des SRR (a) et CSRR (b), et leurs modèles de circuits équivalents [15]

Figure I-11: Dispositions pour (a) milieu 1-D (b) milieu 2-D et (c) milieu 3-Disotrope 3-D [13]

Figure I-12 : (a) géométrie de la structure métamatériau étudiée (b) partie réelle de l'impédance d'onde; (c) partie imaginaire de l'impédance d'onde; (d) partie réelle de l'indice de réfraction; (e) partie imaginaire de l'indice de réfraction [21]

Figure I-13 : Plan de référence dans la mesure de l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) [25]

Figure I-14 : Le banc de caractérisation d'un matériau diélectrique à l'aide d'un VNA [25]

Figure I-15 : Appareil de mesure en transmission / réflexion. (a) Vue détaillée (b) Photo de l'échantillon pris entre deux guides d'ondes

Figure I-16 : Constante diélectrique et pertes diélectrique de l'air dans la bande X

Figure I-17: Constante diélectrique et pertes diélectrique de l'échantillon du béton dans la bande X

Figure I-18 : : Constante diélectrique et pertes diélectrique de l'échantillon du bois dans la bande X

Figure II-1 : Allure de courants sur un dipôle demi-onde créé en pliant les extrémités de la ligne de transmission.[1]

Figure II-2 : Exemple d'antenne dipôle et antenne boucle électriquement petites [1]

Figure II-3 : Exemple d'antennes résonnantes demi-onde, antenne patch microruban et antenne Yagi [1]

Figure II-4 : Exemples d'antennes large bande spirale et Log périodique [1]

Figure II-5 : Les antennes à ouvertures : antenne Cornet et à réflecteur [1]

Figure II-6 : Les paramètres à étudier lors de la conception d'une antenne donnée

Figure II-7 : La représentation d'une source contenant un volume V dans l'espace

Figure II-8 : La distribution de courant contenue dans un volume V

Figure II-9 : Système de coordonnées pour l'analyse d'antenne [7]

Figure II-10 : (a) Lobes de rayonnement et largeurs de faisceau d'un diagramme d'antenne. (b) Graphique linéaire de la puissance et ses lobes et largeurs de faisceau associés [7].

## Liste des figures

Figure II-11 : les différentes zones de rayonnement d'une antenne

Figure II-12 : les différentes zones de rayonnement d'une antenne en fonction du rayon de la zone et la longueur de l'antenne [7].

Figure II-13 : Certains exemples de polarisation des ondes [1].

Figure II-14 : le modèle d'impédance d'entrée d'antenne [11]

Figure II-15 : Antennes microrubans et leurs alimentations (a) une antenne microruban avec ses coordonnées ; (b) trois configurations d'alimentation: alimentation par couplage, alimentation par ligne microruban et alimentation coaxiale [11].

Figure II-16 : Longueurs physiques et effectives de patch microruban rectangulaire [7].

Figure II-17 : Patch microruban rectangulaire et son modèle équivalent de ligne de transmission [7]

Figure II-18 : Alimentation d'une antenne patch avec encoches [7]

Figure II-19 : La variation de la résistance d'entrée en fonction de  $y_0/L$  [7]

Figure II-20 : Les différentes techniques pour réaliser une polarisation circulaire pour les antennes microrubans [7]

Figure II-21 : Un réseau d'antennes typique de N éléments [11]

Figure II-22 : Dispositions d'alimentation pour les réseaux d'antennes patches microrubans [7]

Figure III-1 : Masque de densité de puissance spectrale ULB (FCC et ETSI) [6]

Figure III-2: Processus de pliage et de méandre d'une antenne F inversée imprimée microruban; **(a)** Antenne originale quart d'onde monopole **(b)** Monopôle plié **(c)** Antenne Inversée F **(d)** Antenne F inversée méandre. [10]

Figure III-3: Antenne Coplanaire 'Inverted F (CIFA)' avec doubles fentes au plan de masse (a) le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (b) [10]

Figure III-4: (a) S11 simulé et mesuré en fonction de la fréquence. (b) Photographie de l'antenne réalisée [17]

Figure III-5: Géométrie de l'antenne proposée. (a) Face supérieure (b) Face inférieure. [18]

Figure III-6: Les résultats de simulation et de mesure de l'antenne multi bande avec résonnateur CSRR [18]

Figure III-7: Géométrie d'antenne proposée [19]

Figure III-8: Le coefficient de réflexion pour différentes valeurs de  $W_g$  [19]

Figure III-9: (a) L'antenne réalisée et (b) le coefficient de réflexion au niveau simulation et mesure [19]

Figure.III-10 : La configuration d'une antenne patch rectangulaire microruban

Figure.III-11 : Le coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée de l'antenne patch

Figure.III-12 : Les dimensions finales de l'antenne patch rectangulaire

Figure III-13 : Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

Figure III-14 : La structure antennaire ULB proposée

Figure III-15 : L'étude paramétrique sur le plan de masse de l'antenne coplanaire

Figure III-16 : Le diagramme de rayonnement autour de 5.8 GHz en 3 D

Figure.III-17 : La structure finale de l'antenne ULB conçue en technologie Coplanaire

Figure.III-18 : a. Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz b. La phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz c. Le coefficient de réflexion au niveau de l'Abaque de Smith

Figure.III-19 : Le diagramme de rayonnement de l'antenne ULB proposée à 3.5 GHz

Figure.III-20 : La structure antennaire intégrant des cellules CSRR

## Liste des figures

Figure.III-21 : Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

Figure.III-22 : La deuxième structure antennaire trapézoïdale coplanaire proposée

Figure.III-23 : Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

Figure.III-24 : La ligne de transmission microruban associée à un résonateur CSRR et son modèle équivalent

Figure III-25 : Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz à l'entrée de la ligne CPW avec et sans cellule CSRR

Figure.III-26 : les dimensions de la cellule CSRR optimisée

Figure.III-27: L'antenne Trapézoïdale proposée associée à des cellules CSRR

Figure III-28 : le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

Figure.III-29: le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

Figure.III-30 : La structure proposée de la deuxième antenne filtrante

Figure.II-31: le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

Figure.III-32: (a) La structure antennaire proposée, (b) le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

Figure.III-33: La structure de l'antenne patch coplanaire filtrante proposée

Figure III-34 : Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

Figure III-35 : Le réseau d'antennes patchs conçu à 3.5 GHz

Figure III-36: Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

Figure III-37: (a) Le réseau d'antennes mutibande proposé (b) Le cellule SRR optimisée

Figure III-38: Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz pour différentes valeurs de « g »

Figure III-39: Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz pour différentes positions du résonateur SRR

Figure III-40: Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

Figure III-41: Le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes multibande proposé pour les deux bandes de fonctionnement

Figure III-42: L'antenne patch couplée avec deux résonateurs SRR identiques

Figure III-43: Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

Figure.III-44 : La machine du PCB LPKF Laser Machine

Figure.III.45: Les prototypes des antennes ULB réalisées

Figure.III-46: Le Kit de calibration 3.5 mm et l'analyseur de réseau vectoriel utilisé pour la mesure

Figure.III-47 : Le coefficient de réflexion de la première antenne ULB proposée

Figure.III-48 : Le coefficient de réflexion de la deuxième antenne ULB proposée

Figure.III-49: Les prototypes des antennes ULB à bande filtrée réalisées

Figure.III-50 : Le coefficient de réflexion de la première antenne ULB à bande filtrée

Figure.III-51 : Le coefficient de réflexion de la deuxième antenne ULB à bande filtrée

Figure IV-1 : Ligne microruban chargée de 5 SRR de chaque côté [11]

## Liste des figures

Figure IV-2 : Dimensions de la cellule unitaire SRR carrée:  $a=m=5$  mm,  $c=0.5$  mm,  $d=0.2$  mm,  $S=0.5$  mm, le gap entre le SRR carré et la ligne microruban est  $g=0.2$ mm and  $w=1.46$  mm. [11]

Figure IV-3 :  $S_{11}$  et  $S_{21}$  de la ligne micro ruban chargée de 7 SRR de chaque côté [11]

Figure IV-4 : (a)  $S_{21}$  et (b)  $S_{11}$  du filtre microruban proposé avec un nombre différent des SRR [11]

Figure IV-5 : (a) Photographie et (b) Paramètres de répartitions  $S$  simulés et mesurés du filtre passe bande conventionnel [12]

Figure IV-6 : a) Photographie et (b) Paramètres de répartitions  $S$  simulés et mesurés du filtre passe bande conventionnel associé au résonateur CSRR [12]

Figure IV-7 : La photographie du filtre passe-haut [13]

Figure IV-8 : Les paramètres  $S$  du filtre passe haut proposé en fonction de la fréquence [13]

Figure IV-9 : (a) DGS conventionnel fabriqué sur ligne microruban (b) fentes DGS-CSRR fabriquées sur la ligne microruban [14]

Figure IV-10 : Comparaison des résultats mesurés et des résultats simulés pour fentes DGS-CSRR fabriquées sur la ligne microruban [14]

Figure IV-11: Coefficients de transmission simulés des structures DGS-CSRR avec trois cellules et quatre cellules [14]

Figure IV-12 : Les paramètres  $S$  de la ligne 50 Ohm en fonction de la fréquence en GHz

Figure IV-13 : La structure de la ligne 50Ohm associée à deux cellules CSRR

Figure IV-14 : Les paramètres  $S$  du filtre en fonction de la fréquence en GHz

Figure IV-15 : Les paramètres  $S$  en fonction de la fréquence en GHz pour chaque nombre des cellules CSRR

Figure IV-16 : La structure du filtre passe bas en technologie microruban proposée

Figure IV-17 : Les paramètres  $S$  du filtre passe bas en fonction de la fréquence en GHz

Figure IV-18 : Comparaison des résultats de simulation sur ADS et CST de la structure de filtrage proposée

Figure IV-19: La densité de courant pour une fréquence dans la bande passante et dans la bande atténuée

Figure IV-20: (a) Géométrie d'une cellule unitaire CSRR, (b) Circuit équivalent à éléments localisés du CSRR

Figure IV-21: (a) La topologie de la cellule unitaire CSRR, (b) La topologie du FPBas CPW proposé utilisant des cellules périodiques CSRR

Figure IV-22: Les paramètres  $S$  de la structure de filtrage passe Bas proposée en fonction de la fréquence

Figure IV-23: Topologie du filtre passe bas en 3D proposé conçu par un autre solveur EM en 3D

Figure IV-24 : Comparaison des paramètres  $S$  du filtre passe bas en utilisant deux solveurs EM

Figure IV-25: La distribution du courant à : (a) 2 GHz et (b) 7 GHz

Figure IV-26-: Le filtre passe-bas réalisé

Figure IV-27: Résultat de mesure  $S_{11}$  et  $S_{21}$ ; (a) paramètre  $S_{21}$ , (b) paramètre  $S_{11}$

Figure IV-28: SRR proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative

Figure IV-29 : modèle électrique de SRR Square [14]

## Liste des Tableaux

Tableau I-1 des exemples d'étalonnage types [25]

Tableau. 3-1 : Les dimensions optimisée de la 1<sup>ère</sup> antenne ULB proposée

Tableau 3-2. Les dimensions optimisées de la 2<sup>ème</sup> antenne ULB proposée

Tableau 3-3. Les dimensions optimisées de l'antenne ULB proposée

Tableau 3-4. Les dimensions optimisées de la 1<sup>ère</sup> antenne ULB proposée

Tableau 3-5. Les dimensions de l'antenne ULB proposée avec une bande filtrée

Tableau 3-6 : Les dimensions des différentes antennes étudiées

Tableau 3-7 : Les dimensions optimisées de l'antenne patch proposée

Tableau 3-8 : Dimensions optimisées du résonateur SRR

Tableau 4-1 : Paramètres physiques du filtre passe bande centré à 0,9 GHz [12]

Tableau 4-2 : Les dimensions optimisées

## Liste des Abréviations

<b>E</b>	<b>Champ électrique</b>
<b>H</b>	<b>Champ magnétique</b>
<b>EM</b>	<b>Electromagnetic</b>
<b>TE</b>	<b>Transverse Electric</b>
<b>TM</b>	<b>Transverse Magnetic</b>
<b>TEM</b>	<b>Transverse Electromagnetic</b>
<b>MIC</b>	<b>Microwave Integrated Circuit</b>
<b>RF</b>	<b>Radio Frequency</b>
<b>(FNBW).</b>	<b>"First-Null Beam width"</b>
<b>TL</b>	<b>Transmission Line</b>
<b>S-parameter Scattering parameter</b>	
<b>ADS</b>	<b>Advanced Design Software</b>
<b>CST</b>	<b>Computer Simulation Technology</b>
<b>PCB</b>	<b>Printed Circuit Broad</b>
<b>SMD</b>	<b>Surfaced Mounted device</b>
<b>dB</b>	<b>Decibel</b>
<b>VNA</b>	<b>Vector Network Analyser</b>
<b>VSW</b>	<b>Voltage Standing Wave Ratio</b>
<b>TX</b>	<b>Transmitter</b>
<b>RX</b>	<b>Receiver</b>
<b>GSM</b>	<b>Global System of Mobile Communication</b>
<b>DCS</b>	<b>Digital Communication System</b>
<b>ISM</b>	<b>Industrial, Scientific, Medical</b>
<b>Wi-Fi</b>	<b>Wireless Fidelity</b>
<b>WiMAX</b>	<b>Worldwide Interoperability for Microwave Access</b>
<b>WLA</b>	<b>Wireless Local Area Network</b>
<b>WPAN</b>	<b>Wireless Personal Area Network</b>

## Introduction Générale

L'ingénierie des micro-ondes est souvent considérée comme une discipline assez mature car les concepts ont été développés il y a plus de 50 ans, et probablement parce que le radar, la première application majeure de la technologie micro-onde, a été intensivement développée dès La Seconde Guerre mondiale. Cependant, ces dernières années ont apporté des développements substantiels et continus dans les dispositifs haute fréquence, les circuits intégrés micro-ondes et les techniques de conception et les applications pour les communications sans fil. Le sujet de cette thèse s'inscrit dans le cadre de la conception de nouvelles structures antennaires et de filtrage basées sur l'utilisation des métamatériaux qui sont des matériaux artificiels. Les métamatériaux ne sont pas des « matériaux » au sens habituel. Ils sont des structures artificielles conçues pour obtenir des propriétés électromagnétiques ou optiques contrôlables. Cela inclut la possibilité de synthétiser des milieux artificiels dont les propriétés ne se retrouvent pas parmi les matériaux naturels, comme la réfraction négative, entre autres. Parmi les structures métamatériaux qui sont très utilisés dans la conception des circuits radiofréquences on trouve les résonateurs à anneau fendu (SRR) et complémentaires des résonateurs à anneau fendu (CSRR). Ils étaient utilisés dans la conception de nouveaux circuits micro-ondes imprimés, en particulier les déphaseurs, les antennes et les filtres passe-bande, passe bas, et coupe bande. Etc. L'idée de cette thèse est de travailler sur de nouveaux dispositifs et circuits microondes basées sur l'utilisation des cellules SRR et CSRR pour développer, concevoir et réaliser de nouvelles fonctions de filtrage comme les filtres passe bande, passe bas et coupe bande. De les associer avec des structures antennaires planaires afin de rendre le comportement d'une antenne à bande étroite multibande ou bien de passer d'une structure ULB (Ultra Large Bande) vers une structure à bande filtrée. Dans ce contexte, nous avons commencé par l'état de l'art sur la caractérisation des matériaux plus particulièrement les métamatériaux. Ensuite, nous avons somme intéressé à concevoir et à réaliser de nouvelles structures antennaires ULB à bande filtrée et des antennes multi bandes en technologie microruban et coplanaire. Quant à la conception des filtres, conçu plusieurs fonctions de filtrage (passe bas, passe bande et coupe bande) pour différents standards de communication sans fil. Les réalisations des structures conçues valident notre démarche de conception, ce qui a permis de valider des antennes et des filtres avec des bonnes performances. Ce mémoire est réparti en quatre chapitre :



## Introduction Générale

Le premier chapitre présente l'état de l'art sur la caractérisation électromagnétique des métamatériaux et des matériaux en utilisant plusieurs techniques. Alors on trouve une première partie qui traite la caractérisation des métamatériaux et l'extraction des différents paramètres S permettant d'obtenir la caractérisation et l'obtention de la permittivité diélectrique  $\epsilon$  ainsi que la perméabilité relative  $\mu$  en fonction de la fréquence, ce qui va permettre de classer les matériaux selon le signe de  $\epsilon$  et de  $\mu$ . Après une synthèse sur la méthode de caractérisation des métamatériaux, qui est maîtrisée actuellement au niveau de la bibliographie, on a mené une étude sur une technique de caractérisation de matériau et qui est basée sur une caractérisation électromagnétique basée sur la mesure des paramètres S et l'extraction derrière de la permittivité diélectrique dans la bande X.

Le chapitre 2 illustre et traite des généralités sur les antennes et ses caractéristiques. Alors, on a une première partie introduisant les différents paramètres caractérisant le fonctionnement d'une antenne à savoir :

- Le Diagramme de rayonnement,
- La directivité,
- Le gain,
- La polarisation,
- L'impédance d'entrée,
- Le lien entre la résistance de rayonnement, la résistance des pertes et le rendement de l'antenne,
- Ainsi que la notion de l'ouverture effective.

La deuxième partie de ce chapitre est réservée aux antennes planaires tout en décrivant la structure de base qui est l'antenne patch et son principe de rayonnement, les différentes excitations possibles, la polarisation circulaire des antennes patches et la mise en réseau pour améliorer la directivité et le gain.

Au niveau du chapitre 3, on trouve une synthèse de nos contributions au niveau de la conception de nouvelles structures antennaires multibandes et ULB à bande filtrée. Alors, on trouve une première partie de ce chapitre qui illustre l'état de l'art sur les différentes techniques utilisées en associant des cellules SRR et CSRR pour concevoir des antennes à bande filtrée et multibandes. Ensuite, on a les premières contributions sur la conception de nouvelles structures ULB en technologie coplanaire qui sont faciles à intégrer avec des structures actives et passives. Après la validation de plusieurs structures ULB, on a associé au niveau du plan de masse les résonateurs

## Introduction Générale

CSRR ce qui a permis de filtrer une bande et d'obtenir un comportement multi bande des antennes conçues en technologie CPW (Coplanar Waveguide) pour plusieurs standards de communication. Puis, on trouve une autre étude qui basée sur la technologie microruban et qui a permis de valider un réseau d'antennes patchs multi bande par l'association des résonateurs SRR couplés avec les patchs. Et vers la fin, de ce chapitre on trouve les différentes réalisations et les tests effectués tout en passant par l'analyseur de réseau ce qui a permis de valider les structures antennaires conçues.

Le chapitre 4 est réservé à une autre application des cellules SRR et CSRR qui est la conception et la réalisation de nouvelles structures de filtrage. Alors ce chapitre commence par une introduction sur la synthèse des filtres, suivie de l'état de l'art sur les différentes techniques utilisées pour la conception des filtres miniatures compacts. Cette première partie a permis de présenter les différents paramètres caractérisant les filtres ainsi que les différentes techniques utilisées pour la conception des structures de filtrage. Ensuite, on a une présentation détaillée des différentes structures de filtrage conçues :

- Une première structure passe bas en technologie microruban basée sur les CSRR,
- Une deuxième structure en technologie coplanaire validée par la réalisation et le test.
- Un filtre passe bande basé sur les résonateurs CSRR couplés.
- Un coupe bande utilisant des résonateur SRR.

# **Chapitre 1 : Etude et Caractérisation Electromagnétique des matériaux en utilisant la méthode Expérimentale**

## 1.Introduction

Dans le domaine du génie civil, la connaissance de la permittivité diélectrique des bétons est nécessaire à l'analyse, et à l'interprétation des résultats des méthodes de Contrôle Non Destructif (CND), notamment les méthodes radar géophysiques hyperfréquences ; Il existe différentes méthodes de mesure de la permittivité diélectrique [1-10]. Le choix d'une méthode de mesure dépend du cahier des charges fixé par l'application visée (bande de fréquence exploitée, propriétés du milieu à tester, nature des échantillons, etc.). La mesure précise des matériaux diélectriques à perte est un défi, car de nombreuses techniques de résonance perdent leur sensibilité lorsqu'elles sont appliquées à ces matériaux, et les méthodes de transmission par ligne sont fortement influencées par les pertes du métal. L'objectif est de rassembler les informations pertinentes nécessaires pour effectuer, interpréter, des mesures diélectriques sur des matériaux avec perte. Différentes méthodes ont été développées depuis les années 60 afin d'étudier les phénomènes d'interaction onde-matière dans la gamme des ondes électromagnétiques. Les techniques employées diffèrent selon la gamme de fréquences exploitée, les propriétés du matériau étudié (diélectrique, magnétique, transparent, absorbant, hétérogène, anisotrope, etc.) et l'état physique du matériau (solide, liquide, poudre, etc.). L'apparition des analyseurs de réseaux automatiques (Perfect Network Analyser) en 1970, commercialisés par la société HP (Hewlett-Packard), a permis une évolution majeure des mesures hyperfréquences. Cela a ouvert la voie, d'une part, à l'automatisation des méthodes déjà existantes (cavités résonantes...) et, d'autre part, au développement de nouvelles techniques de mesure (méthode en espace libre ou en propagation guidée) pour une caractérisation large bande. Le principe de fonctionnement de ces appareils est basé sur l'émission et la réception d'une énergie électromagnétique par les deux ports du VNA (Vector Network Analyser). L'acquisition des paramètres de répartition [S] du dispositif sous test se fait d'une manière automatique ou via un ordinateur de pilotage. Les quatre paramètres (S11, S22, S12, S21) de cette matrice expriment les coefficients de réflexion et de transmission sur les deux ports de l'appareil. Ils dépendent des propriétés diélectriques et géométriques du dispositif sous test. L'estimation des caractéristiques électromagnétiques du matériau à partir des grandeurs mesurées fait intervenir des relations explicites ou des méthodes itératives d'optimisation numérique.

## 2.La matrice de répartition [S]: Scattering Matrix [11]

Comme les matrices d'impédance ou d'admittance pour un réseau à N ports, la matrice S fournit une description complète du réseau. Alors les matrices d'impédance ou d'admittance concernent les tensions et les courants au niveau des ports, la matrice S lie les tensions incidentes aux tensions réfléchies sur les ports. La matrice S peut être mesurée directement à partir d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA: Vector Network Analyzer). L'analyseur de réseau présenté sur la Figure I-1 est l'outil principal de mesure aux hautes fréquences. Il permet de mesurer les ondes transmises et réfléchies sur un dispositif sous test. On a ainsi directement accès aux paramètres S en réponse fréquentielle. La figure I-2 montre les différents blocs constituant un VNA.

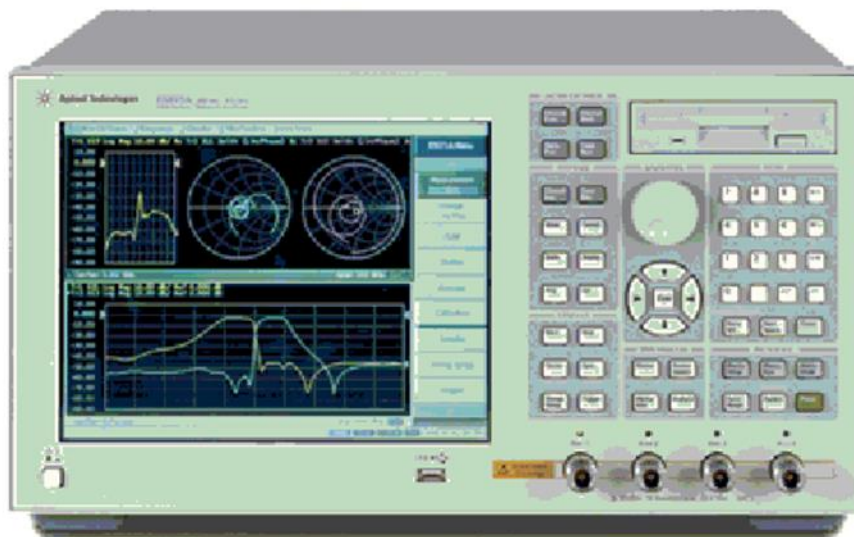


Figure I-1 : Exemple de l'analyseur de réseau vectoriel(VNA: Vector Network Analyzer) de chez Agilent technologies [11]

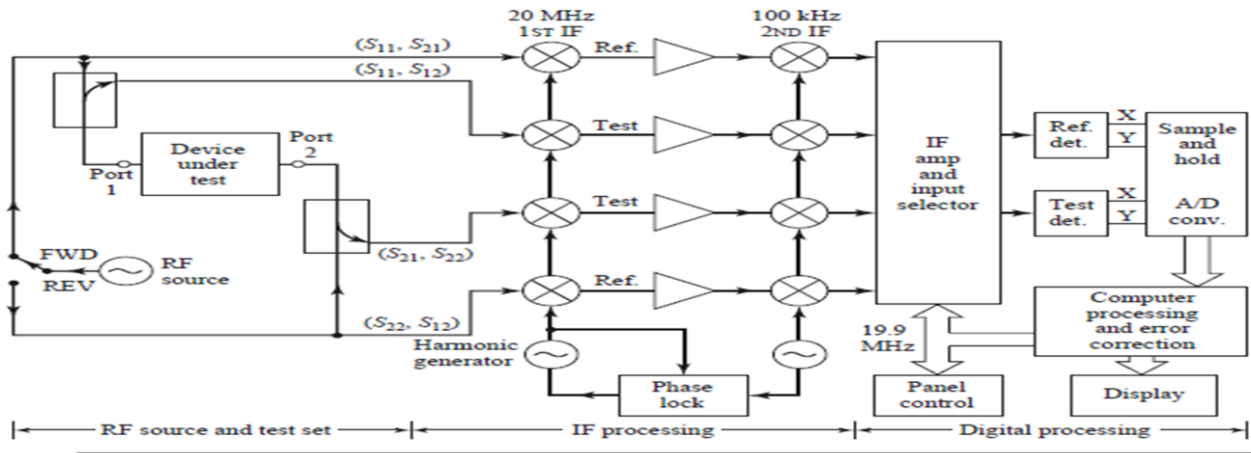


Figure I-2 : Bloc diagramme simplifié d'un analyseur de réseau vectoriel [11]

Il existe deux catégories d'analyseurs de réseau : les scalaires et les vectoriels :

- Les scalaires ne donnent accès qu'au module des paramètres S.
- Les vectoriels donnent le module et la phase des paramètres (mais ils sont plus chers).

On considère un réseau constitué de N ports (Figure I-3); avec  $(V_n^+, I_n^+)$  sont les tensions et les courants incidents et  $(V_n^-, I_n^-)$  sont les tensions et courants réfléchis:

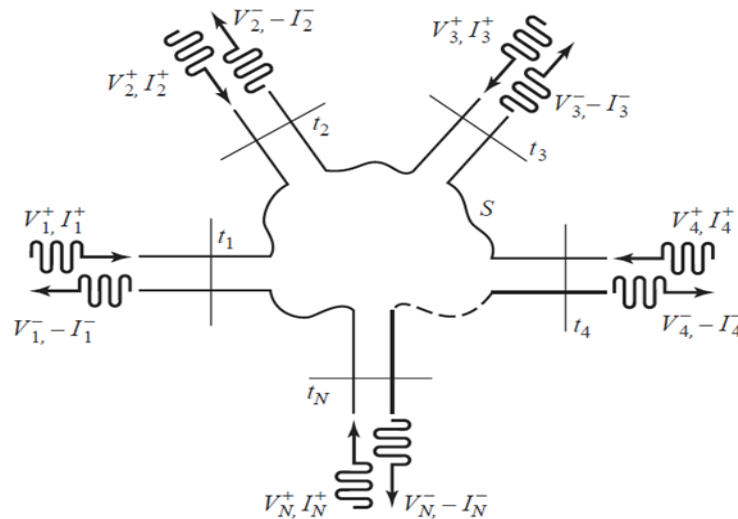


Figure I-3 : Réseau à N ports avec les tensions et courants incidents et réfléchis au niveau de chaque port

[11]

Pour la matrice [S], elle est définie par rapport aux tensions incidentes et réfléchies ce qui implique que :

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ S_{N1} & \dots & \dots & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (\text{I-1})$$

Où  $[V^-] = [S][V^+]$  (I-2)

Avec:  $S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ pour } k \neq j}$  (I-3)

Les ondes incidentes sur tous les ports sauf le port j sont mises à zéro, ce qui signifie que tous les ports devraient être reliés à des charges adaptées pour éviter les réflexions. Nous avons les paramètres S avec la même impédance caractéristique pour tous les ports. C'est le cas dans de nombreuses situations pratiques, dont l'impédance caractéristique est souvent 50Ω. Dans les autres cas, les impédances caractéristiques d'un réseau multiport peuvent être différentes comme illustré sur la Figure I-4 :

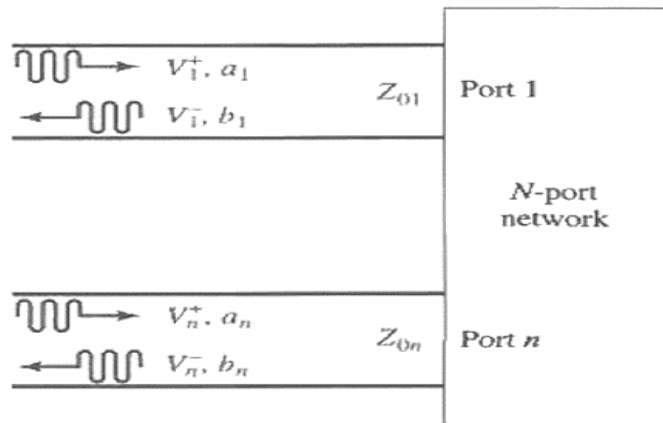


Figure I-4 : Réseau à N port avec différentes impédances caractéristiques au niveau de chaque port [11]

Ce qui nécessite une autre définition de la matrice S tel que :

$$\begin{cases} a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_{0n}}} \\ b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_{0n}}} \end{cases} \quad (\text{I-4})$$

Où  $a_n$  représente l'onde incidente et  $b_n$  l'onde réfléchie, alors:

$$\begin{cases} V_n = V_n^+ + V_n^- = \sqrt{Z_{0n}}(a_n + b_n) \\ I_n = \frac{1}{Z_{0n}}(V_n^+ - V_n^-) = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}}(a_n - b_n) \end{cases} \quad (\text{I-5})$$

La puissance moyenne délivrée au n<sup>ième</sup> port est donnée par:

$$P_n = \frac{1}{2} \text{Re}(V_n I_n^*) = \frac{1}{2} \text{Re}(|a_n|^2 - |b_n|^2) + (b_n a_n^* - b_n^* a_n) = \frac{1}{2} |a_n|^2 - \frac{1}{2} |b_n|^2 \quad (\text{I-6})$$

Puisque la quantité  $(b_n a_n^* - b_n^* a_n)$  est purement imaginaire. Une matrice S de répartition généralisée peut être utilisée pour relier la partie incidente et réfléchie :

$$[b] = [S][a] \quad (\text{I-7})$$

Où: 
$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k = 0 \text{ pour } k \neq j} \quad (\text{I-8})$$

### 3. Concept et Classification des méta-matériaux

#### 3-1. Historique

En 1967, Veselago [12] prouve théoriquement le phénomène selon lequel une onde plane uniforme suivait la règle de la main gauche dans un milieu avec permittivité négative ( $\epsilon$ ) et perméabilité négative ( $\mu$ ). Il a conclu que la vitesse de phase ou le vecteur d'onde, d'une onde monochromatique présentait une direction opposée à celle du vecteur de Poynting, présentant ainsi une propagation vers l'arrière. Par conséquent, on dit que le milieu supportait les ondes en arrière et pourrait être considéré comme un milieu à indice de réfraction négatif ou «gaucher». Après cette étude, Pendry et al [13] ont proposé des structures qui démontraient qu'on peut avoir une permittivité négative dans certaines bandes de fréquences. Shelby et al [14] sur la base des



études de Pendry qui a conçu des structures périodiques avec des résonateurs à anneau fendu et du fil qui présentaient à la fois une permittivité et une perméabilité négatives, ce qui a conduit à un grand intérêt pour l'investigation des métamatériaux, leurs propriétés, méthodes de réalisations et applications. Ces métamatériaux sont adressés par divers noms comme 'Left-Handed' Matériaux (LHM), matériaux à double négatif (DNG) et (MTM), etc



Figure.I-5 : Photographie du métamatériau gaucher (LHM) [14]

### 3-2. Définition des matériaux gauchers où Matériaux main Gauche (LHM)

La plupart des phénomènes électromagnétiques peuvent être décrits par les équations de Maxwell, afin de montrer la propagation des ondes dans les milieux Main Gauche, nous allons d'abord commencer par l'équation d'onde qui a été obtenue à partir d'équations de Maxwell [12].

$$\left(\nabla^2 - \frac{n^2}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2}\right) \psi = 0 \quad (\text{I-9})$$

Où  $n$  et  $c$  présentent respectivement l'indice de réfraction et la vitesse de la lumière qui peut s'exprimer en fonction de la permittivité et la perméabilité par la formule suivante. :

$$n^2 = c^2 \varepsilon \mu \quad (\text{I-10})$$

Un changement simultané de signe de la perméabilité  $\mu$  et de la permittivité  $\varepsilon$  n'influence pas sur l'expression classique de l'indice de réfraction. Par contre, l'électrodynamique de tels milieux diffère de celle des milieux traditionnels. Les équations différentielles de Maxwell du premier ordre sont données par :

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (\text{I-11})$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E} \quad (\text{I-12})$$

et on a aussi Pour une onde plane  $\vec{E} = E_0 e^{(-jk.r+j\omega t)}$  et  $\vec{H} = H_0 e^{(-jk.r+j\omega t)}$ ,

qui nous permettent de réduire les équations précédentes :

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \quad (\text{I-13})$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega \varepsilon \vec{E} \quad (\text{I-14})$$

par conséquent, pour  $\varepsilon$  et  $\mu$  sont toutes les deux positives,  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  et  $\vec{k}$  forment un trièdre direct de vecteurs, et quand  $\varepsilon$  et  $\mu$  sont toutes les deux négatives les équations (I-13) et (I-14) peuvent être réécrites comme suit

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega |\mu| \vec{H} \quad (\text{I-15})$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega |\varepsilon| \vec{E} \quad (\text{I-16})$$

Dans ce cas  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  et  $\vec{k}$  forment un trièdre indirect de vecteurs.

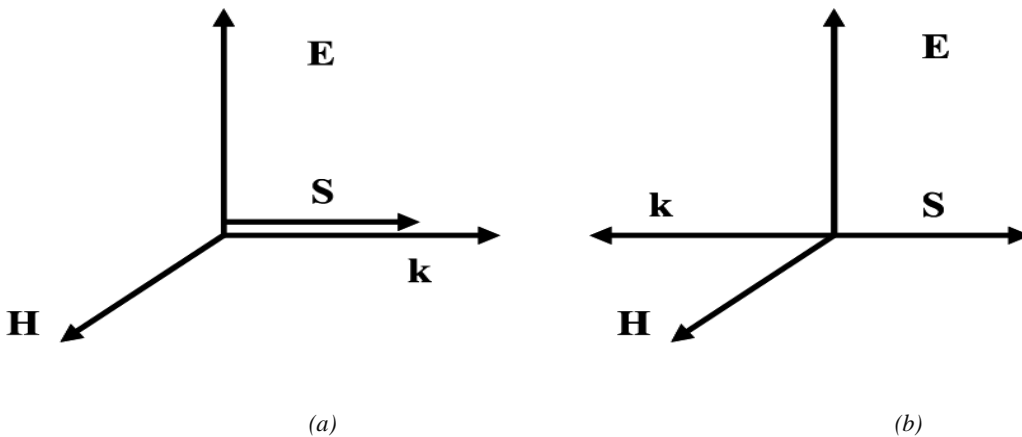


Figure I. 6 : Représentation du trièdre de vecteur. (a) Milieu Main Droite. (b) Milieu Main Gauche [15]

En fait comme le montre la Figure I-6, la direction du flux moyenné dans le temps d'énergie est déterminée par la partie réelle du vecteur de Poynting donné par la relation suivante :

$$\vec{S} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (I-17)$$

### 3-3. Classification des métamatériaux

Un milieu avec une permittivité et une perméabilité supérieure à zéro ( $\epsilon > 0$ ,  $\mu > 0$ ) sera désigné par un milieu (DPS : double positive Medium). La plupart des milieux naturels (par exemple, les diélectriques) tendent vers cette désignation. Un milieu avec une permittivité inférieure à zéro et une perméabilité supérieure à zéro ( $\epsilon < 0$ ,  $\mu > 0$ ) sera désigné comme un milieu (ENG : epsilon-negative Medium ). Un milieu dont la permittivité est supérieure à zéro et une perméabilité inférieure à zéro ( $\epsilon > 0$ ,  $\mu < 0$ ) seront désignées par milieu  $\mu$  negative (MNG : munegative). Par conséquent, des matériaux artificiels ont été construits qui ont les propriétés DPS, ENG et MNG. Un milieu avec à la fois la permittivité et la perméabilité inférieur à zéro ( $\epsilon < 0$ ,  $\mu < 0$ ) sera désigné comme milieu DNG. Cette classification peut être illustrée graphiquement comme le montre la figure I-7 :

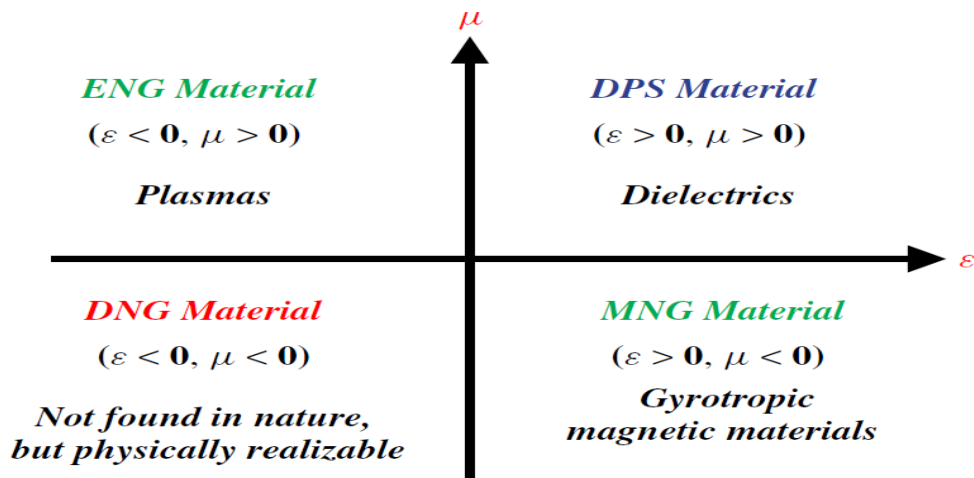


Figure I-7 : Classification des métamatériaux [16]

### 3.3.1 Réalisation de matériaux gauchers

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels et sont réalisés en incorporant des motifs métalliques dans les substrats diélectriques. Ce sont des structures complexes qui se traduisent par modifier les propriétés du milieu composite. Ainsi le diélectrique régulier quand intégré avec de telles structures présente une permittivité effective négative et / ou perméabilité pour une certaine bande de fréquences. Les matériaux gauchers ont d'abord été réalisés par Schultz et al [17] en créant un réseau périodique de résonateurs à anneau fendu non magnétiques conducteurs espacés et fils continus, qui présentaient une région de fréquence dans le régime micro-ondes avec simultanément des valeurs négatives de la perméabilité effective  $\mu_{eff}(\omega)$  et de la permittivité  $\epsilon_{eff}(\omega)$ . Dans ce qui suit on va présenter des exemples de matériaux composites.

#### A. Géométrie du fil métallique

On trouve que les fils métalliques minces ont des propriétés qui peuvent altérer la permittivité du milieu, lorsqu'il est excité de manière appropriée. En 1998, Pendry [18] a évalué la limite de longueur d'onde pour la fonction diélectrique transversale effective d'un composite constitué de longs cylindres métalliques noyés dans un milieu, basé sur la théorie et les calculs de la structure de la bande interdite photonique. La géométrie d'un support composite avec des inclusions de fils placées périodiquement est montré dans la figure suivante :

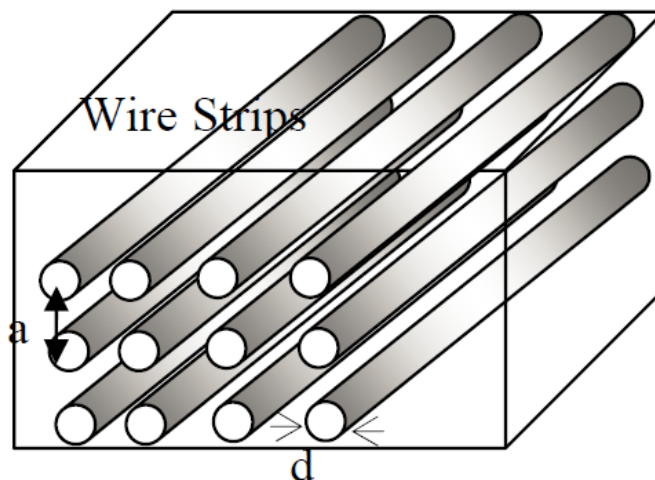


Figure I-8 : Géométrie pour un support avec inclusions de fils métalliques [18]

La permittivité effective peut être donnée par une relation dispersive suivante :

$$\epsilon_{eff}(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2 + i(\omega\gamma)} \quad (I-18)$$

Où  $\omega_p$  est la pulsation du plasma et  $\gamma$  représente ‘inverse electron relaxation time’.

**B ,Géométrie du résonateur SRR(Split Ring Resonator) :**

Les résonateurs à anneau fendu sont intégrés dans un milieu pour faire varier la perméabilité composite du milieu qui devient négatif dans une certaine bande de fréquences. On observe généralement que cette bande est dans la région au-dessus de la fréquence de résonance du SRR.

Le SRR typique est illustré à la figure suivante :

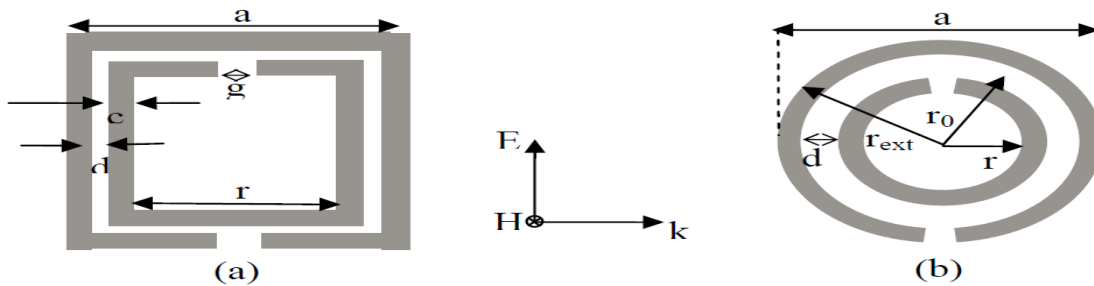


Figure I-9: Les configurations du résonateur ‘Split-ring resonator (SRR)’ (a) Rectangular split-ring resonator (b) Circular Split-ring resonator (SRR) [19]

La perméabilité effective  $\mu_{eff}$  pour un tel milieu composite constitué de résonateur à anneau fendu périodique (SRR) peut être donnée par l'expression suivante :

$$\mu_{eff}(\omega) = 1 - \frac{F}{1 + \frac{j2r}{\omega r \omega_0} - \frac{3}{\pi^2 \mu_0 \omega^2 c r^3}} \quad (I-19)$$

Où  $F$  est le volume de la cellule occupée par l'intérieur de la bague intérieure concentrique de rayon « $r$ », s'il s'agit d'un SRR circulaire et  $c$  est la capacité par unité de surface entre les deux anneaux concentriques séparés par une distance « $d$ » donnée par :

$$C = \frac{\epsilon_0}{d} = \frac{1}{d C_0^2 \mu_0} \quad F = \frac{\pi r^2}{a^2} \quad (I-20)$$

### C. Géométrie du résonateur (*Complementary Split-Ring Resonator*:(CSRR))

Comme le montre la figure ci-après, la complémentarité d'une structure métallique plane est obtenue par un remplacement des parties métalliques de la structure d'origine par des fentes [20] :

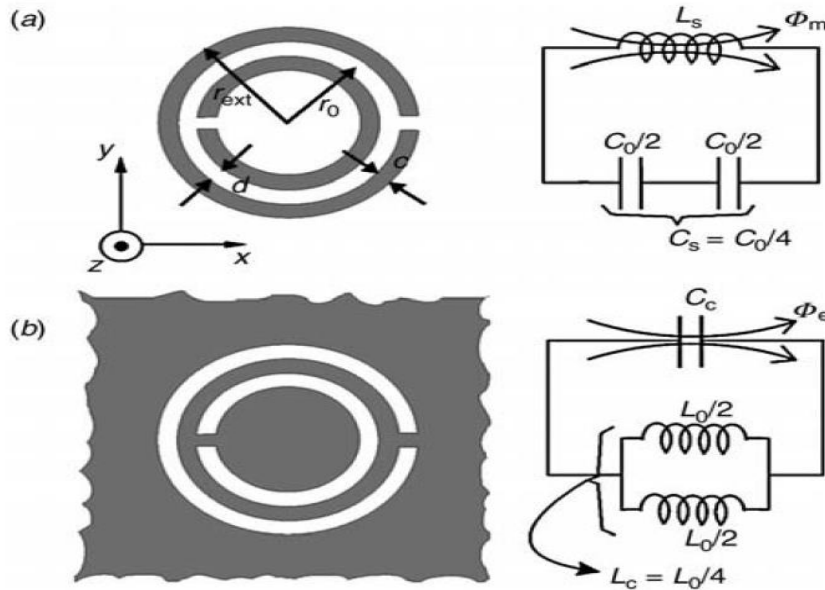


Figure I-10: Topologies des SRR (a) et CSRR (b), et leurs modèles de circuits équivalents [15]

Alors la structure CSRR peut être dérivée du résonateur SRR d'une manière simple. Cette particularité, qui est dans la technologie planaire peut être définie comme l'image négative du SRR. Alors, une permittivité  $\epsilon$  effective négative peut-être attendue pour tout milieu à base de CSRR, alors qu'un  $\mu$  négative est le comportement qui peut se produire dans un système équivalent basé sur un SRR.

### D, Géométrie DNG composite

Afin de fabriquer un matériau double négatif avec un indice de réfraction négatif les bandes de fils métalliques et les résonateurs à anneau fendu sont juxtaposés dans une structure telle que ces deux composants sont fortement excités et affectent les paramètres du matériau. La cellule unitaire d'un tel milieu composite double négatif (DNG) est montré dans la Figure I-11

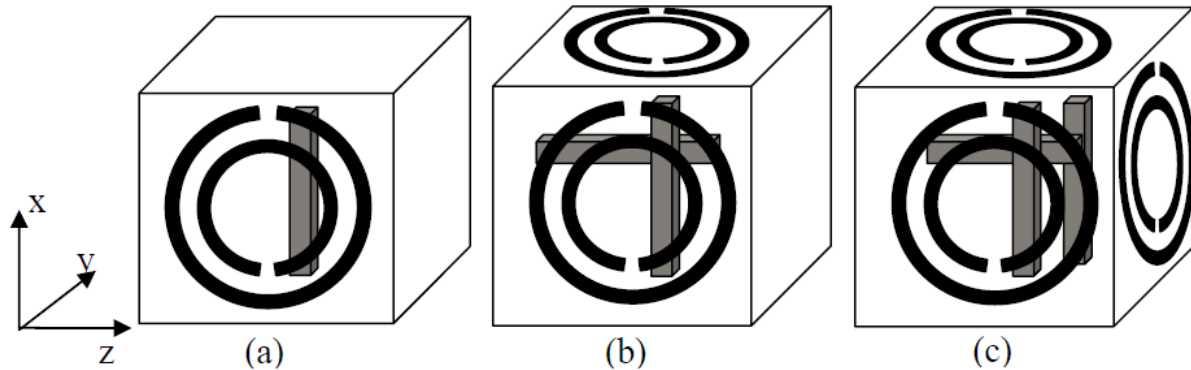


Figure I-11: Dispositions pour (a) milieu 1-D (b) milieu 2-D et (c) milieu 3-D [13]

## 4. Extraction des paramètres effectifs et caractérisation des méta-matériaux

### 4-1. Introduction

Nous nous intéressons tout particulièrement aux paramètres effectifs des structures étudiées (indice, perméabilité, permittivité, etc.). Ces paramètres effectifs doivent être extraits à partir des coefficients de réflexion et transmission complexes. Ces coefficients se présentent sous la forme de paramètres S, avec S<sub>11</sub> le coefficient de réflexion et S<sub>21</sub> le coefficient de transmission :

$$S_{11} = M_{11} e^{i\phi_{11}} \quad (\text{I-21})$$

$$S_{21} = M_{21} e^{i\phi_{21}} \quad (\text{I-22})$$

où M<sub>11</sub> ; M<sub>21</sub> ;  $\phi_{11}$  ;  $\phi_{21}$  sont respectivement les modules et les phases de la réflexion et de la transmission. La procédure classique pour effectuer l'extraction des paramètres effectifs à partir des coefficients de réflexion et transmission, est connue sous le nom de méthode de Nicolson-Ross-Weir [21].

## 4-2. Méthode de Nicolson-Ross-Weir

### 4-2-1. Introduction

L'algorithme de récupération proposé par Smith et coll. [22] a utilisé la relation entre la matrice de transmission et matrice de répartition S pour l'extraction de la permittivité et de la perméabilité et la caractérisation du métamatériau.

Parmi les méthodes utilisées, on trouve celle de Nicolson–Ross–Weir (NRW). La partie suivante va décrire les différentes étapes à suivre en utilisant cette technique pour l'extraction de la permittivité et la perméabilité.

### 4-2-2. Formulation théorique de la méthode de NRW

Les métamatériaux aux géométries symétriques sont pris en compte et la dépendance temporelle  $e^{j\omega t}$  est utilisée. Pour une onde plane d'incidence normale sur l'échantillon métamatériau avec une épaisseur de  $d$ , les paramètres S complexes pour N fréquences distinctes peuvent être résolus par simulation ou mesure. Afin de faciliter la représentation de la méthode NRW, deux variables intermédiaires sont introduites comme suit [23] :

$$V_1 = S_{21} + S_{11} \quad (\text{I-23})$$

$$V_2 = S_{21} - S_{11} \quad (\text{I-24})$$

Les paramètres de répartition S pour un matériau homogène, c'est-à-dire, S11 et S21, sont obtenus comme suit :

$$S_{11} = \frac{(n^2-1)(1-Z^2)}{(n+1)-(n-1)^2 Z^2} \quad (\text{I-25})$$

$$S_{21} = \frac{4\eta Z}{(\eta+1)^2 - (\eta-1)^2 Z^2} \quad (\text{I-26})$$

Où le terme de transmission Z est exprimé par la relation suivante :

$$Z = e^{-jkd} \quad (\text{I-27})$$

Où k est le nombre d'onde. Ici l'impédance d'onde du matériau  $\eta$  est liée au coefficient de réflexion  $\Gamma$  par la relation suivante :



$$\eta = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad (\text{I-28})$$

On remplace (I-23) - (I-24) par (I-25) et (I-26), et réorganiser les équations résultantes, nous pouvons obtenir :

$$\frac{1+Z^2}{2Z} = \frac{1+V_1V_2}{V_1+V_2} \quad (\text{I-29}) \quad \frac{1+\Gamma^2}{2\Gamma} = \frac{1-V_1V_2}{V_1-V_2} \quad (\text{I-30})$$

Au lieu de l'utilisation directe de l'approximation du premier ordre de la série de Taylor à (I-27) dans [23], nous réécrivons (I-27) comme suit:

$$Z = \left[ e^{\frac{-jkd+2m\pi}{N}} \right]^N \quad (\text{I-31}) \quad (m=0 ; \pm 1 ; \pm 2 \dots\dots)$$

Où l'entier m désigne l'indice de branche causé par la fonction exponentielle complexe.

Plus précisément, nous avons alors : 
$$Z = \left( 1 - j \frac{kd+2m\pi}{N} \right)^N \quad (\text{I-32})$$

En résolvant la Nième racine pour (I-32), nous pouvons obtenir :

$$\frac{1}{Z^N} = 1 - j \frac{kd+2m\pi}{N} \quad (\text{I-33})$$

c'est-à-dire :

$$\frac{1}{Z^N} = |Z|^{\frac{1}{N}} e^{\frac{j\phi+2(l-1)\pi}{N}} = 1 - j \frac{kd+2m\pi}{N} \quad (l=1, \dots\dots ; N) \quad (\text{I-34})$$

Alors l'indice de réfraction complexe est donné : 
$$n = n' + n'' = \frac{k}{k_0} \quad (\text{I-35})$$

Où  $k_0$  est le nombre d'onde dans l'espace libre, les parties réel et imaginaire de l'indice de réfraction complexe sont données par :

$$n' = \frac{-N \cdot \text{Im}\left(\frac{1}{Z^N}\right) + 2m\pi}{k_0 d} \quad (\text{I-36})$$

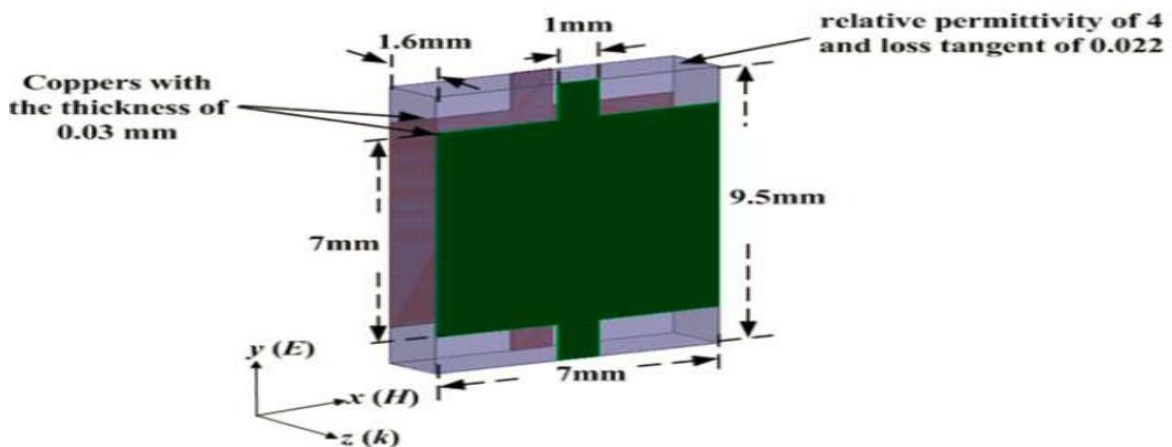
$$n'' = \frac{-N \cdot \text{Re}\left(\frac{1}{Z^N}\right) - 1}{k_0 d} \quad (\text{I-37})$$

Une fois  $n$  et  $\eta$  obtenus, la permittivité et la perméabilité équivalentes peuvent être résolues comme suit :

$$\epsilon = \frac{n}{\eta} \quad (\text{I-38})$$

#### 4-2-3. Exemple d'application de la méthode NRW

Comme exemple, on prend un échantillon de métamatériau [24] avec son élément unitaire qui est représenté sur la figure I-12. :



(a)

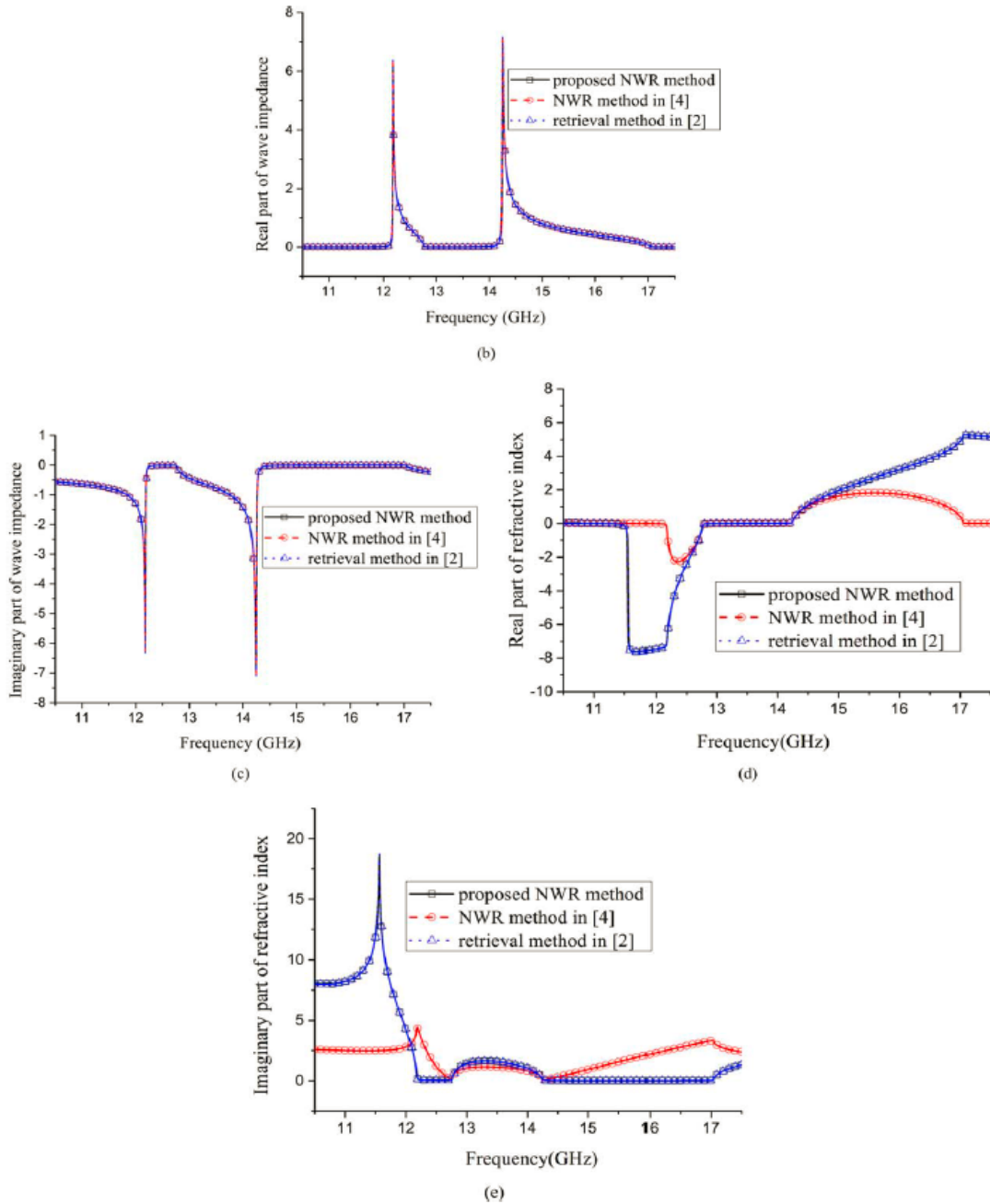


Figure I-12 : (a) géométrie de la structure métamatériau étudiée (b) partie réelle de l'impédance d'onde; (c) partie imaginaire de l'impédance d'onde; (d) partie réelle de l'indice de réfraction; (e) partie imaginaire de l'indice de réfraction [21]

Il ressort des figures I-12 (b) à (e) que la précision de récupération de trois méthodes pour l'impédance d'onde est idem, tandis que la précision de la méthode NRW proposée pour l'indice de réfraction est beaucoup meilleure que celle de la méthode NRW dans [22-23].

## 5. Principes fondamentaux de mesure des paramètres S et le concept du plan de référence

### 5-1. Le concept de plan de référence

Un analyseur de réseau 'VNA : Vector Network Analyser' représente une large gamme de capacités de mesure. Ce qui suit sont quelques concepts centraux. Lors de la réalisation d'un étalonnage de radiofréquence avec un 'short-open-load-thru', 'line-reflect-line', ou un autre algorithme, on établit implicitement un ensemble de plans (un par port) comme référence pour l'étalonnage. Ce concept est illustré à la Figure suivante :



Figure I-13 : Plan de référence dans la mesure de l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) [25]

Selon le concept de plan de référence, des distorsions peuvent se produire si des adaptateurs, des appareils et des câbles sont ajoutés ou modifiés après un étalonnage.

### 5-2. Étalonnage de l'analyseur de réseau

L'étalonnage est essentiel pour effectuer une bonne mesure des paramètres S au niveau d'un VNA. Bien que le VNA soit un récepteur hautement linéaire et ait suffisamment de spectre

pour faire de bonnes mesures, il existe un certain nombre d'imperfections qui limitent les mesures effectuées sans étalonnages [26]. Ces imperfections comprennent :

- Adaptation 'Matching' : Parce que le VNA est un instrument à large bande, même une correspondance de 20 dB, qui est physiquement très bon au niveau adaptation, peut conduire à des erreurs supérieures à 1 dB.
- Directivité : Un composant clé d'un VNA est un coupleur directionnel. Cet appareil permet à l'instrument de séparer le signal incident du signal réfléchi par le circuit ou matériau sous test 'MUT :Material Under Test'. Bien que les coupleurs utilisés dans les VNA soient de très haute qualité, il y a une certaine quantité de couplage signal, même lorsqu'une terminaison parfaite est connectée. Ceci est lié à la directivité et peut avoir un impact sur les mesures.
- La réponse fréquentielle : Alors que la réponse en fréquence interne du VNA peut être étalonnée en usine, tous les câbles connectés en externe provoqueront une réponse en fréquence qui doit être étalonnée pour des mesures de haute qualité.

L'étalonnage est un outil pour corriger ces imperfections, ainsi que d'autres défauts. Il existe un nombre élevé d'algorithmes d'étalonnage possibles, et beaucoup d'entre eux sont mis en œuvre dans les VNA. Un résumé de l'étalonnage types est fourni dans le tableau suivant :

Type	Parameters Calibrated	Use
Full 2-port	$S_{11}$ , $S_{12}$ , $S_{21}$ , and $S_{22}$	Most complete calibration
Full 1-port	$S_{11}$ or $S_{22}$ or $S_{11}$ and $S_{22}$	Reflection only
1-Path 2-port	$S_{11}$ and $S_{21}$ or $S_{22}$ and $S_{12}$	1-Port reflection plus simple transmission (faster, lower transmission accuracy unless material under test is very lossy)
Frequency response	Any one parameter (or pairs of symmetric parameters)	Normalization only; fast, lower accuracy

Tableau I-1 des exemples d'étalonnage types [25]

### 5-3. Les techniques de mesure et de caractérisation de matériaux diélectriques :

#### 5-3-1. Introduction

La mesure des propriétés diélectriques implique le calcul de la permittivité relative  $\epsilon_r$  et la perméabilité relative complexe  $\mu_r$  du matériau [27-28]. La permittivité diélectrique complexe est constituée d'une partie réelle et une partie imaginaire. La partie réelle de la permittivité complexe, également connue comme constante diélectrique, est une mesure de la quantité d'énergie d'un champ électrique externe stocké dans le matériau. La partie imaginaire est nulle pour les

matériaux sans perte et est également appelé facteur de perte; c'est une mesure de la quantité de perte d'énergie du matériau due à un champ. Le terme  $\tan(\delta)$  est appelé pertes tangentielles et représente le rapport de la partie imaginaire à la partie réelle de la permittivité complexe.  $\tan(\delta)$  est également appelée par facteur de dissipation ou facteur de perte [29-33].

La perméabilité complexe se compose également d'une partie réelle, qui représente la quantité d'énergie provenant d'un champ magnétique externe stocké dans le matériau, et une partie imaginaire, qui représente la quantité d'énergie dissipée en raison du champ magnétique. La mesure de la perméabilité complexe est applicable uniquement aux matériaux magnétiques ; la plupart des matériaux ne sont pas magnétiques ; ainsi leur perméabilité est proche de celle de l'espace libre :  $\mu_r = 1$ . Il existe de nombreuses techniques développées pour mesurer la permittivité complexe et perméabilité, chacune limitée à des fréquences, des matériaux, et applications par sa propre contrainte :

- La technique 'Transmission/Reflection-Line' \* La technique 'Open-Ended Coaxial Probe'.
- La technique 'Free-Space'. \* La technique 'Resonant'.

### 5-3-2. La méthode de Ligne de transmission 'transmission-line méthode

Sur la figure ci-après, le procédé de ligne de transmission utilise un guide d'ondes en bande X (8,2-12,4 GHz). Le MUT est un échantillon de longueur  $\lambda/4$  placée dans une section de guide d'ondes ou bien dans une section de ligne coaxiale afin de mesurer les paramètres S à l'aide d'un VNA. L'échantillon est inséré entre deux sections de guide d'ondes.

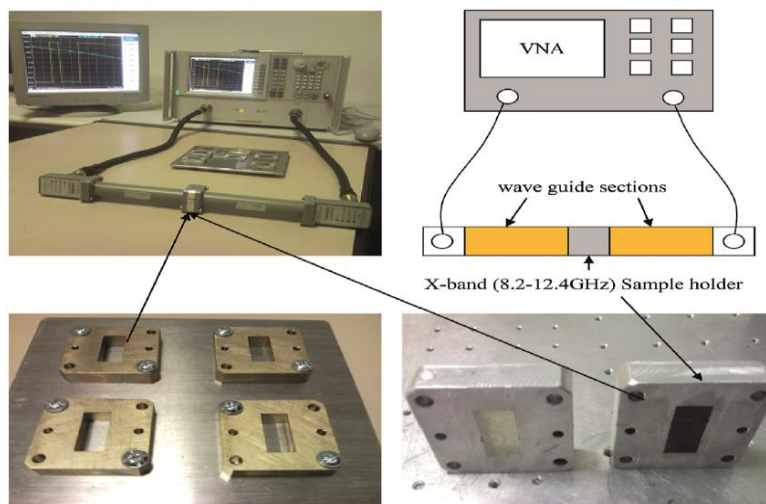


Figure I-14 : Le banc de caractérisation d'un matériau diélectrique à l'aide d'un VNA [25]

Une mesure de la réflexion et / ou de la transmission à travers un échantillon de matériau, ainsi que la connaissance de ses dimensions physiques, fournit les informations pour évaluer la permittivité et la perméabilité du Matériel.

## 6. Développement d'une méthode pour la détermination de la permittivité complexe à l'aide de la mesure de la constante de propagation

Dans cette partie, on va présenter une technique de mesure étudiée et développée pour déterminer la constante diélectrique et les pertes diélectriques des matériaux diélectriques du bâtiment à l'aide de mesures de la constante de propagation. L'échantillon de matériau est chargé dans un guide d'ondes rectangulaire en bande X (8,5 GHz-12,5 GHz) et ses paramètres S à deux ports sont mesurés en fonction de la fréquence à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel sans étalonnage TRL. Les résultats obtenus à partir d'échantillons de matériaux diélectriques (Air, Béton cellulaire et Bois) sur les fréquences en bande X montrent la validité de la technique proposée pour déterminer la permittivité complexe des matériaux diélectriques du bâtiment sur les fréquences dans la bande X. Dans ce travail, nous proposons une technique basée sur les paramètres  $S_{ij}$  du guide d'onde rectangulaire en T / R (transmission / réflexion) pour estimer la permittivité complexe des matériaux diélectriques du bâtiment sur les fréquences de la bande X. La technique suppose que le matériau n'est pas magnétique et seulement le mode fondamental TE<sub>10</sub> se propage à travers la structure.

### 6-1. Principe de la méthode de propagation constante

Pour déterminer la constante de propagation d'un guide d'ondes rectangulaire en transmission / réflexion, nous utilisons deux guides d'ondes rectangulaires de même géométrie mais de longueurs  $d_1$  et  $d_2$  différentes. La mesure des paramètres  $S_{ij}$  (sans étalonnage) des deux guides d'ondes rectangulaires donne respectivement les matrices de diffusion :

$$S_{1i} = \begin{bmatrix} S_{11i} & S_{12i} \\ S_{21i} & S_{22i} \end{bmatrix} \quad i=1,2 \quad (I-39)$$

Nous calculons à partir de ces deux matrices, les matrices de transmission  $T^1$  et  $T^2$  en utilisant l'équation suivante [35]:

$$M^i = \frac{1}{S_{21i}} \begin{bmatrix} S_{12i}S_{21i} - S_{11i}S_{22i} & S_{11i} \\ -S_{22i} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I-40})$$

Ces deux matrices de transmission peuvent également être écrites comme un produit de trois matrices :

$$M^i = X T^i Y \quad (\text{I-41})$$

Où X et Y sont les matrices d'erreur représentant les imperfections du VNA et les effets du câble réalisant les interconnexions [36].

On suppose que les deux matrices X et Y sont invariants pour chaque ligne de transmission connectée à l'analyseur de réseau.  $T^i$  est la matrice de transmission pour un guide d'onde rectangulaire idéal de longueur  $d_i$  et défini par :

$$T^i = \begin{bmatrix} e^{-\gamma d_i} & 0 \\ 0 & e^{\gamma d_i} \end{bmatrix} \quad (\text{I-42})$$

Où  $\gamma$  est la constante de propagation du guide d'ondes rectangulaire. Les deux matrices  $T^1$  et  $T^2$  peuvent être combinées comme suit :

$$M^{12} = X T^{12} X^{-1} \quad (\text{I-43})$$

$$\text{Où : } T^{12} = T^2 [T^1]^{-1} \text{ et } M^{12} = M^2 [M^1]^{-1}$$

La relation montre que  $T^{12}$  et  $M^{12}$  sont des matrices similaires. Cela implique que leurs valeurs propres sont identiques. Les deux valeurs propres  $\lambda_{1M}$  et  $\lambda_{2M}$  de la matrice  $M^{12}$  sont données par la relation suivante :

$$\lambda_{1M}, \lambda_{2M} = \frac{M_{11}^{12} + M_{22}^{12} \pm \sqrt{(M_{11}^{12} - M_{22}^{12})^2 + 4M_{12}^{12}M_{21}^{12}}}{2} \quad (\text{I-44})$$



Où  $M_{ij}^{12}$  sont des éléments de la matrice M12.  $\lambda_{1M}$  et  $\lambda_{2M}$  sont calculés directement à partir des mesures. Les deux valeurs propres  $\lambda_{1T}$  et  $\lambda_{2T}$  de la matrice  $T^{12}$  sont données par l'équation :

$$\lambda_{1T}, \lambda_{2T} = e^{\pm\gamma(d_2-d_1)} \quad (\text{I-45})$$

Ce qui implique :

$$\gamma = \frac{\text{Ln}(\lambda_m)}{d_2 - d_1} \quad (\text{I-46})$$

Où  $\lambda_m$  est la moyenne des deux valeurs propres  $\lambda_{1T}$  et  $\lambda_{2T}$  :

$$\lambda_m = \frac{1}{2} \left( \lambda_{1T} + \frac{1}{\lambda_{2T}} \right) \quad (\text{I-47})$$

Cette méthode peut également être appliquée lorsque  $d_1 = 0$ , dans ce cas, la mesure de la ligne de transmission de la longueur  $d_1$  correspond à la mesure «Thru». Si l'on considère que seul le mode fondamental TE10 se propage à travers la structure. La constante de propagation d'un guide d'ondes rectangulaire rempli d'un matériau diélectrique non magnétique est donnée par la relation suivante [37]:

$$\gamma = j \left( \frac{2\pi}{\lambda_0} \right) \sqrt{\epsilon_r^* - \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_c} \right)^2} \quad (\text{I-48})$$

Où  $\lambda_c$  est la longueur d'onde de coupure du guide d'ondes rectangulaire.  $\lambda_0$  est la longueur dans le vide . À partir de l'équation (I-48), nous déterminons l'expression de  $\epsilon_r^*$  en fonction de la constante de propagation :

$$\epsilon_r^* = \left[ 1 - \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_c} \right)^2 \right] \left( \frac{\gamma}{\gamma_0} \right)^2 + \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_c} \right)^2 \quad (I-49)$$

## 6-2. Les résultats de mesure

La mesure des paramètres S en transmission / réflexion dans la bande X (8,5 GHz-12,5 GHz) est réalisée par un guide d'onde rectangulaire WR90 de section 22,86x10,16 mm<sup>2</sup> et de longueur 1 cm. Cette section de guide d'ondes est le port d'échantillon du matériau à caractériser. L'échantillon est placé entre deux guides d'ondes de longueur 12cm en bande X, dont le rôle est de filtrer les modes d'ordre supérieur. L'analyseur de réseau Vectoriel dans la gamme de fréquences 50MHz-20GHz est connecté à deux guides coaxiaux des transitions (3,5 cm) qui assurent le passage du mode de propagation TEM au mode TE<sub>10</sub> et vice versa. Le matériau sous test à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel est illustré à la figure suivante :

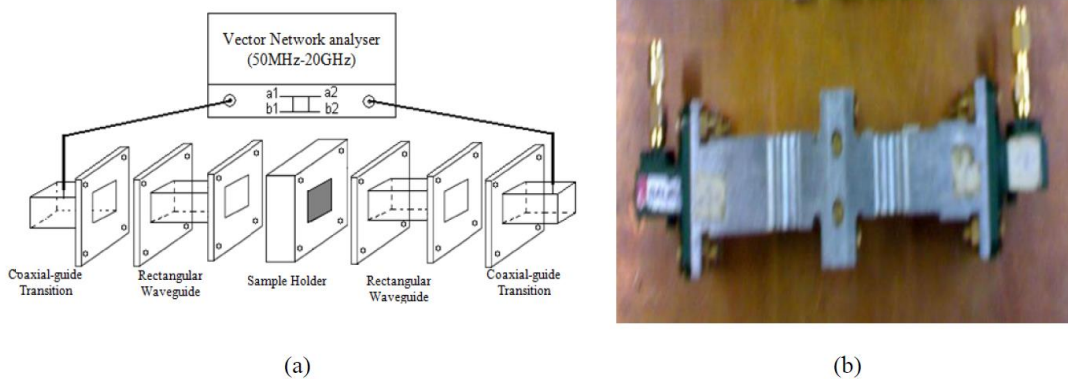


Figure I-15 : Appareil de mesure en transmission / réflexion. (a) Vue détaillée (b) Photo de l'échantillon pris entre deux guides d'ondes

La validité de la technique de mesure développée dans ce travail est testée dans un premier temps sur la cellule vide en bande X. La figure ci-près montre l'évolution de la constante diélectrique et perte diélectrique de l'air dans la bande X. Les résultats obtenus correspondent aux propriétés diélectriques de l'air dans la bande X.

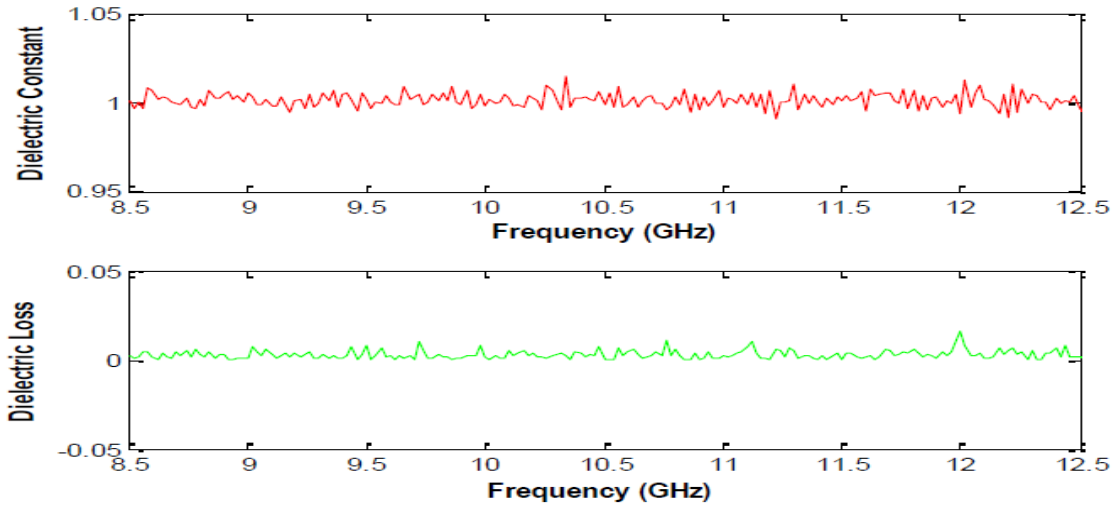


Figure I-16 : Constante diélectrique et pertes diélectrique de l'air dans la bande X

Après avoir validé la technique proposée sur une cellule vide, la constante diélectrique et les pertes diélectriques du béton sont déterminés sur la bande X. Le béton a une structure hétérogène composée de poudre, de ciment, sable et bulles d'air. L'échantillon de béton cellulaire est suffisamment usiné pour mêmes dimensions de la section de guide d'ondes rectangulaire dans la bande X ( $22,86 \times 10,16 \text{ mm}^2$ ) de longueur égale à 1cm, afin de minimiser l'effet de l'écart entre les parois conductrices et l'échantillon du Béton. Les résultats sont présentés sur la figure suivante :

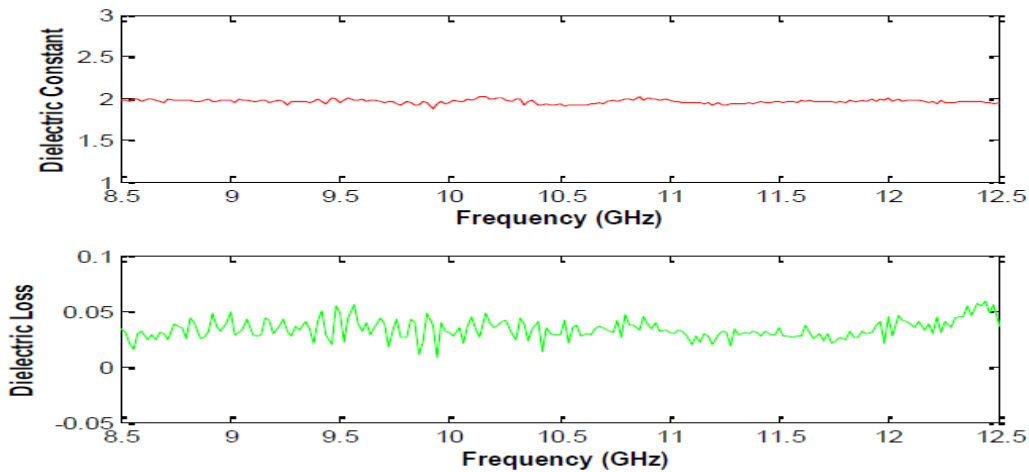


Figure I-17: Constante diélectrique et pertes diélectrique de l'échantillon du béton dans la bande X

Nous pouvons conclure que le béton a une faible constante diélectrique dans la bande X et la valeur moyenne de la constante diélectrique mesurée est égale à 1,98. les résultats obtenus sont en bon accord avec les résultats donnés dans la littérature. Pour valider la technique sans VNA calibré, un autre échantillon de bois a été usiné au mêmes dimensions de la section de guide d'ondes rectangulaire en bande. La figure ci-après montre l'évolution de la constante diélectrique et les pertes diélectrique du bois sur la bande X. Les résultats obtenus en utilisant la procédure décrite dans ce travail sont en bon accord avec les résultats obtenus sur le même échantillon de Bois utilisant la méthode itérative de Nicholson Ross .

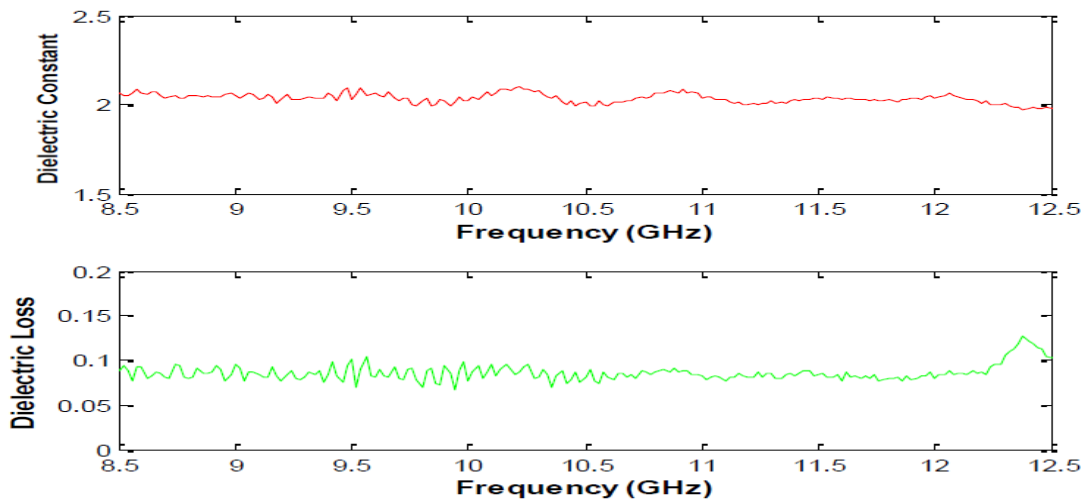


Figure I-18 : : Constante diélectrique et pertes diélectrique de l'échantillon du bois dans la bande X

Dans ce travail, nous avons développé une nouvelle technique pour déterminer la constante diélectrique et les pertes diélectrique des matériaux diélectriques de construction dans la bande X. La méthode proposée dans ce travail est basée sur l'utilisation d'une ligne pour extraire la constante de propagation des paramètres  $S_{ij}$ . Les paramètres  $S_{ij}$  sont mesurés en fonction de la fréquence à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel sans étalonnage TRL. Les résultats obtenus des différents échantillons (Air, béton et Bois) sur les fréquences en bande X permettent la validation de la technique proposée pour déterminer la constante diélectrique et les pertes diélectrique des matériaux diélectriques.

## **7. Conclusion**

Dans ce chapitre, on a présenté l'état de l'art sur les métamatériaux qui seront utilisés par la suite pour développer des structures antennaires ainsi que des structures de filtrage. Ensuite, on a étudié les différentes techniques de caractérisation des métamatériaux et des matériaux diélectriques. Enfin, on a présenté une contribution sur l'étude d'une nouvelle technique basée sur la constante de propagation pour déterminer la permittivité diélectrique relative tout en étudiant plusieurs matériaux de bâtiment. Les résultats de mesure obtenus confirment la démarche suivie tout en comparant les valeurs de permittivité diélectrique avec la bibliographie.

## Références

- [1] O. Luukkonen, S.I. Maslovski, and S.A. Tretyakov, “A stepwise nicolson–ross–weir-based material parameter extraction method”, *IEEE Antenn Wirel Propag Lett* 10 (2011), 1295–1298.
- [2] U.C. Hasar, J.J. Barroso, C. Sabah, and Y. Kaya, “Resolving phase ambiguity in the inverse problem of reflection-only measurement methods”, *PIER* 129 (2012), 405–420.
- [3] Weir, W. B., “Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies” *Proc. IEEE*, Vol. 62, No. 1, 33–36, 1974.
- [4] Chen, L. F., C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, and V. K. Varadan, “Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization”, John Wiley & Sons Ltd., West Sussex, England, 2004.
- [5] Soleimani, H., Z. Abbas, N. Yahya, H. Soleimani, and M. Y. Ghotbi, “Determination of complex permittivity and permeability of lanthanum iron garnet lled PVDF-polymer composite using rectangular waveguide and Nicholson-Ross-Weir (NRW) method at X-band frequencies,” *Measurement*, Vol. 45, 1621–1625, 2012.
- [6] Havrilla, M. J. and D. P. Nyquist, “Electromagnetic characterization of layered materials via direct and de-embed methods,” *IEEE Trans Inst. Meas.*, Vol. 55, No. 1, 158–163, 2006.
- [7] Karamanos, T. D., A. I. Dimitriadis, and N. V. Kantartzis, “Compact double-negative metamaterials based on electric and magnetic resonators,” *IEEE Ant. Wireless Propag. Lett.*, Vol. 11, 480–483, 2012.
- [8] C. Wan, B. Nauwelaers, W. De Raedt, and M. Van Rossum, “Two new measurement methods for explicit determination of complex permittivity,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 11, pp.1614–1619, Nov. 1998.
- [9] K.-H. Baek, H.-Y. Sung, and W. S. Park, “A 3-position transmission/reflection method for measuring the permittivity of low loss materials,” *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 5, no. 1, pp. 3–5, Jan. 1995.
- [10] U. C. Hasar, “Calibration-independent method for complex permittivity determination of liquid and granular materials,” *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 9, pp. 585–586, Apr. 2008.
- [11] *Microwave Engineering*, Fourth Edition, David M. Pozar, University of Massachusetts at Amherst , 2012 John Wiley & Sons, Inc.
- [12] V. G. Veselago, “The electrodynamics of media with simultaneously negative values

of permittivity and magnetic permeability,” *Sov. Phys.—Usp.*, vol. 47, pp. 509-514, Jan.–Feb. 1968.

[13] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins and W. J. Stewart, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 2075-2084, Nov. 1999

[14] R. A. Shelby, D. R. Smith and S. Schultz, “Experimental verification of a negative index of refraction,” *Science*, vol. 292, pp. 77-9, Apr. 2001.

[15] Ricardo Marques, Ferran Marti, Mario Sorolla “Metamaterials with Negative Parameters Theory, Design, and Microwave Applications” 2008 by John Wiley & Sons.

[16] Nader Engheta, Richard W. Ziolkowski “Metamaterials Physics and Engineering Explorations” 2006 by the Institute of Electrical and Electronics Engineers.

[17] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser and S. Schultz, “Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity,” *Phys.Rev. Lett.*, vol. 84, pp. 4184-4187, May 2000.

[18] Pitarke, J. M., García-Vidal, F. J., Pendry, J. B., “Effective electronic response of a system of metallic cylinders,” *Physical Review B*, vol. 57, pp. 15261-5, June 1998.

[19] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins and W. J. Stewart, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 2075-2084, Nov. 1999.

[20] H. G. Booker “Slot aerials and their relation to complementary wire aerials (Babinet’s principle).” *J. IEE*, vol. 93, pt. III–A, no. 4, pp. 620–626, March–May 1946.

[21] Yan Shi, Tong Hao, Long Li, and Chang-Hong Liang “An Improved NRW Method To Extract Electromagnetic Parameters Of Metamaterials” *Microwave And Optical Technology Letters / Vol. 58, No. 3, March 2016.*

[22] D.R. Smith, D.C. Vier, Th. Koschny, and C.M. Soukoulis, “Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials”, *Phys Rev E* 71 (2005), 036617.

[23] R.W. Ziolkowski, “Design, fabrication, and testing of double negative metamaterials”, *IEEE Trans Antennas Propag* 51 (2003), 1516–1528.

[24] M. Kafesaki, I. Tsiapa, N. Katsarakis, Th. Koschny, C.M. Soukoulis, and E.N. Economou, “Left-handed metamaterials: The fishnet structure and its variations”, *Phys Rev B* 75 (2007), 5114–5122.

## Références

- [25] Davide Micheli, Roberto Pastore, Antonio Vricella, Andrea Delfini, Mario Marchetti and Fabio Santoni “Electromagnetic Characterization of Materials by Vector Network Analyzer Experimental Setup” *Micro and Nano Technologies'2017*, Pages 195-236.
- [26] Anritsu, *The Essential of Vector Network Analyzer*,, 2009. PN11410-00476A.
- [27] J. Baker-Jarvis, “Transmission/Reflection and Short-circuit Line Permittivity Measurements, Electromagnetic Fields” Division Center for Electronics and Electrical Engineering National Engineering Laboratory National Institute of Standards and Technology Boulder, Colorado, 1990, pp. 80303e83328.
- [28] A.-H. Boughriet, Student Member, IEEE, C. Legrand, A. Chapoton, Noniterative stable transmission/reflection method for low-loss material complex permittivity determination, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 45 (1) (1997).
- [29] W.B. Weir, “Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies” , *Proc. IEEE* 62 (1) (1974).
- [30] *Measurement of Dielectric Material Properties Application Note*, Rohde & Schwarz Application Center Asia/Pacific.
- [31] D. Micheli, R. Pastore, C. Apollo, M. Marchetti, “ Carbon based nanomaterial composites in RAM and microwave shielding applications” , in: *IEEE-NANO 2009. 9th IEEE Conference on Nanotechnology.* 26e30 July 2009, 2009, pp. 226e235.
- [32] D. Micheli, R. Pastore, G. Gradoni, M. Marchetti, “Tunable nanostructured composite with built-in metallic wire-grid electrode”, *AIP Adv.* 3 (2013) 112132.
- [33] D. Micheli, C. Apollo, R. Pastore, R. Bueno Morles, P. Coluzzi, M. Marchetti, “Temperature, atomic oxygen and outgassing effects on dielectric parameters and electrical properties of nanostructured composite carbon-based materials”, *Acta Astronaut.* 76 (2012) 127e135.
- [34] Mohammed Bendaoued, Jaouad Terhzaz, Rachid Mandry “Determining the Complex Permittivity of Building Dielectric Materials using a Propagation Constant Measurement” *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)* Vol. 7, No. 4, August 2017, pp. 1681~1685.
- [35] M. D. Janezic, J. A. Jargon, “Complex Permittivity Determination from Propagation Constant Measurements”,*IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol.9, no. 2, February 1999.



## Références

[36] G. F. Engen, C. A. Hoer, “Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-port Automatic Network Analyser”, IEEE Trans. On MTT, vol. 45, no. 12, pp.987-993, December 1979.

[37] F. Sagnard, F. Bentabet, C. Vignat, IEEE Trans. On Instrumentation & Measurement, vol. 54, no. 3, 1274, June 2005.

# **Chapitre 2 : Généralités sur les Antennes Planaires**

## 1 . Aperçu général sur les antennes

Une antenne agit pour convertir les ondes guidées sur une structure de transmission en espace libre. La figure II-1 illustre une ligne de transmission à fil parallèle alimentant une antenne dipôle demi-onde :

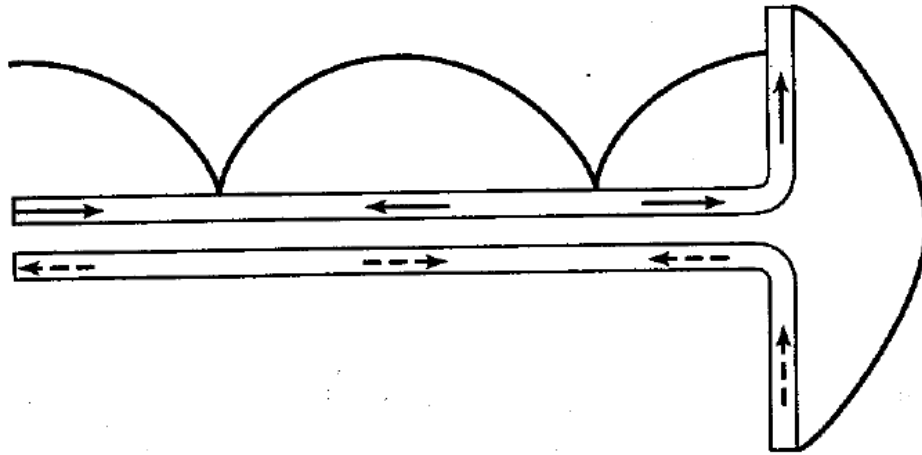


Figure II-1 : Allure de courants sur un dipôle demi-onde créé en pliant les extrémités de la ligne de transmission.[1]

La définition officielle d'IEEE d'une antenne suit ce concept : "La partie d'un système émetteur ou récepteur qui est conçue pour rayonner ou recevoir des ondes électromagnétiques". La plupart des antennes sont des dispositifs réciproques et se comportent de la même manière à l'émission comme à la réception. En mode réception, les antennes agissent pour collecter les ondes entrantes et les diriger vers un point d'alimentation commun où une ligne de transmission est attachée. Dans la littérature plusieurs types d'antennes existent, on peut les classer comme suit [1-10] :

- **Antennes électriquement petites** : Les dimensions ou la longueur de la structure antennaire est bien inférieure à longueur d'onde  $\lambda$ . Parmi ces propriétés, on trouve :
  - Très faible directivité,
  - Faible résistance d'entrée,
  - Réactance d'entrée élevée,
  - Faible efficacité de rayonnement.

La figure suivante montre des exemples d'antennes électriquement petites :



Figure II-2 : Exemple d'antenne dipôle et antenne boucle électriquement petites [1]

- **Antennes résonnantes à bande étroite** : l'antenne fonctionne à une fréquence unique ou bande étroite sélectionnée. Les propriétés de ce type d'antenne sont :
  - Gain faible,
  - Impédance d'entrée réelle,
  - Bande passante étroite. La figure suivante montre des exemples d'antennes résonnantes à bande étroite :

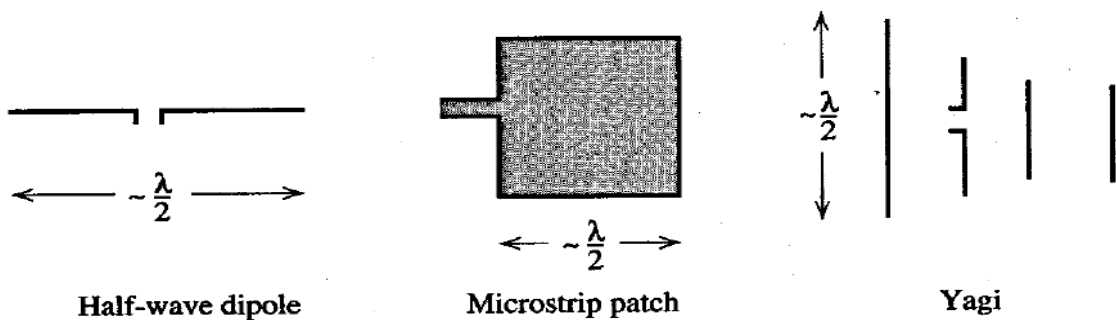


Figure II-3 : Exemple d'antennes résonnantes demi-onde, antenne patch microruban et antenne Yagi [1]

- **Antennes large bande** : (Voir Figure II-4) : Elles sont caractérisées par un diagramme de rayonnement, un gain et une impédance d'entrée qui sont presque constants sur une large gamme de fréquences. Parmi les propriétés de ces antennes on a :
  - Un faible Gain.
  - Impédance d'entrée réelle.
  - Large bande passante



Figure II-4 : Exemples d'antennes large bande spirale et Log périodique [1]

- **Antenne à ouverture** : Comme le montre la figure ci-après, elle possède une ouverture physique à travers laquelle les ondes circulent. Elles sont caractérisées par :
  - Un Gain élevé.
  - Un gain qui augmente avec la fréquence.
  - Une bande passante moyenne.

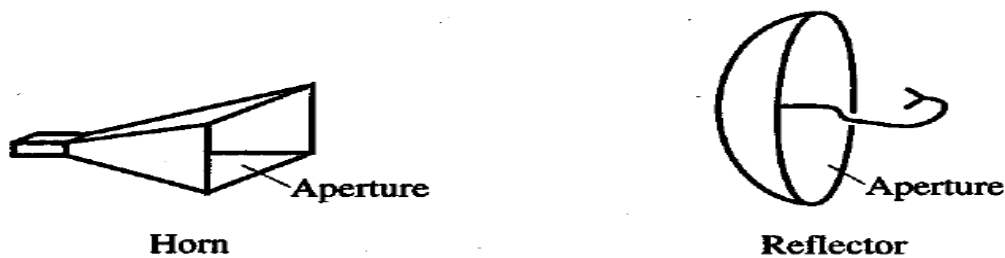


Figure II-5 : Les antennes à ouvertures : antenne Cornet et à réflecteur [1]

L'analyse des phénomènes de propagation repose sur :

- Le calcul : propagation en espace libre, effets de certains obstacles.
- La mesure : effet de différents types de sol, de la composition atmosphérique, des perturbations atmosphériques (neige, pluie, ...).

Pour étudier le fonctionnement des antennes, on doit passer par les étapes présentées sur la figure suivante :

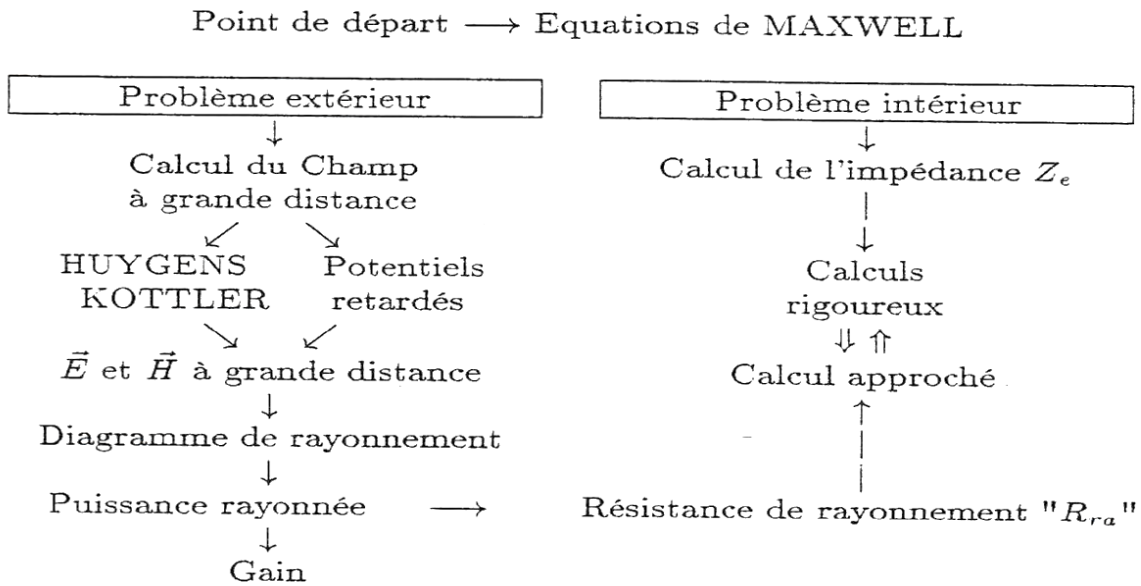


Figure II-6 : Les paramètres à étudier lors de la conception d'une antenne donnée

## 2. Les équations de Maxwell

Les équations de Maxwell expriment le comportement du champ électromagnétique en relation avec les sources qui lui ont donné naissance. Ces équations différentielles contiennent toute l'information permettant de résoudre les problèmes d'électromagnétisme. Dans le vide, elles s'écrivent sous la forme [11] :

$$\left. \begin{aligned}
 \overrightarrow{\text{Rot}} \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\
 \text{Div} \vec{B} &= 0 \\
 \text{Div} \vec{E} &= \frac{\rho}{\epsilon_0} \\
 \overrightarrow{\text{Rot}} \vec{B} &= \mu_0 \vec{J} + \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}
 \end{aligned} \right\} \quad (\text{II-1})$$

Le champ électrique et l'induction magnétique sont vectoriels et varient dans l'espace et le temps. On les notera respectivement :

$$\vec{E}(\vec{r}, t) \quad \text{et} \quad \vec{B}(\vec{r}, t)$$

Les charges qui ont donné naissance au champ électromagnétique sont appelées les sources. Elles peuvent apparaître sous la forme d'une densité volumique de charges ou d'une densité de courant notées :

$$\rho(\vec{r}, t) \quad \text{et} \quad \vec{j}(\vec{r}, t)$$

Avec:

$\epsilon_0$  : C'est une grandeur constante qui caractérise électriquement le vide. Sa valeur, dans les unités du système international (noté par la suite : U.S.I.) est :

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi \cdot 10^{-9}} \text{ U.S.I} \quad (\text{II-2})$$

Et  $\mu_0$  est la perméabilité du vide. Elle caractérise le vide d'un point de vue magnétique. Sa valeur est :

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ U.S.I} \quad (\text{II-3})$$

Ces deux constantes sont liées à la vitesse de la lumière :

$$C^2 = \frac{1}{\epsilon_0 \mu_0} \quad \text{Ceci implique que } C = 3 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1} \quad (\text{II-4})$$

Dans la matière, les équations de Maxwell s'écrivent sous la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \text{Div } \vec{B} = 0 \\ \text{Div } (\vec{D}) = \rho \\ \text{Rot } (\vec{D}) = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \end{array} \right. \quad (\text{II-5})$$

Où  $\vec{D}$  est le vecteur de déplacement électrique donné par la relation suivante ;

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (\text{II-6})$$

### 3. Les potentiels électromagnétiques

Lors de la résolution des équations de Maxwell, on a deux potentiels qui apparaissent :

- Un potentiel vecteur, appelé potentiel magnétique.
- Un potentiel scalaire, appelé potentiel électrique.

La dérivation vectorielle de ces potentiels conduit aux champs électriques et magnétiques. A partir des équations de Maxwell, on a :


$$\text{Div } \vec{B} = 0 \quad \text{alors} \quad \vec{B} = \text{rot } \vec{A} \quad (\text{II.7})$$

C'est-à-dire  $\vec{B}$  peut se déduire d'un vecteur  $\vec{A}$  appelé potentiel vecteur.

$$\text{Et } \overrightarrow{\text{Rot}} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.3}) \Rightarrow \text{rot} \left( \vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (\text{II.4}) \quad \text{donc} \quad \vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{II.8})$$

Peut se déduire d'un potentiel scalaire V, soit :

$$\vec{E} = -\overrightarrow{\text{Grad}} V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{II.9})$$

 Le champ électrique se déduit donc des deux potentiels vecteur et scalaire

#### 3.1 Calcul de l'équation de propagation du potentiel vecteur

$$\text{On sait que : } \overrightarrow{\text{Rot}} (\overrightarrow{D}) = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \Rightarrow \overrightarrow{\text{Rot}} \vec{B} = \mu_o \vec{J}_c + \epsilon \mu_o \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$$

$$\text{Soit : } \overrightarrow{\text{Rot}} (\overrightarrow{\text{Rot}} \vec{A}) = \overrightarrow{\text{Grad}} (\text{Div } \vec{A}) - \Delta \vec{A} = \mu_o \vec{J}_c + \epsilon \mu_o \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$$

$$\text{Ou : } \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = -\frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} - \overrightarrow{\text{grad}} \frac{\partial V}{\partial t}$$



$$\rightarrow \Delta \vec{A} - \mu_o \epsilon \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} - \overrightarrow{\text{Grad}} \left[ \text{Div } \vec{A} + \epsilon \mu_o \frac{\partial V}{\partial t} \right] = -\mu_o \vec{J}c \quad (\text{II-10})$$

En considérant la condition de LORENTZ soit :  $\left[ \text{Div } \vec{A} + \epsilon \mu_o \frac{\partial V}{\partial t} \right] = 0 \quad (\text{II.11})$

alors :  $\Delta \vec{A} - \mu_o \epsilon \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} = -\mu_o \vec{J}c \quad (\text{II.12})$

A partir des équations de Maxwell, on a :  $\text{Div } \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon}$

$$\begin{aligned} \text{Div}(\overrightarrow{\text{grad}} V) + \frac{\partial(\text{div} \vec{A})}{\partial t} &= \frac{\rho}{\epsilon} \quad \text{soit :} \\ \Delta V + \frac{\partial(\text{div} \vec{A})}{\partial t} &= -\frac{\rho}{\epsilon} \quad (\text{II-13}) \end{aligned}$$

- En considérant la condition de LORENTZ, on obtient :

$$\Delta V - \mu_o \epsilon \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} = -\frac{\rho}{\epsilon} \quad (\text{II.14})$$

### 3.2- Les expressions des potentiels scalaire et vecteur

Soit un volume V contenant une source (Figure II-7 ) caractérisée par  $\vec{J}$  et  $\rho$ ., Avec :

$$\overrightarrow{OM}_0 = \vec{r}_0 \quad , \quad \overrightarrow{OM} = \vec{r} \quad \text{et} \quad R = [|\vec{r} - \vec{r}_0|] = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2}$$

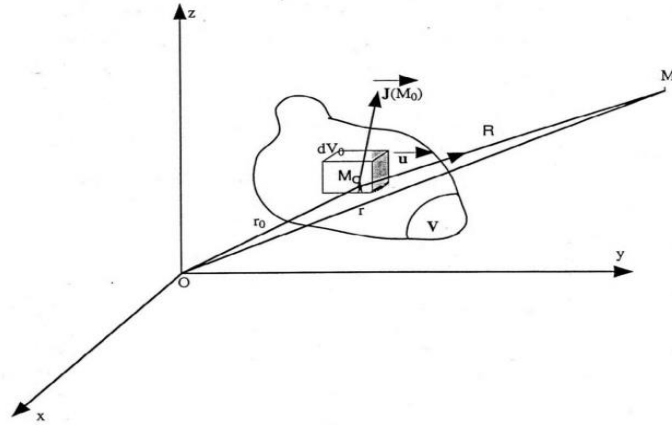


Figure II-7 : La représentation d'une source contenant un volume V dans l'espace

La solution du système constitué par les deux équations (II-13) et (II-14) est mise sous la forme :

$$\begin{cases} V(\vec{r}, t) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \iiint \frac{1}{R} \rho(\vec{r}_0, t - \frac{R}{v_0}) dV_0 \\ A(\vec{r}, t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint \frac{1}{R} \vec{J}_c(\vec{r}_0, t - \frac{R}{v}) dV_0 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Les potentiels dépendent de la charge ou du courant existant à l'instant  $(t - \frac{R}{v})$  ils sont retardés de  $\frac{R}{v}$ , durée de la propagation.

***Dans un régime harmonique :***

$$\vec{\rho}(\vec{r}_0, t) = \rho(\vec{r}_0) e^{j\omega t} \quad \text{et} \quad \vec{J}_c(\vec{r}_0, t) = \vec{J}(\vec{r}_0) e^{j\omega t}$$

$$V(\vec{r}, t) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left[ \iiint \rho(\vec{r}_0) \frac{e^{-j\omega R}}{R} dV_0 \right] e^{j\omega t} \quad (\text{II.16})$$

$$A(\vec{r}, t) = \frac{\mu_0}{4\pi\epsilon} \left[ \iiint \vec{J}(\vec{r}_0) \frac{e^{-j\omega R}}{R} dV_0 \right] e^{j\omega t}$$

### 3.3-Les expressions de $\vec{E}$ et $\vec{H}$ rayonnés :

$\vec{E}$  et  $\vec{H}$  champs créés au point M par une distribution de courant (Figure II-8) contenue dans un volume V :

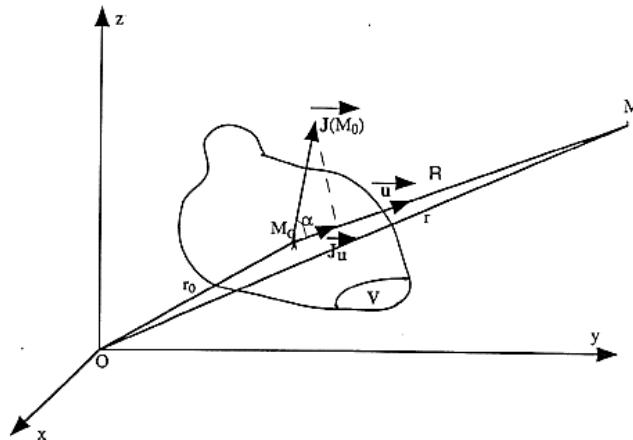


Figure II-8 : La distribution de courant contenue dans un volume V

On a : 
$$\vec{B} = \overrightarrow{rot} \vec{A} \quad \vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \overrightarrow{rot} \vec{A} \quad (II-17)$$

On sait que :  $\vec{E} = \overrightarrow{grad} (V) - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$  Et d'après la condition de LORENTZ , on obtient :

$$\vec{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon\mu_0} [\overrightarrow{grad} (div\vec{A}) + K^2 \vec{A}] \quad (II.18)$$

Avec :  $K = \frac{\omega}{v}$  est la constante de propagation.

## 4. Les paramètres fondamentaux des antennes

### 4-1. Le diagramme de rayonnement

Un diagramme de rayonnement d'antenne est défini comme une fonction mathématique ou une représentation graphique des propriétés de rayonnement de l'antenne en fonction de coordonnées spatiales. Dans la plupart des cas, le modèle de rayonnement est déterminé dans la région du champ lointain et est représentée en fonction des coordonnées directionnelles. Les propriétés de rayonnement comprennent la densité de flux de puissance, l'intensité de rayonnement, l'intensité

du champ, la directivité, phase ou polarisation. Un ensemble pratique de coordonnées est illustré à la Figure II-9 :

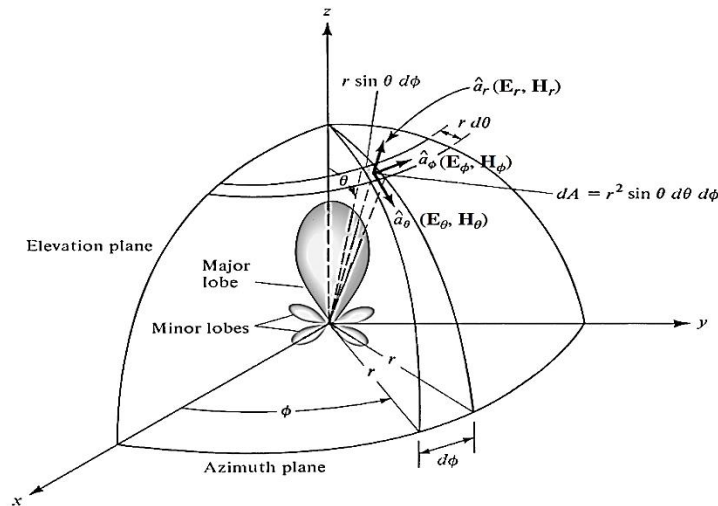


Figure II-9 : Système de coordonnées pour l'analyse d'antenne [7]

Pour une antenne donnée :

- Le diagramme de champ (Figure II-10 : a) (en échelle linéaire) représente généralement un tracé de l'amplitude du champ électrique ou magnétique en fonction de l'espace angulaire.
- Le modèle de puissance (en échelle linéaire) (Figure II-10 : b) représente généralement un tracé du carré de l'amplitude du champ électrique ou magnétique en fonction de l'espace angulaire.
- Diverses parties d'un diagramme de rayonnement sont appelées lobes, qui peuvent être classés en lobes principales, secondaires ou par arrière comme mentionné sur la figure suivante :

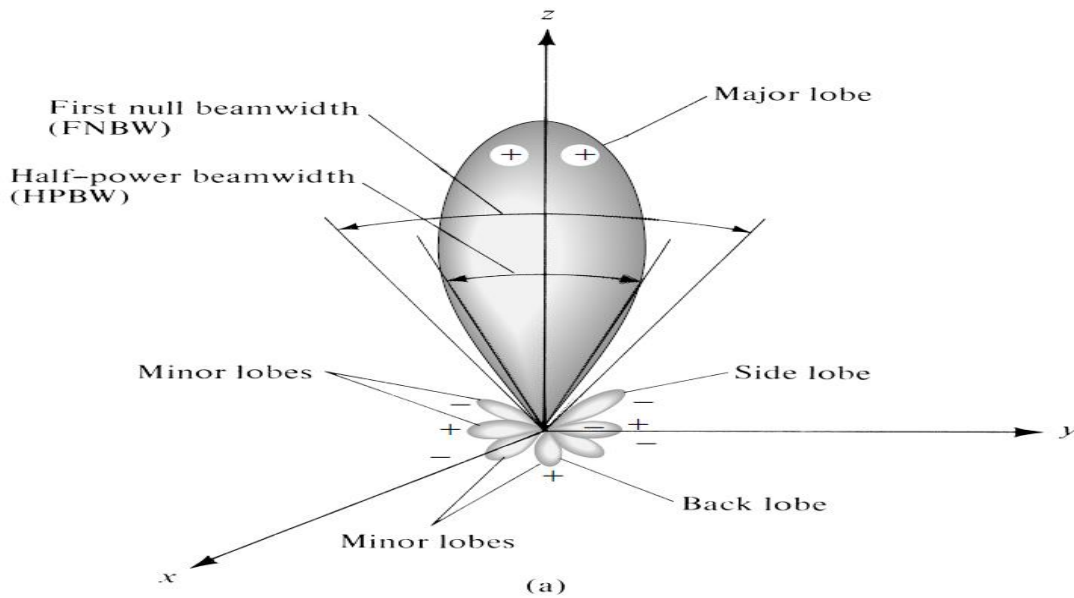
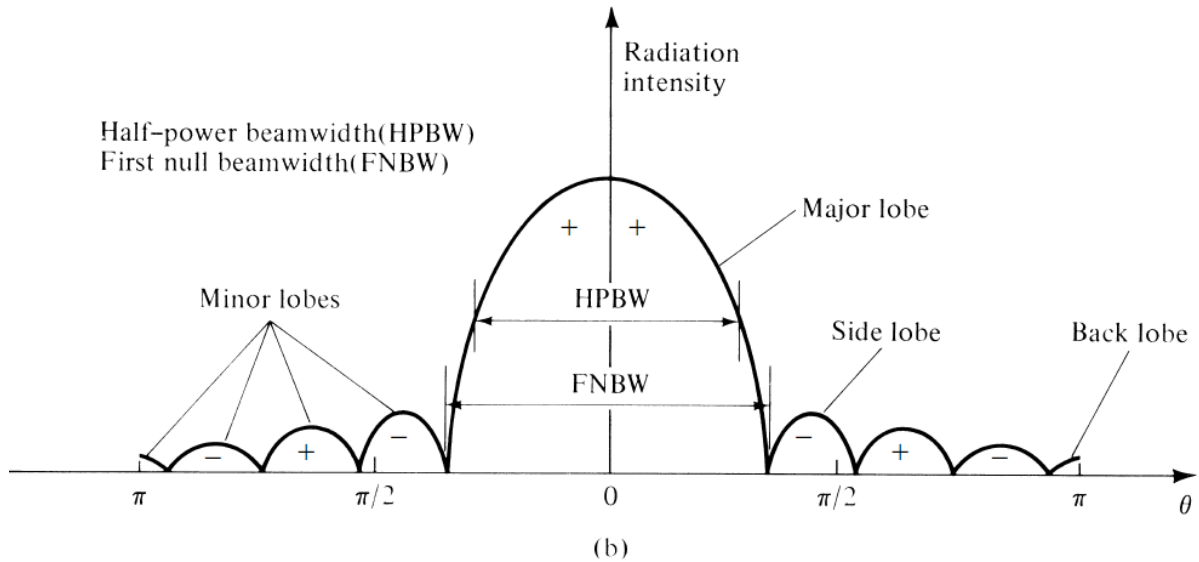


Figure II-10 : (a) Lobes de rayonnement et largeurs de faisceau d'un diagramme d'antenne. (b) Graphique linéaire de la puissance et ses lobes et largeurs de faisceau associés [7]

#### 4-2. Les différentes zones de de rayonnement



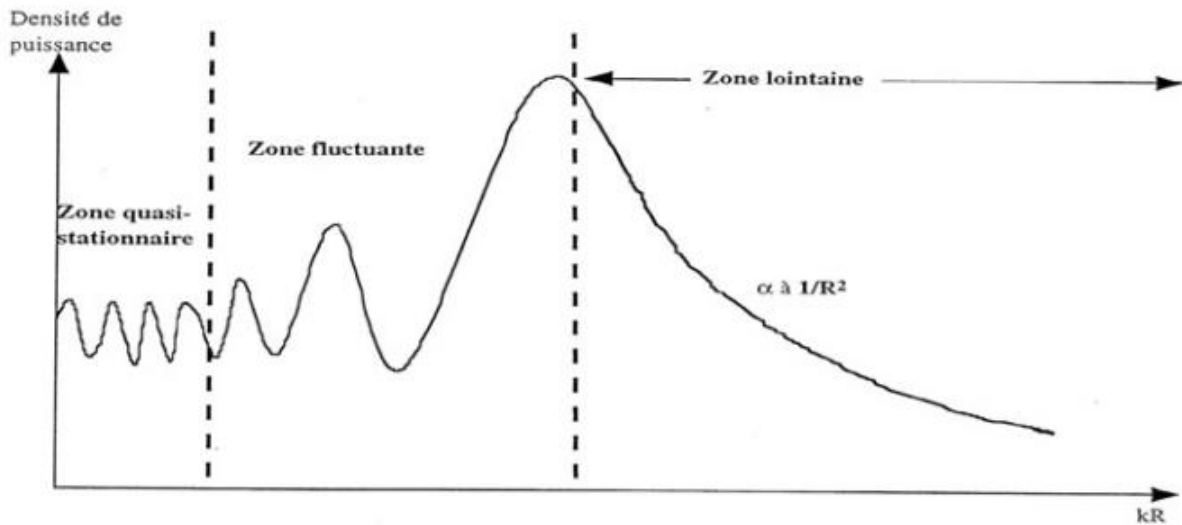


Figure II-11 : les différentes zones de rayonnement d'une antenne

**Zone de champ proche** (ou zone de RAYLEIGH) : Zone valable pour  $k.R \ll 1$  Dans cette zone  $e^{-jkR} \approx 1$ .

**Zone de champ lointain** (ou zone de FRAUNHOFER) : Zone définie pour  $k.R \gg 1 \Rightarrow R > \frac{\lambda}{2\pi}$

On conserve seulement les termes en  $\frac{1}{R}$ . Dans ce cas on a les champs rayonnés qui sont en phase, transversaux, orthogonaux entre eux et à la direction de propagation. Leur amplitude varie avec la distance (en  $\frac{1}{R}$ .) et avec la direction.

**Zone intermédiaire** (ou zone de FRESNEL) : les composantes des champs ne sont plus en phase : le champ résultant présente une succession de maxima et de minima en fonction de la distance qui implique qu'on a des zones d'interférences où la densité de puissance est fluctuante.

Les notions introduites n'intègrent pas la notion de la taille de l'antenne. Soit  $D$  la taille de l'antenne comme le montre la figure ci-après :

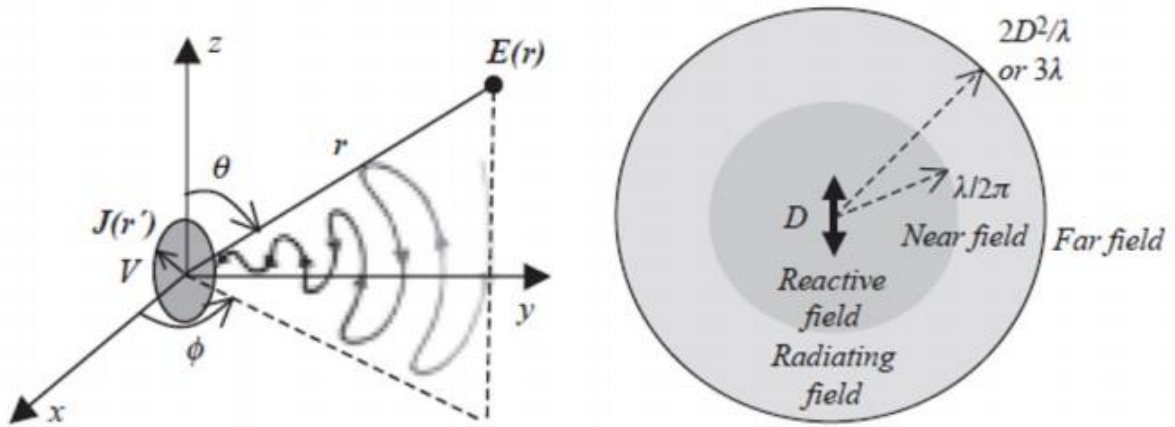


Figure II-12 : les différentes zones de rayonnement d'une antenne en fonction du rayon de la zone et la longueur de l'antenne [7].

Alors on peut définir les conditions pour le champ lointain et proche par

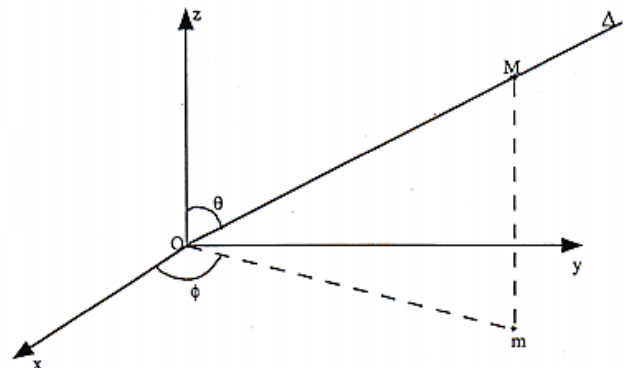
Taille de l'antenne D	$D \ll \lambda$	$D \approx \lambda$	$D \gg \lambda$
Champ proche réactif	$r \ll \lambda / 2\pi$	$r \ll \lambda / 2\pi$	$r \ll \lambda / 2\pi$
Rayonnement en champ proche	$\lambda / 2\pi \ll r \ll 3\lambda$	$\lambda / 2\pi \ll r \ll 3\lambda$ et $2D^2/\lambda$	$\lambda / 2\pi \ll r \ll 2D^2/\lambda$
Champ lointain	$r > 3\lambda$	$r > 3\lambda$ et $2D^2/\lambda$	$r > 2D^2/\lambda$

### 4-3. La directivité d'une antenne

Soit une antenne dont le centre de phase est O.

On pose :

$$d(\theta; \phi) \triangleq \frac{dP_r(\theta, \phi)}{dP_r(\theta_0, \phi_0)} \quad (\text{II.19})$$



Où :  $dP_r(\theta, \phi) = \frac{dP_{r0}}{d\Omega}$  est la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide, dans la direction  $\Delta$ .

$dP_\Omega(\theta_0, \phi_0)$  : est la densité de puissance maximale rayonnée par unité d'angle solide dans la direction  $(\theta_0, \phi_0)$ .

Et :  $d(\theta, \phi)$  représente la distribution de la puissance rayonnée, normalisée à l'unité (ou à 0dB), et indépendante de la distance.

Alors la directivité est une grandeur caractérisant l'aptitude d'une antenne à concentrer l'énergie dans une ou plusieurs directions privilégiées.

$$D(\theta, \phi) \triangleq \frac{\text{densité de puissance rayonne dans la direction } (\theta, \phi)}{\text{densité de puissance qui serait rayonnée la même puissance totale } P_{ra}}$$

$$D(\theta, \phi) = \frac{dP_\Omega(\theta_0, \phi_0)}{\frac{P_{ra}}{4\pi}} = 4\pi \frac{dP_\Omega(\theta_0, \phi_0)}{P_{ra}} \quad (\text{II-20})$$



$$D(\theta, \phi) = D(\theta_0, \phi_0) \cdot d(\theta, \phi) \quad (\text{II.21})$$


**Remarque** : La directivité d'une antenne dépend de la direction  $(\theta, \phi)$  mais doit être indépendante de la distance à laquelle elle est mesurée.



#### 4-4-5. Le gain d'une antenne :

**Gain absolu** 
$$g(\theta, \phi) = 4\pi \frac{dP_{\Omega}(\theta_0, \phi_0)}{P_a} \quad (\text{II.22})$$

: cette relation prend en compte les pertes propres de l'antenne.

 
$$G(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi) \quad (\text{II.23})$$

Pour le rendement de l'antenne, il est défini par 
$$\eta = \frac{P_{ra}}{P_a} \leq 1$$

Si l'antenne est sans pertes  gain absolu = directivité

#### Notion PIRE :

PIRE : Puissance isotrope Rayonnée équivalent, grandeur souvent mesurée en dBW

$$\text{PIRE} = P_a G(\theta, \phi)$$

La puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) est la puissance de l'antenne isotrope qui rayonnerait la même puissance que l'antenne réelle sur son axe.

L'ouverture effective et l'efficacité effective d'une ouverture rayonnante  
L'ouverture "surface" effective  $A_e$  d'une antenne est donnée par

$$G = 4\pi \frac{A_e}{\lambda^2} \quad (\text{II.23})$$

L'ouverture "surface" maximale effective  $A_e$  d'une antenne est proportionnelle à la directivité

$$A_{e\max} = D \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (\text{II.24})$$

L'efficacité d'une ouverture rayonnante est donnée par :

$$\eta_{ap} = \frac{A_e}{A_{ap}} \quad (\text{II.25})$$

Avec :  $A_p$  est l'ouverture physique, comme exemple pour une antenne cornet ; elle a une ouverture de largeur  $a$  et une hauteur  $b$  alors :  $A_p = a.b$

Si on connaît la densité de puissance  $S$  au niveau de l'antenne de réception on peut estimer la puissance reçue :  $P_r = S.A_e$ .

#### 4-4-6. La polarisation :

La polarisation d'une antenne dans une direction donnée est définie comme la polarisation de l'onde émise par l'antenne. Lorsque la direction n'est pas indiquée, la polarisation est considérée comme la polarisation dans la direction du gain maximum. Dans la pratique, la polarisation de l'énergie rayonnée varie avec la direction du centre de l'antenne.

Une antenne peut être polarisée en polarisation rectiligne, elliptique ou circulaire. De sorte que différentes parties du diagramme peuvent avoir des polarisations différentes. La polarisation d'une antenne donnée est la même, qu'elle soit employée à l'émission qu'à la réception. Une polarisation circulaire permet de conserver en permanence une réception correcte, quel que soit la position de l'antenne. La figure suivante montre les différents types de polarisation d'antenne :

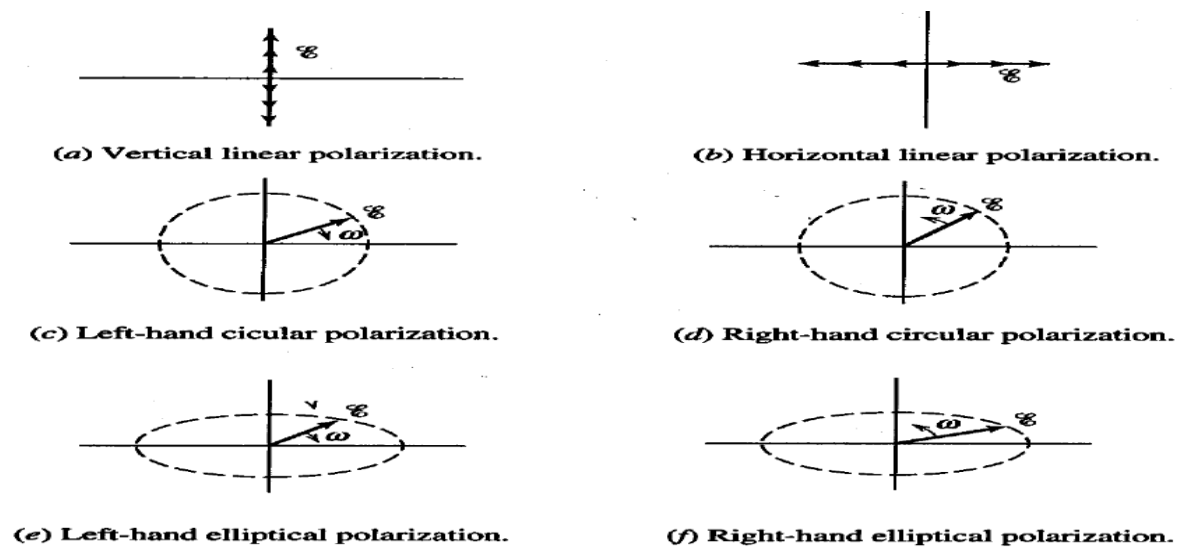


Figure II-13 : Certains exemples de polarisation des ondes [1].

#### 4-4-7. Les paramètres électriques des antennes

L'antenne a pour rôle de :

- \* permettre une adaptation correcte entre l'équipement électronique et le milieu de propagation.
- \* assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées.
- \* transmettre le plus fidèlement une information. Ces rôles sont évalués par divers paramètres.

Soit une antenne filaire alimentée en son centre :

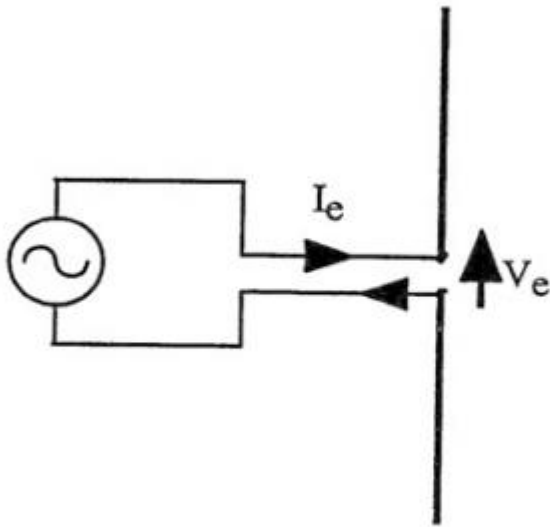


Figure II-14 : le modèle d'impédance d'entrée d'antenne [11]

Par définition, on appelle impédance d'entrée de l'antenne le rapport :

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = R_e + jX_e \quad (\text{II.26})$$

La puissance fournie à l'antenne s'écrit :  $P_e = P_a + jP'_a$  (II.27)

Avec : :  $P_e = \frac{1}{2} R_e I_e^2$  : Puissance active.  $P'_a = \frac{1}{2} X_e I_e^2$  : Puissance réactive.

⇒ il faut annuler  $X_e$

$$P_a = P_{ra} + P_d \quad (\text{II.28})$$

Tel que  $P_{ra} = \frac{1}{2} R_{ra} I_e^2$  : Puissance rayonnée

\*  $P_d = \frac{1}{2} R_d I_e^2$  : Puissance dissipée

\*  $R_{ra}$  : résistance de rayonnement

\*  $R_d$  : résistance de pertes de l'antenne. Il vient alors :

$$R_e = R_d + R_{ra} \quad (\text{II.29})$$

Le rendement de l'antenne peut s'écrire ainsi :

$$\eta = \frac{P_{ra}}{P_a} = \frac{R_{ra}}{R_{ra} + R_d} \quad (\text{II.30})$$

On conçoit donc l'intérêt de choisir des antennes pour les quelles :

$$R_{ra} \gg R_d$$

Dans ces conditions, l'approximation de la valeur de la résistance d'entrée est :

$$R_{ra} = R_e$$

## 5. les antennes micro rubans

### 5-1. Introduction

Les antennes planes [12-20] sont de taille compacte, peu coûteuses et intrinsèquement compatibles avec les circuits intégrés. Elles peuvent prendre de nombreuses formes et variations pour répondre aux spécifications de conception.

Une antenne microruban, également appelée antenne patch, consiste en un patch métallique sur un substrat au-dessus d'un plan de masse, comme le montre la Figure II-15 (a). Différentes configurations d'alimentation, y compris couplées à l'ouverture, l'alimentation de ligne microruban et l'alimentation coaxiale sont illustrées sur la figureII-15(b) :

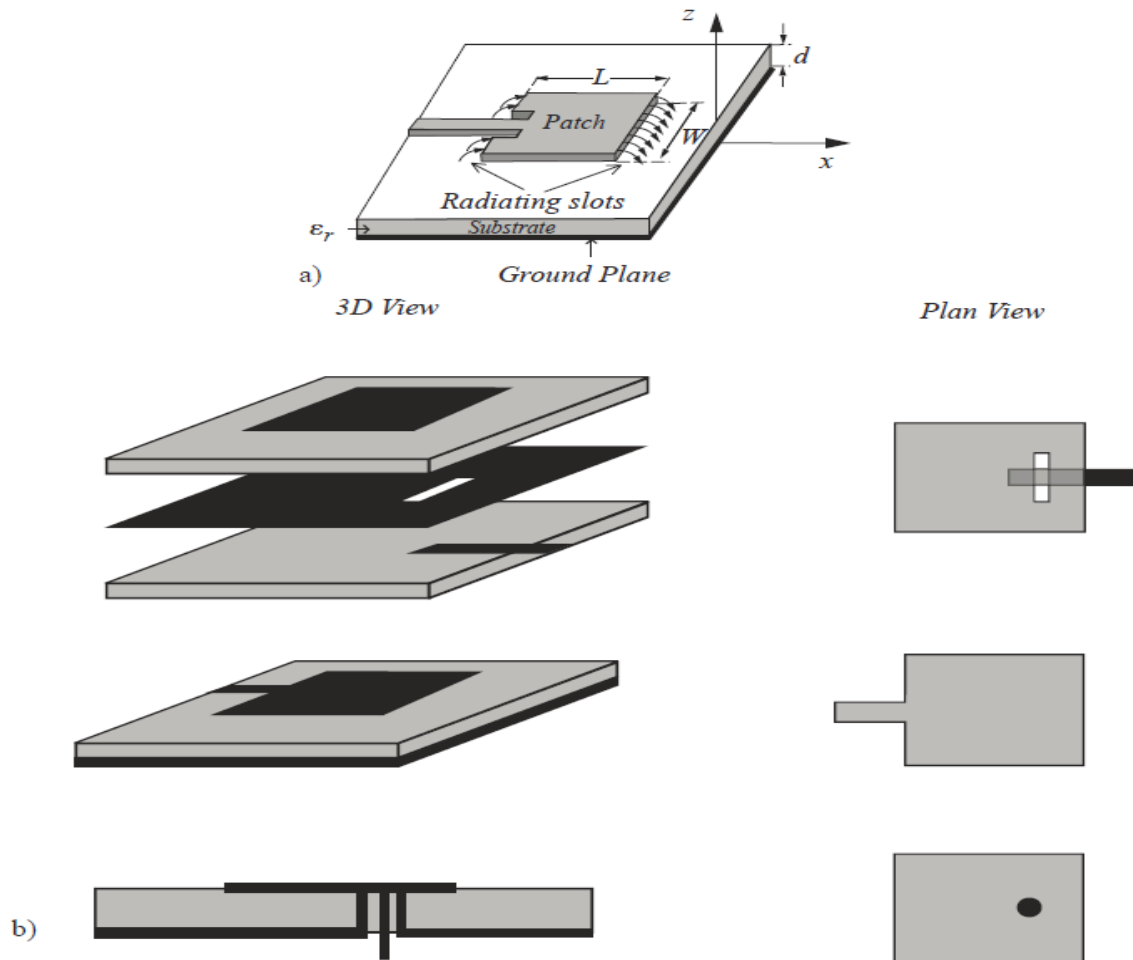


Figure II-15 : Antennes microrubans et leurs alimentations (a) une antenne microruban avec ses coordonnées ; (b) trois configurations d'alimentation: alimentation par couplage, alimentation par ligne microruban et alimentation coaxiale [11].

## 5-2. Etude analytique de l'antenne patch rectangulaire

La Figure II-16 montre l'antenne microruban rectangulaire, un patch rectangulaire étant alimenté par une ligne de transmission microruban. L'épaisseur du substrat  $t$  est bien inférieure à la longueur d'onde. Le patch rectangulaire est généralement exploité près de la résonance afin d'obtenir une impédance d'entrée à valeur réelle.

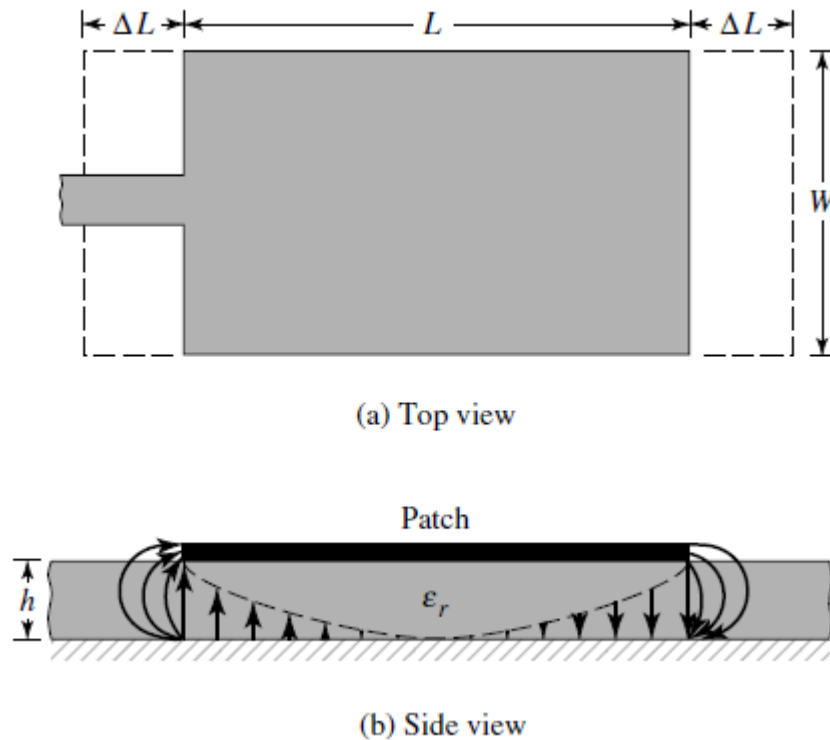


Figure II-16 : Longueurs physiques et effectives de patch microruban rectangulaire [7].

Pour le plan E principal comme illustré sur la figure II-16 où les dimensions du patch sur sa longueur ont été prolongées à chaque extrémité d'une distance  $\Delta L$  [7], avec :

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (\text{II.32})$$

Étant donné que la longueur du patch a été ajustée de  $\Delta L$  de chaque côté, la longueur du patch effective est donnée par :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (\text{II.33})$$

Pour le mode  $\text{TM}_{010}$  dominant, la fréquence de résonance de l'antenne microruban est en fonction de sa longueur, donnée par :

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.34})$$

où  $v_0$  est la vitesse de la lumière dans l'espace libre.

### 5-3. Le modèle de la ligne de transmission de l'antenne patch rectangulaire :

Comme le montre la Figure II-17, une antenne patch rectangulaire peut être modélisée électriquement par une ligne de transmission de longueur  $L$  et par deux fentes identiques représentées par une susceptance  $jB=jB_1=jB_2$  en parallèle avec une conductance  $G=G_1=G_2$ . La susceptance  $jB$  représente l'énergie stockée liée aux modes évanescents, la conductance  $G$  représente l'énergie perdue par l'antenne c'est à dire l'énergie rayonnée.

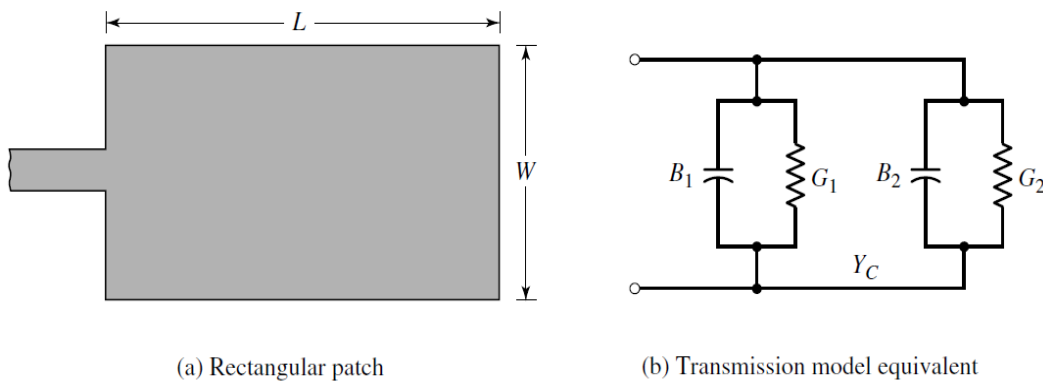


Figure II-17 : Patch microruban rectangulaire et son modèle équivalent de ligne de transmission

[7]

L'admittance équivalente de la fente 1 est donnée par la relation suivante [7] :

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (\text{II-35})$$

Où pour une fente de largeur finie  $W$ , on a les relations suivantes:

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[ 1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad \frac{h}{\lambda_0} \ll \frac{1}{10} \quad (\text{II.36})$$

$$B_1 = \frac{W}{120} [1 - 0,636 \ln(k_0 h)^2] \quad \frac{h}{\lambda_0} \ll \frac{1}{10} \quad (\text{II.37})$$

Puisque les deux fentes sont identiques alors :

$$Y_2 = Y_1, G_2 = G_1, B_2 = B_1$$

La conductance d'une seule fente peut également être obtenue en utilisant l'expression de champ dérivé du modèle de cavité. En général, la conductance est définie comme :

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} \quad (\text{II-38})$$

D'après [7] :

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 & W \leq \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 & W \geq \lambda_0 \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

#### 5-4. L'impédance d'entrée à la résonance [7] :

L'admittance totale à l'emplacement 1 (admittance d'entrée) est obtenue en transférant l'admittance de l'emplacement 2 des bornes de sortie aux bornes d'entrée en utilisant l'équation de transformation d'admittance des lignes de transmission [7]. Par conséquent, l'admittance d'entrée résonnante totale est réelle et est donnée par :



$$Y_{in} = Y_1 + Y_2 = 2G_1 \quad (\text{II-40})$$

Puisque l'admittance d'entrée totale est réelle, l'impédance d'entrée résonnante est également réelle, où :

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_n} = R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (\text{II.41})$$

Cependant, il a été montré que la résistance d'entrée résonnante peut être modifiée en utilisant une alimentation avec encoches comme illustré à la Figure II-18 :

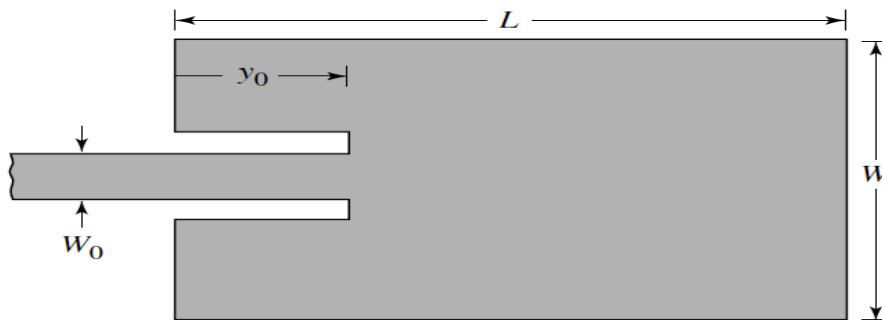


Figure II-18 : Alimentation d'une antenne patch avec encoches [7]

La figure ci-après montre l'évolution de la résistance d'entrée en fonction de la position de la longueur des encoches. Cette technique d'alimentation est utilisée pour adapter l'entrée de l'antenne patch.

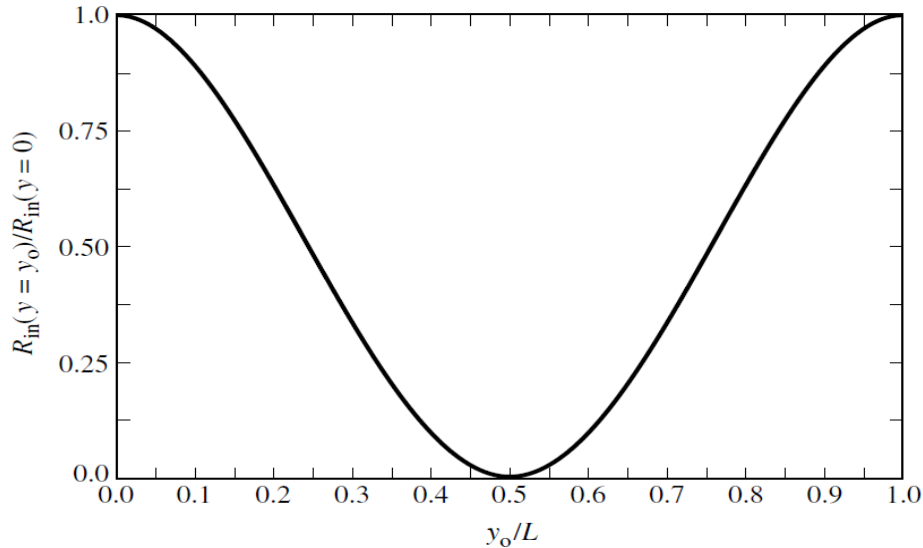


Figure II-19 : La variation de la résistance d'entrée en fonction de  $y_0/L$  [7]

L'impédance caractéristique de la ligne de transmission de largeur  $W_0$  est donnée par :

$$Z_C = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[ \frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right] & \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[ \frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W_0}{h} + 1.444 \right) \right] & \frac{W_0}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (\text{II-42})$$

Alors d'après [7] :

$$R_{in}(Y = Y_0) = R_{in}(Y = 0) \cos^2 \left( \frac{\pi}{2} y_0 \right) \quad (\text{II.43})$$

## 6. La polarisation des antennes imprimées

Les antennes patches dont nous avons discuté jusqu'à présent, qui peuvent être à la fois rectangulaire et circulaire, rayonnent principalement des ondes polarisées linéairement si des sources conventionnelles sont utilisées sans modifications. Cependant, des polarisations circulaires et elliptiques peuvent être obtenues en utilisant divers arrangements d'alimentation ou de légères modifications apportées aux éléments. Nous discuterons ici certains de ces arrangements. La polarisation circulaire peut être obtenue si deux modes orthogonaux sont excités avec un  $90^\circ$  différence de phase entre eux. Ceci peut être accompli en ajustant les dimensions physiques du patch. Pour une antenne patch carré, le moyen le plus simple d'exciter une polarisation circulaire idéalement est d'alimenter l'élément à deux bords adjacents, comme le montrent les figures suivantes :

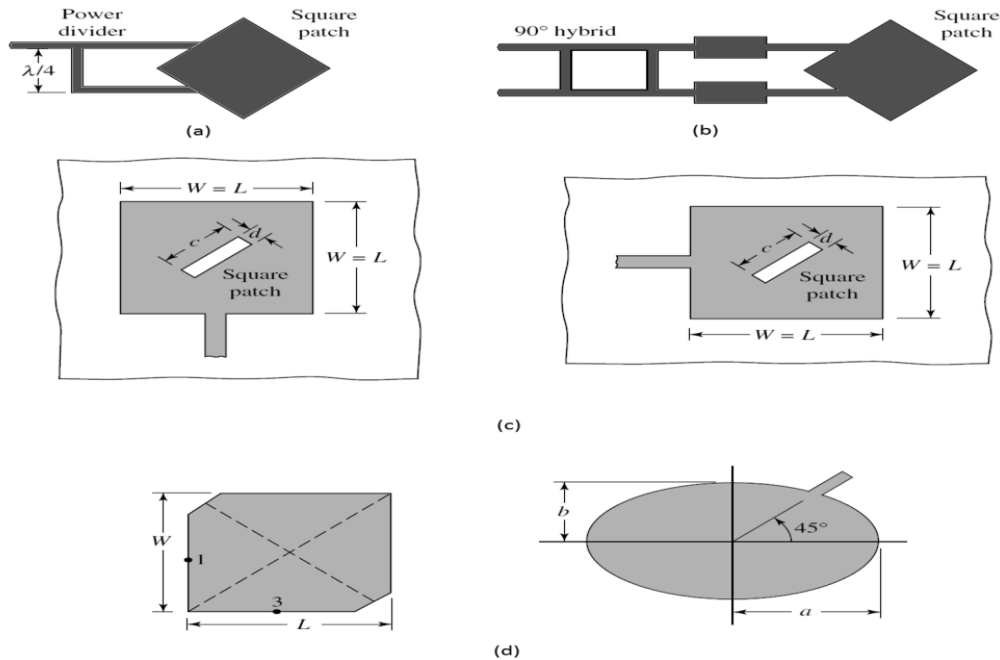


Figure II-20 : Les différentes techniques pour réaliser une polarisation circulaire pour les antennes microrubans [7]

## 7. Les réseaux d'antennes imprimés

### 7-1. Introduction

Une antenne à gain élevé signifie que la taille de l'ouverture de l'antenne doit être très grande, ce qui peut poser un problème dans la pratique. Aussi, parfois nous devons être en mesure de contrôler le diagramme de rayonnement de l'antenne. Une antenne à un seul élément n'est pas suffisante pour répondre à une telle exigence. Dans ce cas, un réseau d'antennes pourrait être une bonne solution. Un réseau d'antennes se compose de plus d'un élément d'antenne et ces éléments rayonnants sont stratégiquement placés dans l'espace pour former un réseau avec les caractéristiques souhaitées, qui sont obtenues en faisant varier l'alimentation (amplitude et phase) et la position relative de chaque élément rayonnant. Le champ rayonné total est déterminé par l'addition vectorielle des champs rayonnés.

Les principaux avantages d'un réseau d'antennes sont:

- la flexibilité pour former un diagramme de rayonnement souhaité;
- la directivité et le gain élevés ;

- la capacité de fournir un faisceau balayé électriquement (la rotation mécanique peut être évitée).

## 7-2. Concept de base

Supposons qu'il y ait N éléments dans un réseau d'antennes, comme le montre la figure ci-après. La phase et l'amplitude de chaque élément peuvent être accordées électriquement ou mécaniquement. Parfois, ces facteurs de pondération sont déjà intégrés dans les éléments rayonnants et aucun réglage n'est requis.

Le champ rayonné total peut être obtenu en additionnant le champ rayonné de chaque élément rayonnant, c'est-à-dire [11] :

$$E(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N E_n J_n \quad (\text{II-44})$$

Chaque élément a de nombreuses variables, y compris l'antenne de l'élément elle-même et son excitation (amplitude et phase); l'arrangement global de ces éléments est une autre variable qui peut se présenter sous de nombreuses formes géométriques différentes pour obtenir les caractéristiques de rayonnement souhaitées.

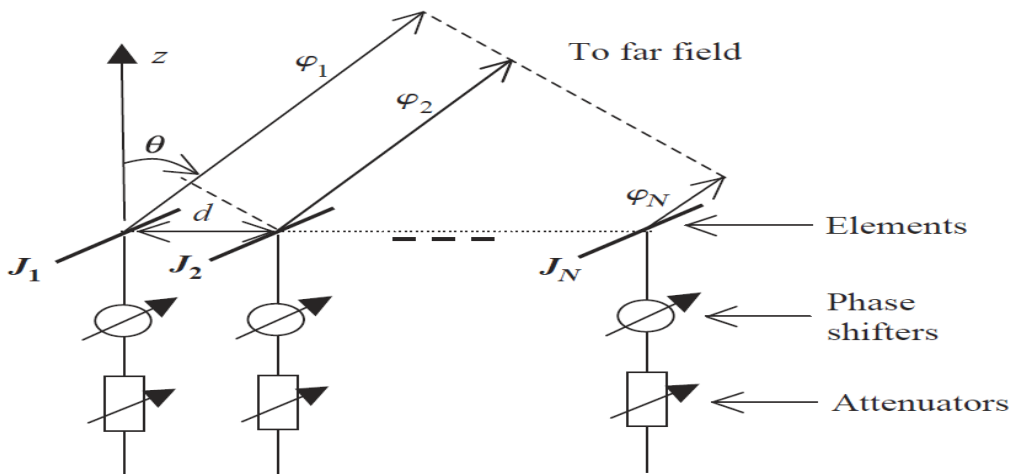


Figure II-21 : Un réseau d'antennes typique de N éléments [11]

Les éléments peuvent être alimentés par une seule ligne, comme le montre la Figure II-22 (a), ou par plusieurs lignes dans un arrangement de réseau d'alimentation comme le montre la Figure II-22 (b).

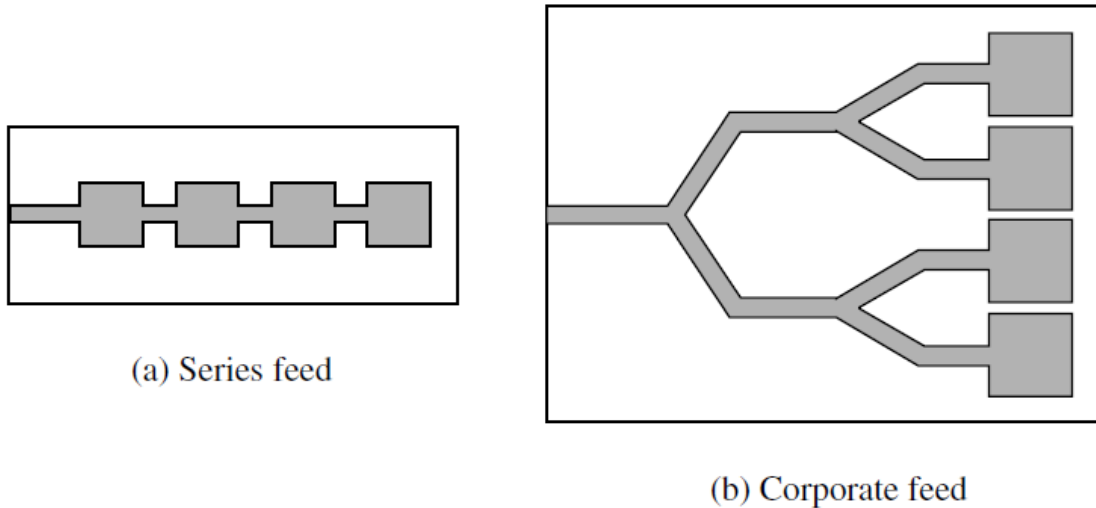


Figure II-22 : Dispositions d'alimentation pour les réseaux d'antennes patches microrubans [7]

## 8. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté des généralités sur les antennes. Tout en commençant par introduire les différentes notions d'électromagnétisme et les équations de Maxwell permettant d'analyser et d'étudier le rayonnement des antennes. Ensuite, on a introduit et décrit les différents paramètres fondamentaux des antennes permettant de comprendre et d'évaluer le comportement des antennes en termes de rayonnement, d'adaptation d'impédance d'entrée et au niveau polarisation. Puis, on a détaillé la théorie des antennes imprimées ce qui va nous permettre par la suite d'utiliser les différentes notions présentées au niveau de la conception de nouvelles structures antennaires à base des CSRR et SRR.

## References:

- [1]. Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele “Antenna Theory and Design” JOHN WILEY & SONS, INC.
- [2]. C. A. Balanis, “Antenna Theory: A Review,” Proc. IEEE, Vol. 80, No. 1, pp. 7–23, January 1992.
- [3]. L. V. Blake, Antennas, Wiley, New York, 1966, p. 289.
- [4]. E. K. Miller and J. A. Landt, “Direct Time-Domain Techniques for Transient Radiation and Scattering from Wires,” Proc. IEEE, Vol. 68, No. 11, pp. 1396–1423, November 1980.
- [5]. J. D. Kraus, Antennas, McGraw-Hill, New York, 1988.
- [6]. J. D. Kraus and R. J. Marhefka, Antennas for All Applications, 3rd edition, McGraw-Hill, Inc., 2002.
- [7]. C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd edition, John Wiley & Sons
- [8]. H. Morishita, K. Hirasawa and T. Nagao, ‘Circularly polarised wire antenna with a dual rhombic loop,’ IEEProc.-Microw. Antennas Propag., 145(3), 219–224, 1998.
- [9]. Z. N. Chen and M. Y.W. Chia, Broadband Planar Antennas: Design and Applications. John Wiley & Sons, Ltd,2006.
- [10] Balanis CA, Birtcher C (2008). Modern antenna handbook, Chapter 20. John Wiley & Sons,Hoboken
- [11] Yi Huang, Kevin Boyle ‘ Antennas From Theory To Practice’2008 John Wiley & Sons.
- [12] J. R. James and P. Hall, Handbook of Microstrip Antennas, IEE, London, 1988.
- [13] Z. N. Chen and M. Y.W. Chia, Broadband Planar Antennas: Design and Applications. John Wiley & Sons, Ltd,2006.
- [14] D. R. Jackson and N. G. Alexopoulos, ‘Simple approximate formulas for input resistance, bandwidth and efficiency of a resonant rectangular patch,’ IEEE Trans AP, 407–410, 1991.
- [15] K. R. Carver and J. W. Mink, ‘Microstrip antenna technology,’ IEEE Trans on Antenna and Propagation, 29,2–24, 1981.
- [16] A. Sharma and G. Singh, “Design of single pin shorted three-dielectric-layered substrates rectangular patch microstrip antenna for communication systems”, Prog. Electromagn.Res. Lett., 2008; 2: 157–165.
- [17] X.-L. Ma, W. Shao, and G.-Q. He, “A novel dual narrow band-notched CPW-Fed ULB slot antenna with parasitic strips”, Appl. Comp. Electro. Soc. (ACES) J., 2012; 27(7): 581–586.
- [18] K.L. Chung and S. Chaimool, “Broadside gain and bandwidth enhancement of microstrip patch antenna using a MNZ-metasurface”, Microw. Opt. Technol. Lett., 2012; 54(2): 529–532.
- [19] H.-W. Lai, K.-M. Luk, “Wideband patch antenna fed by printed meandering strip”, Microw. Opt.Technol. Lett., 2008; 50(1): 188–192.
- [20] .-Y. Pan, T.-S. Horng, W.-S. Chen, and C.-H. Huang, “Dual wideband printed monopole antenna for WLAN/WiMAX applications”, IEEE Antenn. Wirel. Propag. Lett., 2007; pp 149–151.
- [21] Xianming Qing and Zhi Ning Chen ‘Antenna Measurement Setups:Introduction’ 2016 Handbook of Antenna Technologies.
- [22] Meier AS, Summers WP (1949) Measured impedance of vertical antennas over finite ground planes. Proc IRE 37(6):609–616.
- [23] Meys R, Janssens F (1998) Measuring the impedance of balanced antennas by an S-parameter method. IEEE Antennas Propag Mag 40(6):62–65.

# **Chapitre 3 : Etude et Conception des Antennes Multi bande et ULB à Bande filtrée**

# 1. Technologie Ultra Large Bande et ses applications

## Introduction

ULB technologie reçoit actuellement une attention particulière dans l'industrie et le monde universitaire. La technologie ULB apporte la commodité et la mobilité des communications sans fil aux interconnexions haute vitesse dans les appareils numériques. Conçu pour les réseaux personnels sans fil (WPAN) à courte portée, ULB est la technologie de pointe pour libérer les gens des câbles, permettant la connexion sans fil de plusieurs appareils pour la transmission de données vidéo, audio et autres données à large bande passante. La technologie radio à courte portée ULB complète d'autres technologies radio à longue portée telles que le WiFi, le WiMAX et les communications cellulaires étendues.

aux États-Unis on définit un appareil ULB comme tout appareil avec une bande passante occupant au moins 500 MHz du spectre [1]. La plupart des systèmes à bande étroite occupent moins de 10% de la bande passante de la fréquence centrale et sont transmis à des niveaux de puissance bien supérieurs. Par exemple, si un système radio devait utiliser tout le spectre ULB de 3,1 à 10,6 GHz et se centrer sur presque n'importe quelle fréquence dans cette bande, la bande passante utilisée devrait être supérieure à 100% de la fréquence centrale afin de couvrir toute la gamme de fréquences ULB .

### 1-1. Réglementations du ULB dans le monde

La FCC a également réglementé la forme spectrale et la densité spectrale de puissance maximale (-41,3 dBm / MHz) du rayonnement ULB afin de limiter les interférences avec d'autres systèmes de communication. La densité spectrale de puissance est la puissance moyenne du signal par unité de largeur de bande et fournit donc des informations importantes sur la répartition de la



puissance sur le spectre RF. La réglementation ETSI (European Télécommunications Standards Institute) dans l'UE devrait suivre la FCC mais avec une forme spectrale plus restrictive, motivée par une gestion différente du spectre disponible [2-6]. Pour l'antenne, cela signifie qu'une seule bande de 500 MHz doit être active à la fois. Le masque de densité de puissance spectrale ULB est illustré à la Figure III-1 :

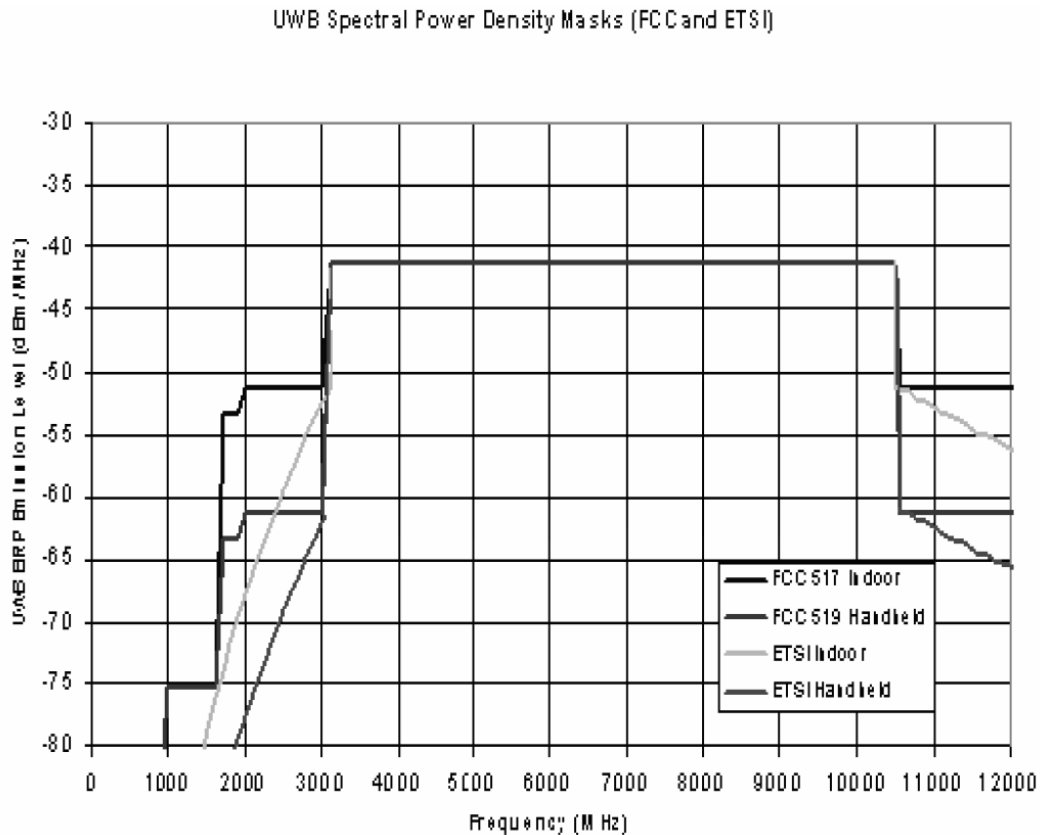


Figure III-1 : Masque de densité de puissance spectrale ULB (FCC et ETSI) [6]

La Figure III-1 montre le masque de la densité de puissance spectrale ULB limité à  $-41,3$  dBm par FCC et ETSI pour garantir que les niveaux d'émission ULB sont extrêmement faibles.

La largeur de bande est mesurée à  $-10$  dB points de chaque côté de l'émission de crête. Si ces points supérieur et inférieur sont représentés par  $f_H$  et  $f_L$ , respectivement, la bande passante fractionnaire et la fréquence centrale peuvent être dérivées [5].

$$BW = 2(f_H - f_L)/(f_H + f_L) \quad (\text{III .1})$$

$$f_c = (f_H + f_L)/2 \quad (\text{III .2})$$

## **2. Etat de l'art sur la conception des antennes multi-bandes et ULB à bande filtrée**

### **2-1. Les techniques utilisées pour la conception d'antennes multi bandes :**

Afin de réaliser un fonctionnement d'antenne multibande en utilisant des éléments résonants, l'une des approches consiste à utiliser plusieurs branches résonnantes formées par section de conducteurs filaires ou plans. Pour certaines antennes, cela implique que les branches individuelles formées par les chemins conducteurs doivent avoir une longueur demi-onde à fréquences spécifiées. À son tour, pour d'autres types d'antennes les branches doivent avoir une longueur quart d'onde. Le choix de ces longueurs physiques / électriques définissent les fréquences de résonance. Parmi les techniques pour la réalisation des antennes multibandes on trouve :

#### **A. Antenne méandre (Folding And Meandering Technique)**

En ce qui concerne le choix de la technique de miniaturisation, le pliage et les méandres peuvent réduire la zone de l'élément rayonnant principal, en particulier dans le cas de monopôles en fil ou imprimés. Ceci est illustré pour une antenne imprimée sur la Figure III-2, où la réduction de la taille physique peut être réalisée par pliage suivi de méandres. Comme illustré sur la Figure III-2, le pliage de premier ordre d'une antenne monopôle réalise une antenne en 'L inversé'. Afin d'obtenir une résistance de rayonnement appropriée, le pliage a lieu à une hauteur appropriée du sol. Pour compenser le couplage capacitif entre l'élément plié et le sol, le monopole plié est complété par un nouveau bras qui est court-circuité au sol. L'ajout de ce court-circuit crée une antenne en F inversé.

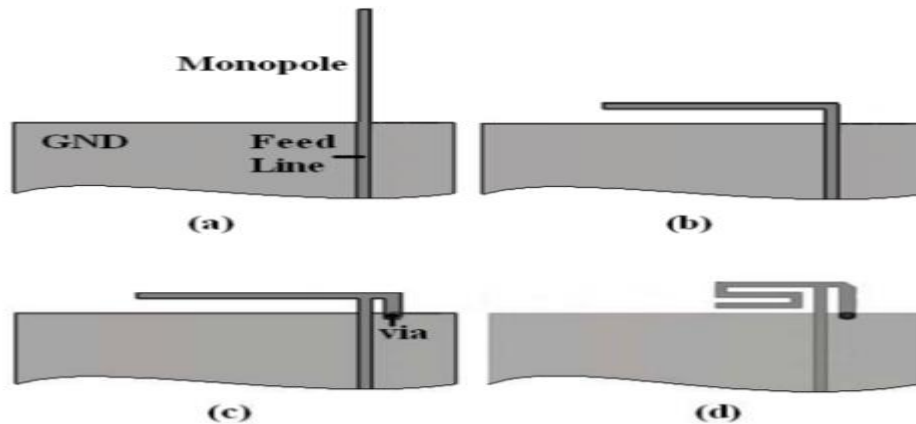


Figure III-2: Processus de pliage et de méandre d'une antenne F inversée imprimée microruban; (a) Antenne originale quart d'onde monopole (b) Monopôle plié (c) Antenne Inversée F (d) Antenne F inversée méandre. [10]

### B. Antenne Avec des fentes au plan de masse (GROUND SLOTS)

Les fentes au plan de masse accompagnant les antennes monopôles sont l'une des techniques utilisées non seulement pour améliorer la bande passante mais aussi pour lancer de nouvelles résonances. Nombreux travaux ont été publiés avec cette technique : les exemples incluent les fentes au plan de masse complétant une antenne planaire en F inversée et antennes coplanaires à F inversée. Dans [9], l'antenne F inversée coplanaire fonctionnant à 2,45 GHz a été introduite avec deux fentes au plan de masse couplées à une ligne d'alimentation microruban, comme illustré à la Figure III-3. Cette configuration génère deux nouvelles résonances qui couvrent les WLAN et WiMAX. Comme le montre les résultats de la Figure III-3, l'introduction de fentes au plan de masse crée une discontinuité dans la trajectoire du plan de masse. Ce mécanisme permet de générer de nouvelles résonances.

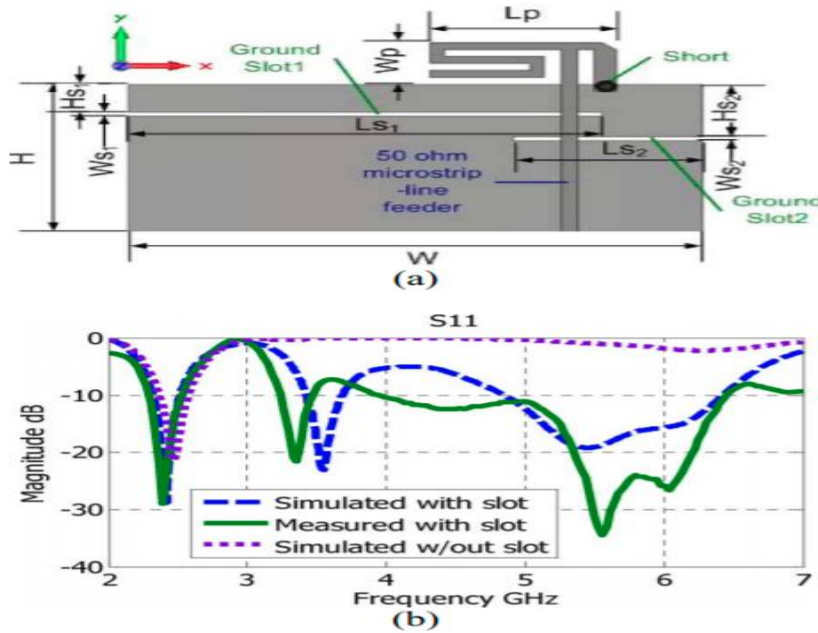


Figure III-3: Antenne Coplanaire ‘Inverted F (CIFA)’ avec doubles fentes au plan de masse (a) le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (b) [10]

### C. Utilisation des cellules CSRR (Complimentary Split Ring Resonator)

Les antennes embarquées SRR et CSRR inspirées des métamatériaux ont été étudiées pour améliorer les performances et le fonctionnement multi bande [12- 17]. La Figure III.4 montre un exemple d’antenne monopole circulaire intégrant un résonateur CSRR. L’antenne est alimentée par une alimentation CPW. La Figure suivante présente une comparaison des résultats de simulation et de mesure de la structure antennaire multibande :

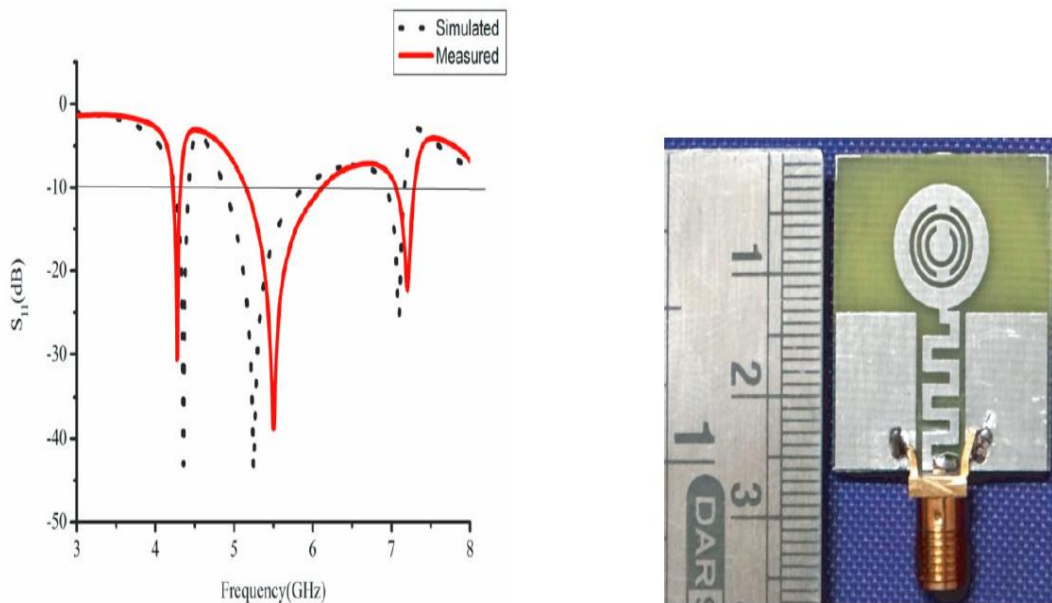


Figure III-4: (a)  $S_{11}$  simulé et mesuré en fonction de la fréquence. (b) Photographie de l'antenne réalisée [17]

Un autre exemple d'utilisation des résonateurs CSRR associés au plan de masse est présenté dans l'étude [18]. L'antenne proposée (Figure III-5) consiste en un monopôle rectangulaire avec un résonateur à anneau fendu complémentaire (CSRR) gravé dans le plan de masse étendu. L'antenne prototype est conçue, fabriquée et mesurée. Les caractéristiques de rayonnement sont également analysées. Les résultats simulés et mesurés de l'antenne sont en bon accord les uns avec les autres (Figure III-6). L'antenne proposée peut être utilisée pour les applications WiMAX, WLAN et RADAR à 3,4 GHz, 5,16 GHz et 9,5 GHz, respectivement.

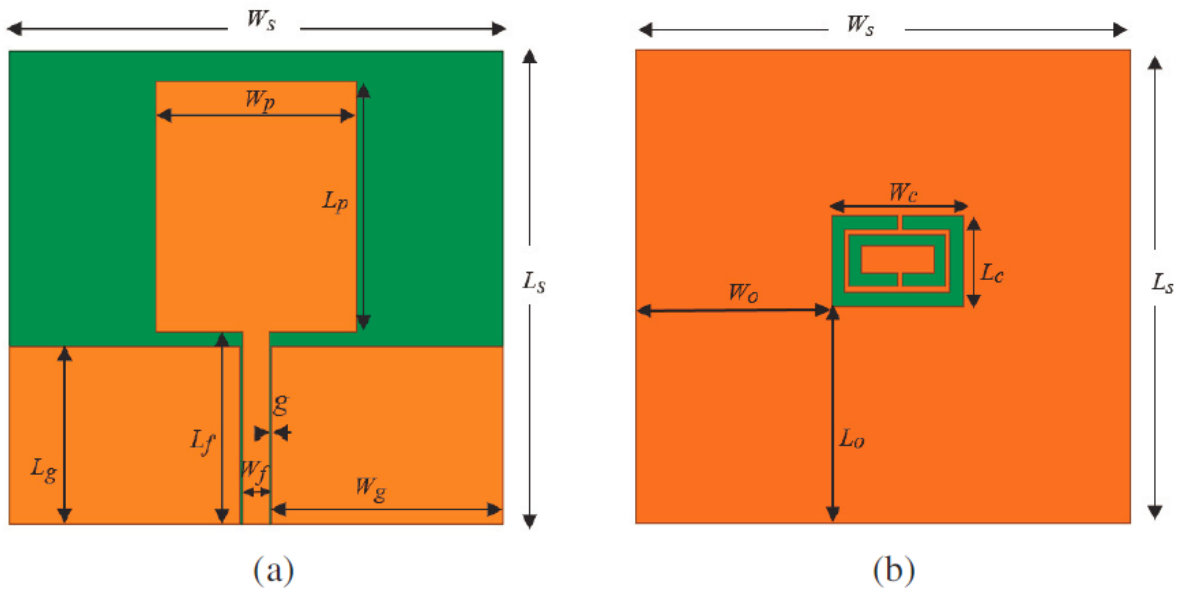


Figure III-5: Géométrie de l'antenne proposée. (a) Face supérieure (b) Face inférieure. [18]

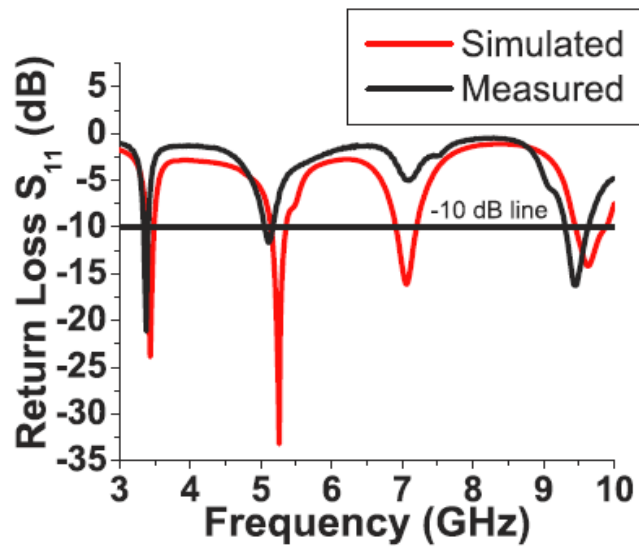


Figure III-6: Les résultats de simulation et de mesure de l'antenne multi bande avec résonateur CSRR

[18]

### A. Conception des antennes ULB à bande filtrée

Un autre exemple [19] d'utilisation de résonateur CSRR est basé premièrement sur la conception d'antenne ULB comme illustrée sur la Figure III-7 ensuite en intégrant des techniques de filtrage [20-30] on peut passer vers une antenne à bande filtrée. Au début, l'antenne ULB est réalisée en utilisant un plan de masse modifié en optimisant la largeur  $W_g$ , comme le montre la Figure III-8, le coefficient de réflexion  $S_{11}$  varie en fonction de la variation de la largeur  $W_g$ . Donc pour une largeur  $W_g=9\text{mm}$  on obtient une large bande passante. Ensuite, l'intégration du résonateur CSRR permet comme le montre la Figure III. 9 de valider vers la fin une structure antennaire multi bande ou a bande filtrée.

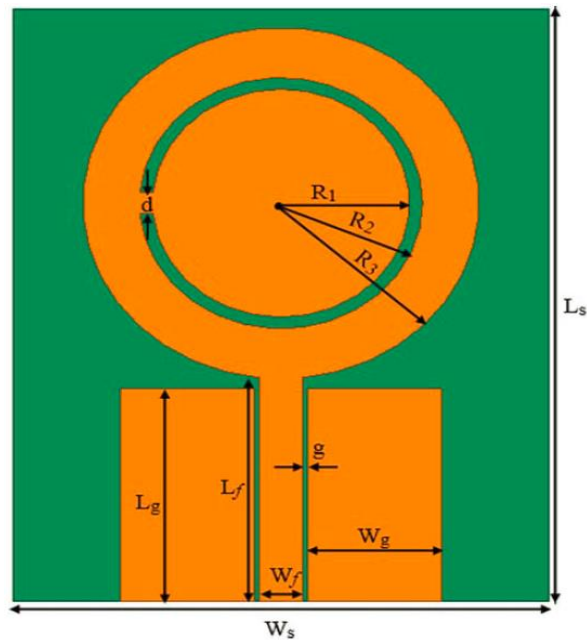


Figure III-7: Géométrie d'antenne proposée [19]

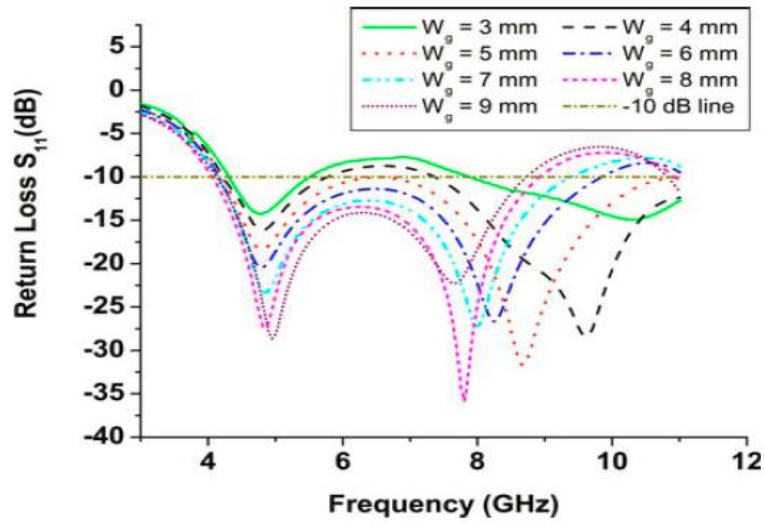
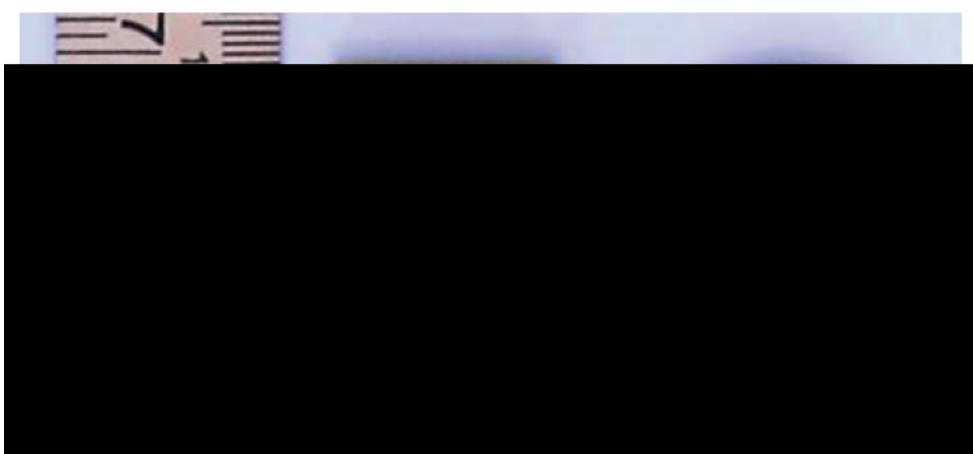


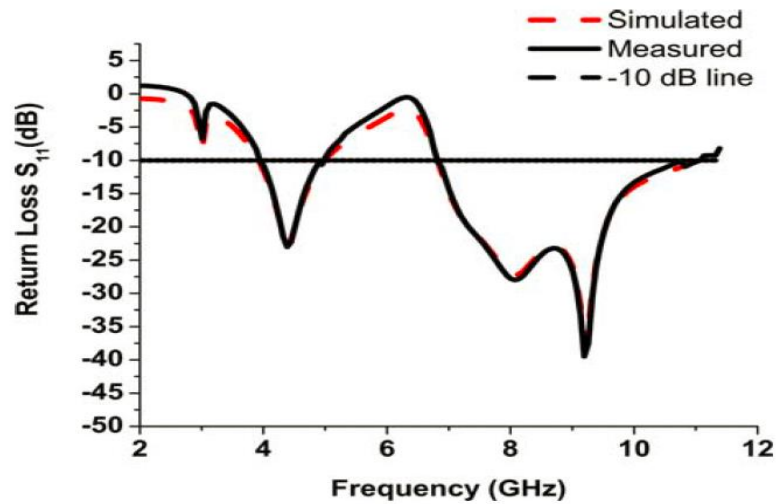
Figure III-8: Le coefficient de réflexion pour différentes valeurs de  $W_g$  [19]

La structure réalisée et testée (Figure III-9) montre une bonne concordance entre la simulation et la mesure ce qui a permis de valider la structure antennaire multibande



(a)





(b)

Figure III-9: (a) L’antenne réalisée et (b) le coefficient de réflexion au niveau simulation et mesure [19]

### 3. Conception des antennes ULB en technologie Coplanaire

#### 3-1. Conception d’antenne patch rectangulaire ULB coplanaire avec un plan de masse sous forme d’escalier

##### A. Conception de l’antenne patch rectangulaire micro ruban (élément rayonnant de base)

Le point de départ de cette étude commence par la conception d’une antenne patch rectangulaire en technologie microruban à bande étroite et qui résonne autour de 3.5 GHz. Dans cette partie, on va traiter les différentes étapes de conception suivie pour la validation de l’élément de base qui est monté sur un substrat de type FR4 à faible coût avec une constante diélectrique relative de 4,4, des pertes tangentielles de 0,025 et une épaisseur de 1,6 mm. Pour déterminer les dimensions de l’antenne patch rectangulaire (Figure.III-10) qui répond au cahier de charge choisi, on s’est basé sur les équations analytiques qui modélisent l’antenne patch rectangulaire et ce qui nous a permis d’avoir les dimensions suivantes :

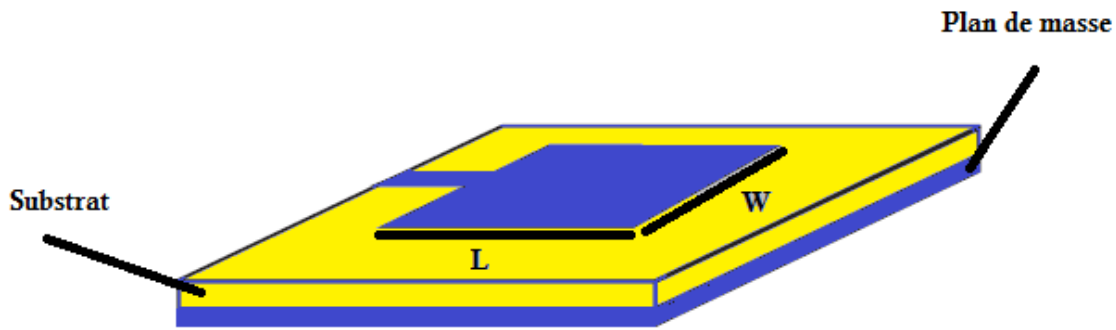


Figure.III-10 : La configuration d'une antenne patch rectangulaire microruban

- La longueur :  $L = 19.97\text{mm}$
- La largeur :  $W = 26.06\text{ mm}$

Une fois les dimensions de l'antenne patch sont déterminées, on a lancé la simulation sur le logiciel ADS « Advanced Design System » et plus particulièrement le logiciel électromagnétique Momentum intégré dans ADS. Momentum [1] est basé sur une technique de discrétisation numérique appelée méthode des moments. Cette technique est utilisée pour résoudre les équations électromagnétiques de Maxwell pour les structures planes déposées sur un substrat diélectrique multicouche. La simulation de cette antenne a permis de déterminer l'impédance d'entrée à la résonance comme le montre la Figure.III-11 pour laquelle on a une partie imaginaire nulle et une impédance d'entrée réelle égale à 200Ohm.

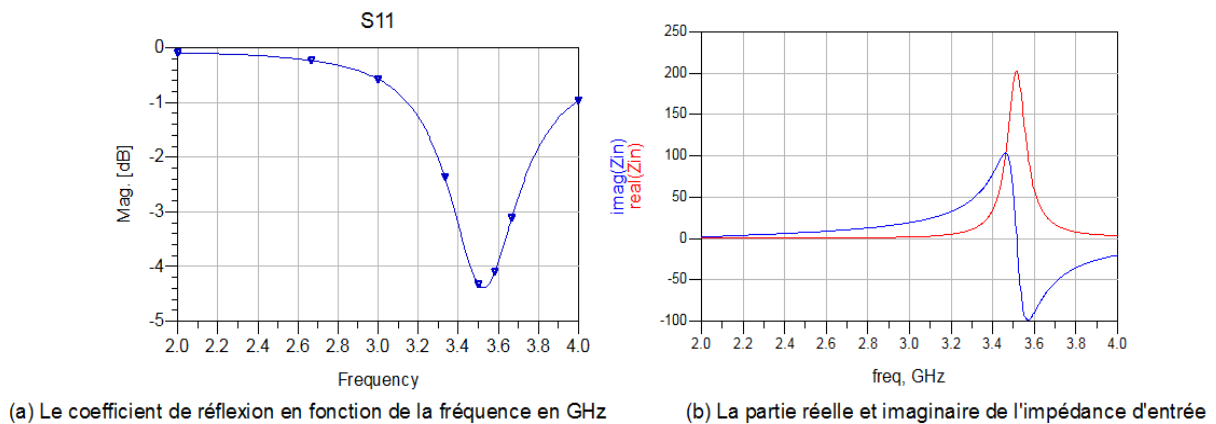


Figure.III-11 : Le coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée de l'antenne patch

Après la validation de la fréquence de résonance de l'antenne qui est égale à 3.5 GHz et le calcul de l'impédance d'entrée, on est passé à la conception du transformateur quart d'onde permettant d'adapter l'antenne à sa fréquence de fonctionnement. En utilisant *Linecalc* qui est un logiciel de calcul intégré dans ADS et qui permet de lier les dimensions physiques aux dimensions électriques (La longueur électrique et l'impédance d'entrée), on a pu déterminer les dimensions de la ligne d'alimentation quart d'onde de l'antenne patch et après un Tuning de la longueur d'antenne pour centrer la fréquence autour de 3.5 GHz, on a validé les dimensions finales de l'antenne patch rectangulaire comme illustré sur la figure ci-après.

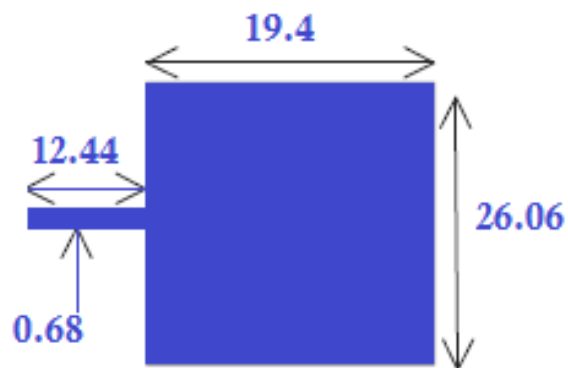


Figure.III-12 : Les dimensions finales de l'antenne patch rectangulaire

A partir de la figure suivante on constate que l'antenne est bien adaptée à la fréquence de résonance égale à 3.5 GHz avec un coefficient de réflexion en dessous de -10dB et une largeur de bande égale à 71MHz qui est une bande très étroite.

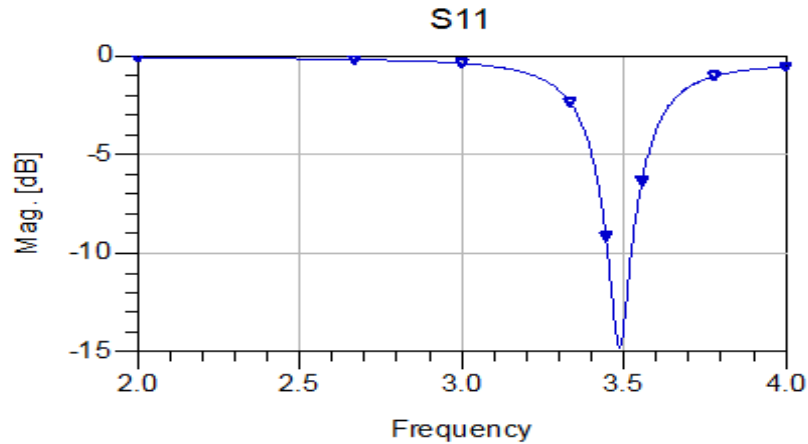


Figure III-13 : Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

### **B. Conception de l'antenne patch Ultra Large Bande (ULB) en technologie coplanaire**

Maintenant et après la validation de l'élément rayonnant de base qui a une bande étroite, l'objectif maintenant est de garder les mêmes dimensions de l'antenne de base et de passer à la technologie coplanaire qui a la particularité d'être simple, compacte et rend l'antenne facile à intégrer avec d'autres composants électroniques. Pour élargir la bande passante, on a travaillé sur l'optimisation du plan de masse sous forme d'escalier qui est une technique utilisée dans la bibliographie [2-5]. Après une étude paramétrique sur la forme et les dimensions du plan de masse, on a pu validé la structure antennaire ULB avec les dimensions présentées dans le Tableau.3-1.

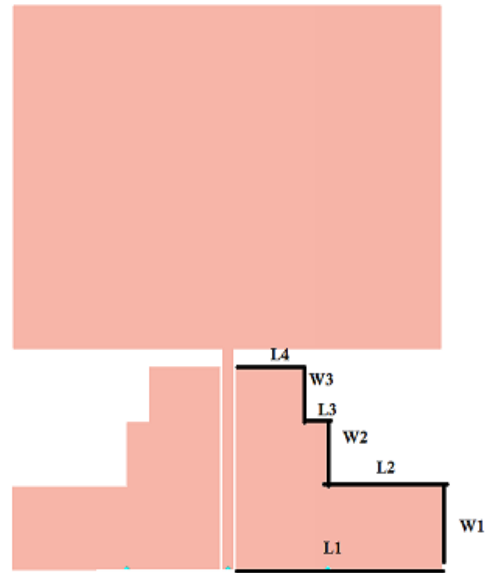


Figure III-14 : La structure antennaire ULB proposée

Paramètre	Valeur en (mm)
L <sub>1</sub>	13.09
W <sub>1</sub>	4.69
L <sub>2</sub>	6.94
W <sub>2</sub>	3.64
L <sub>3</sub>	1.94
W <sub>3</sub>	3.1
L <sub>4</sub>	4.265
Gap	0.15

Tableau. 3-1 : Les dimensions optimisée de la 1<sup>ère</sup> antenne ULB proposée

La figure suivante présente l'évolution de la structure antennaire suite à l'étude paramétrique sur le plan de masse :

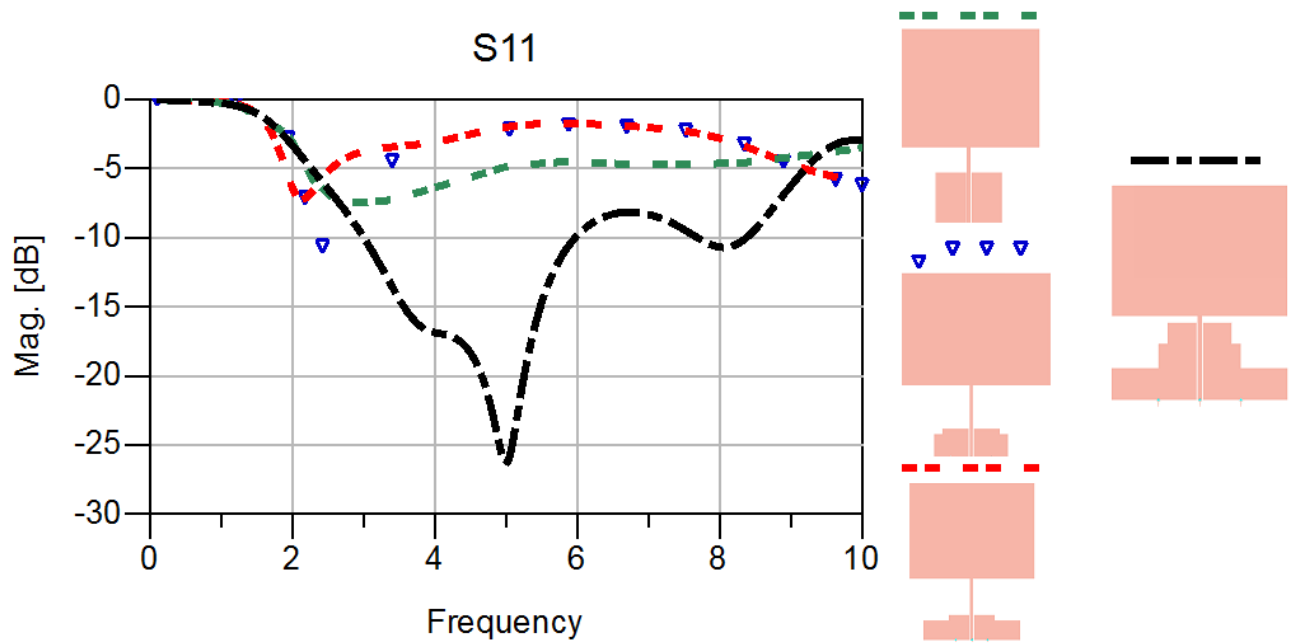


Figure III-15 : L'étude paramétrique sur le plan de masse de l'antenne coplanaire

L'antenne ULB conçue présente une large bande passante en dessous de -10dB égale à 3 GHz. La figure ci-après montre le diagramme de rayonnement autour de 3.4 GHz qui est Bidirectionnel avec un gain égal à 1.2dBi.

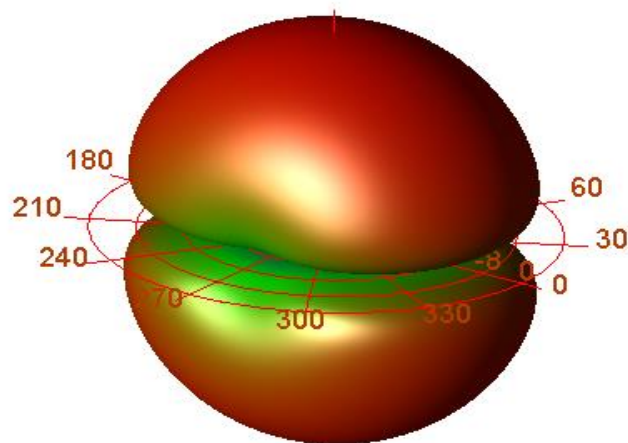


Figure III-16 : Le diagramme de rayonnement autour de 5.8 GHz en 3 D

## 3.2 - Conception des antennes Trapézoïdales ULB

### 3-2-1. La première antenne proposée

La deuxième antenne ULB proposée est de type Trapézoïdale, elle est imprimée sur un substrat FR4. Cette antenne est conçue en technologie CPW qui a comme caractéristique un plan de masse sur la face supérieure du substrat ce qui la rend facile à intégrer avec des composants actifs et passifs. L'antenne est simulée en utilisant Momentum, après une série d'optimisation de l'antenne ULB, on a pu valider une antenne ULB comme illustrée sur la Figure III-17, les dimensions optimisées sont présentées dans le tableau 3-2.

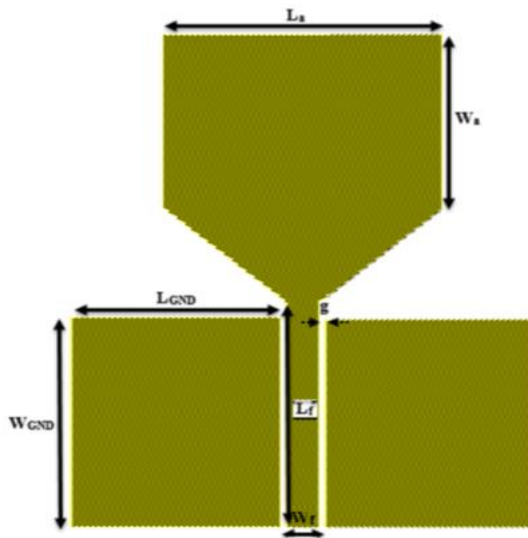


Figure.III-17 : La structure finale de l'antenne ULB conçue en technologie Coplanaire

Paramètre	Valeur en (mm)
$L_a$	18.01
$W_a$	12.52
$L_f$	16.10
$W_f$	2.20
$L_{GND}$	13.60
$W_{GND}$	15
$g$	0.3

Tableau 3-2. Les dimensions optimisées de la 2<sup>ème</sup> antenne ULB proposée

L'antenne proposée est simulée avec une haute densité de maillage dans le but d'avoir des résultats de simulation électromagnétique plus précis. Comme illustré sur la Figure III-18, l'antenne présente une large bande de fréquences de [2,34 GHz - 6,19 GHz] avec ( $S_{11} < -10$  dB). Ce qui présente une bonne adaptation dans une bande de fréquence qui dépasse les 500 MHz et ce qui correspond aux normes de la technologie ULB dans la bande FCC (Federal Communications Commission). Cette antenne peut être utilisée pour des applications WIFI, WIMAX et WLAN. Le gain de l'antenne conçue pour une fréquence égale à 3.5 GHz est égal à 1.26dBi.



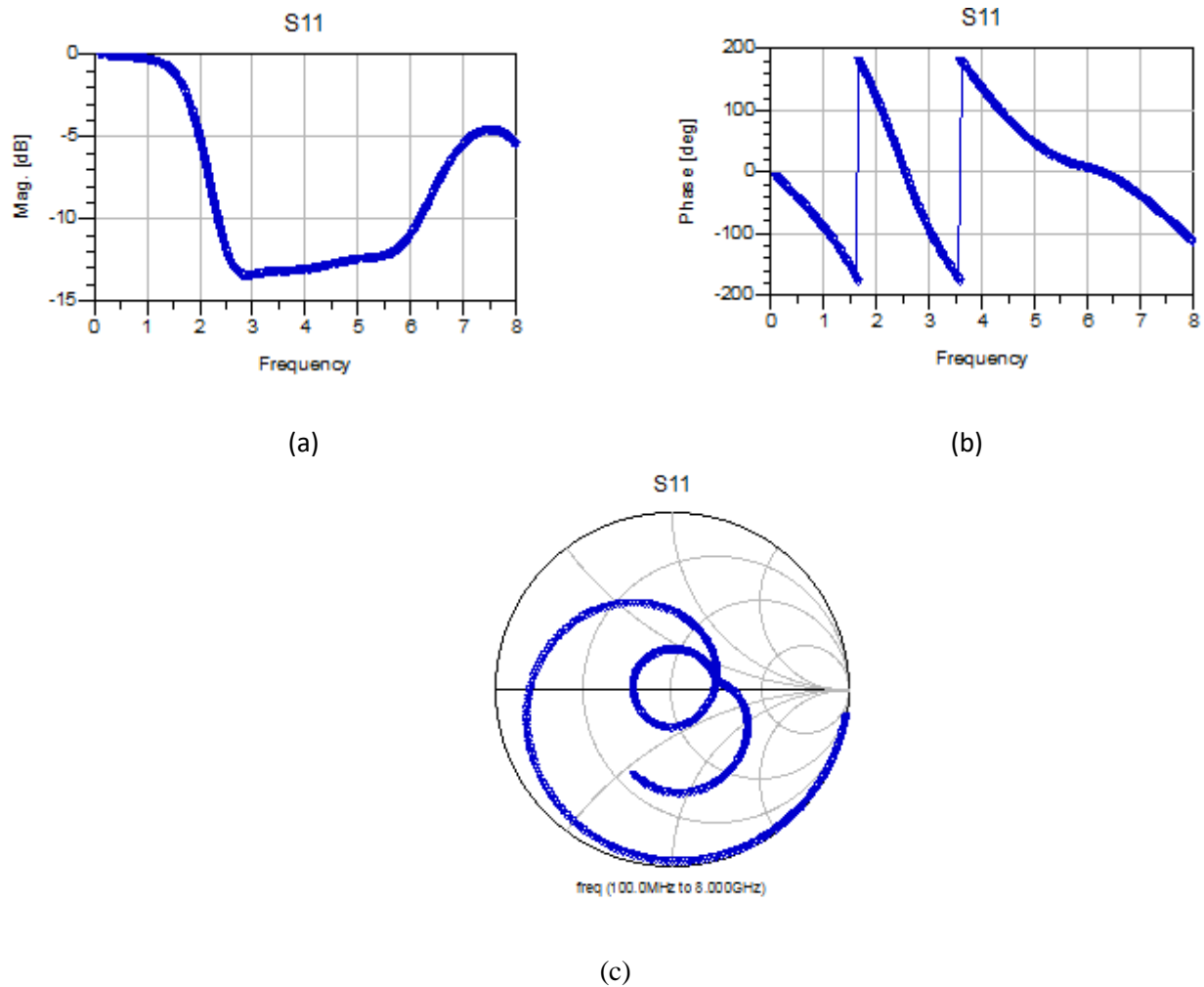


Figure.III-18 : a. Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz  
b. La phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz  
c. Le coefficient de réflexion au niveau de l'Abaque de Smith

Comme le montre la Figure III-19, le diagramme de rayonnement est bidirectionnel à 3.5GHz vu qu'il n'y a de plan de masse en dessous comme plan réflecteur.

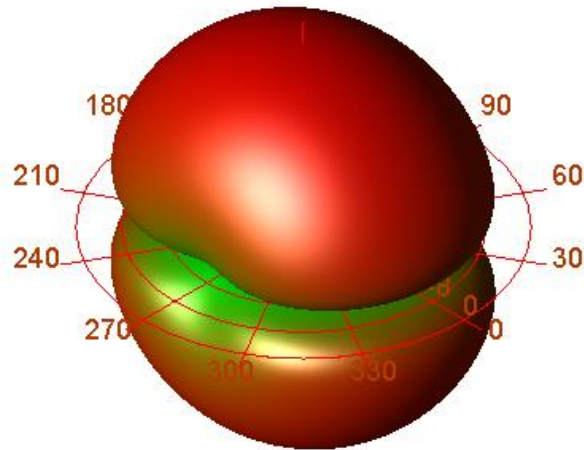


Figure.III-19 : Le diagramme de rayonnement de l'antenne ULB proposée à 3.5 GHz

Pour améliorer l'adaptation de cette antenne, on a intégré au niveau de l'élément rayonnant des cellules CSRR réparties d'une manière périodique et après une étude d'optimisation on a pu obtenir la structure antennaire suivante permettant d'améliorer l'adaptation tout en gardant les mêmes performances de la structure précédente Trapézoïdale.

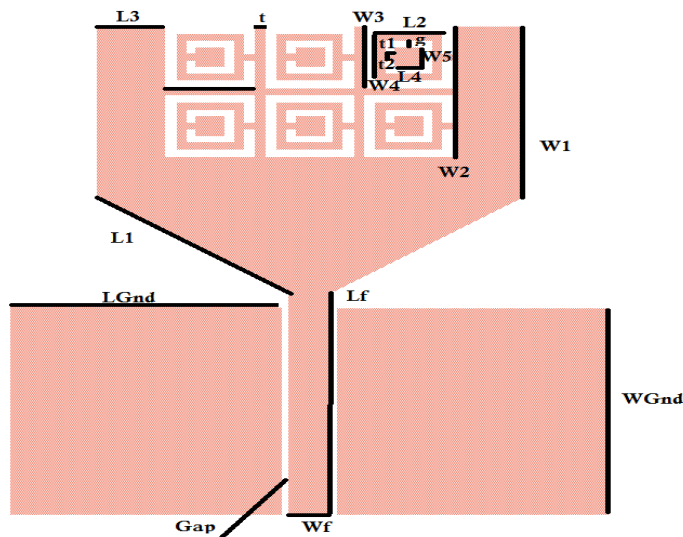


Figure.III-20 : La structure antennaire intégrant des cellules CSRR

Paramètre	Valeur en (mm)	Paramètre	Valeur en (mm)
Gap	0.3	W1	12.39
Lf	16.10	W2	9.47
Wf	2.208	W3	4.485
LGnd	13.6	W4	3.361
WGnd	15.087	W5	1.459
L1	11.78	t	0.5
L2	3.361	t1	0.44
L3	3.408	t2	0.5
L4	1.459	g	0.44

Tableau 3-3. Les dimensions optimisées de l'antenne ULB proposée

A partir du résultat du coefficient de réflexion (Figure III-21) on constate que l'antenne associée aux cellules CSRR permet d'obtenir un niveau d'adaptation qui est en dessous de -14dB en comparaison avec la structure antenne Trapézoïdale étudiée précédemment.

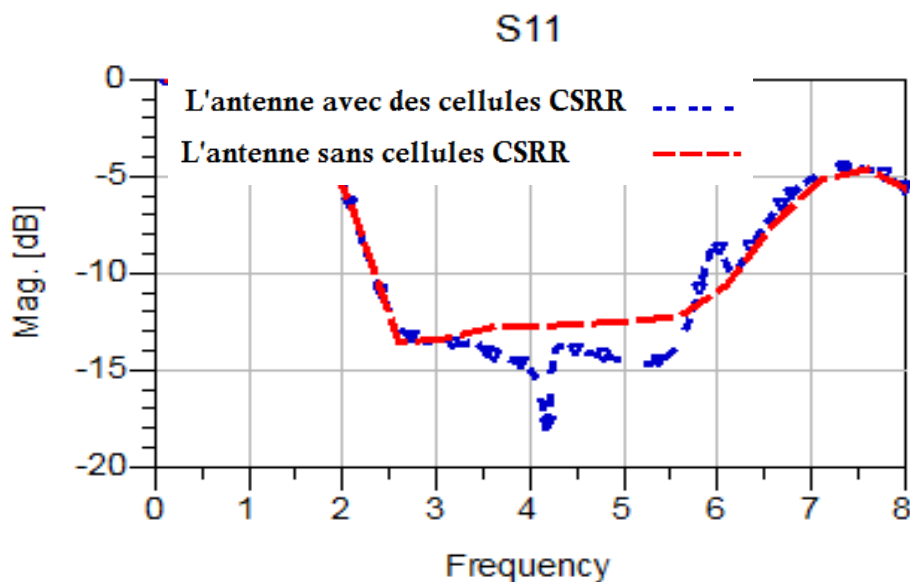


Figure.III-21 : Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

### 3-2-2. La deuxième antenne proposée

Cette deuxième antenne a une autre forme Trapézoïdale, elle a été optimisée en passant par une série d'optimisation et une étude paramétrique sur les dimensions de l'antenne ce qui a permis de valider l'antenne de la Figure.III.22.

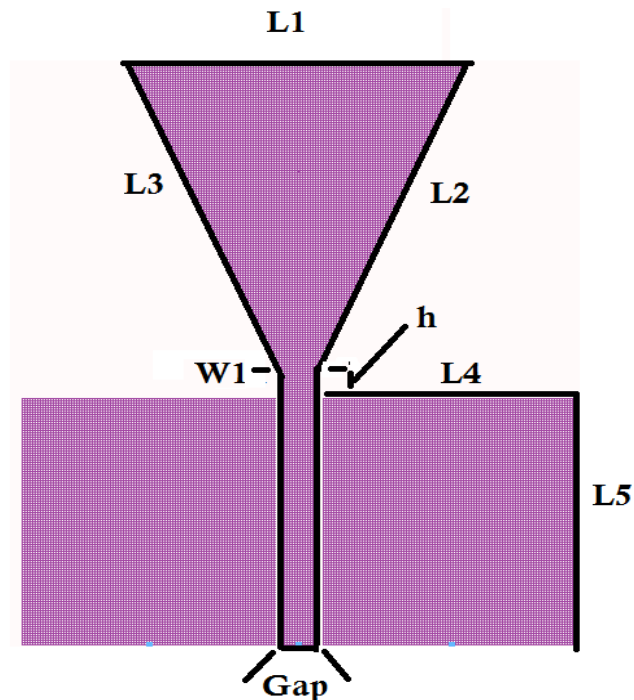


Figure.III-22 : La deuxième structure antennaire trapézoïdale coplanaire proposée

Les dimensions proposées sont illustrées dans le tableau suivant :

Paramètre	Valeur en (mm)
L <sub>1</sub>	18
L <sub>2</sub>	20
L <sub>3</sub>	20
L <sub>4</sub>	2.20
L <sub>5</sub>	13.60
h	1.8
W <sub>1</sub>	2.13
Gap	0.15

Tableau 3-4. Les dimensions optimisées de la 1<sup>ère</sup> antenne ULB proposée

Le coefficient de réflexion de la Figure III-23 obtenu au niveau simulation sur Momentum montre que l'antenne conçue est adaptée dans une large bande fréquence égale à 840 MHz, cette antenne est adaptée aux standards de communications ciblant des applications WIFI, LTE et WLAN. Pour une fréquence autour de 2.5 GHz, l'antenne a un gain égale à 1.2 dBi avec un diagramme de rayonnement qui est Bidirectionnel.

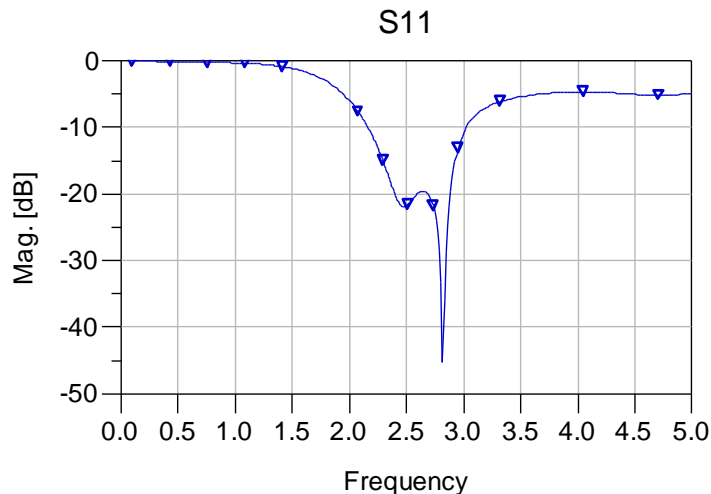


Figure.III-23 : Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

#### 4. Conception d'antennes filtrantes et Multi bandes

Cette partie est consacrée à la conception, la réalisation et le test de nouvelles structures antennaires en technologie Coplanaire CPW « Coplanar Waveguide» qui sont associées à deux résonateurs à anneau fendu complémentaires insérés symétriquement dans le plan de masse (Square Complementary Split Ring Resonator (CSRR) ). L'utilisation des résonateurs CSRR optimisés a permis de filtrer certaines bandes de fréquence. Après la validation des antennes ULB et de l'antenne à bande filtrée au niveau simulation, nous avons fait la fabrication et le test des différentes antennes. La mesure a permis de démontrer un bon accord entre la simulation et la mesure.

## **4-1. Conception d'antennes filtrantes basées sur l'intégration des cellules CSRR**

### **4-1-1. Introduction :**

Les métamatériaux ont attiré beaucoup d'attention ces dernières années, en raison de leurs propriétés électromagnétiques inhabituelles et de leur capacité à guider et à contrôler les ondes électromagnétiques là où les matériaux naturels ne le peuvent pas. Les métamatériaux de type résonant comprenant le résonateur en anneau fendu et son complémentaire, de très petites dimensions par rapport à la longueur d'onde, ont une perméabilité négative ou une permittivité négative dans une bande de fréquence étroite autour de sa résonance [6-15]. Depuis l'apparition pratique des Métamatériaux en 2001 [16-20], les chercheurs ont proposé des structures d'antenne couplées à des motifs Métamatériaux, dans le but d'améliorer ou de rendre configurable les performances d'une antenne de base, par exemple : taille, fréquence de résonance, bande passante, gain, polarisation et diagrammes de rayonnement. Au début des années 2000, R. C. Hansen et M. Burke [21-30] ont publié une étude sur la conception d'antennes patch imprimées sur un matériau magnéto-diélectrique. Ils ont démontré que l'utilisation de tels matériaux contribuait grandement à réduire la taille électrique des antennes d'un facteur de  $\sqrt{\mu}$  tout en conservant les mêmes propriétés de bande passante offertes par un matériau diélectrique ordinaire. La conception des lignes de transmission à base de structures Métamatériaux se fait soit par l'association de cellules CSRR à sa proximité, soit par gravure de cellules CSRR dans le plan de masse. L'étude effectuée dans [6] a montré que la fréquence de résonance est facilement contrôlable en ajustant les paramètres géométriques du CSRR. A partir de [6], le modèle équivalent d'une ligne de transmission associée à un résonateur CSRR est présenté sur la Figure III-24.

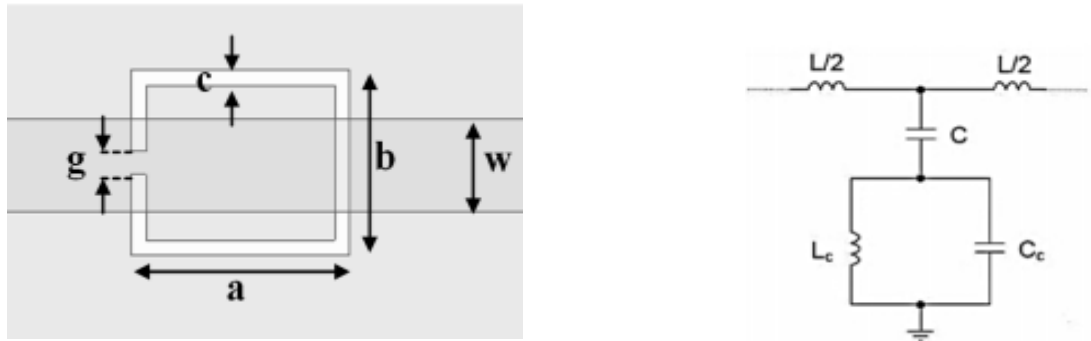


Figure.III-24 : La ligne de transmission microruban associée à un résonateur CSRR et son modèle équivalent

A partir d'un circuit équivalent, la fréquence de transmission à la résonance  $f_z$  de la ligne de transmission chargée du CSRR est définie par :

$$f_z = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c(C_c + C)}} \quad (III.1)$$

Avec  $C$  est la capacité de couplage entre la ligne et le CSRR. Ce dernier est modélisé comme un circuit LC parallèle formé par la capacité  $C_c$  et l'inductance  $L_c$ . Pour créer l'effet de bande rejetée du CSRR à la fréquence  $f_z$ , la longueur totale du CSRR,  $L_{Total}$ , est généralement égale à la moitié de la longueur d'onde [7]:

$$L_{Total} \approx \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f_z\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (III.2)$$

Avec :

$$\epsilon_{eff} = \frac{(\epsilon_r+1)}{2} + \frac{(\epsilon_r-1)}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (III.3)$$

Avec  $c$  la vitesse de la lumière,  $W$  est la largeur de la ligne de transmission,  $h$  et  $\epsilon_r$  sont respectivement la hauteur et la constante de permittivité diélectrique du substrat.

Les différents qui contrôlent le comportement fréquentiel du CSRR sont :

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

Les propriétés électromagnétiques uniques et contrôlables des métamatériaux fournissent des applications potentielles pour surmonter les limitations intrinsèques des matériaux conventionnels, optimiser et permettre de concevoir de nouveaux dispositifs et sous-systèmes micro-ondes.

#### **4-1-2. Conception d'une première antenne filtrante Trapézoïdale**

##### **A. Validation de la cellule CSRR filtrante**

L'idée maintenant est d'intégrer la cellule CSRR avec l'antenne ULB afin de filtrer une bande de fréquence ou plusieurs et de concevoir une antenne à bande étroite ou Multi bande pour des standards de communication sans fil. La première étape de cette étude est de valider la cellule CSRR qui sera associée avec l'antenne ULB. Premièrement, et comme le montre la Figure III-25 on a validé une ligne de transmission coplanaire adaptée à 50 Ohm sur une bande de fréquence allant de 0.1 GHz jusqu'à 6GHz. Deuxièmement, on a validé une cellule CSRR optimisée qui commence à filtrer à partir de 2 GHz . Enfin on l'a associée au niveau du plan de masse d'une ligne CPW ce qui a permis d'obtenir une atténuation du signal au-delà de 2 GHz :



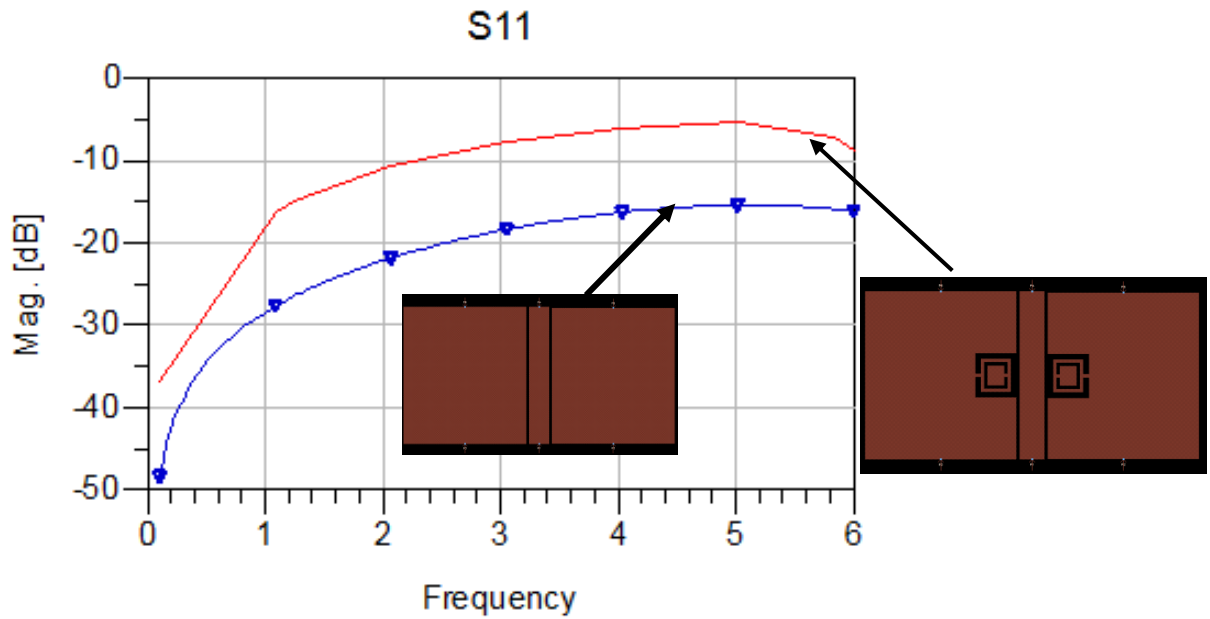


Figure III-25 : Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz à l'entrée de la ligne CPW avec et sans cellule CSRR

L'étude d'optimisation de la cellule CSRR a pris en considération les différents paramètres qui jouent sur le comportement fréquentiel du CSRR et qui sont les dimensions (longueur et largeur) du CSRR, la fente formant les anneaux et la fente de la bague. La cellule validée avec les dimensions optimisées sont illustrées sur la Figure III-26 et le Tableau 3-5.

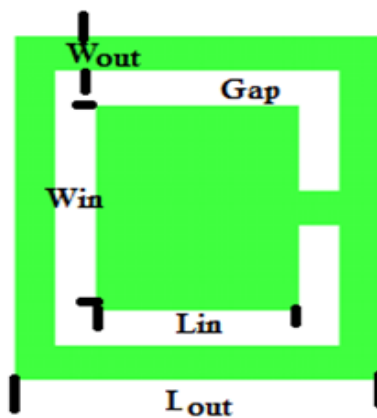


Figure.III-26 : les dimensions de la cellule CSRR optimisée

Paramètre	Valeur en (mm)
$L_{out}$	2.7
$W_{out}$	0.3
$L_{in}$	1.5
$W_{in}$	1.77
Gap	0.3

Tableau 3-5. Les dimensions de l'antenne ULB proposée avec une bande filtrée

### B. Association de la cellule CSRR avec la première antenne ULB Trapézoïdale

Après la validation d'une antenne ULB Trapézoïdale, on est passé à la deuxième étape qui consiste à insérer les résonateurs CSRR avec l'antenne ULB afin de filtrer une bande de fréquence donnée et qui correspond à un standard de communication sans fil. Comme le montre la Figure III-27, les cellules sont situées et insérées dans le plan de masse. La position des cellules unitaires CSRR est optimisée afin d'obtenir des bandes de fréquences adaptées comme le WIMAX à 3,5 GHz. Ce dernier circuit est simulé en tenant compte d'une densité de maillage élevée.

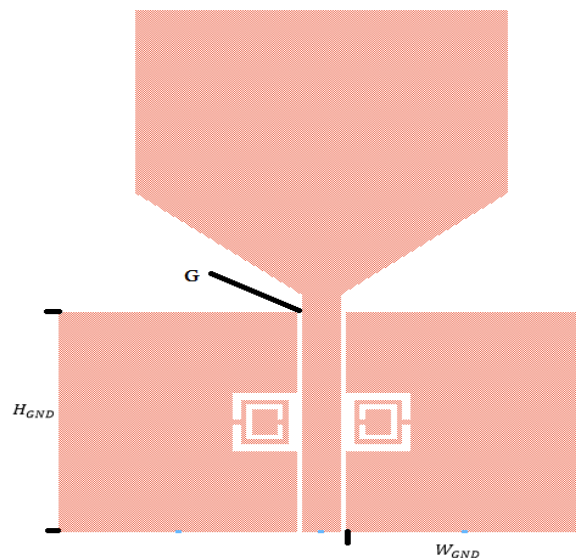


Figure.III-27: L'antenne Trapézoïdale proposée associée à des cellules CSRR

La position et les dimensions du plan de masse et les cellules CSRR ont été optimisées en se basant sur une étude paramétrique comme le montre la figure ci-après qui montre l'évolution du coefficient de réflexion en fonction de la hauteur du plan de masse qui permet d'ajuster la fréquence de résonance. La valeur de  $H_{GND} = 14.97mm$  permet d'obtenir une antenne ayant une bande filtrée qui est large avec une première bande de fréquence autour de l'application WIMAX et une deuxième fréquence de résonance secondaire pour application WLAN.

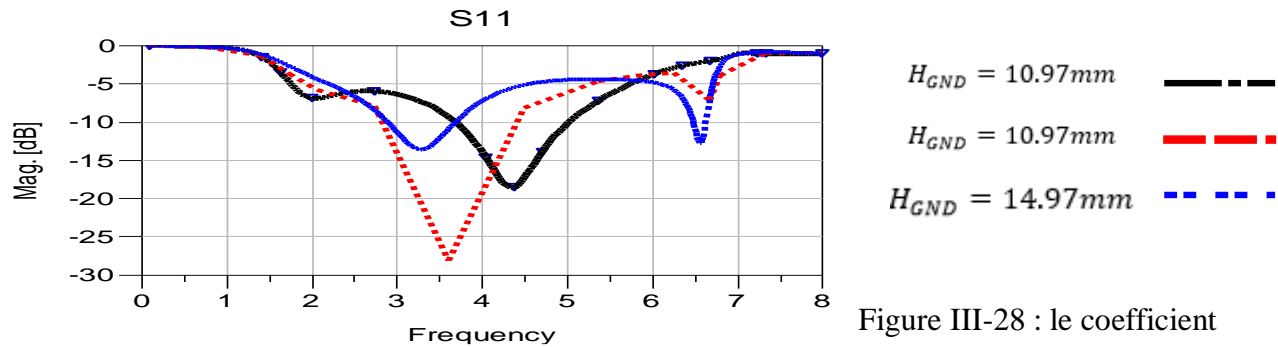


Figure III-28 : le coefficient

de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

Comme le montre la figure ci-après, l'antenne ULB associée aux cellules CSRR permet de filtrer une bande de fréquence et d'obtenir une antenne fonctionne dans une bande allant de 2,89 GHz à 3,68 GHz et une deuxième bande allant de 6,49 GHz à 6,62 GHz avec un coefficient de réflexion en dessous de -10dB. L'antenne conçue présente un gain de 1.42dBi à 3.5 GHz avec un diagramme de rayonnement toujours Bidirectionnel.

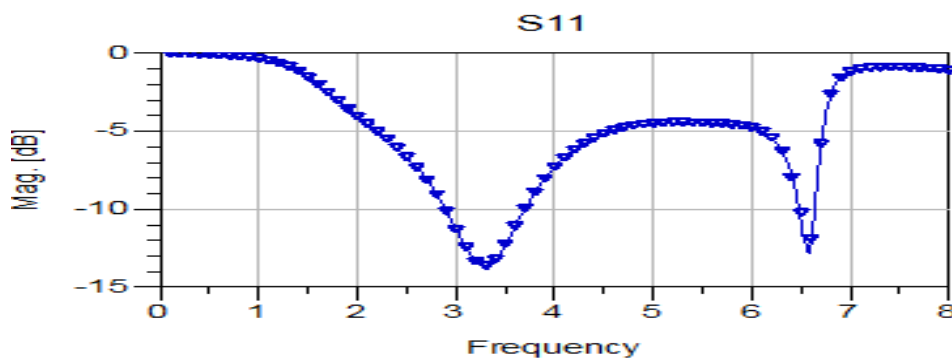


Figure.III-29: le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

### 4-1-3. Conception d'une deuxième antenne filtrante Trapézoïdale

La deuxième antenne filtrante proposée est basée sur une nouvelle forme associée au même résonateur CSRR étudié précédemment. La structure proposée est illustrée sur la Figure III-30, l'emplacement de la cellule CSRR est obtenu suite à une série d'optimisation. Les dimensions de la structure antennaire sont présentées sur le Tableau 3-6. Comme le montre la Figure III-31, l'antenne ULB étudiée précédemment et associée aux cellules identiques CSRR est une antenne multibande avec trois bande de fréquence au niveau résonance une première bande [2.5GHz-3.4GHz], une deuxième bande [5.5GHz, 5.9GHz] et une troisième bande [6.71GHz-7GHz]. Les bandes obtenues représentent plusieurs standards de communication sans fil (WIMAX, WIFI et WLAN).

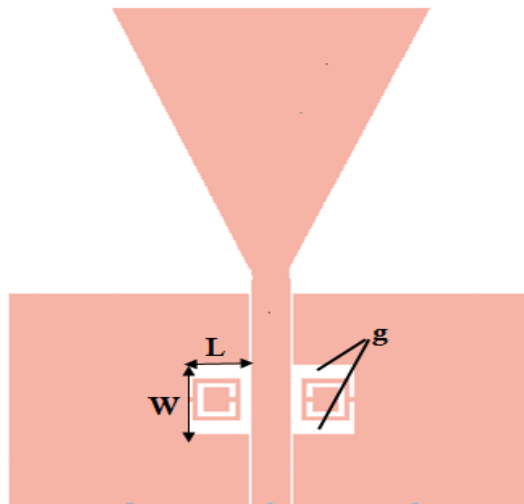


Figure.III-30 : La structure proposée de la deuxième antenne filtrante

$$(L = 3.5mm, W = 4.92mm, g = 1mm)$$

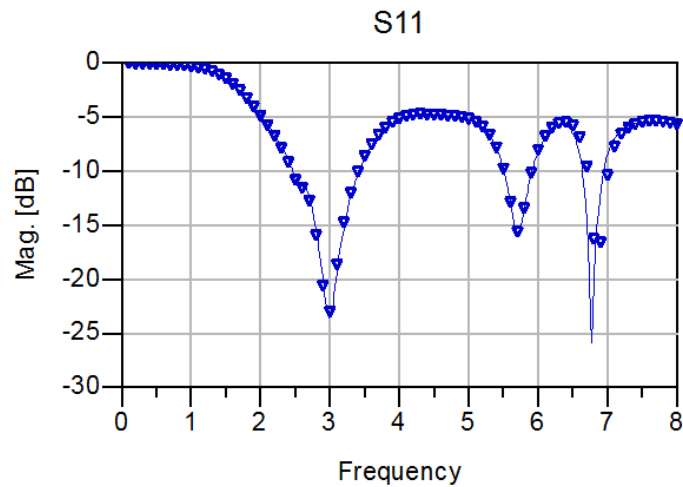


Figure.II-31: le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

L'antenne a un gain égal à 1.5 dBi pour une fréquence de résonnance de 2.5GHz et 2.68dBi pour une fréquence dans la bande WIFI égale à 5.8GHz. Le diagramme de rayonnement est bidirectionnel car l'antenne est conçue en technologie coplanaire avec un seul plan de masse sur la face supérieure du substrat. Après cette première validation de l'antenne ULB filtrante avec trois bande de fréquence, on a mené une autre étude basée sur l'optimisation du gap (g),

la longueur de la ligne de transmission et la hauteur du plan de masse pour vérifier leur influence sur la bande filtrée et le nombre de résonnance. L'étude effectuée (Voir Figure.III-32) nous a permis de montrer la faisabilité de contrôler le nombre de bande de fréquence générée où on constate qu'on est passé de trois à deux bandes avec la possibilité d'ajuster la largeur des bandes ainsi que les standards de communication souhaités.

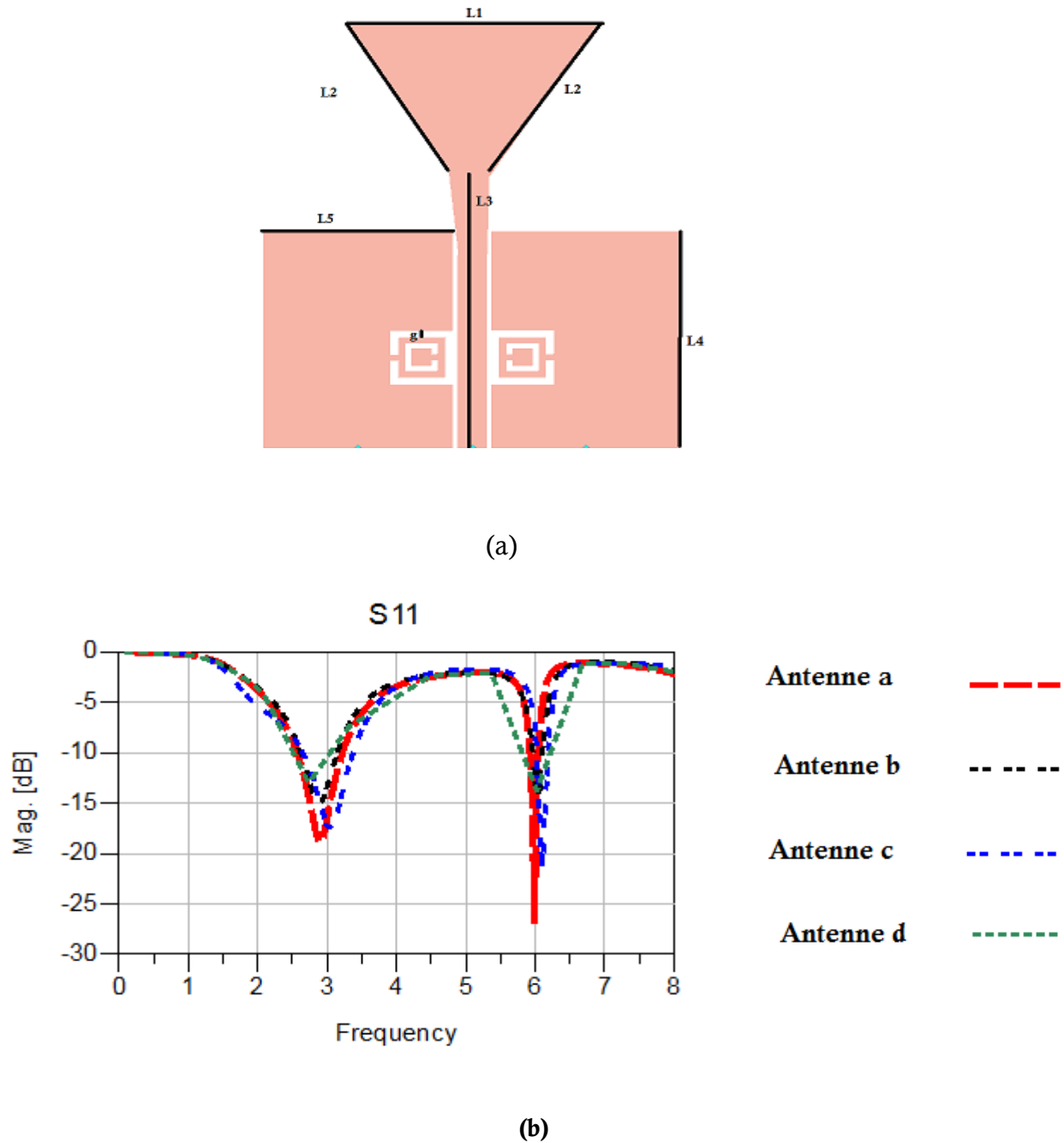


Figure.III-32: (a) La structure antennaire proposée, (b) le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

Les dimensions des différentes conceptions (Antenne :a,b,c,d) sont présentées dans le tableau 3-6.

Paramètre	Antenne a: Valeur en (mm)	Antenne b: Valeur en (mm)	Antenne c: Valeur en (mm)	Antenne d: Valeur en (mm)
$L_1$	18	18	18	18
$L_2$	14.9	14.9	14.9	14.9
$L_3$	22.39	22.39	22.39	22.39
$L_4$	18	18	15.08	18.087
$L_5$	13.6	13.6	13.6	13.6
$g$	0.148	0.55	0.561	0.4618

Tableau 3-6 : Les dimensions des différentes antennes étudiées

#### 4-1-4. Conception d'une troisième antenne patch ULB coplanaire filtrante

Dans cette partie, on va étudier l'association des cellules CSRR avec l'antenne patch rectangulaire coplanaire avec un plan de masse sous forme d'escalier. Alors, on a mené une étude pour rendre cette antenne filtrante adaptée pour des applications Wimax et WLAN. On a procédé de la même manière que les antennes précédentes, tout en passant par une étude paramétrique tout en gardant les mêmes dimensions de la cellule CSRR et l'antenne patch coplanaire par contre on a travaillé surtout sur le plan de masse et la position des cellules CSRR.

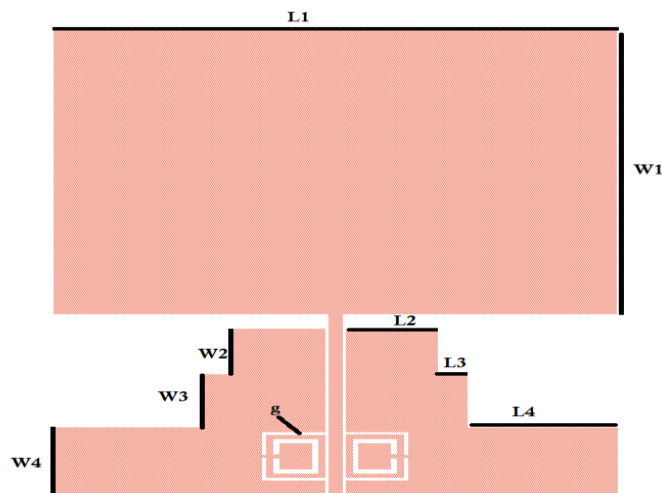


Figure.III-33: La structure de l'antenne patch coplanaire filtrante proposée

Les résultats d'optimisation ont permis la validation de la structure présentée sur la figure ci-après, le coefficient de réflexion de la Figure III-34 montre que l'antenne ULB coplanaire patch rectangulaire devient filtrante avec une première bande de fréquence centrée autour de 3.5 GHz ce qui correspond à la bande Wimax avec un coefficient de réflexion autour de -11.21dB avec une bande passante de 600 MHz et une deuxième fréquence de résonance égale à 7 GHz. Les dimensions finales sont illustrées dans le tableau 3-7.

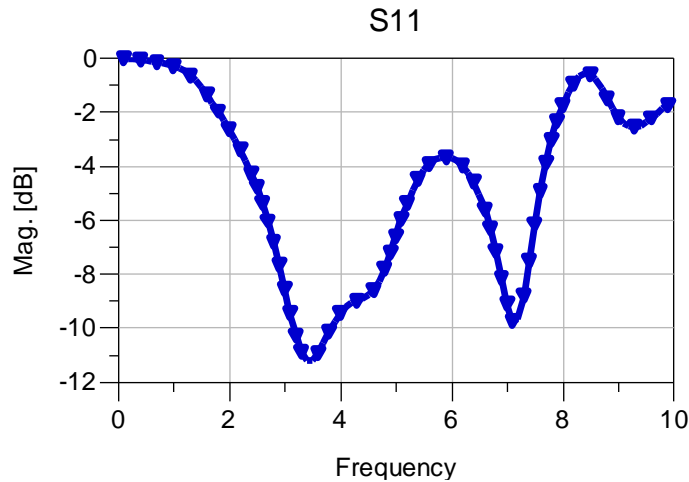


Figure III-34 : Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

Paramètre	Valeur en (mm)
L1	26.06
L2	4.265
L3	1.398
L4	6.94
W1	19.4
W2	3.1
W3	3.648
W4	4.69
g	0.157

Tableau 3-7 : Les dimensions optimisées de l'antenne patch proposée



## 4.2 - Conception d'un réseau d'antennes multi bande basé sur l'intégration des cellules SRR en technologie micro ruban

L'idée dans cette étude est de concevoir un réseau d'antennes basé sur un élément de base rayonnant qui est à bande étroite, ensuite tout en intégrant des cellules SRR bien optimisées, on peut rendre ce réseau antennaire multi bande adapté à des standards de communication autour de la bande WiMAX et pour d'autres standards de communication sans fil. Au début, on a validé l'élément antennaire de base à la fréquence centrale 3.5 GHz, ensuite on a conçu un réseau d'antennes à 4 éléments fonctionnant dans une bande étroite centrée sur 3.5 GHz (Figure III-35).

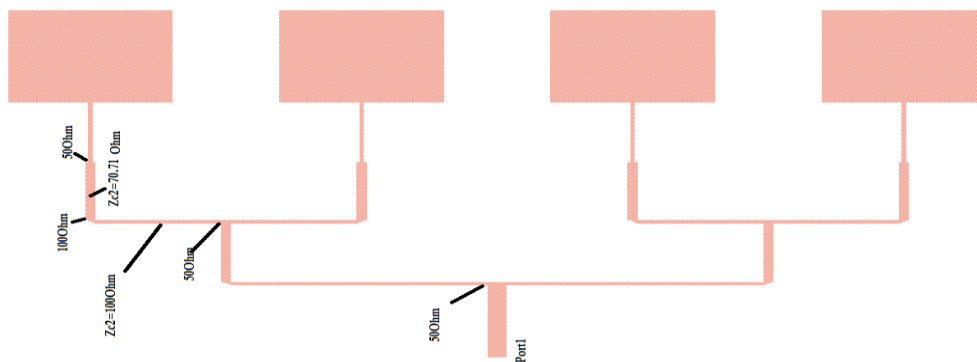


Figure III-35 : Le réseau d'antennes patchs conçu à 3.5 GHz

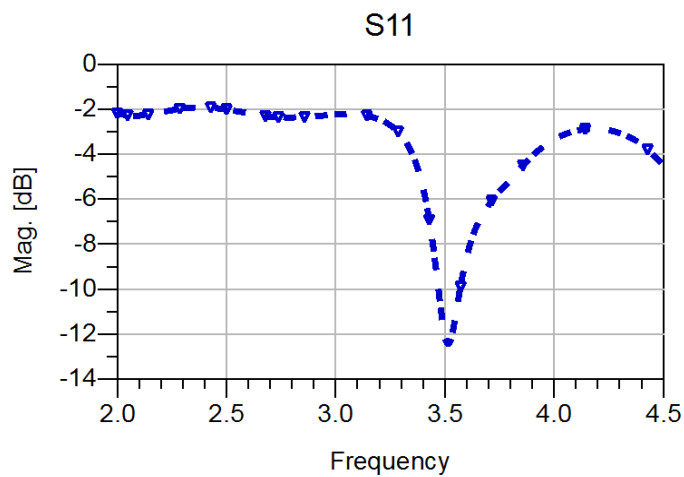
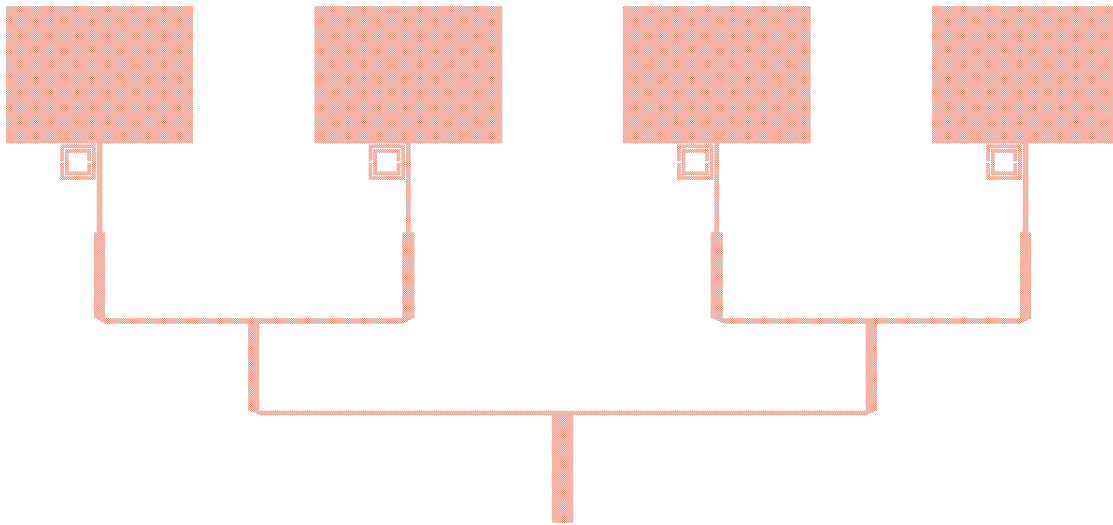
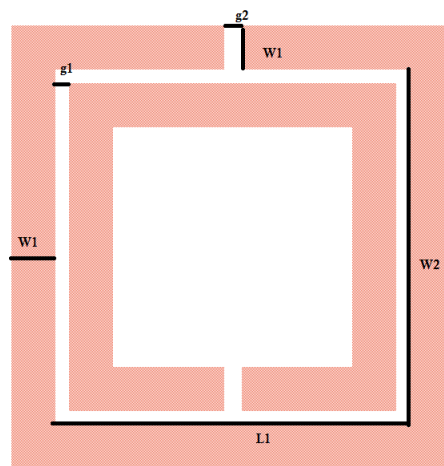


Figure III-36: Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

Alors, vu que l'antenne patch peut être modélisée par deux fentes rayonnantes séparées par une ligne de transmission qui a la même longueur que l'antenne patch, on a couplé la cellule SRR au niveau de la largeur de l'antenne. Après une série d'optimisation et une étude paramétrique sur les dimensions du résonateur SRR, on a pu obtenir un réseau d'antennes qui est multi bande comme illustré sur la Figure III-37.



(a)



(b)

Figure III-37: (a) Le réseau d'antennes mutibande proposé (b) Le cellule SRR optimisée

Les dimensions du résonateur optimisé sont présentées dans le Tableau suivant :

Paramètre	Valeur en mm
L1	4
W1	0.5
W2	4
g1	0.15
g2	0.2

Tableau 3-8 : Dimensions optimisées du résonateur SRR

La figure ci-après montre la variation du coefficient de réflexion en fonction de « g », on constate que plus « g » est faible, plus on s’approche d’un comportement multi bande.

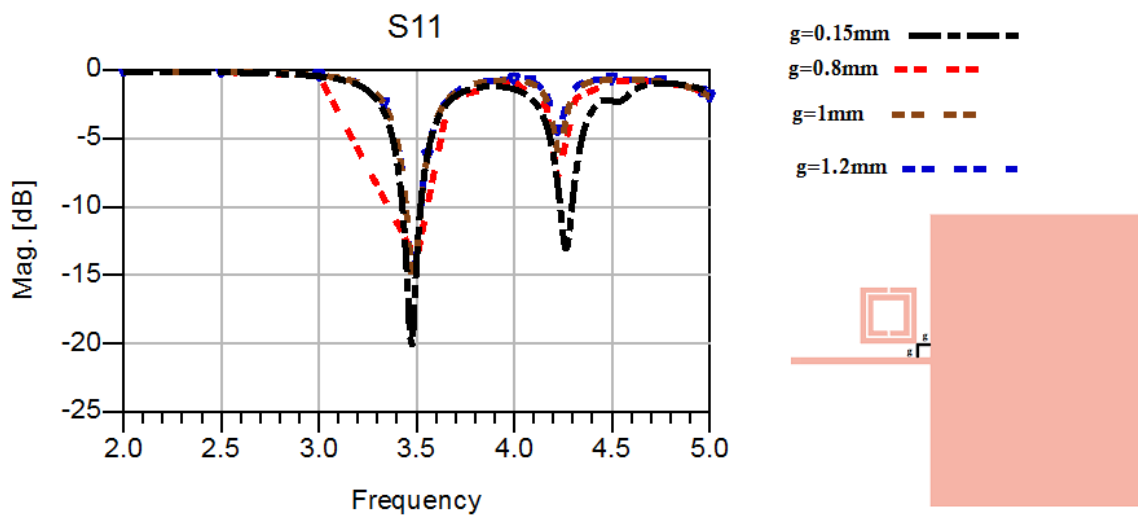


Figure III-38: Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz pour différentes valeurs de « g »

On a aussi réalisé une autre étude sur la position de la cellule SRR autour du patch comme le montre la Figure suivante :

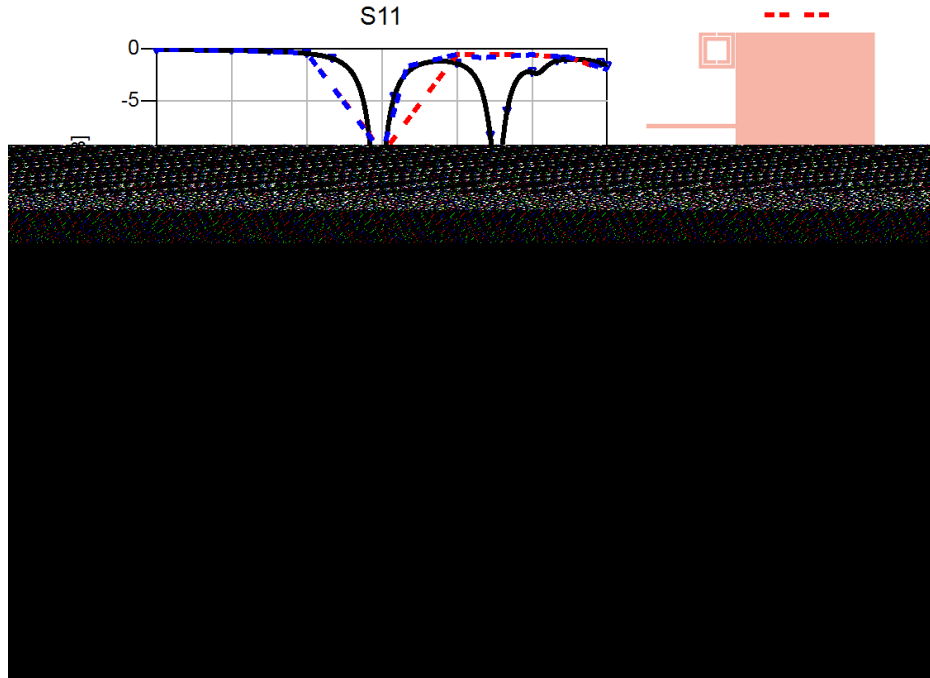


Figure III-39: Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz pour différentes positions du résonateur SRR

Après les différentes études paramétriques réalisées sur les dimensions du résonateur et sa position par rapport à l'élément rayonnant, on a validé un réseau d'antennes patch multi bande (Figure III-40) avec deux bandes d'applications une centrée à 3.5 GHz avec un gain important de 6.4dBi pour des applications WiMAX et une deuxième bande centrée à 4.25 GHz pour des applications de Radio navigation aéronautique, avec un gain faible de 0.53dBi mais qu'on peut exploiter pour applications à faible portées.

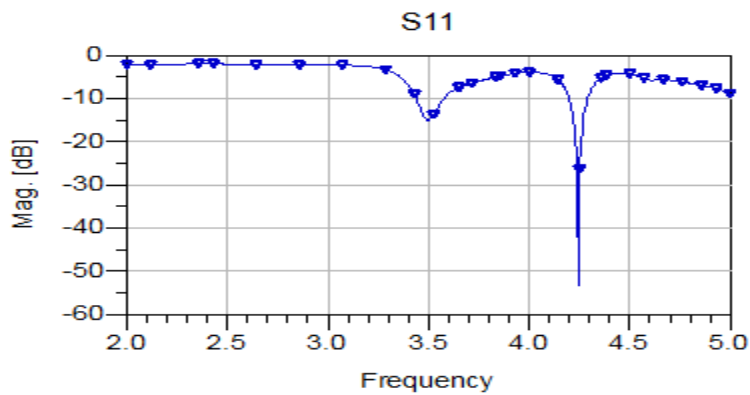


Figure III-40: Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

Le diagramme de rayonnement de cette structure antennaire est présenté sur la figure ci-après pour les deux bandes de fonctionnement et qui sont directifs.

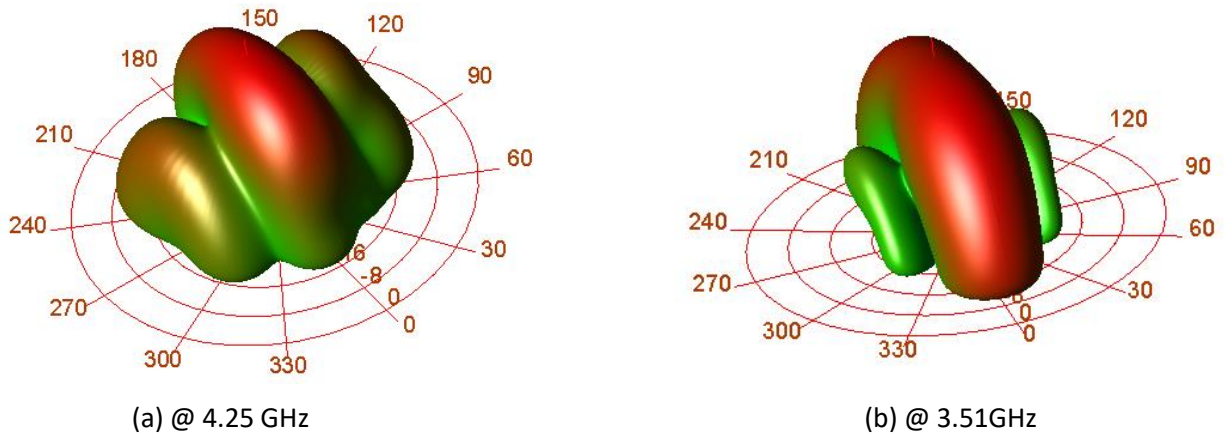


Figure III-41: Le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes multibande proposé pour les deux bandes de fonctionnement

Après la validation de cette structure antennaire, on a mené une autre étude pour voir l'influence du nombre des cellules SRR sur la résonance de l'antenne patch. Alors on a constaté que pour deux cellules SRR couplées avec l'antenne patch (Figure III-42), l'antenne devient multibande avec la naissance d'une autre bande de fréquence centrée à 4 GHz comme le montre la Figure III-43.

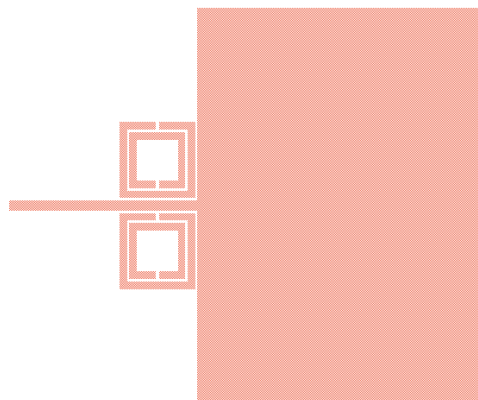


Figure III-42: L'antenne patch couplée avec deux résonateurs SRR identiques

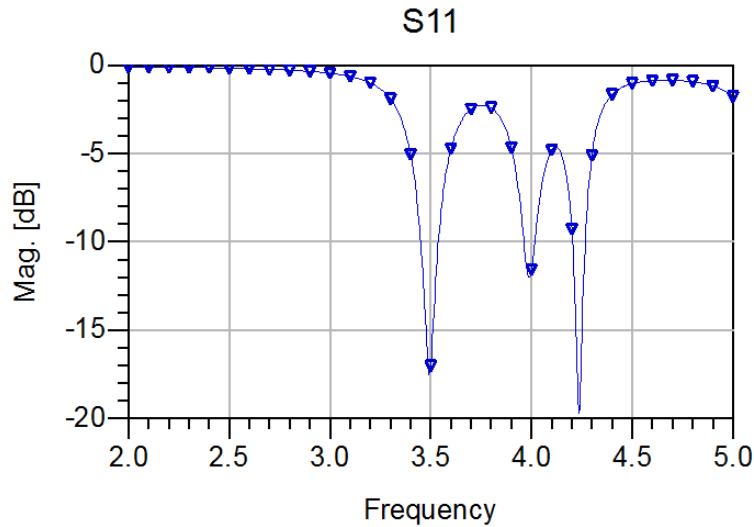


Figure III-43: Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en GHz

On peut conclure que l'augmentation du nombre de cellule permet de rendre l'antenne multi bande mais on constate que les performances au niveau rayonnement sont dégradées car pour cette antenne par exemple à 4GHz on obtient un gain qui est négatif ce qui représente une puissance rayonnée qui est très faible, ce qui limite la portée d'une telle antenne.

Cette étude a permis de démontrer la faisabilité de concevoir et réaliser des antennes à bande étroite multi bande tout en associant des cellules SRR bien optimisées et couplées avec l'élément rayonnant. L'inconvénient majeur d'une telle technique est de perdre au niveau du gain par conséquent au niveau du rayonnement.

## 5. Réalisation et test d'antennes ULB à bande filtrée

### 5-1. Réalisation d'antennes ULB

Les différentes structures antennaires réalisées sont basées sur l'utilisation de la machine LPKF-Laster (Voir Figure ci-après). Les systèmes de développement de PCB (Printed Circuit Board) basés sur le laser LPKF permettent une élimination rapide des métaux sur une large gamme de substrats de PCB. Cette technologie fournit un prototypage avancé et de véritables solutions de production à la demande.

## ProtoLaser U4

Micromaterial Processing with Laser Technology



Figure.III-44 : La machine du PCB LPKF Laser Machine

Les antennes sont fabriquées au sein du groupe RF& Micro-onde à l'ESEO (Ecole supérieure d'Electronique de l'Ouest) à Angers en France, suite à une collaboration entre la FST de Settat et l'ESEO à Angers. La figure suivante montre les deux antennes ULB réalisées via la machine LPKF :

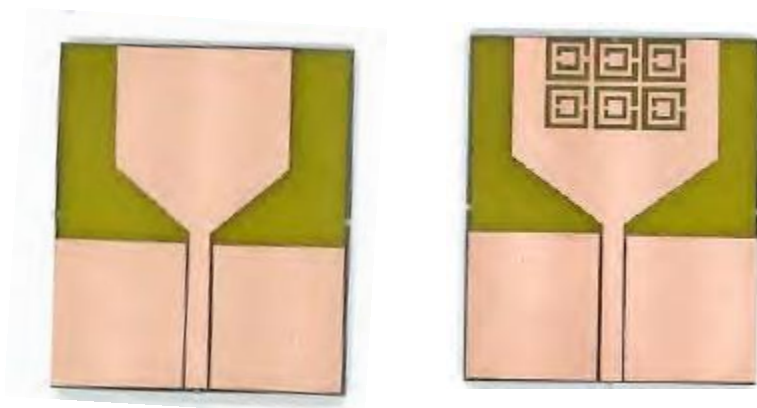


Figure.III.45: Les prototypes des antennes ULB réalisées

## 5-2. Test et mesure des antennes ULB

Après la réalisation des antennes ULB, on est passé au test des deux antennes ULB réalisées. Comme le montre la figure ci-après, on est passé par un analyseur de réseau vectoriel (VNA : Vector Network Analyser) et un Kit de calibration de 3.5mm afin de prendre en considération le plan de référence au niveau test ainsi que la précision des différents paramètres S.



Figure.III-46: Le Kit de calibration 3.5 mm et l'analyseur de réseau vectoriel utilisé pour la mesure. Les résultats de mesure après calibration pour chaque antenne ULB sont présentés sur la figure ci-après. On constate à partir de la Figure.III-47, que l'antenne a un comportement ULB sur une large bande de fréquence avec un petit décalage par rapport à la simulation ce qui est dû aux conditions de soudure du port et aux caractéristiques du substrat utilisé au niveau réalisation et qui n'est pas caractérisé. L'objectif final est atteint, on arrive à obtenir une antenne ULB avec un niveau de réflexion en moyenne en dessous de -10dB. Pareil pour la deuxième structure antennaire ULB illustrée sur la FigureIII-48, l'antenne est ULB avec une bonne adaptation sur une large bande de fréquence allant jusqu'à 14GHz avec un coefficient de réflexion en dessous de -10dB.



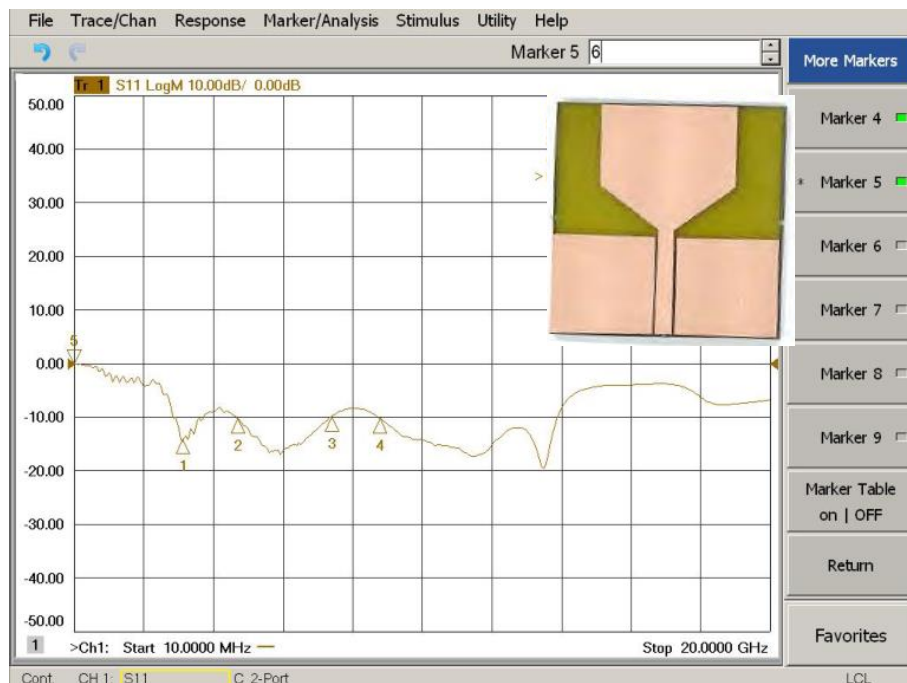


Figure.III-47 : Le coefficient de réflexion de la première antenne ULB proposée

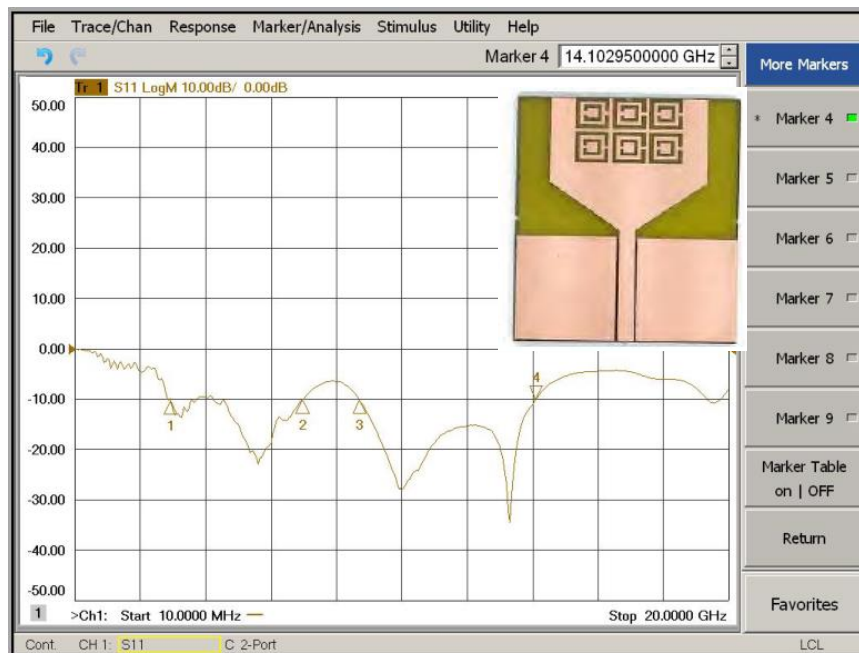


Figure.III-48 : Le coefficient de réflexion de la deuxième antenne ULB proposée

### 5-3. Réalisation d'antennes ULB à bande filtrée

Après la validation au niveau mesure des antennes ULB, on a mené le test des antennes réalisées ULB à bande filtrée montrées sur la figure suivante :

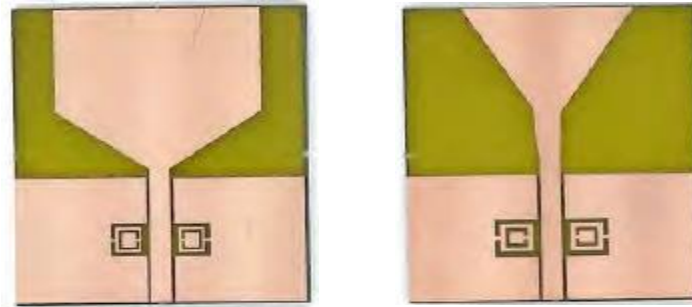


Figure.III-49: Les prototypes des antennes ULB à bande filtrée réalisées

Une fois l'analyseur de réseau vectoriel est calibré, le test des deux antennes à bande rejetée est réalisé, ce qui a permis de valider les deux antennes réalisées avec une bande filtrée comme présenté sur les deux figures ci-après. La première antenne Trapézoïdale avec les cellules CSRR associées au niveau du plan de masse, fonctionne dans deux bandes de fréquence une première autour de 3.8 GHz et une deuxième centrée à 6.96 GHz. La deuxième antenne est multi bande avec deux bandes de fonctionnement une centrée à 3.26 GHz et une deuxième autour de 6.4 GHz. Les résultats obtenus au niveau de la mesure pour cette antenne présentent une légère différence Avec les résultats de simulation

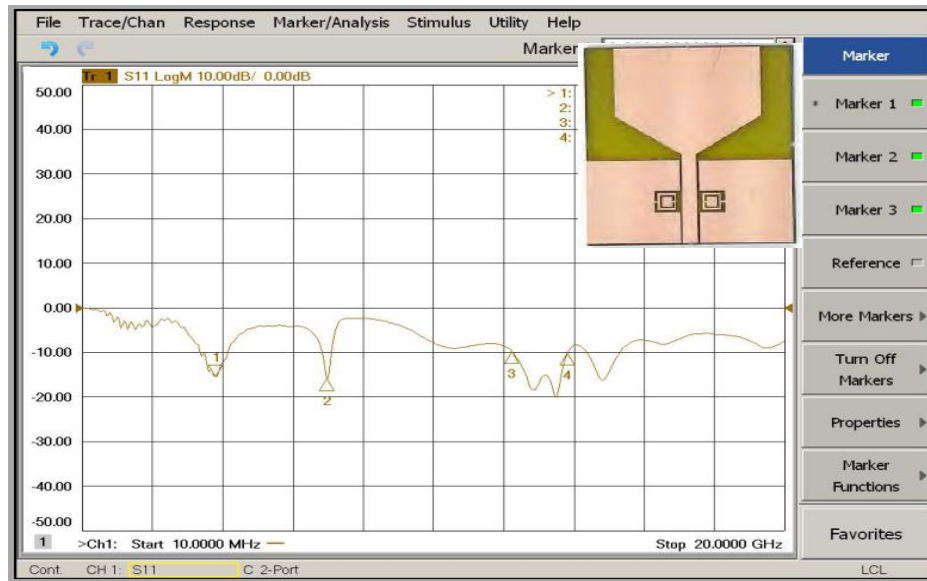


Figure.III-50 : Le coefficient de réflexion de la première antenne ULB à bande filtrée

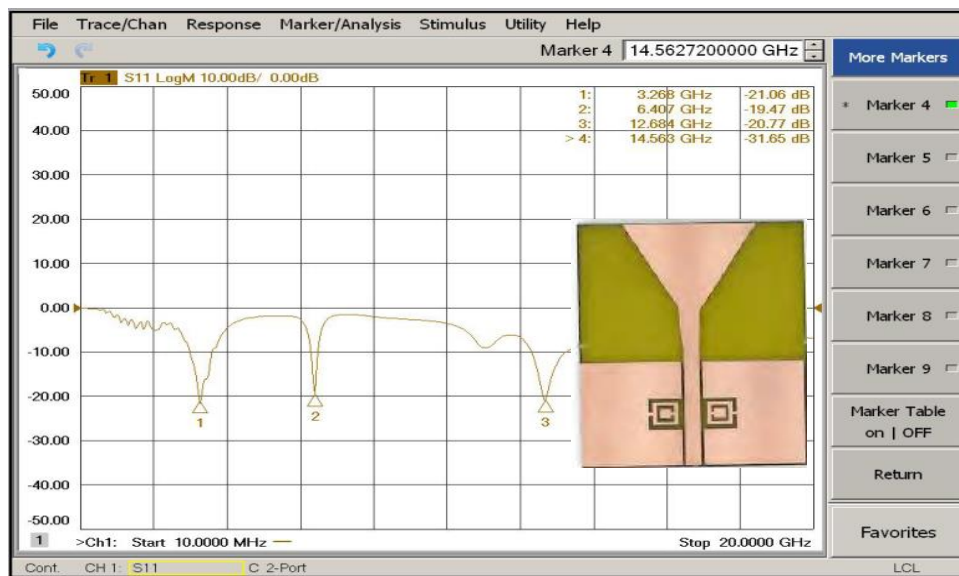


Figure.III-51 : Le coefficient de réflexion de la deuxième antenne ULB à bande filtrée

## 6. Conclusion

Dans ce chapitre on a commencé par une introduction sur la technologie ULB, ensuite une étude de l'état de l'art sur les différentes techniques utilisées pour la conception et la réalisation des antennes multibande et ULB à bande filtrée. Ensuite, on a détaillé les différentes conceptions des antennes ULB afin de pouvoir appliquer une des techniques qui est l'utilisation des résonateurs CSRR ce qui permet de concevoir des antennes multi bande ou ULB avec une bande filtrée. On a aussi mené une étude sur la conception de structure antennaire mutibande plus particulièrement un réseau d'antennes multi bande associé à des résonateurs identiques SRR. Les structures antennaires ULB et à bande filtrée ont été réalisées et testées sur analyseur de réseau ce qui a permis de valider la technique utilisée avec des dimensions miniatures. La démarche suivie peut être utilisé pour l'adapter à d'autres bandes de fréquences ciblant d'autres standards de communication.

## Références :

- [1]. “First Report and Order, Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra Wideband Transmission Systems”, FCC, Washington, DC ET Docket 98-153, 2002.
- [2]. Federal Communications Commission, “Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems,” First Report and Order, ET Docket 98-153, FCC 02-48, April 2002.  
<http://www.fcc.gov>.
- [3]. Domenico Porcino, “ULB Regulations & Coexistence: From the FCC First Report and Order to the Path to Approval in Europe,” Tutorial at International Workshop on Ultra Wideband Systems, Oulu, Finland, June 2003.
- [4]. European Telecommunications Standards Institute (ETSI), Technical Report, "Technical Characteristics for Short Range Devices Communication Equipment using Ultra-Wideband Technology," TR 101 994-1, V1.0.0, August 2003.
- [5]. Kazimierz Siwiak, Debra Mc. Keown, “Ultra-Wideband Radio Technology,” John Wiley & Sons, Ltd, 2004. Chapter 2, pp. 30-31.
- [6]. Yusnita Rahayu, Tharek Abd. Rahman, Razali Ngah, P.S. Hall “Ultra Wideband Technology and Its Applications” 978-1-4244-1980-7/08/\$25.00 ©2008 IEEE.
- [7]. K.L. Wong, “Planar Antennas for Wireless Communications,” New York, J. Wiley, 2003.
- [8]. A.R. Razali, M.E. Bialkowski and F.-C. E. Tsai, “Multi-Band Planar Inverted-F Antenna with Microstripline Coupling to Open-End Ground Slots,” Proc. Asia Pacific Microwave Conference, Dec. 2009, pp.2471-2474.
- [9]. A.R. Razali and M.E. Bialkowski, “Coplanar Inverted-F Antenna with Open-End Ground Slots for Multi-Band Operation,” IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, Vol. 8, 2009, pp.1029-1032.
- [10]. Marek E. Bialkowski, Ahmad Rashidy Razali, Ashkan Boldaji, Kai-Hong Cheng and Peskin Liu. 2010 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications. 20-24 Sept. 2010.
- [11].A. Boldaji, M.E. Bialkowski and F.-C. E. Tsai, “Design of a Printed Quarter- Elliptical Wide-Band Antenna for Portable Devices,” Proc. Asia Pacific Microwave Conference 2009, Dec. 2009.
- [12].Mookiah, P. and K. R. Dandekar, “Metamaterial-substrate antenna array for MIMO communication system,” IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 57, 3283–3292, 2009.
- [13].Pandeewari, R. and S. Raghavan, “Broadband monopole antenna with split ring resonator loaded substrate for good impedance matching,” Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 56, No. 10, 2388–2392, 2014.

## Références

- [14]Attia, H., L. Yousefi, M. M. Bait-Suwailam, M. S. Boybay, and O. M. Ramahi, “Enhanced gain microstrip antenna using engineered magnetic superstrates,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, Vol. 10, 1198–1201, 2011.
- [15].Pandeewari, R. and S. Raghavan, “Microstrip antenna with complementary split ring resonator loaded ground plane for gain enhancement,” *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 57, No. 2, 292–296, 2015.
- [16].Pandeewari, R. and S. Raghavan, “A CPW-fed triple band OCSRR embedded monopole antenna with modified ground for WLAN and WIMAX applications,” *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 57, 2413–2418, Wiley Interscience, USA, 2015.
- [17].Ramasamy Pandeewari “ Complimentary Split Ring Resonator Inspired Meandered CPW-Fed Monopole Antenna for Multiband Operation” *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 80, 13–20, 2018.
- [18].Rajasekar Boopathi Rani and Shashi K. Pandey “CSRR Inspired Conductor Backed CPW-Fed Monopole Antenna for Multiband Operation ” *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 70, 135–143, 2016.
- [19].R. Boopathi Rani and S.K. Pandey “A Cpw-Fed Circular Patch Antenna Inspired By Reduced Ground Plane And Csr Slot For ULB Applications With Notch Band” *Microwave And Optical Technology Letters / Vol. 59, No. 4, April 2017.*
- [20].First Report and Order, Revision of Part 15 of the commission’s rule regarding ultra-wideband transmission system FCC 02-48, Federal Communications Commission, Washington, DC, 2002.
- [21].P.C. Ooi and K.T. Selvan, The effect of ground plane on the performance of a square loop CPW-Fed printed antenna, *Prog Electromagn Res Lett* 19 (2010), 103–111.
- [22].R. Pandeewari and S. Raghavan, A CPW-fed triple band OCSRR embedded monopole antenna with modified ground for WLAN and WiMAX applications, *Microw Opt Technol Lett* 57 (2015), 2413–2418.
- [23].A. Singh and S. Singh, A novel CPW-fed wideband printed monopole antenna with DGS, *Int J Electron Commun* 69 (2015), 299–306.
- [24];A. Subbarao and S. Raghavan, Compact coplanar waveguide-fed planar antenna for ultra-wideband and WLAN applications, *Wireless Pers Commun* 71 (2013), 2849–2862.
- [25].R. Kumar, V. Naidu, and V. Kamble, A compact asymmetric slot dual band antenna fed by CPW for PCS and ULB applications, *Int J RF Microw CE* 25 (2015), 243–254.
- [26].R.R. Krishna and R. Kumar, Design of ultra wideband trapezoidal shape slot antenna with circular polarization, *AEU-Int J Electron Commun* 67 (2013), 1038–1047

## Références

[27].J. Yeo and J.I. Lee, ULB loop antenna with stable broadside radiation characteristics, *Microw Opt Technol Lett* 57 (2015), 2515–2519.

[28].Y. Ranga, K.P. Esselle, A.R. Weily, and A.K. Verma, A printed antenna with constant gain over a wide bandwidth for ultra-wideband applications, *Microw Opt Technol Lett* 52 (2010), 1261–1264.

[29].L.B. Pratap, D. Kundu, and A. Mohan, Planar microstrip-fed broadband circularly polarized antenna for ULB applications, *Microw Opt Technol Lett* 58 (2016), 1088–1093.

[30].M.R. Ghaderi and F. Mohajeri, A compact hexagonal wide-slot antenna with microstrip-fed monopole for ULB application, *IEEE Trans Antennas and Wireless Propag Lett* 10 (2011), 682–685.

# **Chapitre 4 : Etude, conception et réalisation des filtres planaires à base des résonateurs CSRR et SRR**



## 1.Introduction :

Les filtres sont des dispositifs passifs qui visent à sélectionner, éliminer ou séparer les signaux situés dans différentes bandes de fréquences. Ils peuvent être associés à des circuits passifs. Ils sont également utilisés dans les circuits actifs tels que les amplificateurs, les oscillateurs ; mélangeurs [1-5]. Il existe un nombre important de technologies qui ont chacune leurs avantages et leurs inconvénients. La technologie d'un filtre hyperfréquence est choisie en fonction des performances électriques, de la taille et du coût de fabrication. L'ordre d'importance de ces critères dépend de l'environnement du système de télécommunications. Il faut donc faire un compromis entre ces trois critères pour répondre au mieux à l'application. Les technologies planes consistent en un ou plusieurs substrats diélectriques comprenant des bandes métallisées et des plans de masse. Les modes de propagation sont des modes TEM ou quasi-TEM.

L'objectif des différentes études qui suivent est de concevoir plusieurs types de filtres (passe bas, passe bande, coupe bande) à base des résonateurs SRR et CSRR sur un substrat FR4 avec une constante diélectrique relative de 4,4, des pertes tangentielles de 0,025 et une épaisseur de 1,6 mm. Les filtres proposés sont conçus en technologie micro ruban et coplanaire pour plusieurs applications et standards de communication.

## 2.Etat de l'art sur les filtres planaires à base des résonateurs CSRR et SRR

Au cours des dernières années, il y a eu un intérêt croissant pour la conception de filtres micro-ondes avec les résonateurs complémentaires (CSRR) et SRR [1-4] et plus récemment avec diverses formes de CSRR intégrées [5-10]. Avec ces composants pour métamatériaux, on peut concevoir des filtres avec des caractéristiques et une taille de filtres améliorées avec une bonne miniaturisation. Les résultats préliminaires de ces filtres micro rubans à base de CSRR ont été signalés dans [1]. Dans les parties qui suivent on va présenter des exemples de contributions au niveau bibliographique pour la conception des structures de filtrage à base des résonateurs CSRR et SRR.

## 2-1. Conception des filtres coupe bande à base des cellules SRR

La fréquence de résonance obtenue à partir de l'inclusion des SRR est généralement beaucoup plus petit que celui correspondant au résonateurs classiques annulaires ou carrés à boucle ouverte avec similaires dimensions. Il existe de nombreux paramètres différents qui affectent la fréquence de résonance d'un SRR, le plus dominant étant la permittivité du substrat et la longueur du résonateur. Une ligne microruban chargée de résonateurs à anneau fendu présente une bande rejetée. Basé sur cette idée, un filtre microruban coupe bande basé sur SRR a été conçu comme le montre la Figure IV-1, où 5 SRR ont été ajoutés de chaque côté. Le nombre de SRR peut être modifié. Les formules données dans [3] qui décrivent le comportement de la structure SRR ont d'abord été utilisées pour obtenir une estimation des résonances de SRR. Ces estimations portaient les dimensions des anneaux, la distance entre les anneaux et la périodicité des éléments. Les dimensions de la ligne microruban avec  $50 \Omega$  comme impédance ont été calculées et la géométrie des résonateurs à anneau fendu (SRR) couplé à la ligne microruban est illustré à la Figure IV-2 avec les dimensions optimisées.

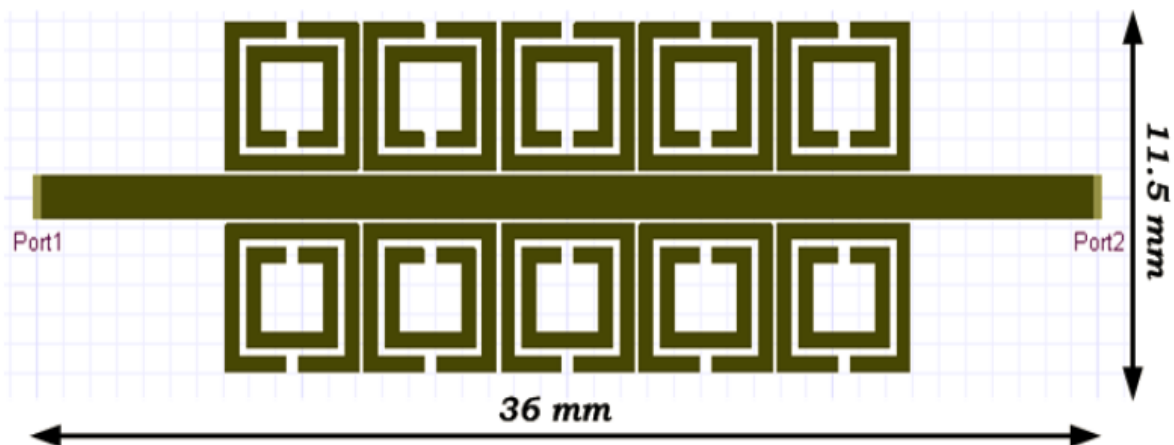


Figure IV-1 : Ligne microruban chargée de 5 SRR de chaque côté [11]

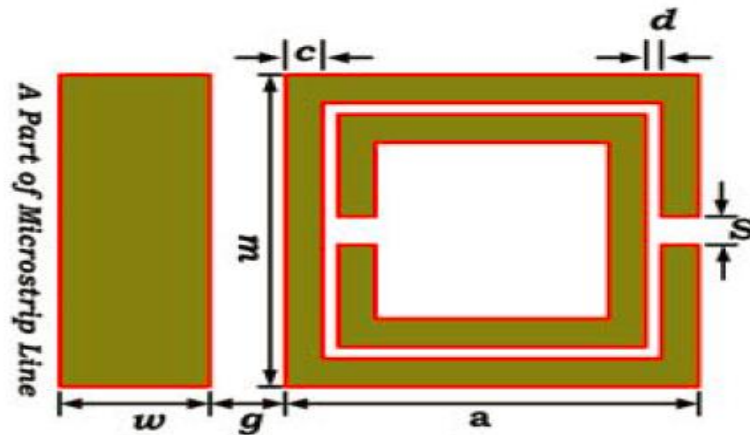


Figure IV-2 : Dimensions de la cellule unitaire SRR carrée:  $a=m=5$  mm,  $c=0.5$  mm,  $d=0.2$  mm,  $S=0.5$  mm, le gap entre le SRR carré et la ligne microruban est  $g=0.2$ mm and  $w=1.46$  mm. [11]

Les calculs numériques des paramètres S sont effectués à l'aide du solveur électromagnétique basé sur la méthode numérique du logiciel Ansoft Designer. Les résultats de simulation sont présentés sur la Figure IV-3.

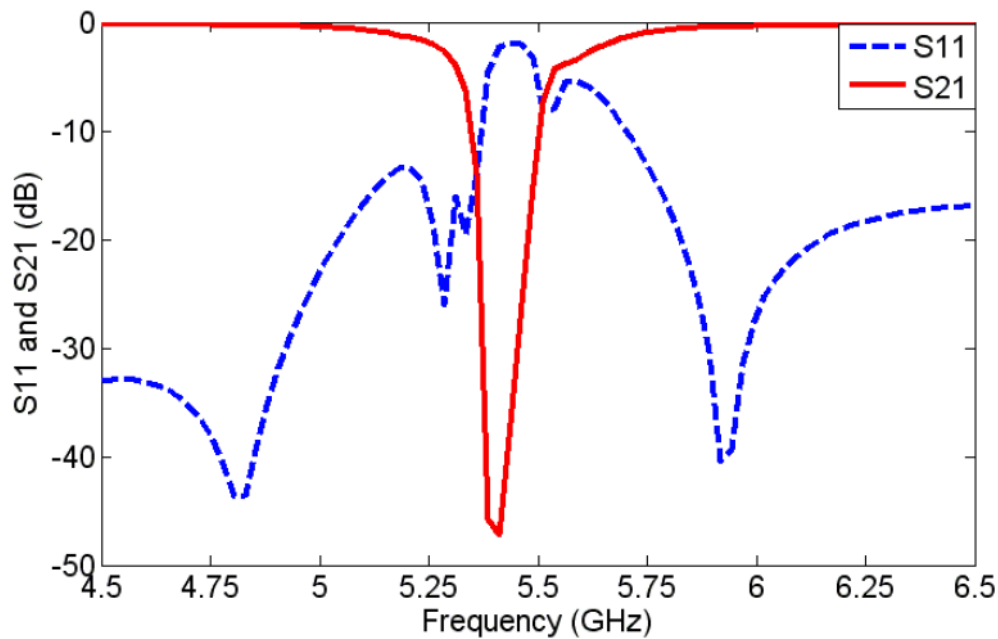


Figure IV-3 : S11 et S21 de la ligne micro ruban chargée de 7 SRR de chaque côté [11]

Selon ces résultats, il est très clair que les résonateurs SRR de forme rectangulaire associés à la ligne micro ruban peuvent être utilisés comme structures coupe bandes efficaces. Une bande

coupée centrée à 5,41 GHz est visible avec un niveau de rejet proche de  $-50$  dB. Un comportement coupe de bande est obtenu à proximité de la fréquence de résonance des SRR. La Figure IV-4 montre la réponse en fonction de la fréquence ( $S_{11}$  et  $S_{21}$ ) du filtre proposé avec différents nombres de SRR de chaque côté.

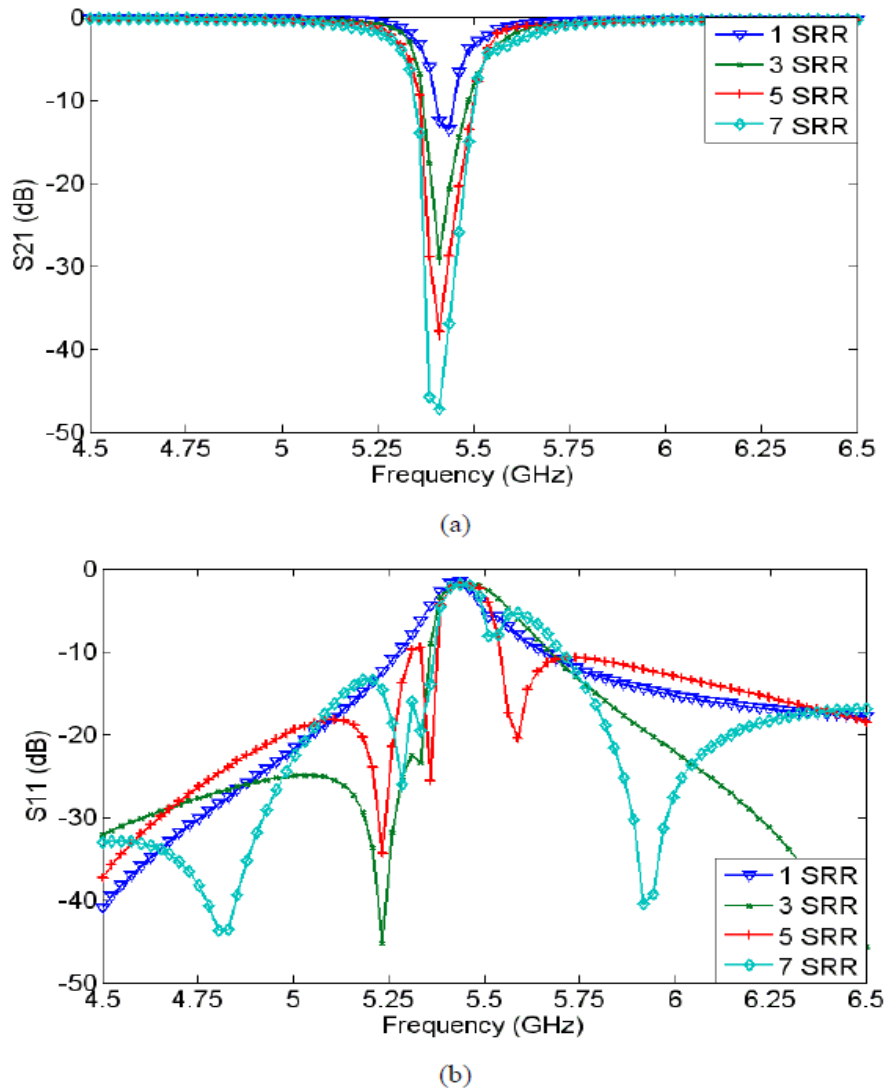


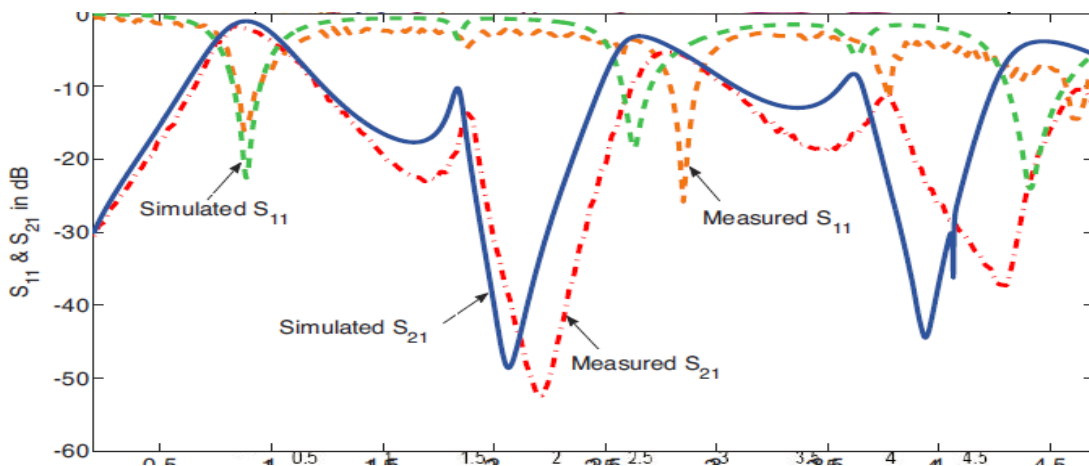
Figure IV-4 : (a)  $S_{21}$  et (b)  $S_{11}$  du filtre microruban proposé avec un nombre différent des SRR [11]

## 2-2. Suppression des Harmoniques au niveau d'un Filtre passe bande utilisant un résonateur CSRR

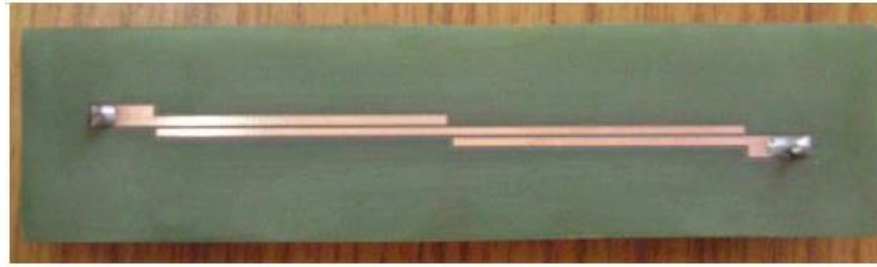
Dans cette étude un filtre coupe bande est d'abord construit à l'aide de stubs ouverts. La bande passante d'arrêt de cette structure conventionnelle est encore augmentée en plaçant un résonateur à anneau fendu complémentaire (CSRR) exactement en dessous de la ligne microruban  $50\Omega$ . En intégrant ce résonateur avec un filtre passe-bande, les bandes passantes indésirables du filtre passe-bande sont éliminées. Pour démontrer les capacités de réjection d'harmonique du filtre coupe-bande, l'étude a commencé par la conception d'un filtre passe-bande basé sur les lignes couplées centré sur 0.9 GHz et sur un substrat FR4 et en utilisant l'approximation de Chebyshev. Les paramètres physiques du filtre sont répertoriés dans Tableau 4-1.

$i$	$Z_{0_e}\Omega$	$Z_{0_o}\Omega$	$w_i(\text{mm})$	$s_i(\text{mm})$	$l_i(\text{mm})$
1	70	30	1.22	0.512	46.972

Tableau 4-1 : Paramètres physiques du filtre passe bande centré à 0,9 GHz [12]



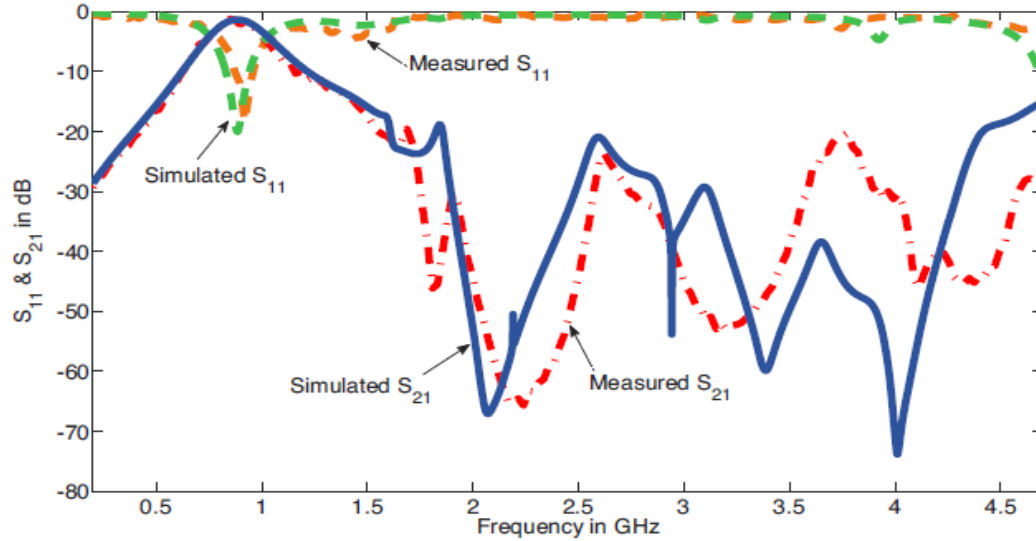
(b)



(a)

Figure IV-5 : (a) Photographie et (b) Paramètres de répartitions S simulés et mesurés du filtre passe bande conventionnel [12]

Donc en intégrant le résonateur CSRR comme le montre la Figure IV-6 on constate qu'on a une suppression des harmoniques permettant d'avoir une bonne et large réjection. La Figure IV-6 (a) illustre la photographie d'un nouveau FPB avec suppression des harmoniques. La Figure IV-6 (b) montre les résultats simulés et mesurés du filtre passe-bande proposé avec la section CSRR. Les pertes d'insertion et de retour mesurées sont respectivement inférieures à  $-1,43$  dB et  $-20$  dB. Le niveau de rejet est supérieur à  $-20$  dB jusqu'à  $4,5$  GHz.



(b)



(a)

Figure IV-6 : a) Photographie et (b) Paramètres de répartitions S simulés et mesurés du filtre passe bande conventionnel associé au résonateur CSRR [12]

Le nouveau filtre coupe-bande est construit en utilisant CSRR avec circuit ouvert. Il produit 47% de bande de réjection. En combinant ce filtre coupe bande avec un filtre passe-bande de lignes couplées en parallèle, les harmoniques indésirables sont éliminées. Le filtre passe-bande à harmoniques supprimées proposé a un niveau de réjection de plus de 20 dB.

### **2-3. Conception d'un Filtre passe-haut micro ruban avec anneau fendu complémentaire CSRR**

Dans cette étude, on a la conception d'un filtre passe haut basé sur l'utilisation d'un résonateur CSRR. Cette étude commence par le modèle équivalent pour le couplage des CSRR à une ligne microruban [13]. Ensuite, on trouve la conception d'un filtre passe haut qui comprend deux sections de CSRR avec des patches microrubans supplémentaires. Les condensateurs interdigitaux sont introduits pour empêcher la transmission à basse fréquence. La longueur de la ligne de transmission intégrée entre les deux sections peut être ajustée pour optimiser la réponse de la structure totale. La longueur totale du filtre proposé (Figure IV-7) est de 2,4 mm.

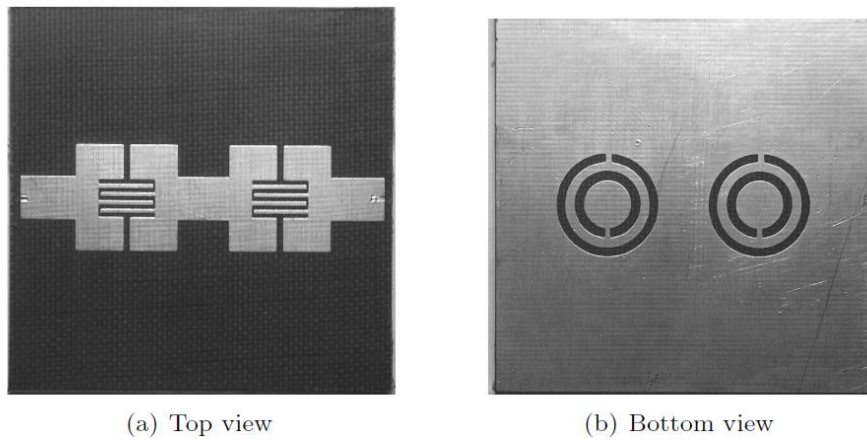


Figure IV-7 : La photographie du filtre passe-haut [13]

La Figure IV-8 montre les performances expérimentales du filtre proposé. La fréquence de coupure à -3dB mesurée est de 3 GHz et la suppression est supérieure à 25 dB en dessous de 2,6 GHz. La simulation numérique et la mesure confirme la validité de la configuration du filtre passe-haut. On voit que le filtre passe-haut proposé présente une rejection plus élevée par rapport à la structure conventionnelle.

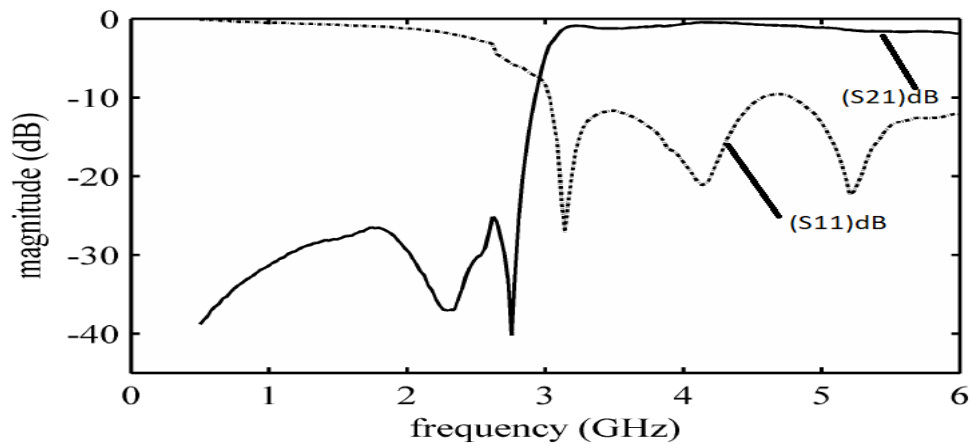


Figure IV-8 : Les paramètres S du filtre passe haut proposé en fonction de la fréquence [13]



## 2-4. Conception de filtre passe-bas microruban basé sur DGS-CSRR avec suppression ultra large

Une nouvelle structure combinant des structures de plan de masse défectueuses et des résonateurs en anneau fendu complémentaires (CSRR) est présentée dans cette étude [14]. Il est montré que les filtres passe-bas DGS-CSRR suppriment la réponse parasite dans la bande d'arrêt et présentent une bande de rejection beaucoup plus large par rapport aux filtres DGS conventionnels [15-20]. Les filtres passe-bas DGS-CSRR sont conçus et fabriqués (Figure IV-9). Comme le montre la Figure IV-10, un bon accord entre les données simulées et mesurées a été observé. La suppression de 3 à 10 GHz peut être exploitée pour supprimer les interférences des bandes ULB dans le scénario de coexistence des systèmes mobiles, WLAN et ULB. A partir de cette figure, on constate que l'association des DGS avec les résonateurs CSRR permet d'améliorer largement la réjection.

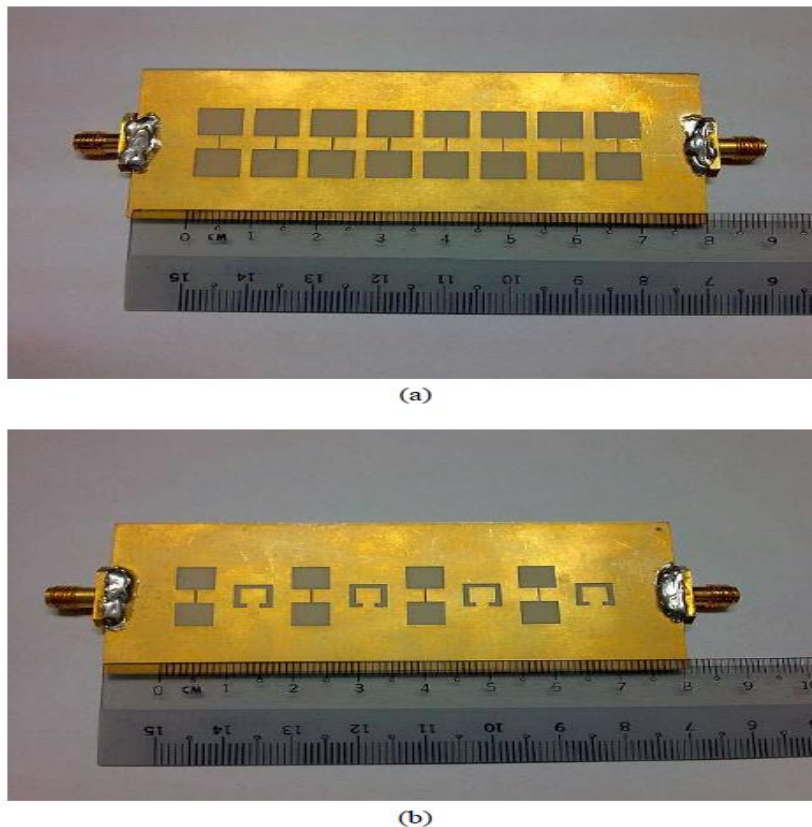


Figure IV-9 : (a) DGS conventionnel fabriqué sur ligne microruban (b) fentes DGS-CSRR fabriquées sur la ligne microruban [14]

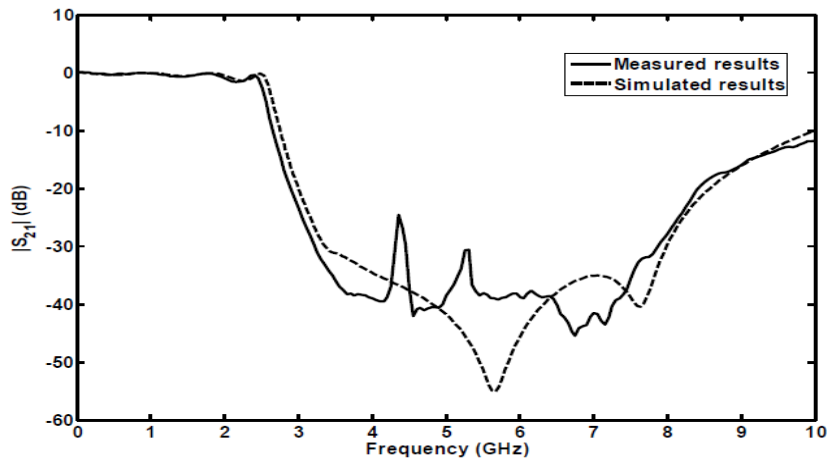


Figure IV-10 : Comparaison des résultats mesurés et des résultats simulés pour fentes DGS-CSRR fabriquées sur la ligne microruban [14]

De plus, la longueur de la structure DGS-CSRR est réduite et seules trois cellules sont appliquées. Les résultats de simulation des coefficients de transmission sont représentés sur la Figure IV-11. Il est clairement montré sur la figure que la structure à trois cellules suffit pour supprimer la réponse parasite et donner une bande d'arrêt plus large. Ainsi, la dimension de la structure DGS-CSRR peut être réduite de 25%.

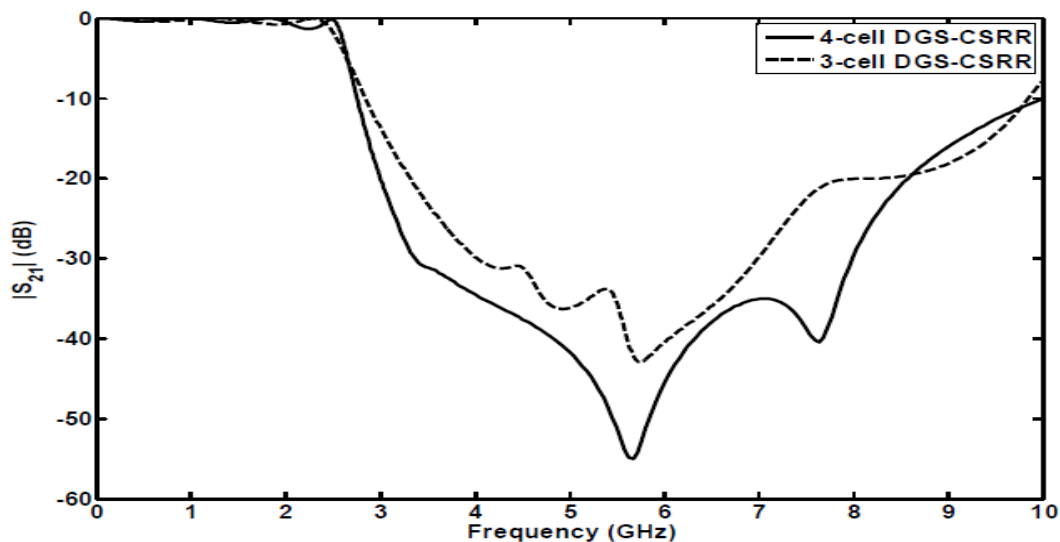


Figure IV-11: Coefficients de transmission simulés des structures DGS-CSRR avec trois cellules et quatre cellules [14]

### 3-Conception des filtres passe bas à base du résonateur CSRR en technologie microruban et coplanaire

#### 3-1 Conception d'un filtre passe bas en technologie microruban

Le filtre proposé dans cette étude est basé sur l'utilisation des résonateurs CSRR. Au début et pour comprendre le comportement des cellules CSRR, on a mené une étude sur Momentum permettant d'étudier l'influence des CSRR sur la bande passante. La première étape est de concevoir une ligne de transmission adaptée dans une large bande passante. La Figure IV-12 présente les résultats de simulation d'une ligne de transmission microruban qui est adaptée dans une large bande allant jusqu'à 15 GHz.

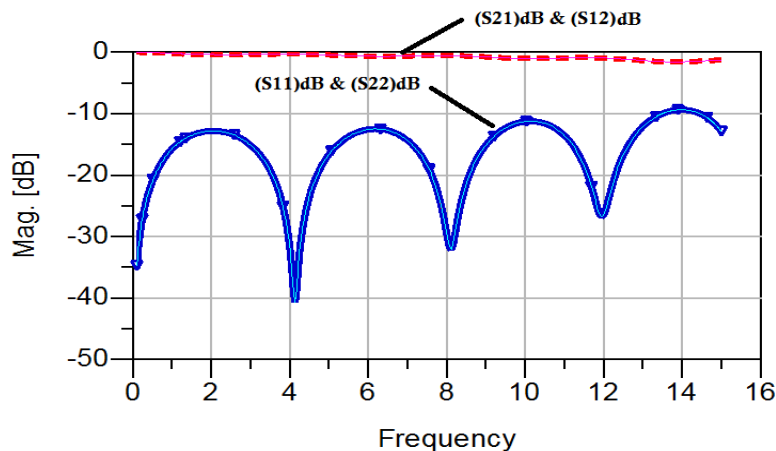


Figure IV-12 : Les paramètres S de la ligne 50 Ohm en fonction de la fréquence en GHz

Après la validation de la ligne d'impédance caractéristique 50 Ohm, on a associé deux cellules CSRR au niveau de la ligne comme illustré sur la figure suivante :

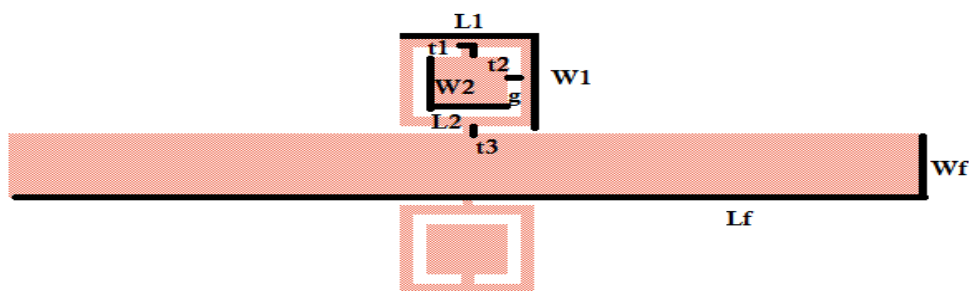


Figure IV-13 : La structure de la ligne 50 Ohm associée à deux cellules CSRR

Les dimensions de cette structure sont présentées dans le Tableau 4-2 :

Paramètre	Valeur en mm
Lf	20
Wf	2
t1	0.3
t2	0.3
t3	0.2
L1	2.96
W1	2.7
L2	1.77
W2	1.5
g	0.3

Tableau 4-2 : Les dimensions optimisées

Les résultats de simulation de ce circuit ont permis de constater qu'on a un comportement d'un filtre passe bas qui a comme fréquence de coupure autour de 4.45 GHz et une bande passante avec une bande adaptation en dessous de -10dB avec une mauvaise réjection. Alors pour élargir la bande de réjection et l'améliorer en terme d'atténuation, parmi les techniques qui peuvent être utilisées on trouve la notion de périodicité [1-5] des cellules CSRR qui peut améliorer largement la bande atténuée tout en gardant des bonnes performances en terme de la bande passante.

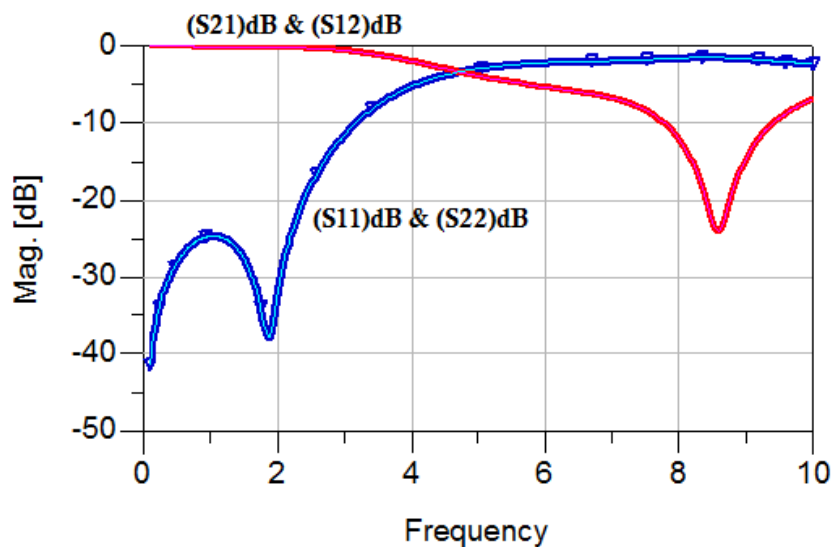
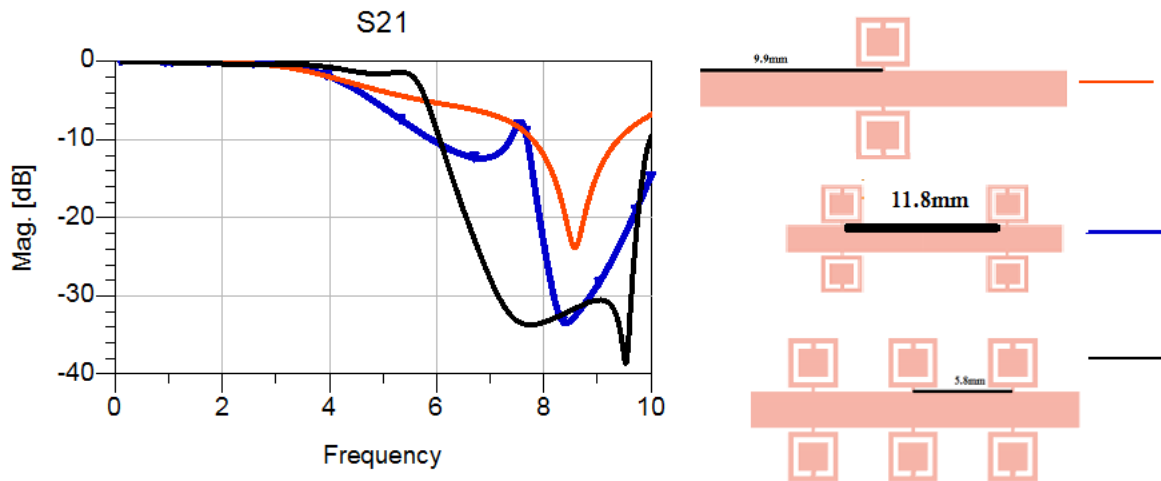


Figure IV-14 : Les paramètres S du filtre en fonction de la fréquence en GHz

Alors en se basant sur la périodicité des cellules CSRR et en utilisant une série d'optimisation sur le nombre des cellules et une étude paramétrique (Voir Figure IV-15) sur la distance entre les trois cellules, on a validé la structure d'un filtre passe bas en technologie microruban. Les dimensions des cellules et de la ligne de transmission d'impédance 50Ohm sont restées



identiques à la première structure étudiée précédemment.

Figure IV-15 : Les paramètres S en fonction de la fréquence en GHz pour chaque nombre des cellules CSRR

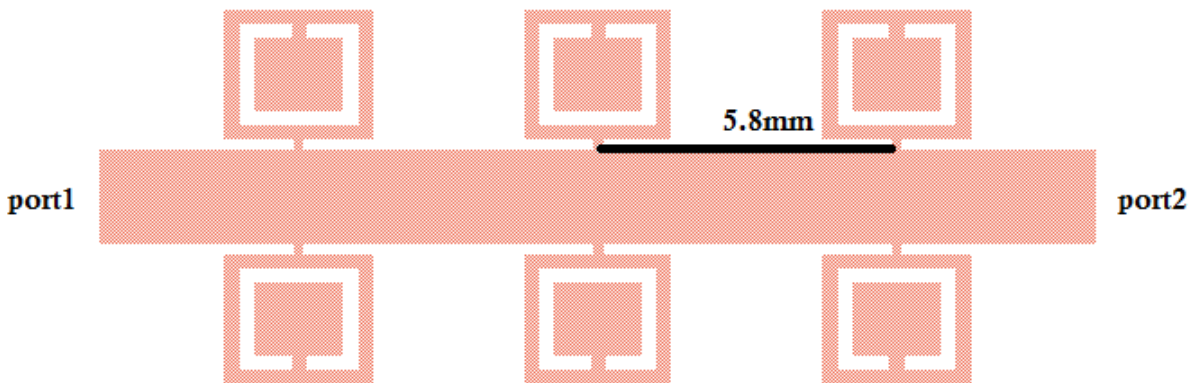


Figure IV-16 : La structure du filtre passe bas en technologie microruban proposée

Les résultats de simulation au niveau de l'étude paramétrique (Figure IV-17) montre que le nombre des cellules CSRR a un rôle important dans l'élargissement de la bande passante et l'amélioration de la bande d'atténuation avec 6 cellules CSRR, on arrive à avoir une grande atténuation avec un coefficient qui est largement en dessous de -20dB. La simulation de la structure de filtrage (Figure IV-18) montre que le filtre passe bas a une fréquence de coupure égale 5.66 GHz et une large bande de réjection avec une grande atténuation allant jusqu'à 10 GHz.

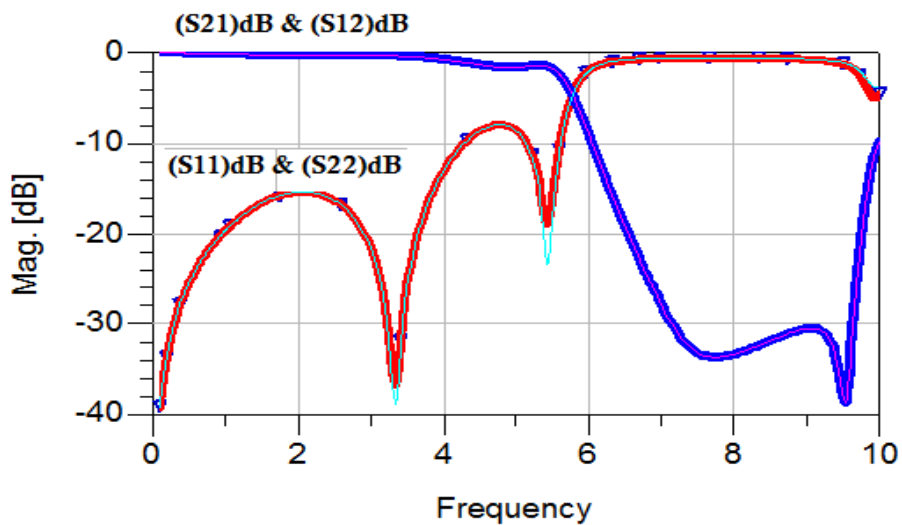


Figure IV-17 : Les paramètres S du filtre passe bas en fonction de la fréquence en GHz

Pour vérifier la modélisation sur Momentum et les résultats de simulation obtenus, on a lancé la modélisation sur un autre logiciel de simulation électromagnétique en 3 dimensions qui est CST. Ce qui est intéressant ce qu'on peut définir la structure en 3D avec un plan de masse fini et une autre méthode de maillage. La méthode de calcul numérique utilisée par CST-MW est la méthode FIT (Finite Integration Technique [6]). Comme le montre la figure ci-après les résultats de simulation d'ADS et CST sont en bonne concordance.

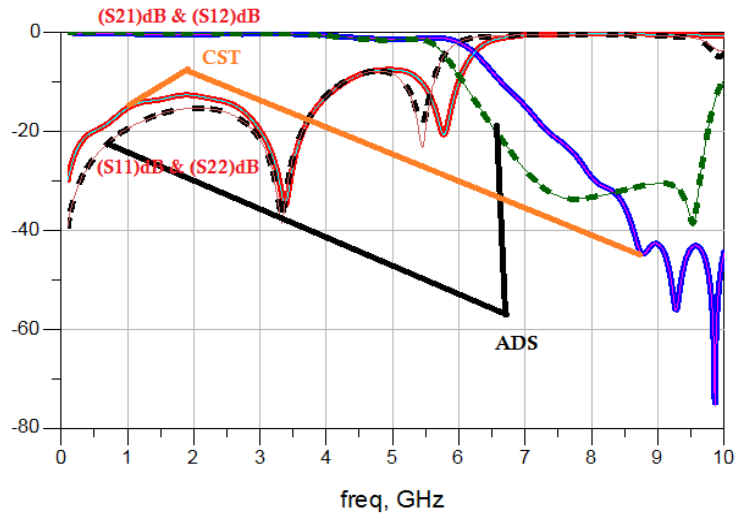


Figure IV-18 : Comparaison des résultats de simulation sur ADS et CST de la structure de filtrage proposée

Pour bien comprendre le comportement de cette structure de filtrage, on a lancé la simulation de cette structure en terme de courants surfaciques dans la bande passante et la bande rejetée. Comme illustré sur la Figure IV-19, le filtre laisse passer le signal à 3.4 GHz et bloque et atténue largement le signal à une fréquence 8.35 GHz.

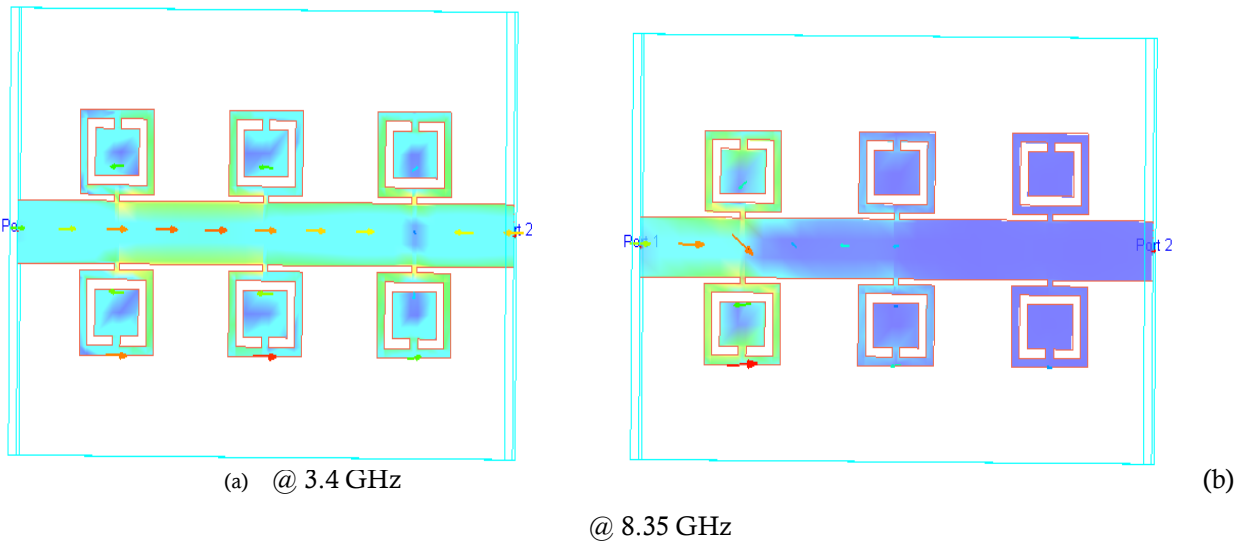


Figure IV-19: La densité de courant pour une fréquence dans la bande passante et dans la bande atténuée

La structure finale est adaptée à plusieurs standards d'applications comme le WIFI, WIMAX, LTE, DCS. Le filtre passe bas final présente des dimensions miniatures et un volume de 20 X 7.8 X 1.6mm<sup>3</sup>.

### 3-2 Conception d'un filtre passe bas en technologie Coplanaire

#### 3-2-1. Introduction :

Dans cette étude, nous présentons une nouvelle structure de filtre passe-bas en technologie coplanaire basée sur l'utilisation de résonateurs en anneau fendu complémentaires carrés (CSRR) afin d'améliorer les performances d'un filtre passe-bas. Les CSRR sont optimisés et insérés périodiquement le long du conducteur central de la ligne CPW avec une masse intégrant des stubs permettant d'élargir la bande passante. Les résultats de simulation de ce filtre montrent une fréquence de coupure à -3 dB égale à  $f_c = 5,28$  GHz. Le filtre conçu a une bonne réjection dans la bande d'atténuation qui est inférieure à -20 dB et présente des bonnes pertes d'insertion dans la bande passante. Le filtre proposé a été fabriqué et testé ce qui donne un bon accord entre les résultats de simulation et de mesure, la surface du filtre validé est de 35,48x21,16 mm<sup>2</sup>. L'originalité de ce travail est la largeur de bande de réjection et les dimensions miniatures.

#### 3-2-2. Modèle d'une cellule unitaire CSRR

L'utilisation de métamatériaux à base de CSRR est de promouvoir la miniaturisation et l'amélioration de la bande de rejection pour la bande passante du filtre passe-bas [7-10]. Les CSRR sont formés par des combinaisons parallèles d'inductances (s) et de condensateurs (C), le circuit LC étant couplé électro magnétiquement à la ligne de transmission. Le modèle de circuit équivalent pour les CSRR chargés par les lignes de transmission et ses valeurs d'inductances et de condensateurs peuvent être calculés en utilisant les méthodes décrites dans [11-12]. La figure IV-20 montre la géométrie de la cellule unitaire CSRR avec son modèle équivalent. La fréquence de transmission de chaque CSRR couplé à la ligne de transmission est donnée par :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC[C_c+C]}} \quad (4-1)$$





Figure IV-20: (a) Géométrie d'une cellule unitaire CSRR, (b) Circuit équivalent à éléments localisés du CSRR

La fréquence de résonance du CSRR peut être réglée en ajustant sa longueur de boucle, son espace divisé, l'épaisseur de la boucle et l'espacement entre les boucles concentriques. Plusieurs travaux [13-19] montrent que pour les structures de filtrage, le CSRR peut réduire considérablement la taille du filtre tout en conservant une très forte atténuation de la bande d'atténuation. De plus, l'intégration périodique de ces résonateurs avec des anneaux fendus complémentaires sur un guide d'ondes coplanaire (CPW) présente plusieurs avantages de conception par rapport à la technologie microruban conventionnelle, par exemple la possibilité de monter des composants localisés actifs et passifs [20-24]. Dans cette étude, nous présentons une nouvelle configuration d'un filtre passe-bas CPW chargé de 12 CSRR gravés périodiquement le long du conducteur central ce qui permettra d'élargir la bande passante et la bande de rejection. Un tel filtre convient aux applications ULB [25].

### 3-2-3. Etude et conception d'un filtre passe bas CPW à base des cellules CSRR

Nous avons commencé la conception du filtre passe-bas proposé à base de métamatériaux en étudiant la cellule de base de la structure CSRR. Premièrement, le résonateur CSRR est accordé à la fréquence de résonance en ajustant sa longueur de boucle, son espace divisé, son épaisseur de boucle et son espacement entre les boucles concentriques, ce qui permettra l'adaptation de l'impédance d'entrée du filtre à la bande de fréquence souhaitée. Deuxièmement, nous avons gravé périodiquement six résonateurs sur la face supérieure et inférieure de la ligne de transmission avec anneaux fendus complémentaires de la ligne de transmission CPW comme le montre la Figure IV-21. Après plusieurs séries d'optimisation utilisant les méthodes numériques de maillage intégrées dans le solveur électromagnétique Momentum qui est basé sur la méthode du moment, nous avons

validé le filtre passe bas proposé au niveau simulation. La Figure IV-21 illustre la géométrie de la cellule unitaire CSRR (a) et du filtre passe-bas (b). Les dimensions optimisées sont présentées dans le tableau 4-3.

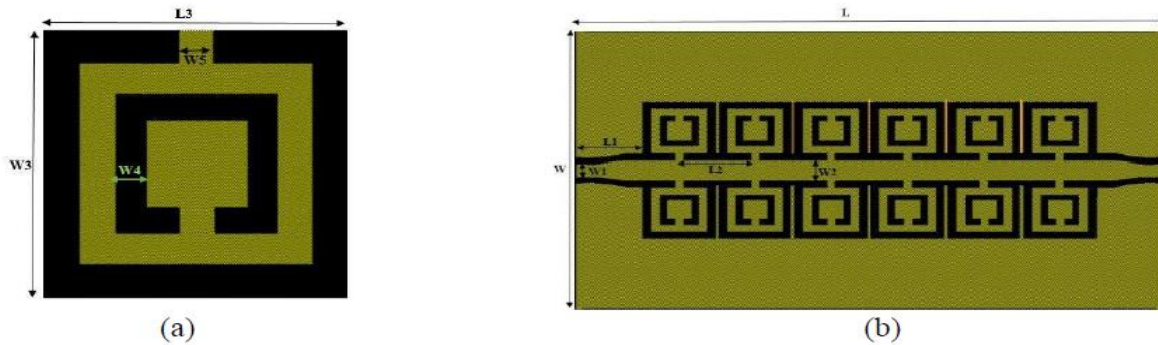


Figure IV-21: (a) La topologie de la cellule unitaire CSRR, (b) La topologie du FPBas CPW proposé utilisant des cellules périodiques CSRR

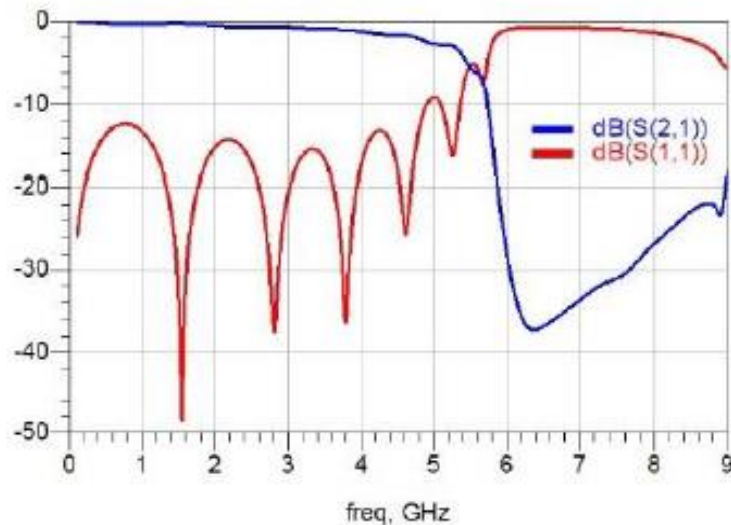
Parameters	Values (mm)
L	35.48
W	21.16
L1	4
L2	4.11
L3	4.4
W1	1
W2	1.5
W3	3.9
W4	0.44
W5	0.5

Tableau 4-3. Dimensions de la structure du Filtre passe bas CPW proposée

La topologie finale du filtre passe-bas coplanaire est imprimée sur un substrat FR4 d'une épaisseur de 1,6 mm, une permittivité diélectrique  $\epsilon_r = 4,4$  et des pertes tangentielles  $\tan\delta = 0,025$ . Le filtre proposé est simulé en utilisant deux solveurs électromagnétiques (ADS et CST-MW). La figure ci-après montre les paramètres S du filtre final optimisé. Comme le montre les résultats de simulation nous avons obtenu un filtre passe-bas ayant une large bande passante avec une fréquence de coupure à -3 dB égale à 5,28 GHz. Les résultats de simulation de ce filtre

montrent des bonnes performances au niveau des pertes d'insertion de -0,5 dB, une bande de rejection très large jusqu'à

9 GHz et un niveau d'atténuation de -20 dB. Cette bonne rejection est due à l'insertion périodique de plusieurs résonateurs CSRR bien optimisés



FigureIV-22: Les paramètres S de la structure de filtrage passe Bas proposée en fonction de la fréquence

Avant la fabrication et afin d'être sûr de la modélisation de ce filtre, nous avons réalisé la même simulation à l'aide d'un autre solveur électromagnétique basé sur la modélisation 3D et une autre méthode de maillage basée sur la technique (FIT). La structure a été simulée en utilisant les mêmes dimensions sur un substrat FR4. La géométrie de ce filtre est illustrée sur la Figure IV-23. La Figure IV-24, montre une bonne concordance entre les deux solveurs EM. La conception est vérifiée également avec la simulation des distributions de courant à une fréquence dans la bande passante et une autre dans la bande de rejection, nous avons donc lancé une simulation à deux fréquences une à 2 GHz et une à 7 GHz. La distribution des courants présentée sur la Figure 4-25 illustre le flux de densité de courant dans la bande passante et une atténuation de la densité de courant dans la bande atténuée du port 1 au port 2, ce qui confirme que le filtre se comporte correctement dans toute la bande de fréquence.

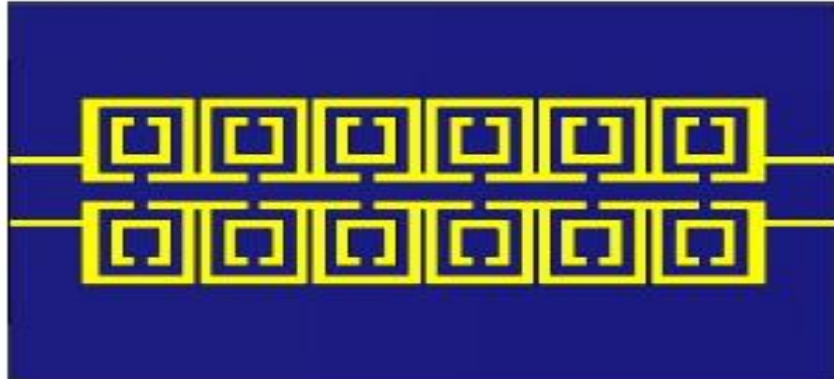


Figure IV-23: Topologie du filtre passe bas en 3D proposé conçu par un autre solveur EM en 3D

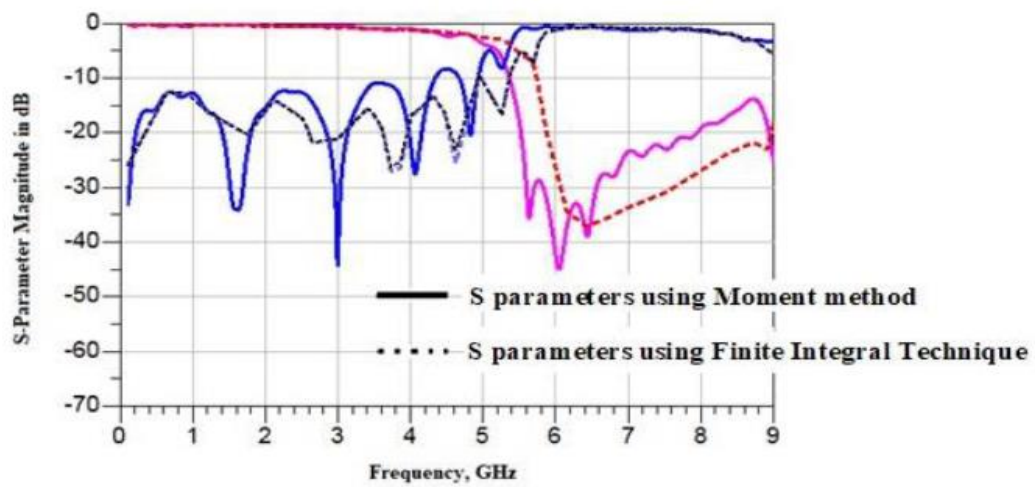


Figure IV-24 : Comparaison des paramètres S du filtre passe bas en utilisant deux solveurs EM

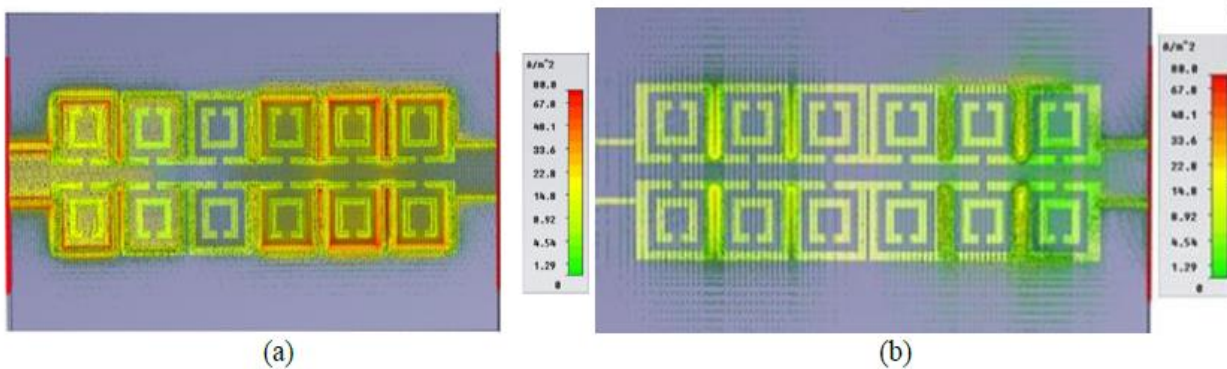


Figure IV-25: La distribution du courant à : (a) 2 GHz et (b) 7 GHz

### 3-2-4. Fabrication du filtre passe bas coplanaire

Après la validation du filtre proposé au niveau simulation, nous avons fabriqué la structure finale du filtre passe-bas comme illustré sur la Figure suivante :

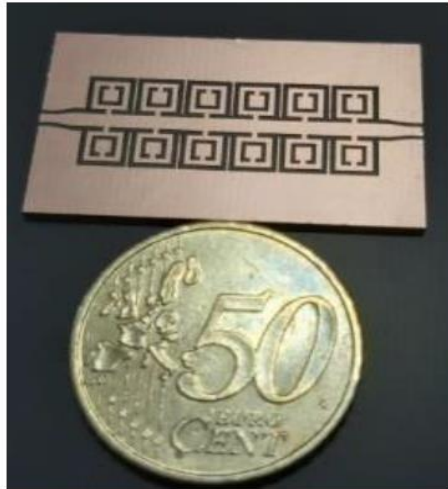


Figure IV-26-: Le filtre passe-bas réalisé

La fabrication a été faite en utilisant une machine laser LPKF. Comme le montre la figure ci-dessus, nous pouvons constater que nous avons une bonne précision au niveau de la réalisation. Après l'étalonnage de l'analyseur de réseau vectoriel, en utilisant le kit d'étalonnage 3,5 mm, nous avons obtenu les coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence jusqu'à 20 GHz. Les résultats de mesure confirment les résultats simulés et présentent une large réjection qui aller jusqu'à 20 GHz.



(a)



(b)

Figure IV-27: Résultat de mesure S11 et S21; (a) paramètre S21, (b) paramètre S11

La figure IV-27 illustre les résultats de mesure du filtre fabriqué. Comme illustré sur la figure IV-27 (a), le coefficient S21 mesuré montre qu'on a des pertes d'insertion qui sont autour de -0,4 dB et une large bande de réjection qui va jusqu'à 20 GHz. De l'autre côté, la figure IV-27 (b) présente le coefficient de réflexion S11 mesuré, elle montre un bon résultat en terme de perte de retour qui sont d'environ -15 dB dans la bande passante. Le circuit a une fréquence de coupure à -3 dB égale à 5.22 GHz. Nous pouvons conclure que nous avons un très bon accord entre les résultats de simulation et de mesure.

Dans ce travail, nous avons conçu et fabriqué une nouvelle structure de filtre passe-bas coplanaire. La technique utilisée consiste en la mise en œuvre de structures de métamatériaux chargées périodiquement. La cellule méta matériau a été optimisée et validée avant la validation du circuit de filtrage final. Ensuite, le filtre proposé est conçu, simulé et validé en utilisant différents solveurs électromagnétiques. Après la simulation du filtre passe-bas proposé et optimisé, nous avons réalisé la structure finale ce qui nous a permis de valider le comportement du filtre dans la bande passante avec une fréquence de coupure de 5.22GHz et avec une large atténuation de la bande de fréquence qui va jusqu'à 20 GHz. Les résultats obtenus permettent de

valider ce filtre pour de nombreuses applications hyperfréquences, l'originalité de ce travail est que le filtre proposé est peu coûteux et

facile à intégrer avec des composants actifs passifs. D'autres avantages sont la largeur de bande de réjection et les dimensions miniatures.

## **4-Conception des filtres Passe Bande à base des résonateurs SRR et CSRR en technologie micro ruban**

### **4-1. Conception d'un filtre Passe bande à base des cellules SRR pour des applications dans la bande X**

#### **4-1-1. Introduction :**

La topologie des filtres à résonateur en boucle ouverte a été proposée par Hong et Lancaster [5-10]. Cette topologie présente un nombre important de degrés de liberté au niveau des résonateurs. En effet, la forme des résonateurs peut évoluer pour augmenter sa compacité ou améliorer la réponse hors bande. Il est également possible de choisir le type de couplage entre les résonateurs. Parmi ces résonateurs, on trouve le Square SRR. Dans cette partie on va discuter la conception d'un filtre passe-bande qui a été validée pour des applications dans la bande X. Le filtre proposé est basé sur l'utilisation de résonateurs couplés carrés à anneau divisé, le circuit réalisé a été optimisé au niveau simulation en utilisant le solveur électromagnétique Momentum. Ce filtre convient aux applications dans la bande X avec une bande passante de [10,8 GHz-12 GHz] et une surface finale de 24,54x4,84 mm<sup>2</sup>. Le circuit final est monté sur un substrat FR4 à faible coût avec une permittivité diélectrique de 4,4 et une épaisseur de 1,6 mm. L'originalité de ce filtre est sa sélectivité en terme de bande passante, son atténuation dans la bande de réjection et sa facilité d'intégration avec des composants passifs et actifs.

#### **4-1-2. Théorie Du Résonateur SRR « Split Ring Resonator »**

Les domaines d'utilisation des structures métamatériaux sont diverses. Le domaine général d'application des métamatériaux est celui de la conception de structures planes avec des usages spécifiques pour les antennes et le filtrage. En fait, des métamatériaux planaires constitués de structures complémentaires comme le CSRR ont été utilisés dans la conception de composants

hyperfréquences tels que des antennes, des filtres, des diviseurs de puissance et des dispositifs de déphasage [11]. En 1999, Pendry [12] a été le premier chercheur à introduire des métamatériaux à perméabilité négative en proposant une nouvelle structure appelée résonateurs à anneaux fendus «SRR» (Figure.IV-28) sous plusieurs formes géométriques (carrée, circulaire, triangulaire).



Figure IV-28: SRR proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative

Lorsqu'un champ magnétique est appliqué parallèlement à l'axe des anneaux, selon les deux équations (4-2 et 4-3), un courant est alors induit sur les résonateurs et une activité magnétique apparaît [12-13]:

$$B = \mu_{eff} \mu_0 H \quad (4-2)$$

$$D = \varepsilon_{eff} \varepsilon_0 E \quad (4-3)$$

L'expression de la perméabilité effective est donc donnée par [12]:

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{\omega_{pm}^2 - \omega_m^2}{\omega(\omega + j\Gamma) - \omega_m^2} \quad (4-4)$$



Où  $\Gamma$  présente les pertes métalliques des SRR,  $\omega_m$  et  $\omega_{pm}$  sont respectivement la fréquence de résonance magnétique et la fréquence magnétique du plasma. SRR peut être modélisé comme démontré dans [14] par le circuit électrique suivant :

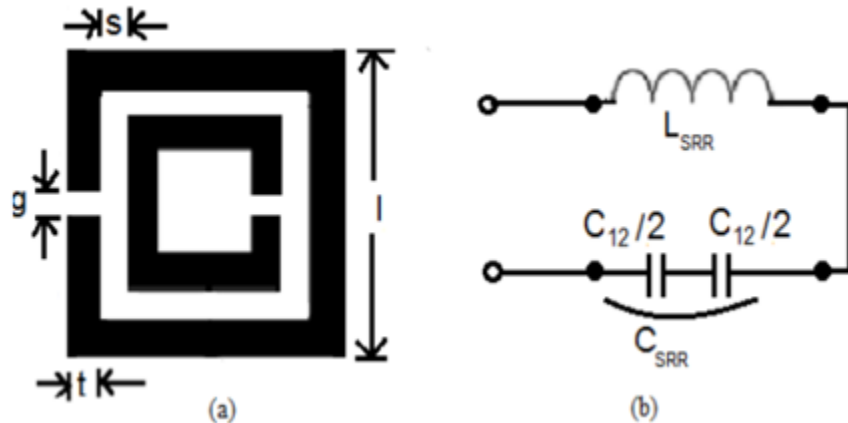


Figure IV-29 : modèle électrique de SRR Square [14]

L'inductance de ce modèle de circuit,  $L_{SRR}$ , est déterminée en supposant un courant uniforme dans toute la boucle. La capacité  $C_{SRR}$  est supposée être l'équivalence parallèle des capacités correspondant à chaque paire de boucles adjacentes. La fréquence de résonance est donnée par [14]:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{SRR}C_{SRR}}} \quad (4-5)$$

#### 4-1-3. Conception du filtre Passe Bande à base du résonateur SRR

Pour concevoir un tel filtre basé sur le résonateur carré SRR, nous avons tout d'abord commencé cette étude en associant des structures SRR carrés couplées périodiquement. L'optimisation a été menée sur les dimensions des SRR et l'écart entre les éléments SRR. Après de nombreuses séries D'optimisation à l'aide d'une étude paramétrique, nous avons validé le filtre passe-bande proposé. Le filtre est monté sur un substrat FR4, avec une densité de maillage élevée à 18 GHz, qui est prise comme fréquence maximale au niveau simulation. La Figure IV-32 présente une étude paramétrique sur la variation des paramètres S du filtre par rapport à la fréquence en fonction du gap entre les cellules SRR ce qui influence la largeur de la bande passante. Comme on peut le

voir, le gap validé est de 0,15 mm ce qui permet d'obtenir une bonne transmission et une bonne adaptation au niveau de la bande passante :

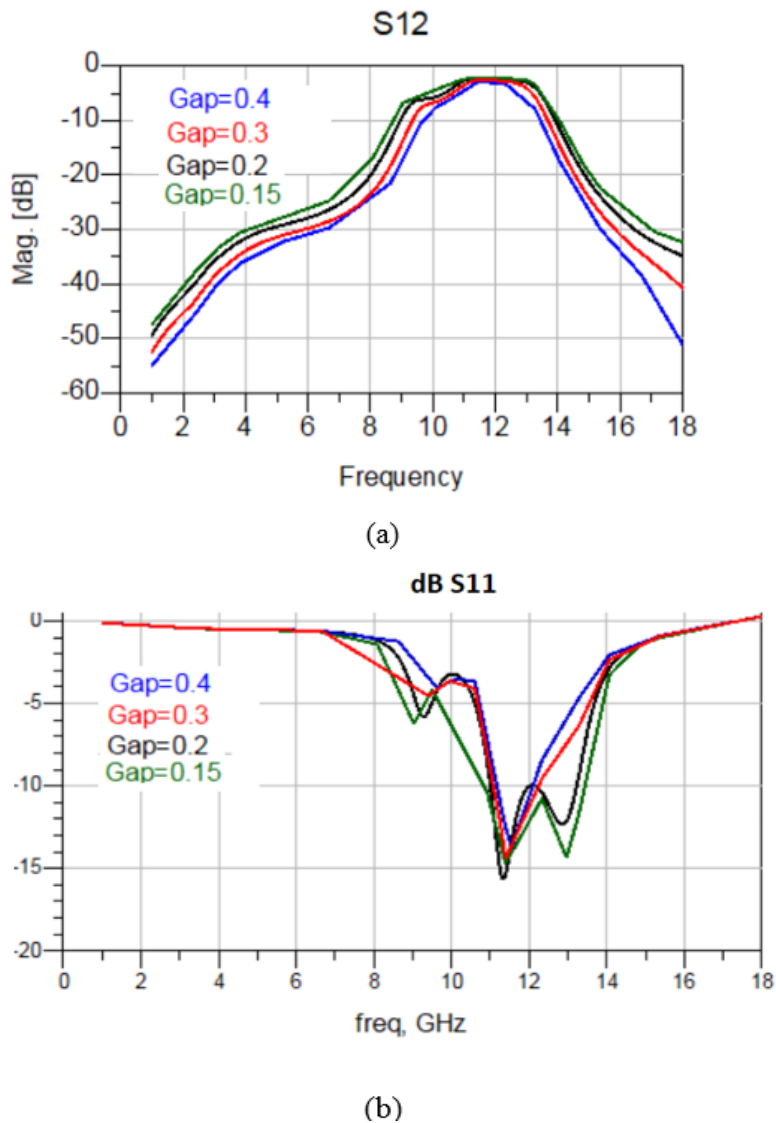


Figure V-32 : (a) Le coefficient de transmission en fonction de la fréquence (b) Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

Afin de valider les résultats de simulation obtenus, nous avons utilisé un autre solveur électromagnétique permettant de concevoir ce filtre proposé et de prendre en compte les dimensions du plan de masse et du substrat. Le filtre passe-bande a été conçu en 3 dimensions comme illustré sur la Figure IV-33



Figure 4-33 : La géométrie en 3D du filtre passe-bande proposé

La structure de filtrage finale avec les différents paramètres optimisés sont présentés sur la Figure IV-34, avec les valeurs des différents paramètres validés montrés dans le Tableau 4-4.

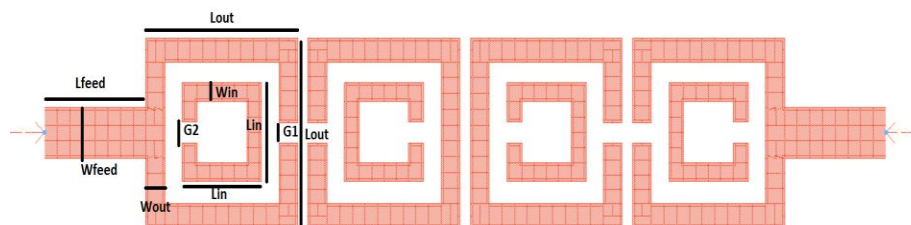
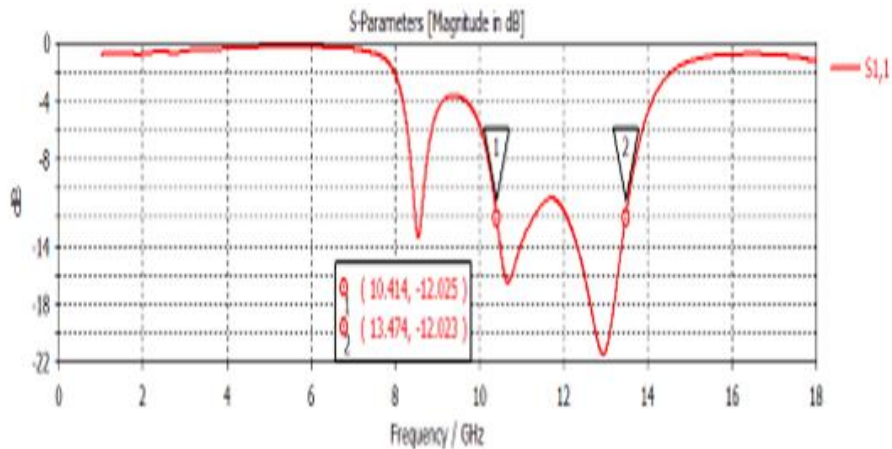


Figure IV-34 : Le filtre passe-bande proposé final

Paramètre	Valeur en mm
Lin	2.339
Lout	4.485
Wfeed	1.2
Lfeed	3
G1	0.485
G2	0.5
Win	0.44
Wout	0.562

Tableau 4-4 : Les dimensions optimisées

Comme illustré sur la figure ci-après, le filtre passe-bande simulé utilisant un autre solveur électromagnétique permet de valider le filtre passe-bande avec une largeur de bande de -3 dB de [10,5 GHz-13,4 GHz] qui tendent vers les applications dans la bande X.



(a)

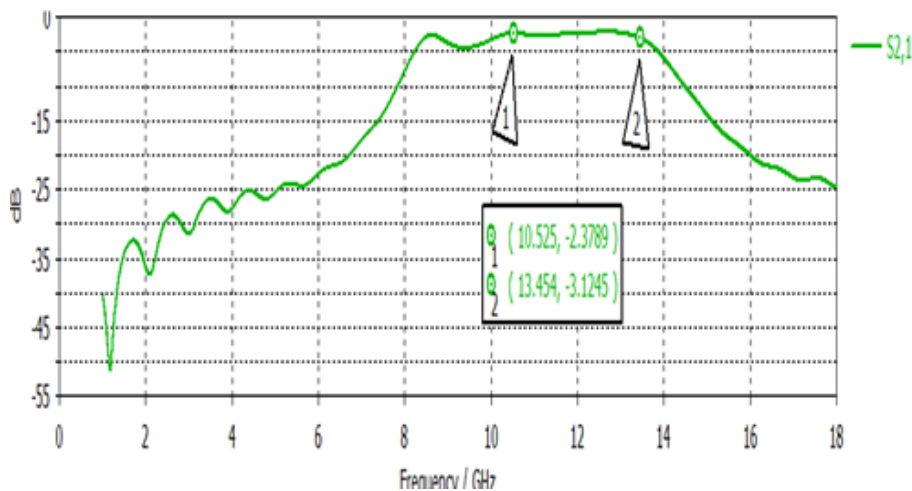
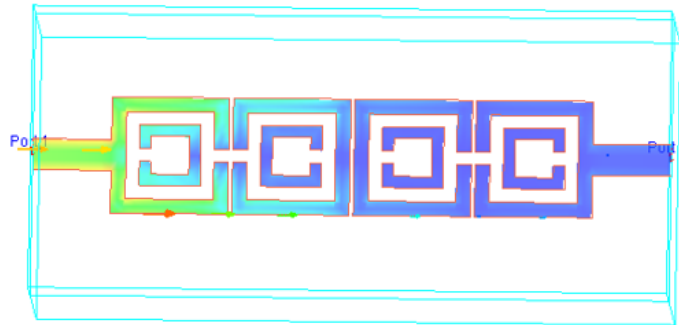


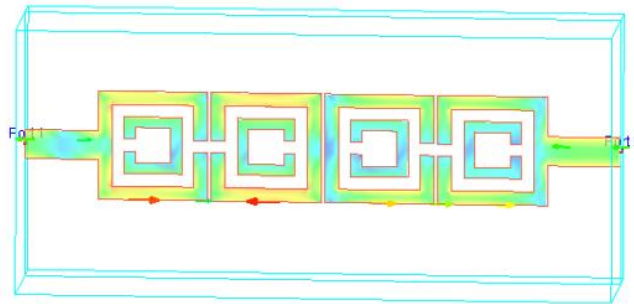
Figure IV-35 : (a) Le coefficient de réflexion (b) Le coefficient de transmission en fonction de la fréquence

Nous pouvons conclure que nous avons deux résultats de simulation qui sont en accord. Afin d'étudier le comportement de ce filtre nous avons lancé la simulation de la densité de courant, comme le montre la Figure IV-36, nous pouvons voir que pour une fréquence autour de 3,12 GHz nous avons une forte atténuation du signal qui ne peut pas atteindre le port 2. Pour une fréquence

à l'intérieur de la bande passante nous pouvons conclure que nous avons une bonne transmission du port 1 vers le port 2.



(a)



(b)

Figure IV-36 : Densité de courant (a) à 3,12 GHz (b) à 12,33 GHz

Cette étude a permis de valider un filtre passe-bande basé sur des cellules SRR couplées, identiques et carrées périodiques. Ce travail a été validé en utilisant deux solveurs électromagnétiques, l'un basé sur la méthode Moments et l'autre basé sur la technique d'Intégration Finie. La structure de filtre proposée est peu coûteuse et facile à intégrer dans la même surface avec des composants RF. L'originalité de ce circuit réside dans ses dimensions qui sont miniatures, avec une bonne réjection.

## 4-2. Conception d'un filtre passe bande à base des cellules CSRR

### A. Conception d'un Filtre passe bande à bande passante très sélective

Cette étude concerne la conception d'un filtre passe bande en utilisant des cellules CSRR. Le filtre est validé pour des applications dans la bande X sur un substrat de type FR4. Le circuit final est basé sur l'association de 2 cellules CSRR couplés avec 2 cellules identiques.

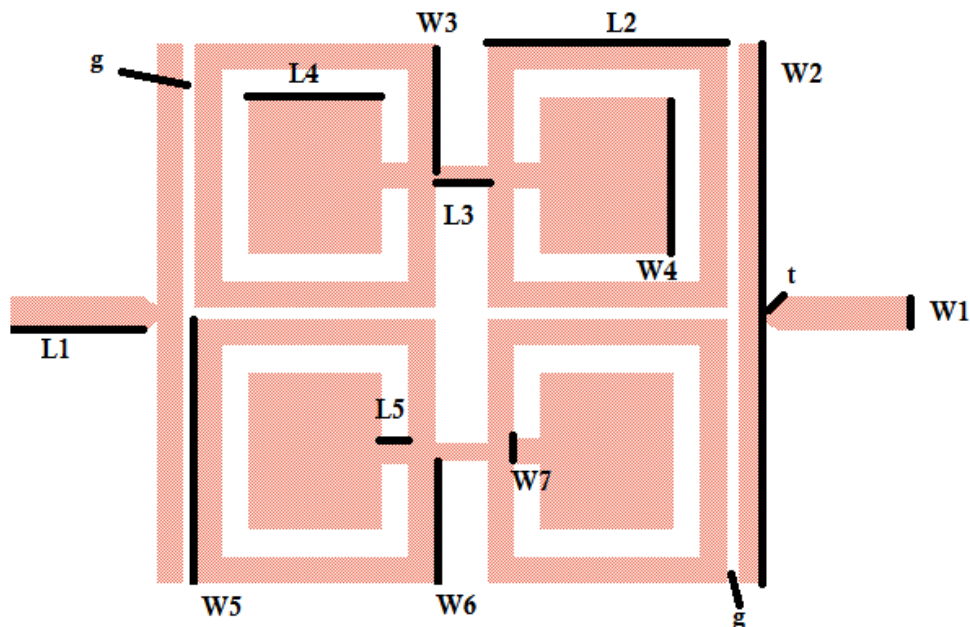


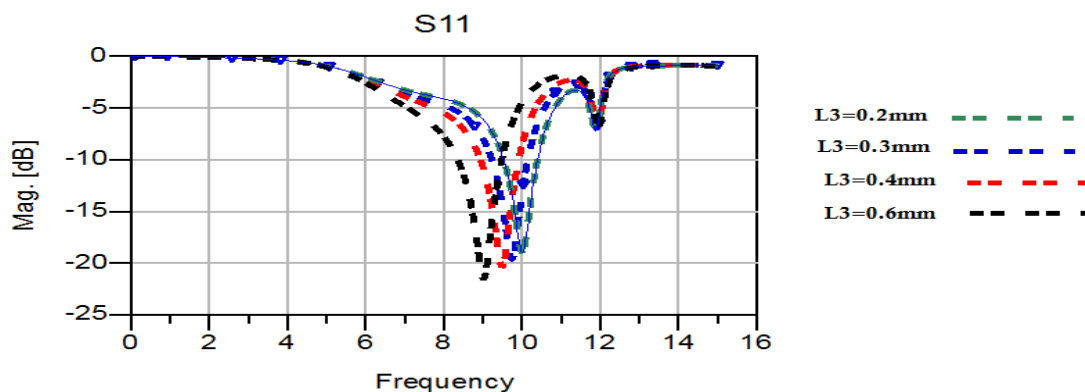
Figure IV-37 : La configuration du filtre passe bande proposé à base des résonateurs CSRR

Avant la validation de la structure de filtrage finale, on a commencé par une première étape qui est la définition d'une structure de filtre passe bande centrée autour de 10GHz. Cette première étude a permis la validation d'un circuit qui se comporte comme filtre passe bande avec une bande passante assez étroite (Figure 4-37). Les dimensions optimisées sont présentées sur le tableau suivant :

Paramètre	Valeur en mm
L1	1.5
L2	2.7
L3	0.2
L4	1.5
L5	0.3
W1	0.385
W2	6.08
W3	1.38
W4	1.77
W5	2.96
W6	1.38
W7	0.3
t	0.19
g	0.133

Tableau 4-5 : Les dimensions optimisées

L'obtention d'une telle structure est passée par une série d'optimisation et une étude paramétrique sur les dimensions des cellules. Un des paramètres qui joue sur la fréquence centrale et la largeur de la bande passante on trouve la longueur L3 qui sépare les deux cellules. La figure suivante montre qu'en contrôlant la valeur de L3 on peut varier et déplacer la fréquence centrale ainsi que la bande passante à -3dB tout en gardant un bon niveau d'adaptation.



On constate à partir de la Figure IV-38 que plus la distance  $L3$  augmente plus la fréquence centrale diminue et on peut décaler la bande passante. Le filtre conçu est à bande passante très étroite et sélective

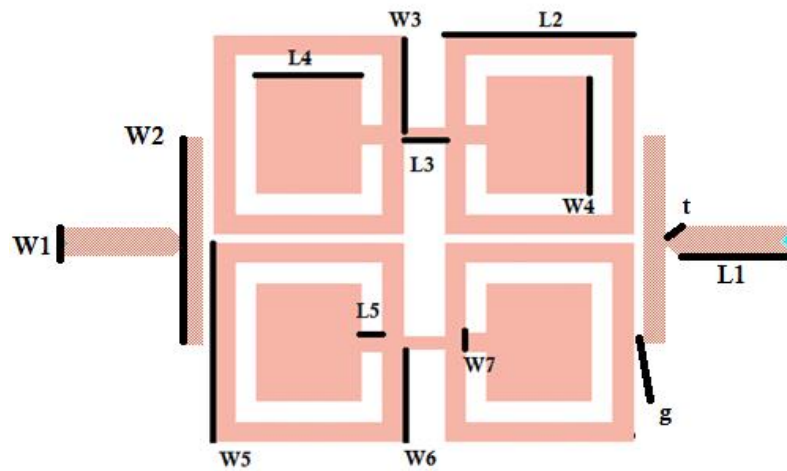


Figure IV-39 : Le filtre passe bande proposé

Paramètre	Valeur en mm
L1	1.5
L2	2.7
L3	0.2
L4	1.5
L5	0.3
W1	0.385
W2	2.95
W3	1.38
W4	1.77
W5	2.96
W6	1.38
W7	0.3
t	0.19
g	0.13

Tableau 4-6 : Les dimensions optimisées



Pour élargir la bande passante, on a mené une autre étude paramétrique sur les dimensions du circuit d'excitation (sous forme de T) à l'entrée de chaque port comme le montre la Figure IV-39, l'étude paramétrique est effectuée sur la largeur  $W_2$ , le gap et la position du circuit d'excitation ce qui a permis de valider la structure de filtrage finale présentée sur la Figure IV-39.

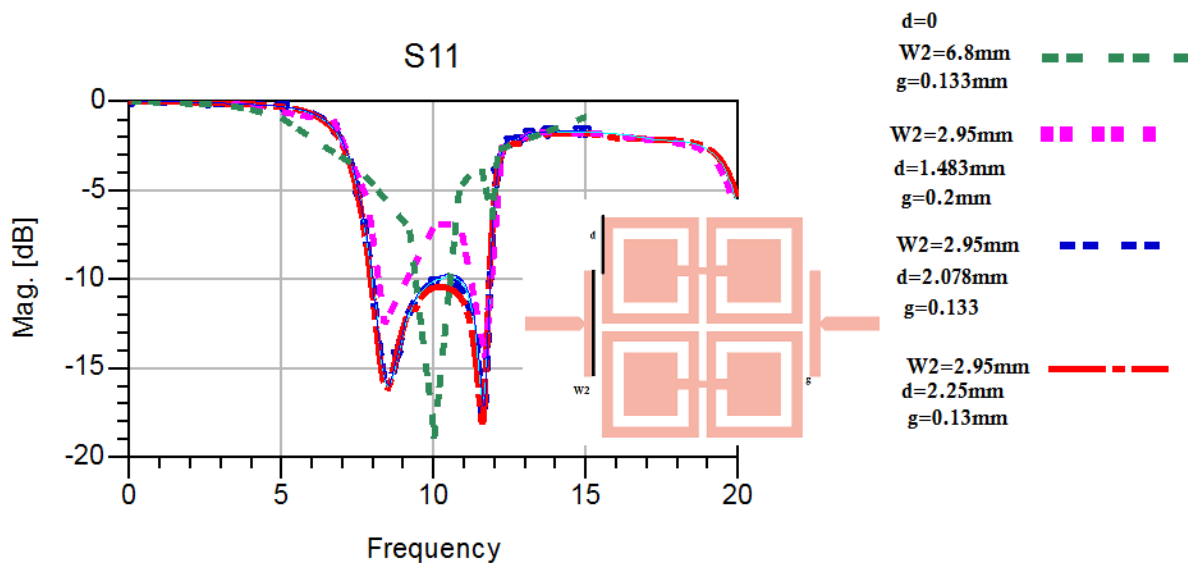


Figure IV-40 : Etude paramétrique pour l'élargissement de la bande passante du filtre proposé

A partir de l'étude paramétrique on constate que plus on réduit la largeur  $W_2$  plus on a une bande passante plus large ce qui permet de couvrir la bande X d'application avec une bande passante à -3dB égale à [8 GHz,11.75 GHz], les pertes d'insertion égale à -1.38dB pour une fréquence centrale de 10 GHz. Pour valider les résultats obtenus au niveau ADS, on est passé par un deuxième simulateur électromagnétique en 3D qui CST-MW pour la comparaison des résultats obtenus. Une comparaison des paramètres S obtenus est illustrée sur la figure suivante :

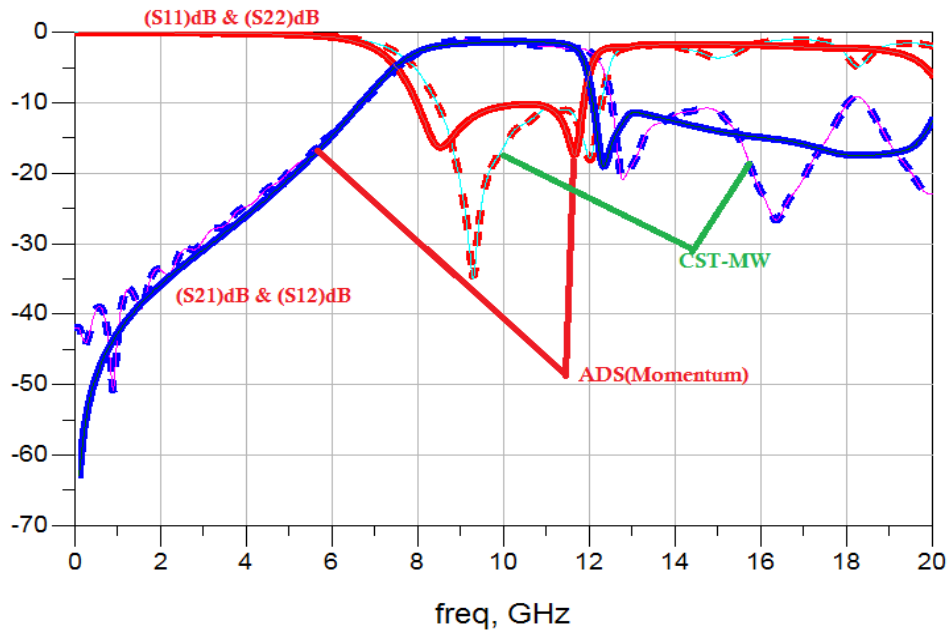


Figure IV-41: Comparaison entre les résultats d'ADS et CST-MW

On constate qu'on a une bonne concordance entre les résultats de simulation sur ADS et CST avec une légère différence qui est due aux différentes méthodes de maillage utilisées. En plus, au niveau CST on a un plan de masse qui est fini en comparaison avec un plan de masse infini sur Momentum. On déduit que la structure optimisée présente une bonne réjection à l'extérieur de la bande passante. La structure de filtrage passe bande est adaptée pour des applications dans la bande X avec des dimensions qui sont très miniatures, compactes.

### 5- Conception d'un filtre coupe Bande à base des SRR en technologie microruban

Les filtres coupe-bande microrubans sont devenus plus attractifs en raison de leur faible coût et simplicité d'intégration avec d'autres Circuits RF / micro-ondes. Il existe de nombreuses techniques pour la conception des filtres coupe bande microrubans [1-2]. L'un d'eux est d'utiliser des résonateurs à circuit ouvert qui ont des longueurs quart d'onde. Dans cette partie, on va présenter la conception d'un filtre coupe bande basé sur l'utilisation des résonateurs SRR. Tout d'abord, nous avons commencé la conception de cette structure en passant d'une ligne microruban adaptée à 50 Ohm, ensuite nous avons inséré deux résonateurs à double anneau fendu de forme carrée de chaque côté de la ligne de transmission, les deux résonateurs sont couplés avec deux lignes en forme de 'L'. Après une série d'optimisation, nous avons validé au niveau simulation la

structure montrée sur la Figure IV-42. La structure est montée sur un substrat de type FR4 d'une épaisseur de 1,6 mm, une permittivité diélectrique  $\epsilon_r = 4,4$  et une tangente de perte  $\tan\delta = 0,025$ . La structure de filtrage est simulée en utilisant Momentum avec une grande densité de maillage à la fréquence de simulation maximale  $f = 5GHz$ .

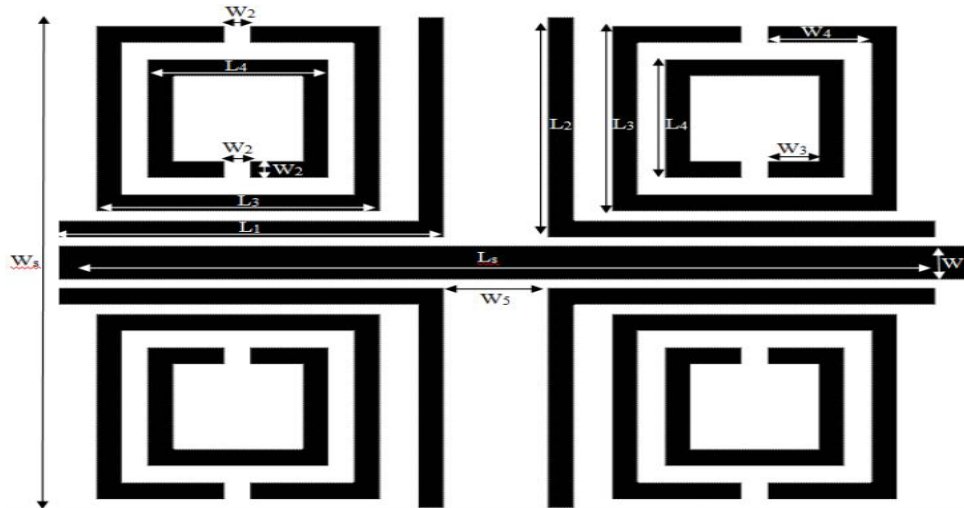


Figure IV-42: Le filtre coupe bande proposé

Les dimensions optimisées sont présentées dans le tableau 4-7 :

Paramètre	Valeur en mm
W1	2
W2	1
W3	2
W4	4
W5	5.36
Ws	26.3
L1	13.64
L2	12
L3	11
L4	7
L5	32.65

Comme le montre Figure IV-43, nous avons obtenu de bons résultats en terme de perte d'insertion égale à -36.64dB dans la bande rejetée et centrée à 3,68 GHz. Ces résultats sont dus à l'insertion et l'optimisation des résonateurs SRR couplés avec la ligne microruban.

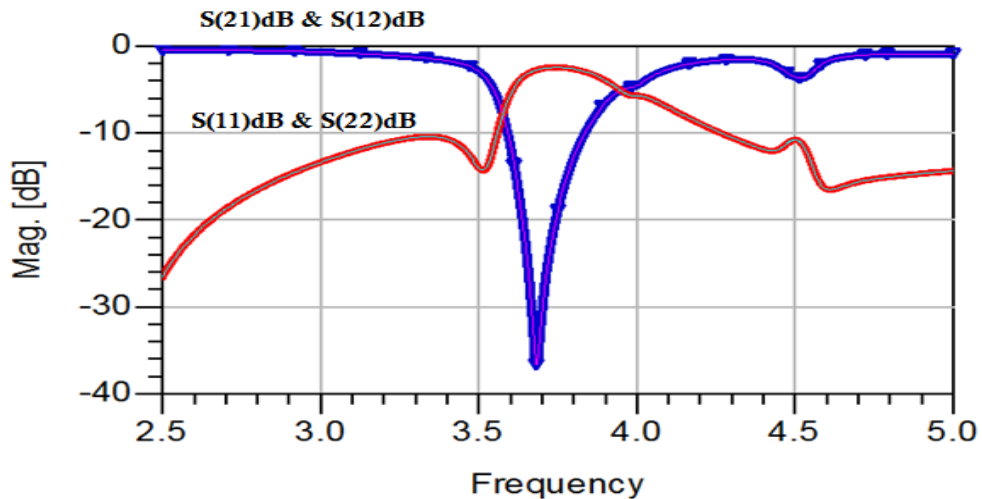


Figure IV-43: Les paramètres S du filtre coupe bande en fonction de la fréquence

Après la validation de la structure finale du filtre, nous avons lancé une simulation qui confirme la fonction du filtre microruban proposé. La Figure IV-44 présente deux distributions des courants, une à 3.5 GHz et une autre dans la bande de rejetée à 3.68 GHz. Alors on constate que pour des fréquences inférieures à 3.5 GHz on a une bonne transmission du port 1 vers le port 2 par contre à 3.68 GHz on a une bonne atténuation du signal ce qui l'empêche d'atteindre le port 2.

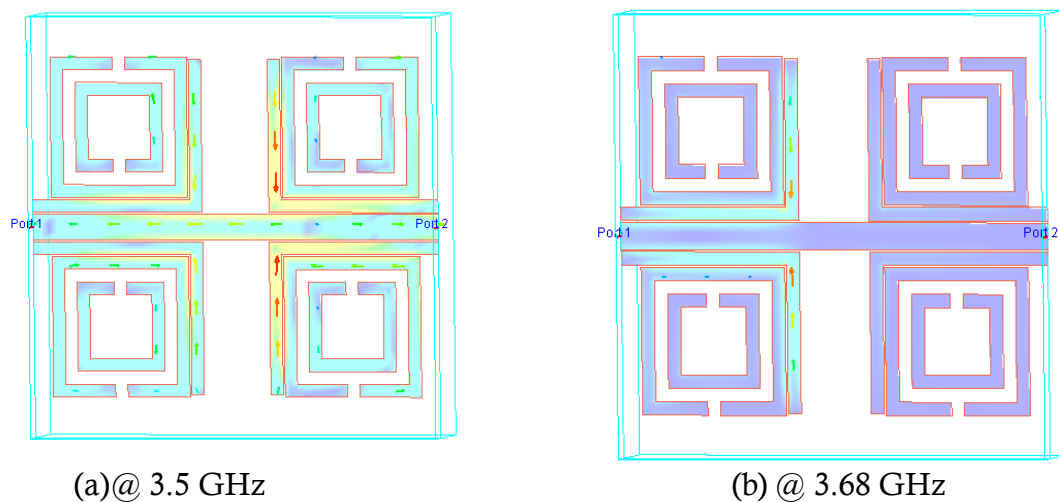
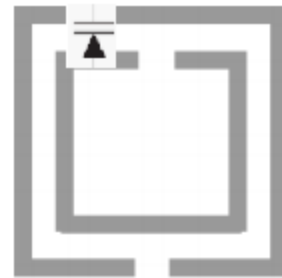


Figure IV-44 : La distribution des courants au niveau de la surface du filtre

Cette étude a permis de montrer une autre application des cellules SRR permettant de réaliser un filtre coupe bande en technologie microruban. Le circuit final est miniature ayant une surface totale de  $32.65 \times 26.6 \text{ mm}^2$ .

### 6-Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté l'état de l'art sur les filtres planaires à base des résonateurs CSRR et SRR. Après cette synthèse bibliographique, on a détaillé et présenté nos contributions sur la conception de plusieurs types de filtres passe bas, passe bande et réjecteur de bande. Tous les filtres conçus sont basés sur l'utilisation des résonateurs SRR et CSRR. Comme perspective à ce travail, on peut envisager l'association des composants actifs comme les diodes Varicaps et les diodes PiN pour contrôler la bande de fréquence et pour rendre les filtres conçus reconfigurables en fréquence comme le montre la figure suivante :



# Références

- [1] F. Falcone, T. Lopetegui, J. D. Baena, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, "Effective negative- $\epsilon$  stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 6, pp. 280-282, Jun. 2004.
- [2] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084, Nov. 1999.
- [3] R. Marqués, F. Medina, and R. Rafii-El-Idrissi, "Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials," *Phys. Rev. B*, vol. 65, 144440, Apr. 2002.
- [4] C. Li, K. Y. Liu, and E. Li, "Design of microstrip highpass filters with complementary split ring resonators," *Electron. Lett.*, vol. 43, pp. 35-36, Jan. 2007.
- [5] D. Deslandes, and K. Wu, "Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 2, pp. 593-596, Feb. 2003.
- [6] L. Huang, I. D. Robertson, N. Chang, and J. Huang, "Novel substrate integrated waveguide bandpass filter with broadside-coupled complementary split ring resonators," 2012 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig, 2012.
- [7] Y. D. Dong, T. Yang, and T. Itoh, "Substrate integrated waveguide loaded by complementary split-ring resonators and its applications to miniaturized waveguide filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 9, pp. 2211-2223, Sept. 2009.
- [8] K. Deng, Z. X. Guo, C. Li, and W. Q. Che, "A compact planar bandpass filter with wide out-of-band rejection implemented by substrate-integrated waveguide and complementary split-ring resonator," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 53, pp. 1483-1487, Jul. 2011.
- [9] X. Zhang, Z. Yu, and J. Xu, "Novel band-pass substrate integrated waveguide filter based on complementary split ring resonators," *Progr. Electromagn. Res.*, vol. 72, pp. 39-46, 2007.
- [10] Q. L. Zhang, W. Y. Yin, S. He, and L. S. Wu, "Evanescent-mode substrate integrated waveguide (SIW) filters implemented with complementary split ring resonators," *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 111, pp. 419-432, 2011.
- [11] Mustafa K. Taher Al-Nuaimi and William G. Whittow "Compact Microstrip Band Stop Filter Using SRR and CSSR: Design, Simulation and Results" EuCAP 2010, Barcelona, Spain.
- [12] S. S. Karthikeyan and R. S. Kshetrimayum " Harmonic Suppression Of Parallel Coupled Microstrip Line Bandpass Filter Using CSRR" *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 7, 193–201, 2009.
- [13] C. Li, K. Y. Liu, and F. Li " A Microstrip Highpass Filter with Complementary Split Ring Resonators" *PIERS* ONLINE, 2007.

## Références

- [14] Ying Xu and Arokiaswami Alphones " Novel DGS-CSRR-based microstrip low pass filter with ultra wide suppression "nt. *J. Ultra Wideband Communications and Systems*, Vol. 1, No. 3, 2010.
- [15] Ahn, D., Park, J.S., Kim, C.S., Kim, J., Qian, Y. and Itoh, T. "A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure" 2001 *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. 49, pp.86–93.
- [16] Baena, J.D., Bonache, J., Martin, F., Sillero, R.M., Falcone, F., "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split- ring resonators coupled to planar transmission lines" 2005 *IEEE Microwave Theory and Tech.*, Vol. 53, No. 4, pp.1451–1461.
- [17] Kehn, M.N.M., Quevedo, O.T. and Rajo, E.I. "Split-ring resonator loaded waveguides with multiple stopbands", *Electronics Lett.*, Vol. 44, pp.714–716. "2008 *Electronics Lett.*, Vol. 44, pp.714–716.
- [18] Kim, C.S., Park, J.S., Ahn, D. and Lim, J.B "A novel 1-Dperiodic defected ground structure for planar circuits " 2000 *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, Vol. 10, pp.131–133.
- [19] Kim, J., Cho, C.S. and Lee, J.W. "CPW band stop filter using slot-type SRRs " *Electronics Lett.*, Vol. 41, pp.1333–1334.
- [20] Lin, X. and Cui, T. "Controlling the bandwidth of split ring resonators " 2008 *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, Vol. 18, pp.245–247.

## Conclusion Générale

Les thématiques de recherche de cette thèse se sont intéressées au développement de nouvelles structures antennaires et de filtrage basées sur l'utilisation des résonateurs SRR et CSRR. Après un état de l'art sur la caractérisation électromagnétique des matériaux en utilisant la méthode expérimentale et qui a permis de valider l'approche expérimentale adoptée pour caractériser un matériau diélectrique. Les travaux de recherches développés autour de l'association des cellules SRR et CSRR aux différents circuits radiofréquences, ont permis de valider en premier lieu des nouvelles structures antennaires qu'on peut classer en deux catégories :

- Des premières structures qui sont des antennes ULB avec une bande filtrée ce qui est dû à la présence du résonateur CSRR au niveau du plan de masse. Alors, on trouve la validation de 4 structures antennaires ULB en technologie planaire ensuite l'association et l'optimisation de deux résonateurs CSRR qui sont intégrés au niveau du plan de masse et qui ont permis de filtrer une bande de fréquence. Par conséquent, on trouve la validation au niveau simulation de 4 structures multi bandes en technologie coplanaire. Pour valider la modélisation des différentes antennes sur ADS, on a mené la réalisation des différentes antennes conçues ce qui a permis de valider certaines structures ULB et multi bandes au niveau mesure.
- La dernière structure validée est un réseau planaire multi bande en technologie microruban, le réseau est basé sur l'association de résonateur SRR avec l'élément rayonnant. Avec cette technique, on a pu valider un réseau d'antennes patch multi bande fonctionnant pour des standards de communication autour de la bande WiMAX et pour des applications WLAN.

Après cet axe de recherche lié aux antennes, on a mené une autre étude sur les structures de filtrage basées sur les résonateurs CSRR et SRR. Pour cette deuxième étude, on a pu valider un certain nombre de filtres planaires avec de bonnes performances. Alors on trouve la validation :

- D'un filtre passe bas en technologie micro ruban basé sur des résonateurs périodiques de type CSRR , le filtre validé a une large bande passante et une bonne réjection.



## Conclusion Générale

- D'un deuxième filtre en technologie coplanaire avec des CSRR gravés périodiquement, la structure est validée au niveau simulation et au niveau réalisation ce qui a permis de valider la modélisation effectuée au niveau Momentum
- D'un troisième filtre passe bande en technologie planaire basé sur des résonateurs SRR couplés périodiquement validé pour des applications dans la bande X.
- D'un quatrième filtre passe bande basé sur 4 résonateurs CSRR , la structure est validée au niveau simulation pour une bande égale à [8 GHz,11.75 GHz].
- D'un cinquième filtre coupe bande, ce dernier est validé pour rejeter une bande de fréquence allant de 3.68 GHz à 4GHz.

Après la validation des différentes structures antennaires et de filtrage, on envisage comme perspectives les travaux suivants :

- Travailler sur la modélisation électrique des différentes structures antennaires validées en passant par des études paramétriques. Surtout pour les antennes basées sur l'antenne patch connue par son modèle équivalent de ligne de transmission. Ce qui va nous permettre de cibler par la suite n'importe quel cahier de charge.
- Associer les métamatériaux avec les structures multi bandes qui ont un gain faible, ce qui va améliorer le gain de ces antennes.
- Intégrer des composants agiles en fréquence avec les antennes et les filtres conçus comme les diodes varicaps et PIN, ce qui va nous permettre de valider des antennes et des filtres reconfigurables en terme de la bande passante.