

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	1
Chapiter 1 : Les métamatériaux et leurs applications	
I .INTRODUCTION	3
I.1.Historique	4
I.1.1 Propagation d'une onde dans une structure périodique	4
I.1.2 . Domaine micro-ondes	4
II. LES METAMATERIAUX.....	5
II.1. Caractéristiques des métamatériaux	6
II.2. Origine et développement des métamatériaux	6
III .MATERIAUX A INDICE NEGATIFS	8
III.1. Approche de Veselago.....	8
III.2. Permittivité et perméabilité négatives.....	11
III.2.1. Perméabilité négative	12
III.2.2. Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire « RAFC ».....	13
III.2.3. Permittivité négative.....	15
III.2.3. Indice de réfraction négatif	16
IV . Conclusion	18
Chapitre 2 : contexte général sur l'ultra large bande	
I. INTRODUCTION	20
II. LA TECHNOLOGIE ULTRA LARGE BANDE	20
II.1. Historique	20
II.2. Réglementation de l'ULB dans le monde	22
II.2.1. Etats-Unis	22
II.2.2. Europe.....	23
II.2.3. Asie.....	24
II.3. Techniques de transmission pour l'ULB (standardisation)	25
II.4. Différents types d'applications de l'ultra large bande	25
II.5. Avantages et inconvénients de l'Ultra Large Bande	27
III.CARACTERISATIONS DES ANTENNES IMPRIMES POUR APPLICATION ULB ..	28
III.2. Etude de l'antenne patch	31
IV.1.Mécanisme de rayonnement d'un élément patch.....	32

IV.2.Mécanismes d'alimentation.....	32
V.Les antennes Ultra Large Bande.....	35
V.1.L'antenne spirale conique.....	35
V.1.1.Emploi de structures métamatériaux.....	36
V.2.Antenne ULB active.....	37
V.2.1. <i>Antenne ULB à plusieurs bandes de fréquences rejetées</i>	37
VI.CONCLUSION	38
VII. REFERENCES.....	39
Chapitre 3 : simulation d'antenne ULB par HFSS	
I. INTRODUCTION	40
II. LE LOGICIEL DE SIMULATION HFSS	40
II.1. Présentation du logiciel.....	40
II.2. Création des projets par HFSS	41
II.3.Insertion d'une conception de HFSS dans un projet.....	41
II.3.1.Dessiner un modèle.....	42
II.4.Types de solution dans HFSS.....	43
II.5.Excitation d'une structure.....	45
II.6.Conditions aux limites	45
II.7.Bande de fréquences	46
II.8.Génération des rapports	47
III.SIMULATIONS ET RESULTATS	48
III.1.Structures d'antenne	48
III.2.Etude paramétrique.....	50
III.2.1.Effet de la largeur du ligne d'alimentation (paramètre M_f).....	50
III.2.2.Effet du paramètre g	51
III.2.3.Effet de la largeur du rayon de l'élément rayonnant (paramètre R).....	51
III.2.4.Effet de la largeur de la fente dans le plan de masse (paramètre w_c)	52
III.2.5.Effet de la longueur de la fente dans le plan de masse (paramètre l_c)	53
III.3.L'antenne optimisée sans RAFC.....	54
III.3.1. Effet de l'ajout d'un RAFC.....	56
III.3.2. L'antenne optimisée avec RAFC.....	57
IV. Antenne avec résonateur en anneau fendu circulaire.....	59
IV. 1.Effet du rayon de RAFCC.....	59

IV. 2.Effet de positionnement des RAFCC	60
IV. 3.Antenne optimisé	60
V.CONCLUSION	63
VII. REFERENCES.....	64
conclusion generale.....	65

Liste des figures

Figure I.1. Classification de matériaux [7].	8
Figure I.2. Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche de veselago [7].	9
Figure I.3. Représentation du trièdre de vecteur. (a) Milieu main droite. (b) Milieu main gauche [7].	10
Figure I.4 . Propagation d'ondes électromagnétique dans différents milieux [8].	11
Figure I .5. RAF avec un seul anneau [9].	12
Figure I.6. RAF avec deux anneaux [9].	12
Figure I.7. Comparaison entre géométrie du RAF et du RAFC [10].	13
Figure I.8. Polarisation des champs électromagnétiques pour le RAFC [10].	13
Figure I.9. Rouleau suisse introduit par Pendry [10].	13
Figure I.10. Perméabilité calculée et mesurée pour un rouleau suisse de 35-tours. [10]	15
Figure I.11. Structures présentant une permittivité négative. (a) Résonateur en c proposé par O'Brien. (b) Tige métallique. [11]	17
Figure I.12. Structure de résonateurs présentant un indice de réfraction négatif. (a) Résonateur en « S ». (b) Résonateur en « oméga ». [11]	18
Figure I.13. Matériaux à indice de réfraction négatif. (a) à base de réseau de fils métalliques et des RAFs circulaires. (b) à base de réseau de fils métalliques et des RAFs carrés. [11]	18
Figure II.1 : Masque d'émission autorisé par la FCC en 2002 [4].	23
Figure II.2: Masque d'émission en Europe [4].	24
Figure II.3: Masque d'émission en Asie [7].	25
Figure II.4: Différentes applications de l'ULB [10].	26
Figure II.5: Illustration montrant les domaines dans lesquels l'ULB apporte des solutions intéressantes [3].	26
Figure II.6 : Routeur intégrant la technologie ULB de chez BELKIN [9].	27
Figure II.7: Antennes planaires.	31
Figure II.8: Antenne patch alimentée par un câble coaxial.	33
Figure I I.9: Antenne patch alimentée par une ligne microstrip.	33
Figure I I.10 : Différents techniques d'alimentation des antennes imprimées [2].	34
Figure II.11: Antenne spirale conique. (a) Configuration, (b) Vue decoté et de dessus, (c) exemple de réalisation.	35
Figure II.12: Antennes ULB à fréquences rejetées utilisant la structure SRR.	36

Figure II.13: Antennes ULB à fréquences rejetées utilisant la structure SRR.....	37
Figure II.14 : Antennes ULB à double bandes rejetées avec des fentes.....	38
Figure II.15: Antennes ULB à multibande de fréquences rejetées.....	38
Figure III.1 : Fenêtre de gestion des différents modèles à dessiner sur HFSS [4].....	42
Figure III.2 : Utilisation des variables dans HFSS [3].....	43
Figure III.3: Sélection de type de solution [3].	44
Figure III.4: Création des conditions aux limites (boundary) [3].....	46
Figure III.5: Définition d'un variable non prédéfinie sur HFSS [3].....	48
Figure III.6 : Structures de l'antenne (a) UWB, (b) antenne proposée par bande rejetée, et (c) disposition de rejet de bande. [2].....	49
Figure III.7: variation du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs de (mf) en fonction de la fréquence.....	50
Figure III.8: variation du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs de (g) en fonction de la fréquence.....	51
Figure III.9: Variation du coefficient de réflexion pour les différentes longueurs du rayon de l'élément rayonnant en fonction de la fréquence.....	52
Figure III.10: variation du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs en fonction de la fréquence.....	53
Figure III.11: Variation du coefficient de réflexion pour les différentes longueurs du plan de masse en fonction de la fréquence.	54
Figure III. 12. Coefficient de réflexion initial optimisé.....	55
Figure III. 13. Mesure et simulation de coefficient de réflexion [4].	55
Figure III.14. Variation du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs en fonction de la fréquence.....	56
Figure III.15. Variation du coefficient de réflexion pour les différentes longueurs en fonction de la fréquence.....	57
Figure III. 16. Coefficient de réflexion optimisé	57
Figure III.17. Variation du gain en fonction de la fréquence.	58
Figure III.18.diagramme du rayonnement aux fréquences (a) 4 GHZ, (b)6.5 GHZ.....	58
Figure III.19.antenne avec résonateur en anneau fendu circulaire.....	59
Figure III. 20. Variation du coefficient de réflexion pour les différentes longueurs en fonction de la fréquence pour différentes valeur de Rraf.	59
Figure III. 21. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes positions du RAFCC.	60
Figure III.22. Antenne optimisé avec résonateur en anneau fendu complémentaire circulaire	61

Figure III. 23. Variation du coefficient de réflexion pour les différentes longueurs en fonction de la fréquence.....	61
Figure III.24. Variation du gain en fonction de la fréquence.	62
Figure III.25. diagramme du rayonnement aux fréquences (a)4 GHZ,(b) 6.5 GHZ.....	62

Rapport-Gratuit.com

Liste des tableaux

Tableau III.1: Types d'excitations proposé par HFSS [1].....	45
Tableau III.2: Dimensions de l'antenne[4].....	49
Tableau III.3: Dimensions de l'antenne optimisée.	1

Glossaire

C

CMM : Composite Metamaterial

CEPT :European Conference of Postal and Télécommunications Administration.

CSRR :(complementary split-ring resonator.

D

DNI : Double index material

E

ETSI : European Technical Standard Institute.

ECC : Electronic Communication Committe.

F

FCC :Federal Communication Commission.

F_eF_2 : Le fluorure de fer.

H

HFSS : High Frequency Structure Simulator.

I

IEEE:L'institut pour les ingénieurs électriques et électroniques.

L

LHM : Left Handed Materials

M

MIC : Ministry of international affairs and communications.

MMIC : Microwave Monolithic Integrated Circuit.

MgF_2 : Le fluorure de magnésium.

MMG : Matériaux Main Gauche

R

RAF :resonateur en anneau fendu .

RAFC : resonateur en anneau fendu complémentaire .

RAFCC :resnateur en anneau fendu complémentaire circulaire .

S

SRR : split ring resonator.

SNI : Single Negative index Material.

SHI : Surface à Haute Impédance

SNI : Single Negative Index

SPR : Surface Partiellement Réfléchissante

Glossaire des symboles

μ : Perméabilité

ϵ : Permittivité

C_0 : Célérité de la lumière

λ : Longueur d'onde

K : vecteur d'onde

E : Vecteur champ électrique

H : Vecteur champ magnétique

n : Indice de réfraction

TE : transverse Electrique

TM : Transverse Magnétique

INTRODUCTION GENERALE

La dernière décennie de recherche en électromagnétisme a été marquée par l'émergence de composites innovants destinés à fournir un indice de réfraction négatif. Les propriétés de structures possédant cette propriété ont été décrites dans un article de V.G. Veselago [1] devenu la base de toute une communauté scientifique. Les métamatériaux sont issus de travaux visant à obtenir un indice de réfraction négatif. Ce terme recouvre désormais une très large gamme d'objets et d'applications, auxquelles il faut ajouter les circuits planaires à base de résonateurs capacitifs et inductifs. Les premiers échantillons réalisés pour obtenir un indice de réfraction négatif étaient constitués d'éléments rayonnants de petite taille arrangés périodiquement. C'est la réponse dipolaire électrique ou magnétique de ces éléments rayonnants qui donne les propriétés de permittivité et de perméabilité de ce type de métamatériau.

Or, depuis 1999, un nouvel élément artificiel a été mis au point pour ses caractéristiques de bande interdite dans la propagation. Cet élément est connu sous l'appellation de Résonateur en Anneau Fendu (RAF) et crée en plus de sa résonance, une perméabilité effective négative dans une bande étroite de fréquence autour de sa résonance. Un autre avantage de ce résonateur est son faible encombrement ; en effet, les dimensions les plus grandes de ce résonateur sont de l'ordre de $\lambda/10$.

L'objectif de ce mémoire est de comprendre et de mettre en évidence les propriétés intéressantes de ce RAF en vue d'applications aux antennes et aux circuits microondes. Il s'agit aussi de réaliser des éléments de faible encombrement et de performances élevées qui s'intègrent facilement aux systèmes de télécommunications.

Ce manuscrit se divise en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons un historique de la propagation dans les structures périodiques dans le domaine des hyperfréquences. Nous donnons ensuite un état de l'art sur les applications de ce type de structures dans le domaine de micro onde. Nous nous sommes limités aux applications potentiellement exploitables dans le cadre de ce mémoire. Ensuite, nous donnons une vue globale des métamatériaux composites présentant un indice de réfraction négatif dits aussi métamatériaux main gauche, en passant par l'étude des résonateurs permettant d'obtenir une perméabilité négative et celle des éléments permettant d'obtenir une permittivité négative.

Dans le second chapitre, nous donnons un contexte général sur les antennes ULB . Dans un premier temps, nous présentons les règlementation de ULB dans le monde, ensuite, les techniques de transmission pour l'ULB et les différents types d'application, enfin, la caractérisation des antennes imprimées pour application ULB, et l'utilisation du RAF et du RAFC dans les antennes.

Le troisième chapitre est consacré à l'application du RAF et du RAFC. La première application est l'utilisation du RAF comme élément rayonnant dans une antenne couvrant la bande ULB. La seconde application est l'implémentation du RAFC dans le plan de masse d'une antenne ULB . Une étude paramétrique est faite sur les deux géométries afin de produire deux nouvelles structures miniatures et optimisées. Ceci est fait à l'aide de l'outil de simulations électromagnétiques, HFSS.

I. INTRODUCTION

Ces dernières années, les matériaux dits main gauche (Left Handed Materials : LHM) ont été largement étudiés. La caractéristique physique la plus intéressante des matériaux main gauche est l'indice de réfraction négatif. Dans les matériaux ordinaires la permittivité et la perméabilité sont positives à la fois, tandis que, les matériaux main gauche possèdent une permittivité négative ou une perméabilité négative ou les deux sont négatives à la fois. En conséquence l'indice de réfraction est inférieur à zéro, d'où la vitesse de phase et de groupe de l'onde électromagnétique sont de directions opposées.

Le concept expérimental pour fabriquer des matériaux à permittivité négative à partir de fils métalliques a été proposé par Pendry et al. en 1998. En 1999, le groupe de Pendry a proposé de profiter de la réponse inductive du mouvement collectif (résonance) des électrons dans les éléments conducteurs non magnétiques sous forme de Résonateur en Anneau Fendu (RAF) pour avoir une perméabilité négative. En se basant sur de nombreux travaux de Pendry, plusieurs publications ont étudié des nouvelles structures et ont analysé le comportement main gauche de ces structures .

Il est intéressant de mentionner que la première réalisation expérimentale des matériaux LHMs a été atteinte en formant un matériau composite dit Composite Metamaterial «CMM », composé d'un réseau de fils métalliques (pour obtenir $\epsilon < 0$) et des résonateurs en anneaux fendus (pour obtenir $\mu < 0$). Ces matériaux sont habituellement fabriqués en structures périodiques, c'est à dire, la périodicité dans les deux directions est obtenue par l'impression des réseaux-2D de motifs métalliques sur des substrats planaires, tandis que, la périodicité dans la troisième direction est réalisée par l'empilement d'un grand nombre de substrats et de motifs planaire.

Suite à la démonstration de l'indice de réfraction négatif dans le domaine des hyperfréquences, il y a eu un effort continu pour pousser la fréquence de fonctionnement des métamatériaux aux fréquences terahertz et optiques. Une stratégie plutôt évidente à cet égard est de profiter de la linéarité de l'électromagnétisme et d'étudier les paramètres géométriques. La fabrication des matériaux main gauche à des fréquences infrarouges et optiques nécessite la photolithographie de plus haute résolution ainsi que des substrats diélectriques, ou encore l'utilisation d'un seul substrat couplé avec un traitement multicouches dans le cas des dimensions extrêmement réduites tel que requis pour les fréquences optiques.

En 2004 Katsarakis et al. ont montré expérimentalement que la résonance magnétique peut être excitée par le champ électrique. La résonance est interprétée en termes d'effet de l'excitation électrique à la résonance magnétique lorsque le champ incident est polarisé perpendiculairement au plan du Résonateur en Anneau Fendu « RAF » et pénètre au réseau à l'incidence normale. Ces nouveaux résultats permettent d'aborder de nouvelles structures qui résonnent en utilisant des excitations avec une propagation perpendiculaire au plan des RAFs en terahertz et aussi pour le domaine infrarouge. Par ailleurs, la première monocouche métamatériau « CMM » électromagnétique produit pour des applications en THz a été rapportée en 2005. La conception du résonateur SRR présente un pic de transmission à 2,5 THz mesuré par la spectroscopie infrarouge. Dans ces travaux, les techniques de micro-et nano-fabrication ont été utilisées pour la première fois à raison de produire des matériaux composites, dont quelques couches de matrices SRR-2D séparées par revêtement de polyimide ont été fabriquées sur un seul substrat [1].

I.1. Historique

I.1.1 Propagation d'une onde dans une structure périodique

Que se soit pour le son, l'onde mécanique ou pour l'onde électromagnétique, les structures périodiques sont étudiées depuis longtemps.

Au *XVII^{ième}* siècle, Newton étudiait déjà la propagation d'une onde dans une structure périodique. Il cherchait, en effet, un modèle pour calculer la vitesse du son.

Du *XVIII^{ième}* au *XX^{ième}*, tout en suivant le développement des mathématiques et de la physique, l'étude de la propagation d'une onde dans une structure périodique fut largement développée en mécanique, optique, électronique, physique des solides et en électromagnétisme. Dans ces différents domaines, les structures périodiques sont connues pour leur caractéristique de filtrage. Le miroir de Bragg, utilisé en optique, est l'exemple le plus connu [2].

Le théorème de Floquet-Bloch (1883 et 1928) permet la résolution du problème de la propagation dans un milieu périodique en faisant le calcul sur une seule cellule du réseau.

I.1.2 . Domaine micro-ondes

Dans le domaine des micro-ondes, la thématique des métamatériaux peut être reliée à la notion d'« ondes rétropropagées » dont elle est une généralisation aux trois dimensions de l'espace. Depuis fort longtemps, il est reconnu en théorie des lignes que dans le cas de filtres passe-haut, de type mise en cascade de cellules « capacité en série – inductance en parallèle », l'onde supportée est dite rétropropagée, ce qui correspond à une vitesse de phase opposée à la

vitesse de groupe. Ici encore, des modèles permettent de remonter à des valeurs négatives de permittivité et de perméabilité effectives. Sur la base de ces études anciennes et de la nouveauté apportée par les motifs de type résonateurs en anneau, de multiples propositions pour application au filtrage ont été proposées aussi bien en ligne microruban, en ligne coplanaire, en guide d'ondes que sur des dispositifs de type ligne à ailette (finline). D'un point de vue applicatif, tous les auteurs mettent en exergue la compacité accrue à performances équivalentes des designs proposés par rapport aux concepts classiques de routage et filtrage.

Bien évidemment, la notion de guidage de l'onde électromagnétique et son confinement au sein ou autour d'un support de propagation permettent de simplifier les études et de revenir à des systèmes unidimensionnels. Illustrons cette démarche dans le cas d'une ligne de transmission « main gauche » de type ligne à ailette. Il s'agit d'insérer au milieu d'un guide d'onde métallique un substrat diélectrique. Sur l'une des faces, une ligne à fente est déposée, son adaptation avec le guide est assurée par des zones de transition optimisées. Le milieu à permittivité négative est obtenu en court-circuitant périodiquement la ligne à fente, tandis que la perméabilité négative est obtenue en déposant des motifs métalliques en anneau fendu sur l'autre face du substrat diélectrique en les centrant par rapport à la ligne à fente. Alors que, pris indépendamment, les deux sous-réseaux bloquent la propagation de la ligne à ailette dans la gamme d'études, une transmission très élevée est recouverte entre 11,5 et 12,5 GHz. Le caractère « rétropropagé » ou « main gauche » avec une représentation de la différence de phase obtenue à partir du paramètre de transmission sur deux lignes de longueurs différentes. Celle-ci est incontestablement positive dans la même bande de fréquence, véritable signature d'une avance de phase et donc d'une onde rétropropagée [3].

II. LES METAMATERIAUX

Les métamatériaux, comme leur nom l'indique, sont des matériaux artificiels ayant des propriétés physiques supérieures aux matériaux naturels. « Meta » est un préfixe grec signifiant « au-delà » ou « un niveau au-dessus », comme dans métaphysique ou métalogue. Les métamatériaux sont donc des matériaux ayant des propriétés « au-delà » de ce que l'on peut espérer observer dans des matériaux naturels. Plus précisément, en électromagnétisme et en optique, les métamatériaux présentent des propriétés nouvelles susceptibles d'exciter l'imagination des chercheurs et des ingénieurs comme un indice optique négatif ou un effet Doppler inversé, par exemple [4].

En électromagnétisme, le terme métamatériaux désigne un ensemble des matériaux

composites artificiels, il s'agit en général de structures périodiques, diélectriques ou métalliques, qui se comportent comme des matériaux homogènes n'existant pas à l'état naturel.

II.1. Caractéristiques des métamatériaux

Le terme d'appellation « métamatériau » regroupe tous les matériaux artificiels de structures périodiques ayant des propriétés électromagnétiques particulières. Néanmoins, cette appellation est employée principalement pour les structures présentant un indice de réfraction négatif dont la périodicité est inférieure à $\lambda/10$. Un matériau à indice de réfraction négatif est un matériau où la réfraction négative se produit à son interface avec un matériau classique. Il est également possible de trouver la terminologie de matériaux « gauchers » dit encore à « main gauche », car à l'intérieur de celui-ci l'onde électromagnétique est décrite par des champs électrique et magnétique et où la propagation est régit par le vecteur d'onde. Ces trois grandeurs vectorielles forment un trièdre indirect : - la direction du vecteur d'onde est dans le sens inverse du vecteur de Poynting. Une représentation schématique sera portée ultérieurement pour préciser cette particularité [5].

II.2. Origine et développement des métamatériaux

Le terme métamatériau a été synthétisé par Rodger M. Walser, université du Texas à Austin, en 1999, qui a été à l'origine défini en tant que "composés macroscopiques faisant concevoir une architecture cellulaire synthétique, tridimensionnelle, périodique pour produire une combinaison optimisée, non disponible dans la nature". En outre, les métamatériaux sont définies comme "matériaux qui gagnent leurs propriétés de leurs structures plutôt que directement de leurs compositions"[6].

Les définitions ci-dessus reflètent certaines propriétés des métamatériaux, mais pas tous. En fait, les métamatériaux sont des composés macroscopiques d'une structure périodique ou non-périodique, dont la fonction est due à l'architecture cellulaire et à la composition chimique. Si le métamatériau est considéré comme un milieu efficace, il a une condition additionnelle est que la taille de la cellule est plus petite ou égale à la longueur d'onde. En électromagnétisme, ce nom a été popularisé par les deux articles fondateurs de J.B. Pendry, qui a introduit de manière théorique les deux classes de matériaux à permittivité négative et perméabilité négative.

Le premier type a été proposé par Notomi et utilise les propriétés d'anisotropie des cristaux

photoniques. Dans ce cas, une réfraction négative est obtenue même quand l'indice de réfraction de matériau de base est positif. Le deuxième type est obtenu par une perméabilité et une permittivité simultanément négatives et a été proposé d'après une étude théorique de Veselago en 1967.

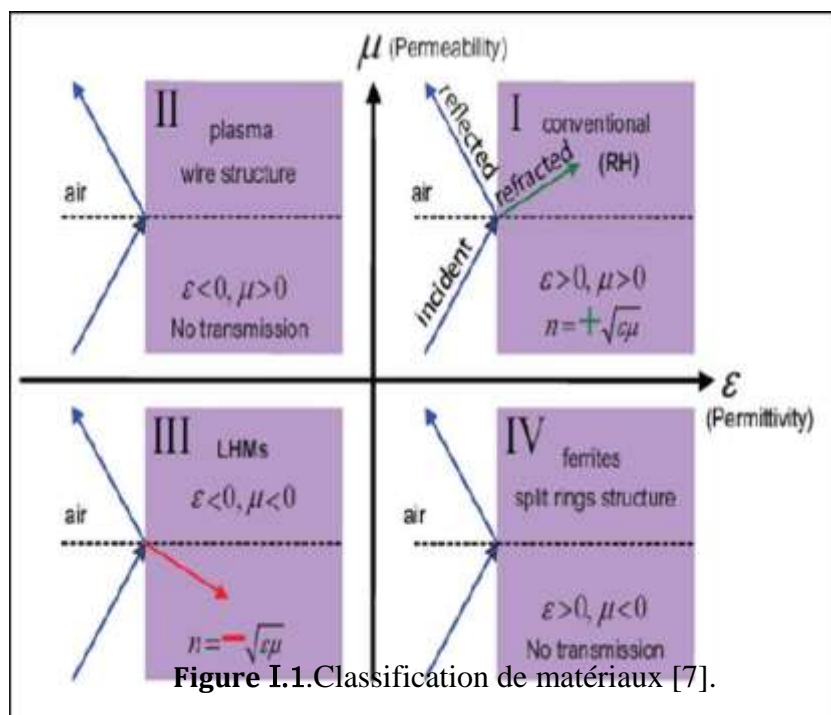
Il revient à D.R. Smith le mérite d'avoir associé les deux concepts dans un seul matériau à indice négatif testé expérimentalement pour la première fois en 2000. Ces premiers travaux ont excité l'imagination des chercheurs du monde entier et une floraison de publications en a suivi. Il faut dire que, en optique, l'enjeu est de taille puisqu'on est allé jusqu'à prédire la naissance d'une nouvelle optique où la résolution des lentilles et des instruments optiques ne serait plus limitée par la diffraction. Cette prédiction a été tempérée depuis, mais elle reste encore valable, étant donné les progrès des technologies. Des métamatériaux opérant à des longueurs d'onde de 1 et 2 μm ont été proposés. Ils ne correspondent pas encore à l'idéal. Mais ils montrent qu'en peu de temps des dispositifs extrêmement performants ont pu être réalisés et testés. Cela est d'autant plus remarquable que, dans ces structures périodiques, la cellule élémentaire doit être de l'ordre du dixième de la longueur d'onde. Ce qui signifie que, à 1 μm , la cellule a une dimension typique de 100 nm, avec des détails de l'ordre de la dizaine de nanomètres. On est donc dans le domaine des nanotechnologies et les laboratoires susceptibles de réaliser ce type de structure sont peu nombreux, aussi bien en Europe qu'aux États-Unis ou en Asie.

En micro-ondes, l'enjeu est différent. Les applications en télécommunications et en compatibilité électromagnétique dominent, d'où des démarches différentes et une créativité plus grande, car les contraintes technologiques sont moins fortes. Les études se sont focalisées très vite sur le développement d'applications dans le domaine des filtres, des déphaseurs et des antennes avec une comparaison systématique aux technologies existantes.

III. MATERIAUX A INDICE NEGATIFS

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels qui n'existent pas dans la nature et qui sont synthétisés par enrobage spécifique. Jusqu'à ce moment, il n'existe pas de matériaux possédant à la fois une permittivité et une perméabilité négative.

Les propriétés électriques et magnétiques des métamatériaux sont déterminées par deux paramètres importants du matériau, la permittivité diélectrique qu'on peut obtenir par un réseau de fils métalliques et la perméabilité magnétique qui peut être obtenue par des résonateurs en anneau fendu. La perméabilité « μ » et la permittivité « ϵ » permettent de déterminer la réponse du matériau à un champ électromagnétique. En règle générale, ϵ et μ sont à la fois positifs dans des matériaux ordinaires. Toutefois, pour certaines structures, qui sont appelés matériaux gaucher (LHM), la permittivité effective, ϵ_{eff} et la perméabilité, μ_{eff} possèdent des valeurs négatives. Dans tels matériaux l'indice de réfraction, n , est inférieur à zéro, et on peut l'obtenir par un assemblage de réseau de fils métalliques et résonateurs en anneau fendu [7].



III.1. Approche de Veselago

Le physicien russe Victor Veselago, est le premier qui a montré théoriquement la possibilité d'avoir des matériaux avec une permittivité et une perméabilité négatives simultanément. Veselago a considéré qu'une onde électromagnétique peut se propager dans un milieu linéaire, homogène et isotrope et qui est caractérisé par une permittivité et une perméabilité négatives à la fois. Suite à ces caractéristiques, ces matériaux sont nommés des Matériaux Main Gauche

« MMG » ou en anglais Left handed Materials « LHM ». Dans les matériaux ordinaires, le champ électrique \vec{E} , le champ magnétique \vec{H} et le vecteur d'onde \vec{K} forment un trièdre direct, tandis que pour les métamatériaux \vec{E} , \vec{H} et \vec{K} forment un trièdre indirect qui caractérise la règle de la main gauche comme le montre la figure I.2.

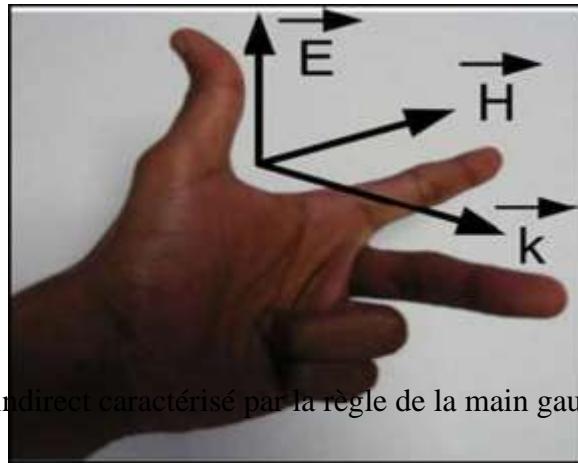


Figure I.2. Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche de veselago [7].

D'après Veselago, la permittivité ϵ et la perméabilité μ sont les deux caractéristiques fondamentales qui caractérisent la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu. ϵ et μ sont les deux paramètres qui apparaissent dans les équations de Maxwell. La relation entre le vecteur d'onde et la pulsation ω d'une onde monochromatique est donnée par la relation suivante : [7]

$$\left| \frac{\omega^2}{c^2} \epsilon_{ij} \mu_{ij} - K^2 S_{ij} + K_i K_j \right| = 0 \quad (1)$$

Où ϵ_{ij} , μ_{ij} , S_{ij} et K_{ij} sont respectivement les composantes de la permittivité ϵ , de la perméabilité μ , de la matrice S et du vecteur d'onde \vec{K} .

Pour un milieu isotrope, de l'équation (1) on peut écrire : [7]

$$K^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n^2 \quad (2)$$

Où n représente l'indice de réfraction du matériau, donné par : [7]

$$n = \sqrt{\epsilon \mu} \quad (3)$$

Comme nous avons dit précédemment, dans le cas où ϵ et μ sont positives ; \vec{E} , \vec{H} et \vec{K} forment un trièdre direct et si ϵ et μ sont toutes les deux négatives ; \vec{E} , \vec{H} et \vec{K} forment dans ce cas un trièdre indirect de vecteurs [7].

$$\vec{K} \times \vec{E} = w\mu\vec{H} \tag{4}$$

$$\vec{K} \times \vec{H} = -w\epsilon\vec{E} \tag{5}$$

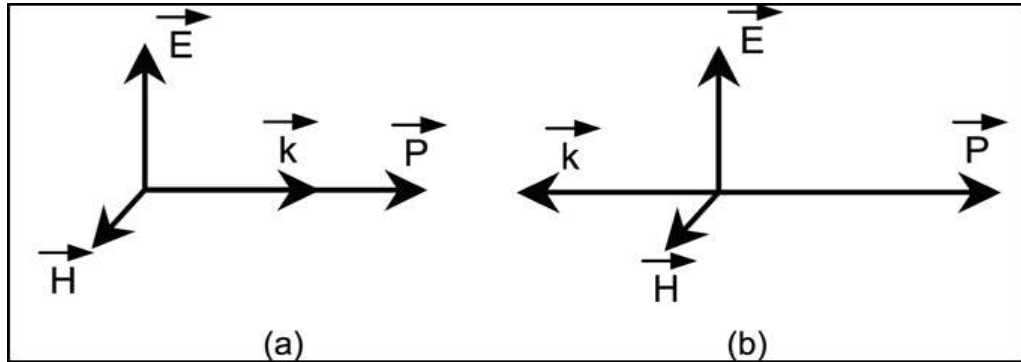


Figure I.3. Représentation du trièdre de vecteur. (a) Milieu main droite. (b) Milieu main gauche[7].

Parmi les caractéristiques qu'on peut identifier aussi, le vecteur de Poynting, la vitesse de phase et la vitesse de groupe.

Pour les métamatériaux, le vecteur de poynting \vec{P} et le vecteur d'onde \vec{K} sont opposés comme représenté dans la figure I.3: [7]

$$\vec{P} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* \tag{6}$$

La vitesse de phase v_φ et la vitesse de groupe v_g d'une onde électromagnétique sont dans des directions opposées.

D'après ces propriétés inhabituelles, Veselago avait prédit que ces milieux possèdent des propriétés uniques telles que :

- L'inversion de l'effet doppler.
- L'inversion du rayonnement de Cerenkov.
- L'inversion de la loi de Snell-Descartes. D'où lorsque une onde passe d'un milieu main droite à un milieu main gauche, une onde se verra transmise du même côté de la normale.

La figure suivante montre la propagation d'une onde électromagnétique dans différents milieux [8].

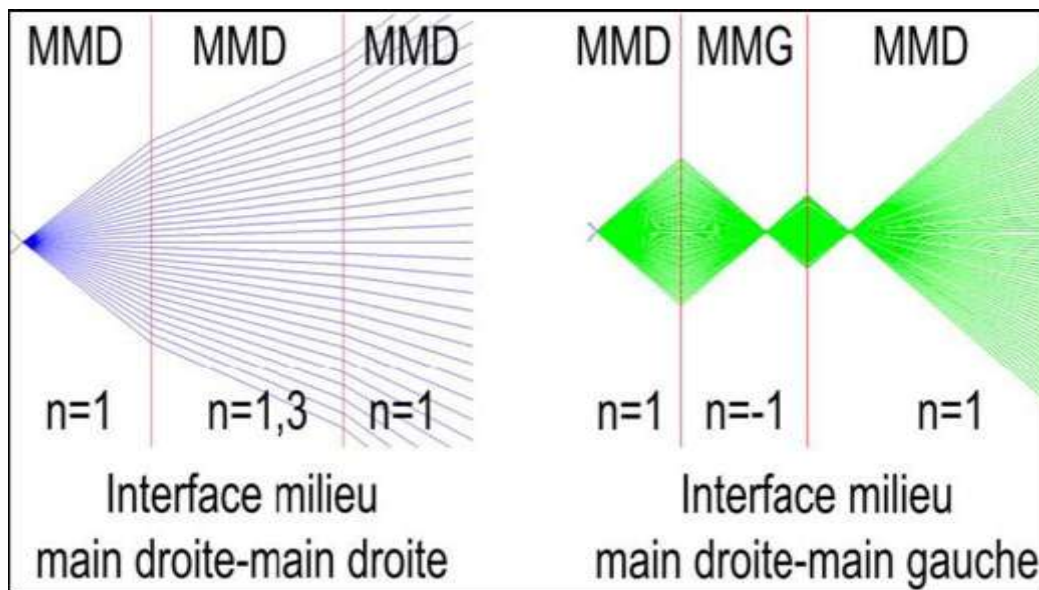


Figure I.4. Propagation d'ondes électromagnétique dans différents milieux [8].

III.2. Permittivité et perméabilité négatives

L'indice de réfraction ($n=n_r+in_i$) est le paramètre clé dans l'interaction de la lumière avec la matière. Un matériau avec une partie réelle négative de sa perméabilité et sa permittivité effective simultanément ($\epsilon_r < 0$ et $\mu_r < 0$), a toujours une partie réelle négative de son indice de réfraction. Toutefois, $\epsilon_r < 0$ et $\mu_r < 0$ est une condition suffisante, mais pas une condition nécessaire. Un matériau peut avoir un indice de réfraction négatif si sa perméabilité et sa permittivité effectives peuvent satisfaire la condition nécessaire suivante, $(\epsilon_r \mu_{i+} \epsilon_i \mu_r) < 0$ ainsi, son indice de réfraction peut être négatif même si la perméabilité seulement (ou permittivité) a une partie réelle négative, à condition que la partie imaginaire de la permittivité (ou perméabilité) est assez grande pour rendre $(\epsilon_r \mu_{i+} \epsilon_i \mu_r)$ négatif. La condition nécessaire implique qu'un matériau passif ne peut pas avoir $n_r < 0$ avec $\mu = 1 + 0_i$, indiquant la nécessité d'une réponse magnétique [9].

De la discussion ci-dessus il s'ensuit qu'il ya deux types de métamatériaux: matériau à double indice négatif (Double index material « DNI ») qui présente à la fois une partie réelle négative de la permittivité et de la perméabilité. En revanche, un matériau à indice négatif unique (Single Negative index Material « SNI ») est un matériau qui a un indice de réfraction négatif avec soit ϵ_r ou μ_r (mais pas les deux) négative.

Dans tous les matériaux optiques SNI rapportés dans la littérature, la partie réelle de la permittivité est négative, alors que, la partie réelle de la perméabilité est positive ($\epsilon_r > 0$ et $\mu_r > 0$).

III.2.1. Perméabilité négative

Dans la littérature et pour des applications dans les microondes, il est possible d'avoir des matériaux ferromagnétiques et composite antiferromagnétique tels que Le fluorure de magnésium (MgF_2) et Le fluorure de fer (FeF_2) présentant une perméabilité négative, l'inconvénient de ces matériaux se résume en leurs poids et les pertes magnétiques énormes qui peuvent se présenter.

En 1999, Pendry et al. ont proposé différents types de résonateurs en anneau fendu «RAF» ou en anglais Split Ring Resonator «SRR» sous plusieurs formes géométriques (carré, circulaire, oméga,...), ces structures ont le pouvoir de présenter une perméabilité négative dans une bande de fréquence bien déterminée et ont une réponse similaire aux matériaux ferromagnétiques.

Selon des études de Kafesaki, M. et al (2005), la résonance magnétique avec une perméabilité négative peut être obtenue en utilisant des RAFs en simple ou double anneaux. La **figure I.5** montre la forme carrée et circulaire d'un RAF avec un seul anneau placé dans l'air. La **figure I.6** montre la géométrie des RAFs en deux anneaux.

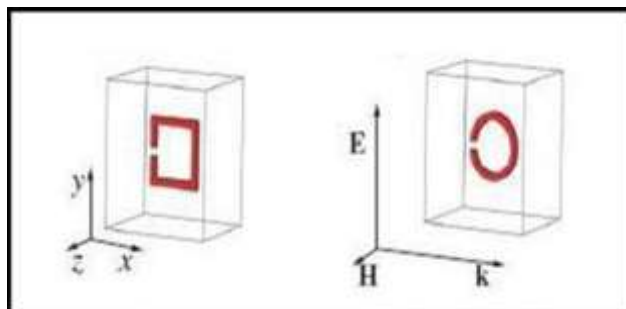


Figure I.5. RAF avec un seul anneau[9].

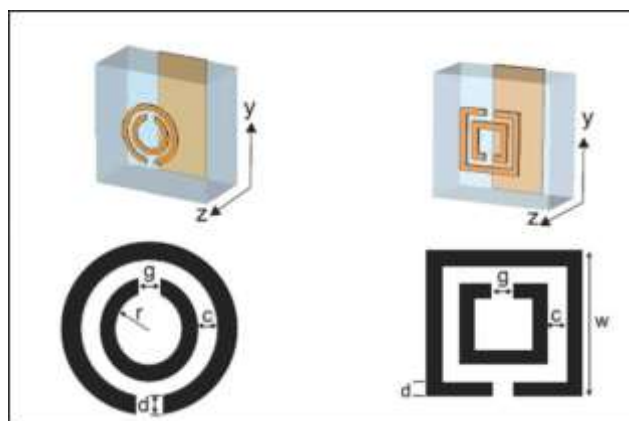


Figure I.6. RAF avec deux anneaux [9].

❖ Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire « RAFC »

Le Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire est un élément, de dimensions très inférieures à la longueur d'onde, dérivé du RAF introduit par Pendry. Le RAF, quand il est illuminé par une onde plane avec une polarisation appropriée, est capable de créer une bande interdite de propagation aux alentours de sa fréquence de résonance sur le signal transmis. Cette polarisation appropriée est telle que le champ magnétique H doit être perpendiculaire au plan du RAF, c'est-à-dire que le champ H doit pénétrer à travers le RAF. Le phénomène coupe-bande observé sur le signal transmis est expliqué par la résonance de l'élément due aux propriétés propres du RAF. Donc, par rapport à la nature du RAF, si l'on veut modéliser des structures planaires basées sur l'utilisation des lignes micro rubans et, des RAFs comme plan de masse, nous ne pourrons pas les exciter correctement car le champ H fait une boucle autour du ruban dans le cas du mode fondamental. Pour ce type de structure planaire, un nouveau élément a été mis au point appelé Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire « RAFC ».

Le RAFC est donc le complémentaire du RAF. Au lieu d'avoir deux anneaux interrompus concentriques en métal gravés sur un support diélectrique dans le cas du RAF, On a dans le cas du RAFC deux fentes en forme d'anneaux interrompus concentriques faites dans le plan conducteur (en cuivre) d'un substrat [10].

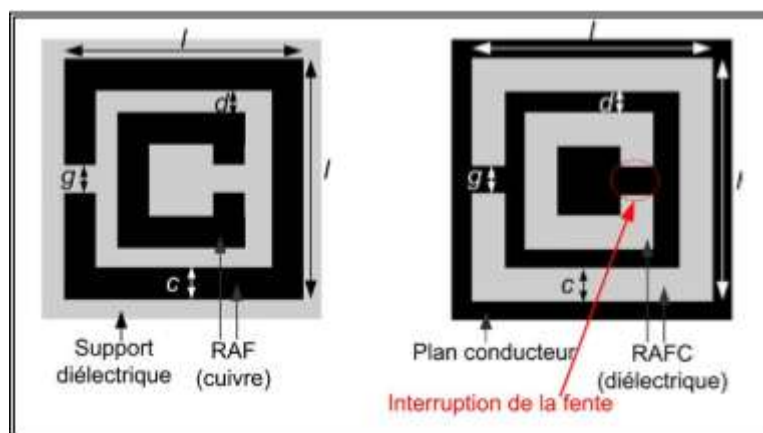


Figure I.7. Comparaison entre géométrie du RAF et du RAFC[10].

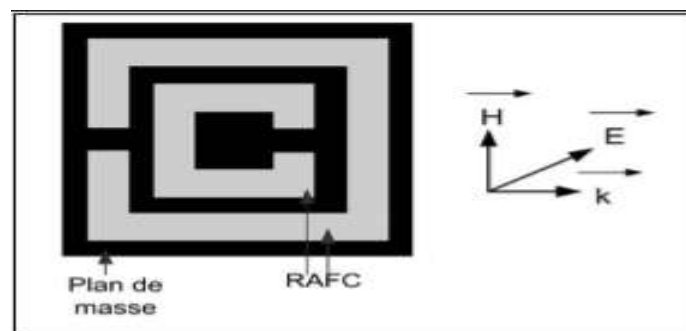


Figure I.8. Polarisation des champs électromagnétiques pour le RAFC[10].

En 1999, Pendry introduisit une nouvelle structure permettant de créer des milieux non-magnétiques avec une réponse magnétique, la nouvelle structure est le « rouleau suisse : suiss-roll » présenté dans la figure I.9. Le rouleau suisse est un ensemble de spirales, chaque spirale est enroulée sur un cylindre de rayon R . Les spirales conductrices sont isolées de N tours et les tours sont espacés par un espacement noté d_c . La structure du rouleau suisse est une structure artificielle métallique qui est caractérisée par une réponse magnétique en absence de composant magnétique, en effet, lorsqu'on applique un champ magnétique selon l'axe du cylindre, un courant est induit dans le conducteur, par conséquent, une capacité complète est créée d'où le circuit résonne et fait circuler un courant.

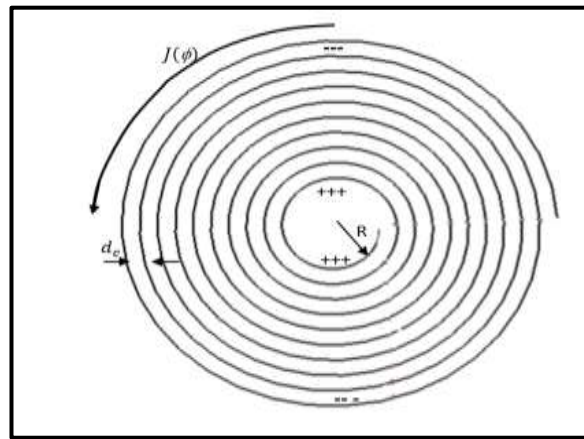


Figure I.9. Rouleau suisse introduit par Pendry [10].

La perméabilité effective d'une telle structure, peut être déterminée en se basant sur les travaux de Pendry et al.: [10]

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma i}{\omega R \mu_0} \frac{d_c c_0^2}{2\pi^2 R^3 (N-1) \omega^2}} \tag{7}$$

Avec c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide et ω la pulsation angulaire. σ est la conductivité de la spirale, l'isolant entre les couches conductrices présente une permittivité ϵ . F représente le taux de remplissage de matériau actif. Par conséquent, la perméabilité est donnée par la relation suivante: [10]

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F \omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2 + i \Gamma \omega} \tag{8}$$

Où la pulsation de résonance est donnée par : [10]

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{d_c c_0^2}{2\pi^2 R^3 (N-1)}} \tag{9}$$

L'amortissement de la résonance est donné par la relation suivante : [10]

$$\Gamma = \frac{2\sigma}{\omega R \mu_0 (N-1)} \quad (10)$$

Les résultats de mesure et de simulation de la perméabilité effective de la structure du rouleau suisse sont illustrés dans la figure I.10.

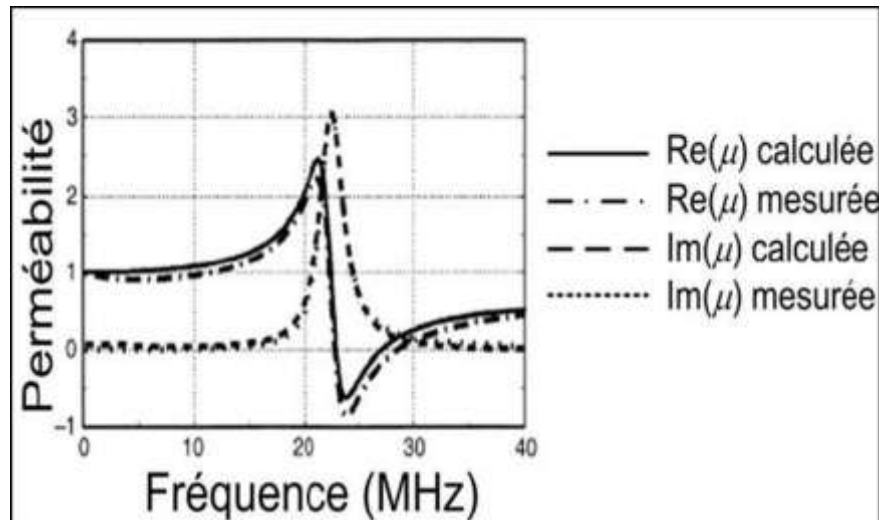


Figure I.10. Perméabilité calculée et mesurée pour un rouleau suisse de 35-tours. [10]

Le rouleau suisse présente une résonance seulement pour un champ magnétique appliqué selon l'axe du rouleau et présente une partie réelle de la perméabilité négative dans une bande de fréquence autour de ~ 23 GHz. De plus, lorsque le champ électrique est parallèle aux cylindres, la structure du rouleau présente une absorption pour les ondes transverses incidentes.

III.2.2. Permittivité négative

Plusieurs travaux dans le domaine optique, infrarouge et électromagnétique ont abordé des milieux présentant une permittivité effective négative, une caractéristique qui a été largement inspirée par la physique des plasmas. Pendry et son équipe ont montré qu'un réseau de tiges métalliques orientés parallèlement, de rayon r et de périodicité a présente une réponse électromagnétique similaire à celle d'un plasma de faible densité [11]. Ce comportement se traduit par plusieurs facteurs, tels que, la masse et la charge des électrons qui se présentent dans des structures métalliques à très haute fréquence. L'application d'un champ agit comme une force de rappel sur les charges et qui conduit à la création d'un phénomène d'oscillation obtenu lorsque la fréquence d'excitation est égale à la fréquence plasma définie par : [11]

$$f_p^2 = \frac{nq^2}{4\pi^2 \epsilon_0 m_{eff}} \quad (11)$$

Où q représente la charge élémentaire de chaque électron, n est la densité des électrons dans le milieu, m_{eff} la masse effective des électrons et ϵ_0 est la permittivité du vide. Notons que la permittivité du plasma ne peut être déterminée que pour des valeurs de fréquence en dessous de celle de la fréquence plasma.

La dispersion de la permittivité du plasma est donnée par la relation suivante: [11]

$$\epsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \tag{12}$$

Où la fréquence de plasma est donnée par : [11]

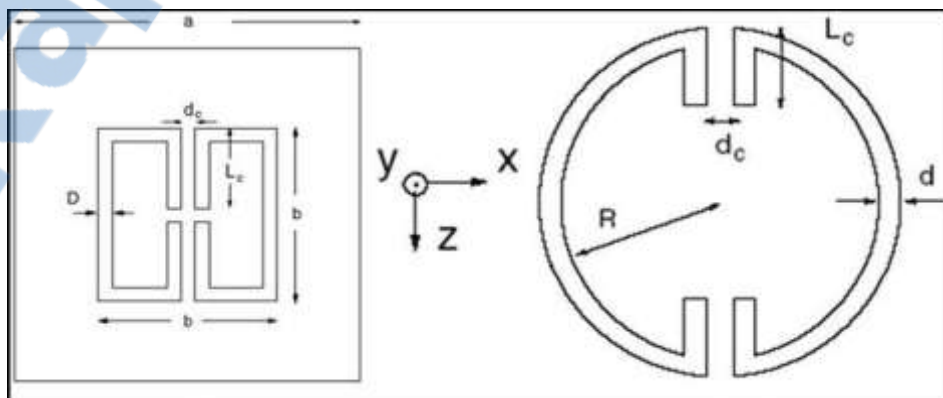
$$\omega_p^2 = \frac{ne^2}{\epsilon_0 m_{eff}} \tag{13}$$

Avec e la charge de l'électron et m_{eff} est la masse effective de l'électron.

La figure I.8.présente quelques exemples de structures présentant une permittivité négative.

III.2.3. Indice de réfraction négatif

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels conçus pour avoir des propriétés qui ne peuvent pas être trouvées dans la nature. La recherche primaire dans les métamatériaux étudie des matériaux à indice de réfraction négatif. Les matériaux à indice de réfraction négatif peuvent être utilisés pour concevoir des lentilles à haute résolution « super-lentille ». Dans une autre application, une forme de «l'invisibilité» a été démontrée au moins sur une bande d'ondes étroite avec des matériaux à gradient d'indice. Les applications potentielles des métamatériaux sont diverses et comprennent les applications aérospatiales à distance, la détection et la surveillance des infrastructures la gestion intelligente de l'énergie solaire, la sécurité publique les radômes à haute fréquence, les lentilles, les antennes à gain élevé, l'amélioration des capteurs à ultrasons, etc.



(a)

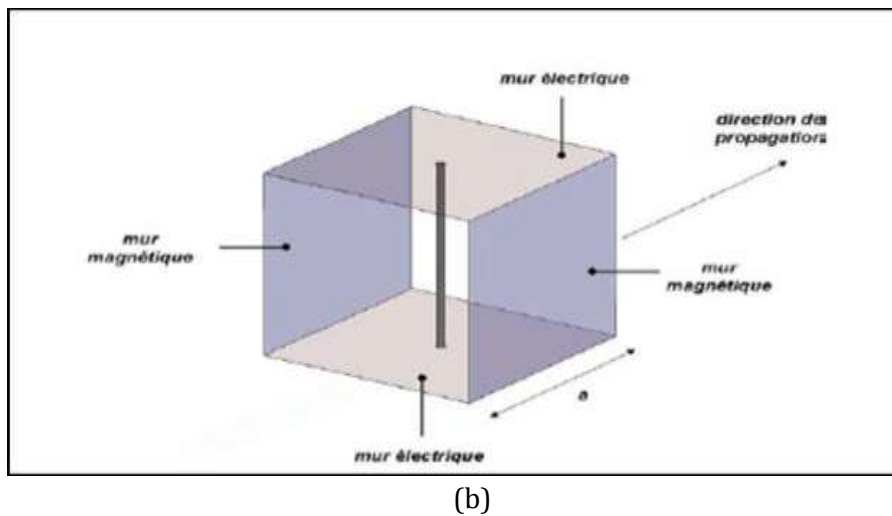


Figure I.11. Structures présentant une permittivité négative. (a) Résonateur en c proposé par O'Brien. (b) Tige métallique. [11]

La recherche en métamatériaux est interdisciplinaire et implique des domaines tels que le génie électrique, l'électromagnétisme, la physique des solides, les micro-ondes, optoélectronique, l'optique classique, sciences des matériaux, les semi-conducteurs, les nanosciences...

Le plus grand potentiel de métamatériaux est la possibilité de créer une structure avec un indice de réfraction négatif, puisque cette propriété n'est pas trouvée dans tout matériau non synthétique. Presque tous les matériaux rencontrés dans l'optique, comme le verre ou l'eau, ont des valeurs positives de la permittivité ϵ et la perméabilité μ à la fois. Toutefois, de nombreux métaux (comme l'argent et l'or) ont un ϵ négatif aux longueurs d'onde visibles. Un matériau ayant soit (mais pas les deux) μ ou ϵ négative est opaque au rayonnement électromagnétique.

Bien que les propriétés optiques d'un matériau transparent soient entièrement spécifiées par les paramètres ϵ et μ , l'indice de réfraction n peut être déterminé à partir de la relation suivante : $n = \pm\sqrt{\epsilon\mu}$. Dans de telles circonstances, il est nécessaire de prendre la racine carrée négative pour n .

Les structures qui peuvent présenter un indice de réfraction négatif peuvent être obtenues par la combinaison d'un réseau de fils métalliques comme le montre la Figure I.9. ou bien en utilisant des résonateurs de formes géométriques différentes Figure I.10.

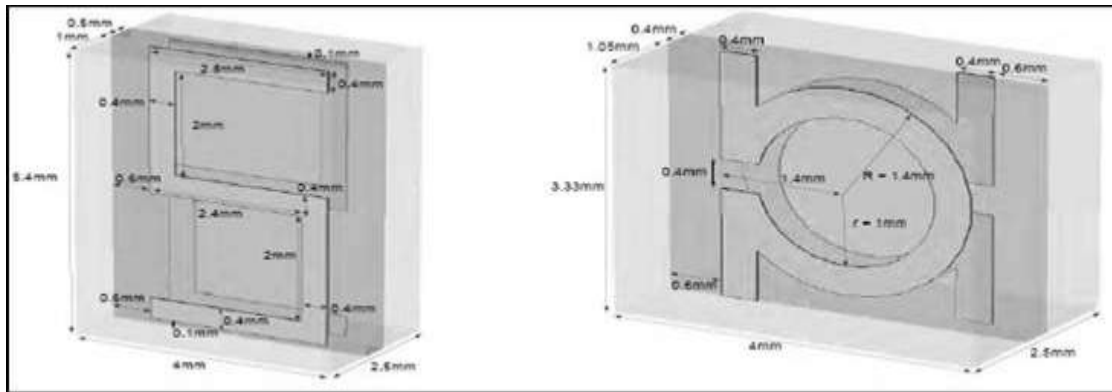


Figure I.12. Structure de résonateurs présentant un indice de réfraction négatif. (a) Résonateur en « S ». (b) Résonateur en « oméga ».[11]

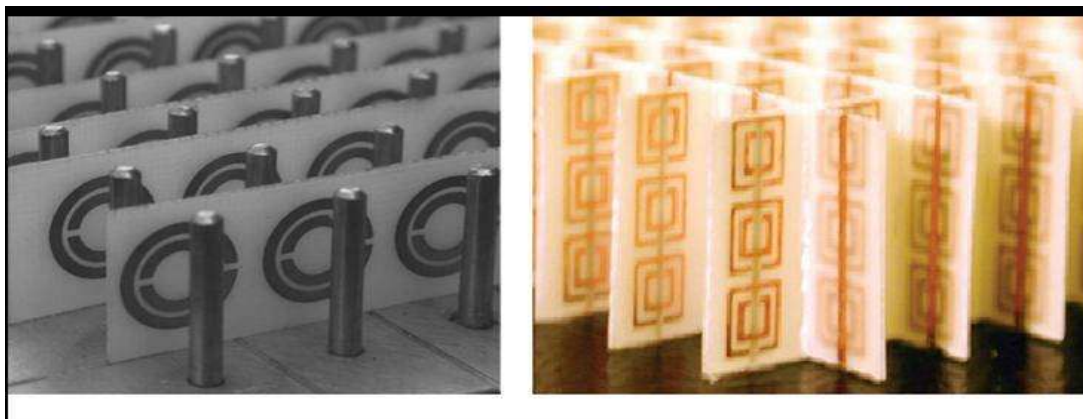


Figure I.13. Matériaux à indice de réfraction négatif. (a) à base de réseau de fils métalliques et des RAFs circulaires. (b) à base de réseau de fils métalliques et des RAFs carrés.[11]

IV . Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné une description brève des métamatériaux et des structures périodiques. Ceux sont des matériaux artificiels de structures périodiques qui présentent des permittivités et/ou des perméabilités négatives .

Les caractéristiques fondamentales ainsi que les application potentielles de ces structures ont été présentés .

Dans le chapitres suivant nous nous s'intéressera aux antennes utilisées dans le domaine de l'ultra large bande .

Références et bibliothèque

- [1] **Mondher LABIDI** "Conception et application des métamatériaux pour des circuits RF " Theory Nanoscience, Vol. 3, No. 2, pp. 1-2, 2011-2012.
- [2] **Halim BOUTAYEB**, "Étude des structures périodiques planaires et conformes associées aux antennes. Application aux communications mobiles". Thèse de Doctorat, novembre 2003
- [3] **R. A. Shelby, D. R. Smith, S. C. Nemat-Nasser and S. Schultz**, "Microwave transmission through a two-dimensional, isotropic, left-handed meta-material", Applied Physics Letters, 82(15), 2535-2537, 2001.
- [4] **S.A.Ramakrishna, T. M. Grzegorzcyk**, "Physics and applications of negative refractive index materials", CRC press, 2009.
- [5] **BORDJI Nadjat** , " Caractérisation des modes de surfaces sur des interfaces diélectriques-métamatériau. Application aux guides plasmonique.",pp 24,2010-2011.
- [6] **NACER Abdelghani**, " Etude de structures a base de métamatériaux pour applications aux circuits micro-ondes et antennes : Cas du résonateur en anneau fendu "pp.13,2010-2011.
- [7] **J.B. Pendry, A.J. Holden, W.J. Stewart, and I. Youngs**. "Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures". Physical Review Letters, 76(25) :4773-4776, 1996.
- [8] **V. Veselago, L. Braginsky, V. Shklover, and C. Hafner**. "Negative Refractive Index Materials". ASP Computer Theory Nanoscience, Vol. 3, No. 2, pp. 1-30, 2006.
- [9] **U. K. Chettiar** "Double Negative Index Metamaterial: Simultaneous Negative Permeability and Permittivity ". (META), Jackson Hole, WY, 2007.
- [10] **L.Thourel**, "Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques", vol.2 - Les Antennes, Cepadues, 1990.
- [11] **Z. Jiangfeng, K. Thomas, and C. M. Soukoulis**. "Magnetic and electric excitations in split ring resonators". EM. Express, Vol. 15, No. 26, pp. 17881-17890, 2007.

I. INTRODUCTION

Dès l'origine, l'antenne est l'élément qui est utilisé pour diffuser les ondes électromagnétiques par rayonnement. Elle joue deux rôles réciproques: la transmission et la réception. Ainsi, dans une chaîne de communications sans fil, elle est toujours le premier élément dans une chaîne de réception ou le dernier élément d'une chaîne d'émission. Il y a une grande variété de techniques pour réaliser les antennes, chacune d'elles possède ses propres caractéristiques et sert à une application bien déterminée.

La technologie à ultra large bande (ULB) est une technologie sans fil qui peut être exploitée à très faible densité de puissance pour la communication à des débits de données élevés sur de courtes distances. Elle consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences. On parle souvent d'une bande allant de 500 MHz jusqu'à plusieurs GHz.

La technologie ULB est mise au point à l'origine pour des applications militaires et on a commencé à l'utiliser dans des applications civiles. Puis suscitant un intérêt grandissant au sein de la communauté scientifique et industrielle, elle fut transportée aux applications de télécommunications.

Ainsi, dans ce chapitre, nous allons présenter la technologie ULB et nous nous intéressons aux antennes ULB, qui sont le sujet d'étude de ce mémoire.

II. LA TECHNOLOGIE ULTRA LARGE BANDE

II.1. Historique

Durant les 3 dernières décennies, pour faire face à l'encombrement des bandes de fréquences utilisées pour la transmission d'informations, on a essentiellement cherché à réduire la largeur de bande nécessaire pour transmettre ces informations avec un taux d'erreurs acceptable. Ce n'est que récemment :une dizaine d'années – que le concept d'ultra large bande a retrouvé un intérêt principalement suscité par le développement des

transmissions à courte distance. Si le terme "ultra large bande" est relativement récent - une dizaine d'années- le concept lui même est par contre bien plus ancien.

Dans les années 60, Ross et Bennett [1] étudient pour la première fois la propagation d'ondes électromagnétiques d'un point de vue temporel plutôt que d'un point de vue fréquentiel. Dans leur publication, apparaissent pour la première fois, des applications liées à cette nouvelle technique telle les communications et les radars.

Dans les années 1970-1994, la majorité des travaux vise à améliorer certains sous-systèmes de cette nouvelle technique. A cette époque, on lui donne plusieurs noms: technologie "sansporteuse", ou en "bande de base" ou encore technologie "impulsionnelle". C'est en 1989 que le terme ultra large bande apparaît dans une publication du ministère de la Défense aux Etats-Unis. Les travaux concernant cette technologie sont effectués, pour la plupart, dans le cadre de programmes confidentiels américains (militaires).

En 1994, la confidentialité des travaux liés à l'ultra large bande est levée. La recherche se Développe de façon importante aussi bien dans l'industrie que dans les universités.

En 2002, la FCC (Federal Communication Commission) [2], l'organisme de régulation des communications américain, réglemente l'Ultra large bande: Elle en donne une définition précise, et définit les niveaux de puissance maximale autorisés (- 41 dBm /MHz pour la bande haute).

Définition:

La définition de l'Ultra large bande donnée par la FCC en février 2002 est la suivante :
Un signal est dit ultra large bande si

- ❖ sa bande passante est au minimum de 500 MHz (à -10 dB)
- ❖ sa bande passante relative est supérieure à 0.2:

$$BP_{relative} = 2 \cdot \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} > 0.2 \quad (II.1)$$

Où f_h et f_l désignent respectivement les fréquences limites basses et hautes du spectre de signal, fréquences prises -10dB. Les deux conditions ne sont pas forcément remplies en même temps.

La plupart des concepteurs de systèmes ULB adoptent une autre définition, à savoir une bande passante à - 10 dB supérieure à 1.5 GHz (ou une bande passante fractionnelle supérieure à 0.25 par rapport à la fréquence centrale du système). Un exemple pratique est un système radio centré à 2 GHz, de bande passante, à -10 dB, de 1.6 GHz [1].

Depuis février 2002, la FCC a alloué le spectre de 3.1-10.6 GHz pour l'utilisation de l'ULB sans licence.

II.2. Réglementation de l'ULB dans le monde

Les systèmes ULB opèrent sur une largeur de bande très grande (quelques GHz). Cette grande largeur de bande coexiste avec d'autres utilisateurs et d'autres systèmes de communications. Bien que la puissance d'émission de ces signaux soit très faible, l'ULB doit tout de même respecter la réglementation. De plus l'une des principales particularités de l'ULB est l'absence de licence pour accéder à la bande ULB, ce qui permet de produire et d'accéder au contenu librement et à moindre coût. Néanmoins les réglementations prises autour des signaux ULB varient d'une zone géographique à une autre. Dans la suite nous présentons les réglementations de l'ULB dans le monde.

II.2.1. Etats-Unis

Le masque réglementaire de l'ULB aux Etats-Unis a été défini par la FCC. Le masque d'émission décidé par la FCC a été présenté sur la figure I I.1. Pour les applications de communications et celles de localisation, une émission de signaux avec une puissance moyenne maximale isotropique rayonnée de -41.3 dBm/MHz sur la bande 3.1GHz - 10.6GHz est autorisée.

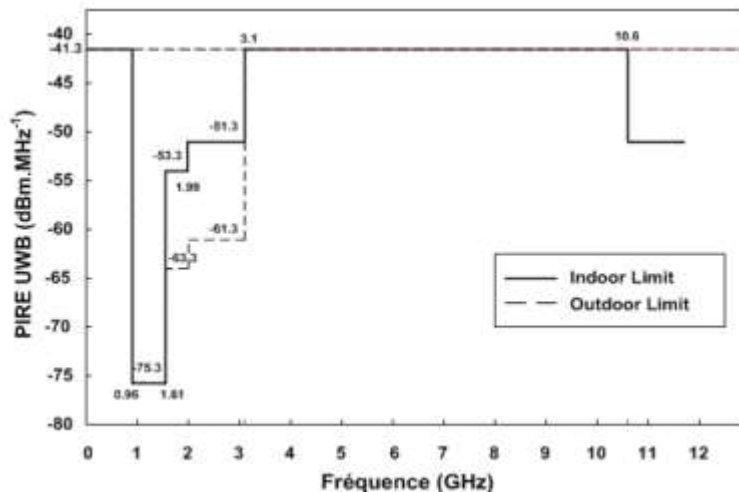


Figure I I. 1 : Masque d'émission autorisé par la FCC en 2002 [3].

II.2.2. Europe

L'organisme de normalisation de l'ULB en Europe est l'ETSI (European Technical Standard Institute). Cet organisme travaille en collaboration avec le CEPT (European Conference of Postal and Télécommunications Administration) qui a pour rôle d'étudier l'impact des systèmes ULB sur les systèmes qui existent déjà et de prendre la décision sur les réglementations du spectre [3]. Par rapport à la réglementation américaine, une proposition plus restrictive a été adoptée par le CEPT en mars 2006 [4].

Le masque d'émission proposé par l'ECC (Electronic Communication Committee) est décrit sur la figure II.2. Cette première décision limite l'émission de signaux ULB à la bande 6 GHz– 8.5 GHz avec une DSP de -41.3 dBm/MHz sans techniques de mitigations (technique d'atténuation d'émission afin de protéger des perturbations entre systèmes environnant) pour ces dispositifs.

Néanmoins dans la bande 4.2 GHz – 4.8 GHz, une autorisation a été validée par l'ECC, permettant aux équipements introduits avant le 31 décembre 2010 d'émettre à -41.3 dBm/MHz.

Pour les équipements ULB dans les véhicules ou les trains, un contrôle de puissance est Nécessaire avec une marge de 12 dB par rapport à la puissance maximale autorisée dans les bandes 4.2 GHz – 4.8 GHz et 6 GHz – 8.5 GHz. Si ce contrôle n'est pas respecté alors la puissance à bord des véhicules est limitée à -51.3 dBm/MHz [9]. Concernant les mécanismes de restrictions, ils ont pour objectif d'assurer la cohabitation des systèmes ULB avec d'autres systèmes radio comme le WiMAX ou la 4G.

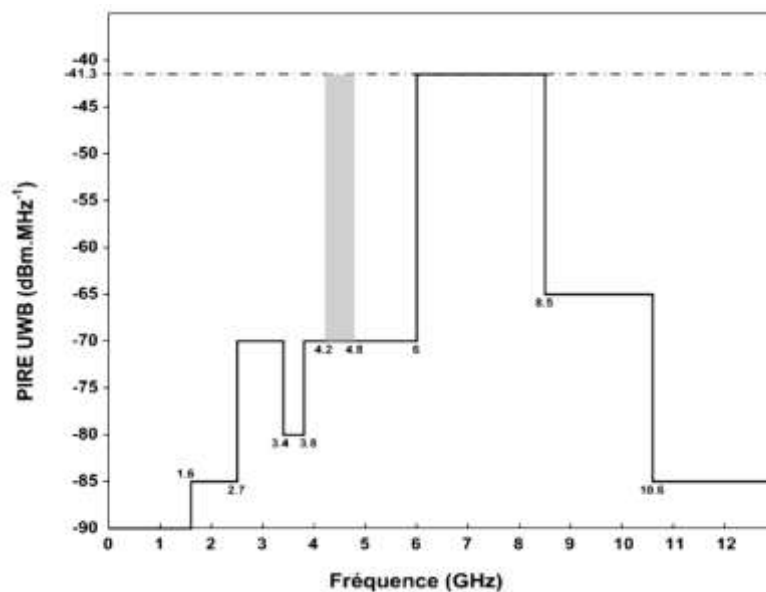


Figure II.2: Masque d'émission en Europe [3].

II.2.3. Asie

En Asie, au Japon, le MIC (Ministry of international affairs and communications) a proposé en 2006 l'émission de signaux ULB sans licence. Tout comme la FCC, une réglementation autorisant l'émission à -41.3 dBm/MHz pour les équipements ULB est imposée. La figure II.3 présente le masque d'émission au Japon. Le Japon a repris les modèles européens en appliquant certains des techniques de mitigation adoptée en Europe pour la bande 3.4 GHz – 4.8 GHz. De plus, une « phased approach » sur la bande 4.2 GHz-4.8 GHz a été appliquée tout comme en Europe. Cette approche permettait jusqu'en 2008 l'introduction et la commercialisation d'une première génération d'équipements sans aucune technique de mitigation [7].

Notons que les réglementations imposés par l'Europe, les Etats Unis et l'Asie ont une bande commune, la bande 7.25 GHz – 8.5 GHz, sans aucune technique de mitigation et qui permettra à terme de rendre les systèmes complètement nomades d'un continent à l'autre.

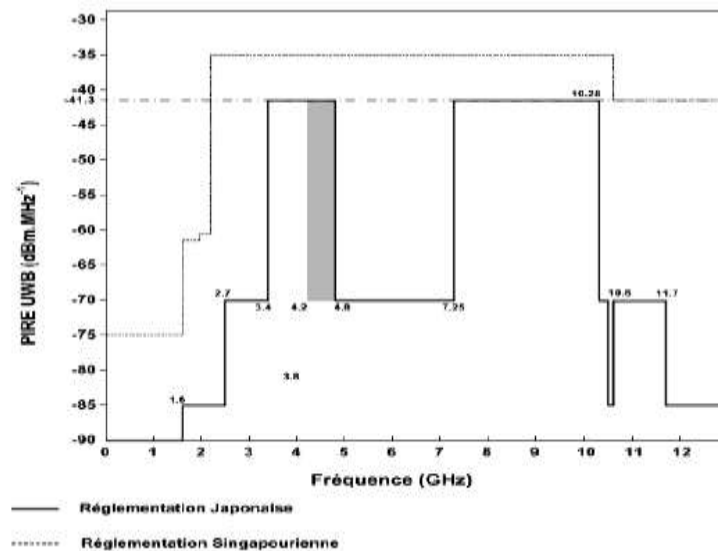


Figure II.3: Masque d'émission en Asie [7].

II.3. Techniques de transmission pour l'ULB (standardisation)

L'institut pour les ingénieurs électriques et électroniques (IEEE) est un organisme de normalisation qui aide à établir des normes telles que le Wifi et le Firewire pour l'industrie de l'électronique destiné au grand public.

Dès 2002, un processus de standardisation a été mis en place aux Etats-Unis dans le cadre de la norme IEEE 802.15.3a, parallèlement au processus de réglementation. L'IEEE a établi le groupe d'étude de la norme 802.15.3a afin de définir un nouveau concept de couche physique pour les applications à haut débit et à courte portée.

II.4. Différents types d'applications de l'ultra large bande

En février 2002, la FCC a défini trois types d'applications pour l'ULB [7], les bandes de fréquences pour ces applications sont figure I I.4 :

- Bande de fréquence <1 GHz: radar GPR et radar "see through wall".
- Bande 1.99-10.6 GHz: Applications médicales (imagerie).

- Bande 3.1-10.6 GHz: Système de communications sans fil et applications liées à la localisation.
- Bande de fréquences 24 - 77 GHz : applications liées aux véhicules.

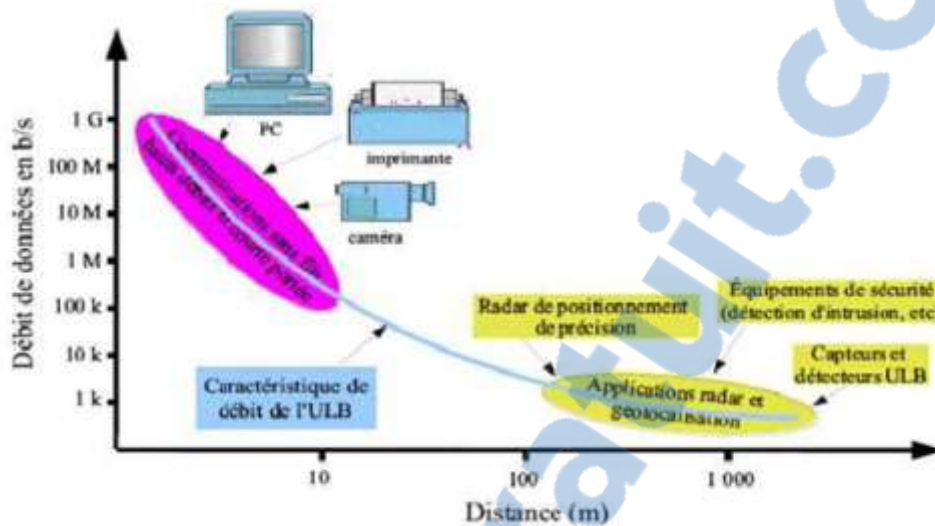


Figure II.4: Différentes applications de l'ULB [9].

On remarque également l'utilisation de l'ULB dans tous les types de construction d'appareils figure II.5 allant des applications radars dans l'automobile jusqu'à l'aviation (altimétrie de précision). Un grand intérêt et une grande demande sont portés sur l'ULB par les militaires et les industriels pour la localisation d'objets de petites dimensions demandant ainsi de très courtes impulsions pour de meilleures résolutions avec un taux d'erreurs assez faible [4].

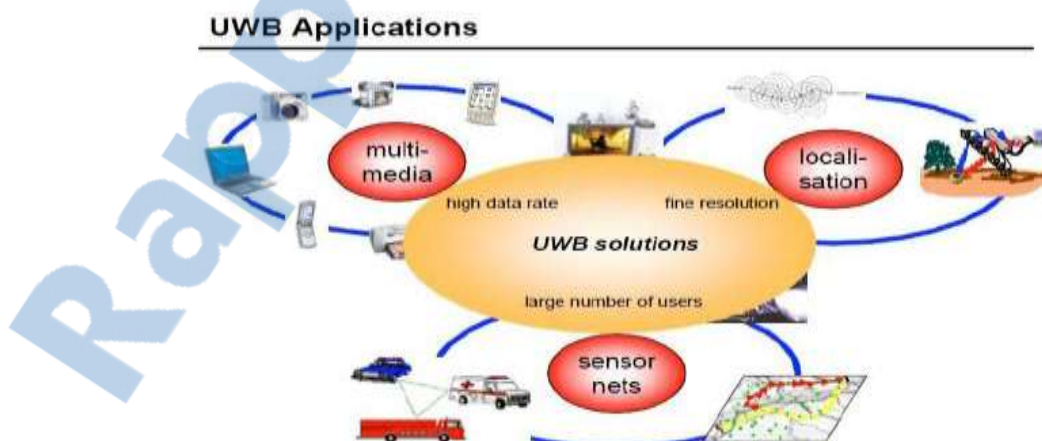


Figure II.5: Illustration montrant les domaines dans lesquels l'ULB apporte des solutions intéressantes [1].

De nombreuses applications ULB adressées aux consommateurs existent aujourd'hui. Nous citons ci-dessous un exemple de ces applications : un routeur de chez BELKIN,

fonctionnant sur une bande ULB allant de 3.1 à 4.8GHz avec un débit de transfert de 480Mbits/s (figure II.6).



Figure II.6 : Routeur intégrant la technologie ULB de chez BELKIN [8].

II.5. Avantages et inconvénients de l'Ultra Large Bande

- Débit important pour un Wireless Local Area Network (WLAN).
 - Bonne capacité de pénétration dans les murs et obstacles.
 - Précision temporelle élevée.
 - Possibilité d'une architecture commune pour les applications de communications, de Localisation et de radar.
 - Réduction des évanouissements causés par les trajets multiples.
 - Consommation électrique maîtrisable.
- ✓ Un des inconvénients lié à l'utilisation de cette technique de communication tient au fait que les fréquences utilisées sont déjà employées par d'autres systèmes, ce qui rend possible l'existence d'interférences [9].

Finalement, le domaine des communications sans fil est celui qui est le plus ambitieux pour la technologie ULB. Il est indispensable de s'intéresser aux antennes ULB qui sont le principal sujet d'étude de ce travail.

III. CARACTERISATIONS DES ANTENNES IMPRIMES POUR APPLICATION ULB

III.1. Caractéristiques des antennes

Les antennes sont caractérisées par différents paramètres qui sont classés en deux groupes. Le premier groupe s'intéresse à ses propriétés de rayonnement et le second groupe caractérise l'antenne comme un élément de circuit électrique.

❖ Caractéristique électrique

➤ Impédance d'entrée

C'est l'impédance vue du côté de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne, elle est donnée par:

$$Z_{in} = Z_0 \left(\frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \right) \quad (II.2)$$

Z_0 : impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

S_{11} : le coefficient de réflexion.

➤ Le facteur de qualité

Il représente les pertes liées à l'antenne, et un grand facteur mène à une largeur de bande étroite et un faible rendement, et il donné par la formule suivante :

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (II.3)$$

Q_T : Facteur de qualité total.

Q_{rad} : Facteur de qualité due au rayonnement.

Q_c : Facteur de pertes ohmiques.

Q_d : Facteur de pertes diélectrique.

Q_{sw} : Facteur de pertes par onde de surface.

➤ **Bande d'utilisation**

La bande d'utilisation peut être définie par :

- Le rapport d'onde stationnaire ROS maximal admissible.
- La variation du gain de l'antenne.
- La déformation du diagramme de rayonnement en fonction de la fréquence.
- Le facteur de qualité total Q_T .

On définit la largeur de bande comme suit :

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q_t} \quad (\text{II.4})$$

f_0 : La fréquence de résonance.

Aussi, la bande passante est donnée en fonction de la permittivité relative par [1] :

$$\Delta f_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon}} \quad (\text{II.5})$$

➤ **Rendement**

Le rendement est le rapport entre l'énergie rayonnée par une antenne et celle que lui fournit l'alimentation, et s'exprime en fonction des facteurs de qualité par :

$$N = \frac{\frac{1}{Q_{rad}}}{\frac{1}{Q_T}} = \frac{Q_T}{Q_{rad}}. \quad (\text{I I.6})$$

❖ Caractéristiques de rayonnement

➤ Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est la représentation de l'intensité de rayonnement qui va être définie en fonction des angles de déviation dans l'espace.

➤ Directivité

La directivité est le quotient de l'intensité de rayonnement suivant une direction donnée et la valeur moyenne des intensités de rayonnement.

$$D = \frac{\text{maximum radiation la de Intensité}}{\text{moyenne radiation la de Intensité}} = \frac{u_{max}}{u_0} \quad (\text{I I.7})$$

Une antenne isotrope rayonne uniformément la même densité de puissance quelque soit la direction.

➤ Gain

Le gain d'une antenne dans une direction donnée est le rapport de l'intensité de rayonnement et de celle d'une antenne isotrope.

$$G = 4\pi \left(\frac{\text{Intensité de rayonnement}}{\text{Puissance total à l'entrée}} \right) = 4\pi \left(\frac{U(\theta, \varphi)}{p_n} \right) \quad (\text{I I.8})$$

➤ Résistance de rayonnement

Nous définissons la résistance de rayonnement en un point Q par :

$$R_Q = \frac{2P_r}{I_Q^2} \quad (\text{I I.9})$$

P_r : La puissance active rayonnée par une antenne.

I_Q : Le courant en un point Q de cette antenne.

➤ Polarisation

La polarisation du champ électromagnétique est donnée par la direction du champ électrique E .

III.2. Etude de l'antenne patch :

Définition

Une antenne à éléments rayonnants imprimés, communément appelée antenne patch, est une ligne microruban de forme particulière. Elle se compose d'un plan métallique de masse et d'un substrat diélectrique dont la surface porte un ou plusieurs éléments [10] comme présenté dans la figure I I.7.

Les antennes micro ruban présentent de nombreux avantages comparés aux antennes micro-ondes classiques et leurs applications couvrent le large domaine de fréquence : 100 MHz à 100 GHz. Certains avantages sont les suivants :

- Faible poids, encombrement réduit, configurations conformes possibles
- Faible coût de fabrication, production en masse possible
- Polarisation linéaire et circulaire pour les télécommunications
- Antennes multi bandes, multi polarisations possibles
- Compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit)
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

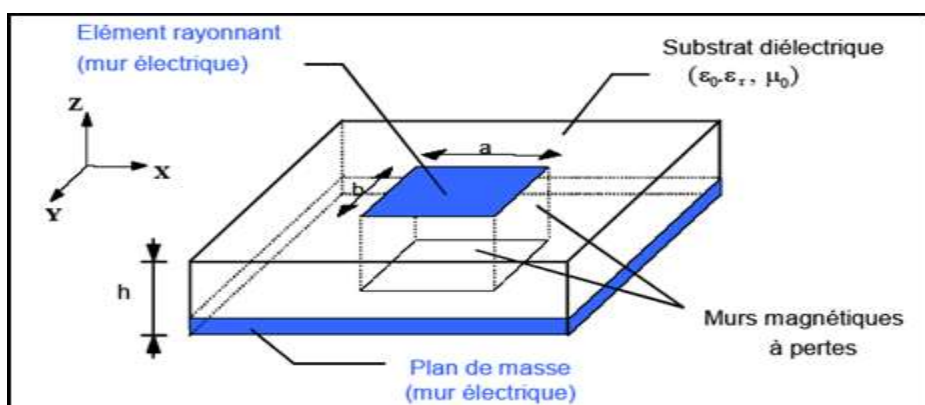


Figure I I.7: Antennes planaires.

IV.1.Mécanisme de rayonnement d'un élément patch

Le mécanisme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire, se comprend aisément à partir de sa forme géométrique. Lorsqu'on excite la ligne d'alimentation avec une source RF, une onde électromagnétique va se propager sur cette ligne puis va rencontrer l'élément rayonnant (de largeur plus grande que la ligne, donc plus apte à rayonner..). Une distribution de charge va s'établir à l'interface Substrat / Plan de masse, sur et sous l'élément rayonnant.

Nous savons que la propagation des ondes dans une ligne microbande s'effectue à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air. Du point de vue modélisation, les deux milieux sont remplacés par un unique milieu effectif caractérisée par une constante diélectrique exprimée par :

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-1/2} \quad (\text{I I.10})$$

La répartition des lignes de champs qui s'étendent autour et dans la structure dépend essentiellement :

- de la largeur w des circuits de métallisation.
- des caractéristiques du substrat : à savoir sa constante diélectrique ε_r et son épaisseur h .

IV.2.Mécanismes d'alimentation

Un problème récurrent dans la conception des antennes imprimées concerne le choix de la technique d'excitation. L'alimentation par sonde coaxiale est possible mais on préfère souvent utiliser des lignes imprimées qui permettent d'alimenter plusieurs éléments à la fois notamment dans le cas de la mise en réseau des antennes. Nous distinguerons plusieurs types d'alimentations dont les principaux sont l'excitation par sonde coaxiale figure I I.8, par ligne microruban figure I I.9, par proximité figure I I.10 (a), et par couplage à travers une fente dans le plan de masse figure I I.10 (b) [10].

Les antennes imprimées peuvent être alimentées par des câbles coaxiaux. Ce type d'alimentation peut être avantageux à cause de la simplicité de fabrication. Mais, dans certaines applications, une ligne microstrip est plus appropriée.

❖ Sonde coaxiale

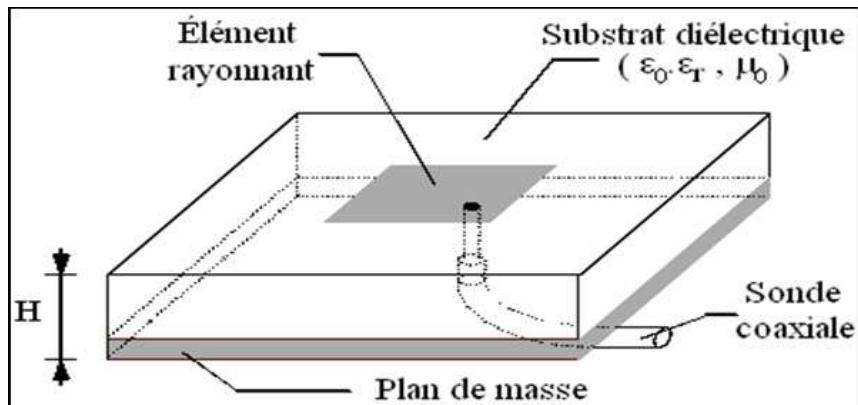


Figure I I.8: Antenne patch alimentée par un câble coaxial.

Le placement de la sonde est en fonction de l'impédance et les modes désirés.

❖ Alimentation par ligne microruban

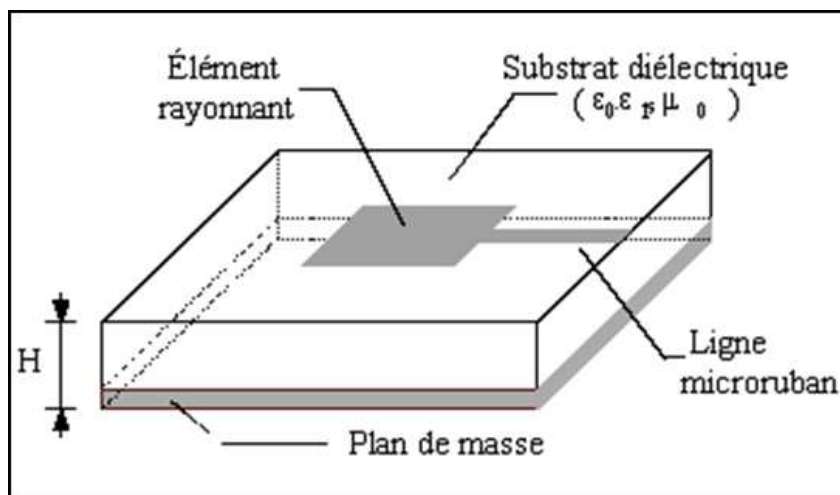


Figure I I.9: Antenne patch alimentée par une ligne microstrip.

Il est prouvé que la résistance d'entrée d'une antenne patch rectangulaire conventionnelle présente la même dépendance de l'alimentation soit avec une sonde coaxiale, soit par une ligne microstrip. Pour une bonne adaptation de l'antenne, Certaines études ont montré que le contact entre la ligne micro-ruban ou le câble coaxial doit être à une distance d'un tiers sur l'axe de l'antenne.

❖ Alimentation par proximité

L'alimentation par ligne imprimée sur le même plan a pour avantage la simplicité de mise en œuvre. Un seul substrat est utilisé ici, et le choix d'une encoche qui permet d'ajuster l'impédance d'entrée en pénétrant dans l'antenne pour l'adapter à l'impédance de source. L'alimentation par proximité se fait à partir de deux substrats superposés de permittivités différentes. Le substrat supérieur sera choisi de faible permittivité pour favoriser le rayonnement, tandis que le substrat inférieur sera de permittivité élevée de façon à concentrer le champ électromagnétique entre la ligne imprimée et le plan de masse. (figure I I.10a)

Enfin, une solution permettant d'isoler la ligne imprimée d'alimentation de l'élément rayonnant consiste à découper une fente dans le plan de masse de façon à coupler la ligne au pavé rayonnant. (figure I I.10b) Cette solution, qui nécessite trois niveaux de métallisation, est attrayante car elle permet d'intégrer des composants actifs sur la ligne imprimée sans nuire au rayonnement de l'antenne compte tenu de la présence du plan de masse entre les deux. Malheureusement, un rayonnement arrière parasite peut apparaître notamment si l'on travaille à une fréquence proche de la résonance de la fente de couplage[2].

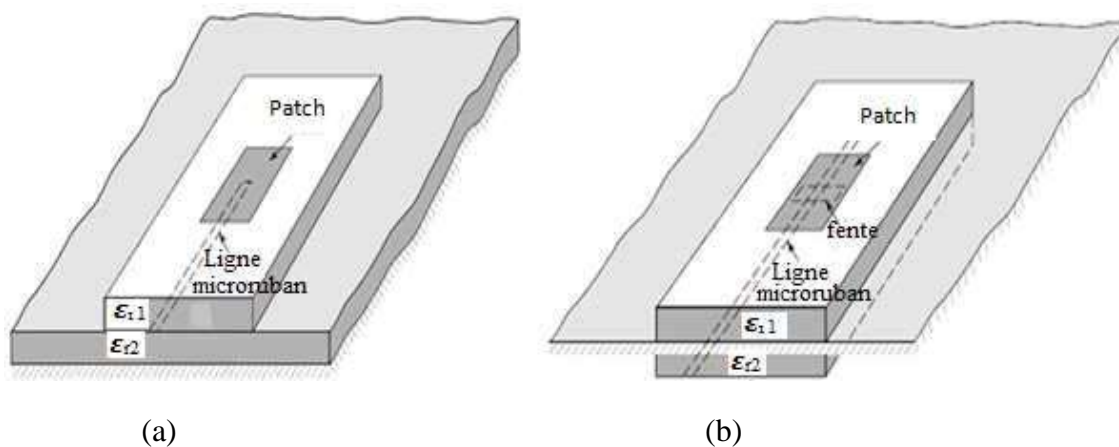


Figure I I.10 : Différents techniques d'alimentation des antennes imprimées [2].

V. Les antennes Ultra Large Bande

Dans cette partie, on va présenter les différents types d'antennes ULB qui sont couramment utilisées. Ces antennes ont été classées selon certaines propriétés: particularités géométriques ou spécificité du diagramme de rayonnement (antenne omnidirectionnelle ou directive). Toutes ces antennes possèdent des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences.

V.1. L'antenne spirale conique

La version à 3D de l'antenne spirale logarithmique est l'antenne spirale conique [11]. Les spirales formant l'antenne sont imprimées sur un substrat diélectrique qui a une forme conique. Le principe de fonctionnement équiangulaire est le même, et l'antenne est dimensionnée sur une très large bande de fréquence.

La configuration de l'antenne spirale conique ainsi qu'un exemple de réalisation de cette antenne est représenté dans la figure II.11.

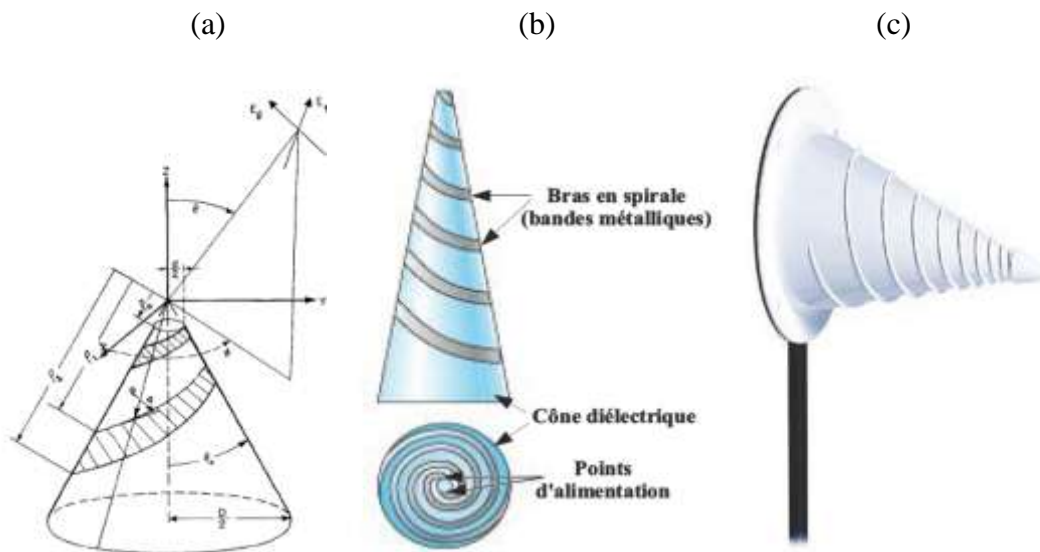


Figure II.11: Antenne spirale conique. (a) Configuration, (b) Vue de côté et de dessus, (c) exemple de réalisation.

La largeur de bande passante est limitée uniquement par les dimensions des rayons extrêmes de la spirale. De même que pour la structure plane, à chaque fréquence, seule la partie des bras dont la distance par rapport au point d'alimentation équivaut à une longueur d'onde devient une région active. Ainsi le centre de phase de l'antenne change de position pour chaque fréquence. Lorsque la fréquence à rayonner diminue, le centre de phase se

déplace fortement le long de l'axe du cône et se rapproche de sa base. On n'obtient donc pas de très bonnes performances en gain et en niveau de lobes secondaires, mais il y a des cas où la largeur de bande de fonctionnement est l'impératif majeur [11].

V.1.1. Emploi de structures métamatériaux

L'utilisation des structures métamatériaux, SRR (split ring resonator) ou CSRR (complementary split-ring resonator), permet également de stopper certaines bandes de fréquence due à leurs propriétés non ordinaires. Quand les ondes électromagnétiques se propagent sur les SRR le long de la direction x , la polarisation de champ électrique est gardée le long de l'axe y gardé et la polarisation du champ magnétique est gardée le long de l'axe z . En raison de cette propriété, ces structures réfléchissent parfaitement les ondes EM. Cheolbok Kim et al. et J. Kim et al. ont inséré la structure SRR sur l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation CPW pour obtenir la fonction stop bande dans l'antenne ULB. Cette méthode est présentée sur la figure II.12 [11].

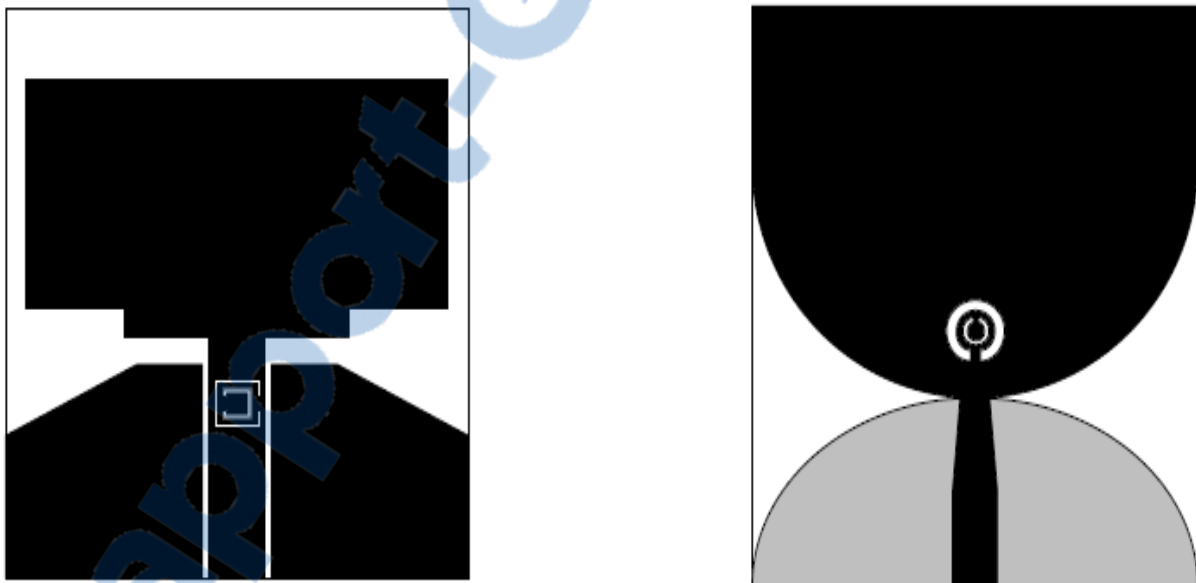


Figure II.12: Antennes ULB à fréquences rejetées utilisant la structure SRR.

V.2. Antenne ULB active

Basées sur les techniques précédentes pour rejeter une bande de fréquence, des antennes ULB actives avec un comportement stop bande commutable ou réglable sont conçus en employant des diodes PIN ou des diodes varicap comme représenté sur la figure II.13 [11]. La figure II.13a représente une antenne à bande rejeté commutable en plaçant la diode à l'état on ou off. Dans figure II.13b la fréquence rejetée est commandé par le changement de la valeur de la capacité de la diode varicap.

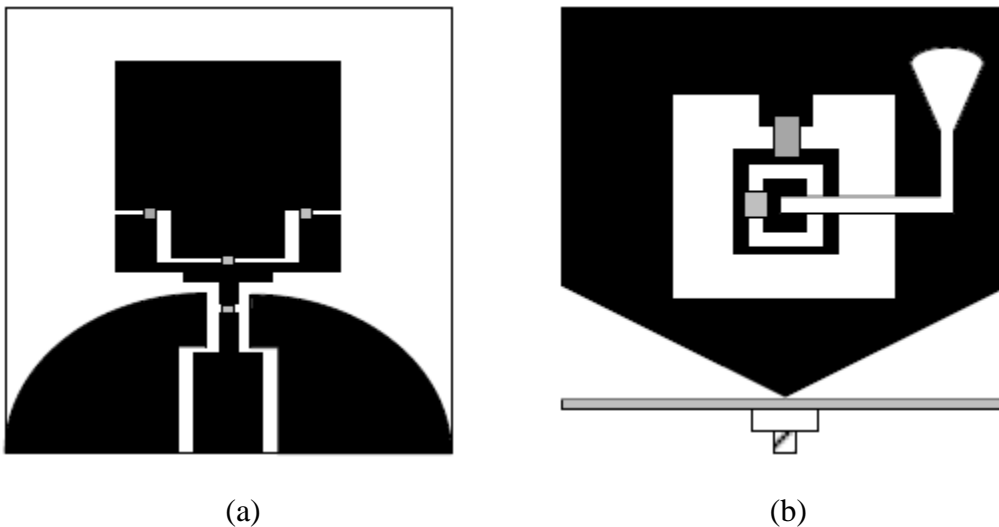


Figure II.13: Antennes ULB actives.

V.2.1. Antenne ULB à plusieurs bandes de fréquences rejetées

Actuellement, il existe plusieurs services sans fil, WLAN (2.4-5.8 GHz), WiMAX (3.3-3.7 GHz), la bande C (3.7-4.2 GHz), HIPERLAN (5.1-5.3 GHz). Par conséquent, les antennes ULB doivent également stopper une large bande ou des bandes multiples pour éviter d'interférer avec eux. Les figures II.14 et 15 montrent des structures d'antennes ULB à multibande rejetées. Wang-Sang Lee et al. ont présenté des antennes ULB à double bandes rejetées en insérant plusieurs fentes sur l'élément rayonnant de plusieurs façons comme représenté sur la figures II.14. La figure II.15(a) a une caractéristique stop bande large bande avec une fonction double bandes rejetées en insérant des fentes sur le patch et la ligne d'alimentation. Dans la figure II.15 (b), la caractéristique à double bandes rejetée est obtenue avec l'insertion d'une fente sur l'élément rayonnant et une fente en forme U près de l'élément rayonnant. D'autres antennes ULB sur les figure II.15 (c), (d) et (e) ont eu la fonction

multibande rejetées en employant plusieurs techniques telles l'emploi de structures métamatériau, résonateur à saut d'impédance échelonnée (SIR), filtre stop band de type L et branches L sur l'élément rayonnant[12].

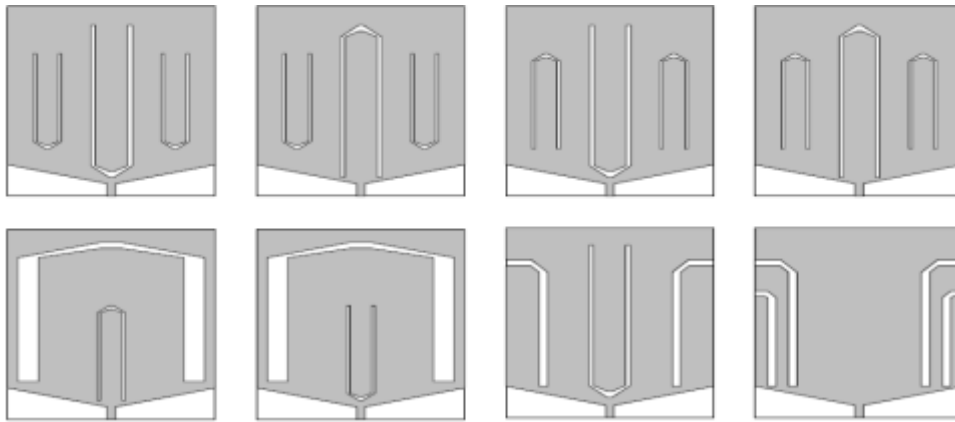


Figure II.14 : Antennes ULB à double bandes rejetées avec des fentes.

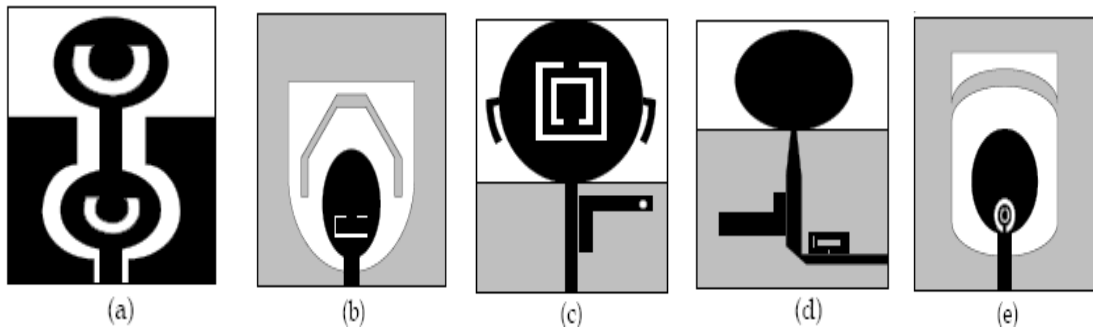


Figure II.15: Antennes ULB à multibande de fréquences rejetées.

VI.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté un contexte général sur l'ultra large chapitre2 .Dans la première partie nous avons rappelant a un bref historique sur l'origine de l'ULB et les réglementations dans le monde puis les techniques de transmission et les différents types d'application pour l'ULB.

Dans la deuxième partie ,nous avons rappelé les caractéristiques des antennes imprimées et nous avons terminé par certains types d'antennes utilisées en ULB, par suites ,celles utilisant des structures métamatériaux. Dans les chapitres suivant, nous présentant les résultats de simulations pour ce dernier type d'antennes.

V II. REFERENCES



-
- [1] **L. Bennett G.F. Ross**, "Time domain electromagnetics and its applications", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 66, issue 3, pp. 299-318, March 1978.
- [2] **A. Balanis**: 'Antenna theory analysis and design', Constantine A. Balanis, Arizona State University Tempe, AZ.2005.
- [3] **HIRT,W. and PORCINO,D**, " Ultra-Wideband Radio Technology: Potential and Challenges Ahead", Juillet 2003, IEEE Communications Magazine, vol 41, n°7, pp. 66 - 74.
- [4] **ECC**, " Ultra-Wideband (UWB) technology in bands below 10.6 Hz" ,ECC decision of 24 march2006 on the harmonised.
- [5] **ECMA-368**, " High Rate Ultra Wide band PHY and MAC Standard ", édition 2. décembre2007.
- [6] **M. Rafie**, " Opportunities for UWB Design", Host Web Seminar on design of Ultra Wideband Wireless Networking Products, dec.2003.
- [7] **L. Bennett G.F. Ross**, " Time domain electromagnetic and its applications", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 66, issue 3, pp. 299-318, March 1978.
- [8] [http: //www.multibandofdm.org/](http://www.multibandofdm.org/).
- [9] **KEBBAB RADHWANE**, " Conception d'antennes ultra large bande en technologie imprimée ", Thèse de magister télécommunication, Université de Abou bakr Belkaid-Tlemcen, 2010.
- [10] **Mondher LABIDI** , « Conception et application des métamatériaux pour des circuits RF», Thèse élaborée au sein de l'unité de recherche Systèmes de Télécommunications, Ecole Supérieure des Communications de Tunis.2011-2012.
- [11] **ZITOUNI Ahmed**, "Etude et conception d'antennes ULB standards et à bandes rejetées ". Thèse de doctorat télécommunication, Université de Abou bakr Belkaid-Tlemcen, 2014.

I. INTRODUCTION

Depuis la première structure du résonateur en anneau fendu (RAF) introduite par Pendry pour être employée dans la réalisation des métamatériaux, divers circuits spéciaux ont été intensivement développés. Un RAF typique est fait de deux bandes ouvertes concentriques en anneau fendu, qui sont généralement imprimées sur un substrat planaire diélectrique mince et employées comme cellule dans une rangée périodique infinie. En raison de la réponse spéciale d'onde électromagnétique en ce qui concerne la règle conventionnelle, en particulier dans le comportement résonnant, le RAF a suscité la grande attention dans la conception des antennes, ces dernières années. Par exemple, Mao et autres ont étudié les propriétés de RAF d'une ligne de micro ruban de deux couches, périodiquement chargées avec BCSRR, Kim et autres ont utilisé le type de RAF à fente comme méthode pour créer une bande de rejet dans une antenne UWB. En outre, Marques et autres ont montré que le RAF se comporte comme résonateur électroniquement petit avec un fort facteur de qualité et une petite taille électrique. Ainsi sa propriété résonnante peut être très utile en concevant des antennes à *ultra large bande* et à *gain élevé* [1].

Dans ce chapitre, nous allons étudier des antennes ULB à bandes rejetées, en utilisant le logiciel de simulation HFSS. Le choix de ce logiciel pour notre application est justifié. En effet, c'est un logiciel dédié à la simulation haute fréquence des circuits micro-ondes. Il s'agit d'un logiciel de simulation puissant qui permet de représenter la distribution des champs et de calculer les paramètres des structures hyperfréquences passives. Nous commençons par donner un aperçu sur le logiciel de simulation puis nous présentons les résultats de simulations des antennes étudiées.

II. LE LOGICIEL DE SIMULATION HFSS

II.1. Présentation du logiciel

Le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulation) v14.0 d'Ansoft Corporation est un simulateur électromagnétique de haute performance pour les modèles en 3D. Il intègre des simulations, des visualisations et une interface pour résoudre rapidement et de façon efficace les problèmes électromagnétiques en 3D. Son code de calcul est basé sur la méthode des éléments finis. Il permet d'obtenir des graphiques performants pour donner à l'utilisateur des résultats et une perspicacité aux problèmes électromagnétiques en 3D [2].

Le HFSS peut être utilisé pour calculer des paramètres tels que les paramètres S, les fréquences de résonance et les champs. C'est un outil permettant le calcul du comportement électromagnétique d'une structure. Le simulateur possède des outils de post traitement pour ne analyse plus détaillée. Il permet le calcul des :

- quantités de base dans le champ proche et le champ lointain,
- impédances caractéristiques des ports et leurs constantes de propagation,
- les paramètres S normalisés par rapport à une impédance de port spécifique afin de générer une solution du champ électromagnétique. HFSS emploie la méthode des éléments finis. En général, cette méthode divise l'espace de résolution du problème en plusieurs milliers de régions plus petites et représente le champ dans chaque sous région (élément) avec une fonction locale.

II.2. Création des projets par HFSS

Un projet HFSS est un dossier qui contient un (ou plusieurs) modèle(s) appelé(s) design. Chaque modèle contient une structure géométrique, ses conditions aux limites et le choix des matériaux utilisés, ainsi que les solutions de champs électromagnétiques et les interprétations post traitement. Tous ces composants peuvent être atteints par la fenêtre Project Manager dans l'environnement HFSS [3].

Sur le menu **File**, on clique **New**. On spécifie le nom du projet quand on le sauve, on utilise le chemin : **File>Save** ou **File>Save As**. Pour un projet précédemment sauvé, on utilise la commande : **File>Open**.

Pour concevoir une structure sur HFSS, on suit ce procédé général. Il faut noter qu'après avoir inséré une conception, on n'a pas besoin d'exécuter les étapes séquentiellement, mais elles doivent être accomplies avant qu'une solution puisse être produite.

II.2.1. Insertion d'une conception de HFSS dans un projet

- ✓ Sur le menu de projet, cliquer sur **Insert HFSS Design**.
- ✓ La nouvelle conception est énumérée dans l'arbre de projet. Elle est appelée HFSS Design par défaut, où est l'ordre dans lequel la conception a été ajoutée au projet.
- ✓ On peut choisir le **Rescale** à la nouvelle option d'unités pour adapter les dimensions aux nouvelles unités.

- ✓ On dégage le Rescale à la nouvelle option d'unités (par défaut) pour convertir les dimensions en nouvelles unités sans changer la structure.
- ✓ On clique sur **OK** pour appliquer les nouvelles unités au modèle.

II.2.2. Dessiner un modèle

Pour créer une structure en 3D il suffit de la dessiner avec les outils mis à disposition par le logiciel. Ici, nous ne décrivons que les parties les plus difficiles à mettre en oeuvre.

On peut créer les objets 3D en employant les commandes de l'aspiration de HFSS (**HFSSDraw- commands**). Des objets sont dessinés dans la fenêtre du modéliseur 3D (Fig III.1).



Figure III.1 : Fenêtre de gestion des différentes modèles à dessiner sur HFSS [4].

A. Utilisation des variables du projet

HFSS nous permet de définir les variables pour les associer à certains paramètres de la structure, comme les dimensions, les propriétés des matériaux Figure III.2. L'utilisation des variables pour associer les dimensions simplifie les éventuels changements de ce dernier. Par exemple dans notre cas pour changer les excitations et dimensions du plot il suffit de changer la valeur de la variable correspondante.

Pour déterminer une variable, il faut sélectionner **Project > Project Variables** et entrer

son nom, sa valeur et son unité. Une fois qu'une variable a été définie on peut utiliser son nom en place de sa valeur. HFSS nous permet aussi d'utiliser des fonctions mathématiques de variables définies.

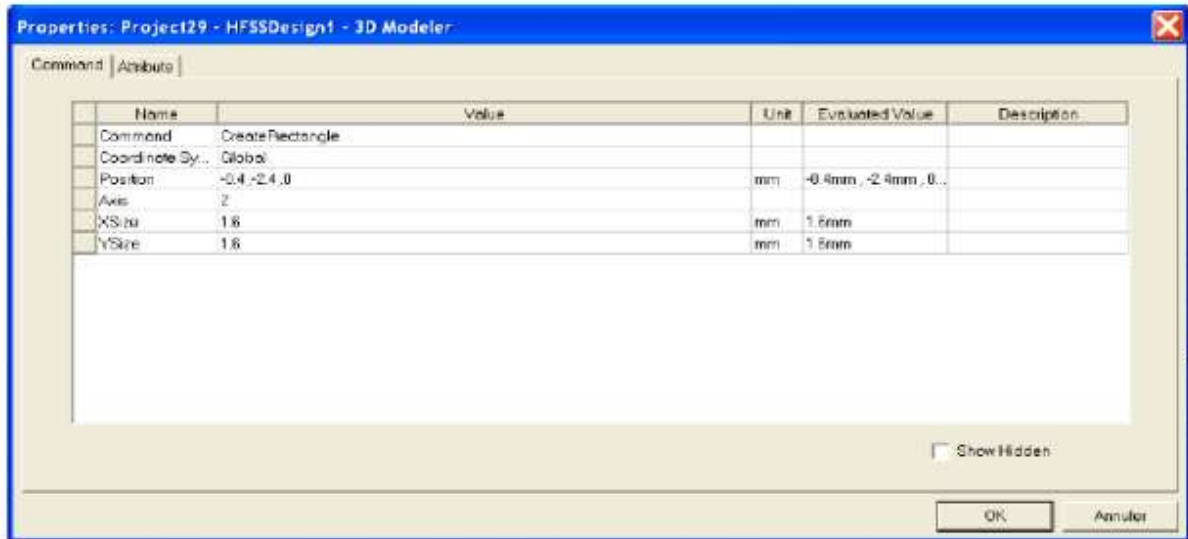


Figure III.2 : Utilisation des variables dans HFSS [3].

b. Soustraction des objets

Il arrive souvent que l'on cherche à éliminer quelques parties d'un objet.

- On dessine l'objet principal ainsi que les objets qu'on souhaite soustraire de celui-ci.
- On sélectionne l'objet principal.
- En appuyant sur le bouton CTRL on sélectionne les objets que l'on veut soustraire.
- On clique sur **Subtract**.
- Objets listés dans la partie "Tool Parts" sont à soustraire des objets listé sous "Blank Parts".
- Si l'on veut que HFSS garde une copie des objets soustraits on coche l'option **Clone tool objects before subtract**.
- On appuie sur **OK**.

II.3.Types de solution dans HFSS

La première étape de faire une simulation est de déterminer le mode de solution qu'on souhaite réaliser. Les types d'accès et les résultats obtenus dépendent du type de solution

sélectionnée [1]. Alors sur le menu de HFSS, cliquer sur **Solution Type** et la fenêtre de dialogue de type de solution apparaît (Figure III.3).



Figure III.3: Sélection de type de solution [3].

La deuxième étape est choisir le type du modèle dans les types de solution. HFSS met à notre disposition trois différents types de solution, chacun optimisé pour un problème spécifique:

- **Driven Modal:** On utilise ce type quand on veut que HFSS calcule les paramètres S modalbased d'une structure passive en haute fréquence comme les lignes coplanaires, les guides d'ondes et les cavités résonnantes. Dans ce cas les paramètres S seront calculés en fonction des ondes incidente et réfléchie.
- **Driven Terminal:** On utilise ce type quand on veut que HFSS calcule les paramètres S modal-based de lignes de transmission à plusieurs conducteurs. Dans ce cas les paramètres S seront calculés en fonction de la tension et du courant aux accès.
- **Eigenmode:** On utilise ce type pour calculer les résonances d'une structure. Le logiciel trouvera la fréquence de résonance de la structure et les champs à ces fréquences.

II.4.Excitation d'une structure

Après avoir dessinée une structure, pour que le logiciel soit capable de faire la simulation, il faut exciter la structure. Il existe différents types d'excitation, listés dans le (tableau III.1) Le plus souvent, on utilise des **Wave Ports** et **Lumped Port**.

Type d'excitations	Commentaires
Wave Port	Représente la surface à travers laquelle un signal entre ou sort d'un structure.
Lumped Port	Représente la surface interne à travers laquelle un signal entre ou sort d'une structure.
Incident Wave	Représente une onde propageant impactant sur la structure.
Voltage	Représente un champ électrique constant à travers des points d'excitations.
Current	Représente un courant électrique constant à travers des points d'excitations.
Magnetic Bias	Utilisé pour définir un champ interne qui polarise un objet 3D en ferrite.

Tableau III.1: Types d'excitations proposé par HFSS [1].

II.5. Conditions aux limites

Dans le cas des antennes patch, un volume fictif est défini autour de l'antenne (pour limiter le maillage à base d'éléments finis). Le volume est conditionné par des frontières absorbantes, ce qui reflète mieux la réalité, du fait que l'antenne est conçue principalement pour rayonner et émettre de la puissance dans l'espace. Par conséquent, la réflexion des ondes émises est supposée absente. Les conditions absorbantes qu'on a fixées pour les simulations s'avèrent donc les plus judicieuses.

- Cliquer sur le bouton droit sur les surfaces ou les limites puis sélectionner :

Assign boundary (perfectE, PerfectH, Radiation,...) à savoir la structure à étudier et ses conditions.

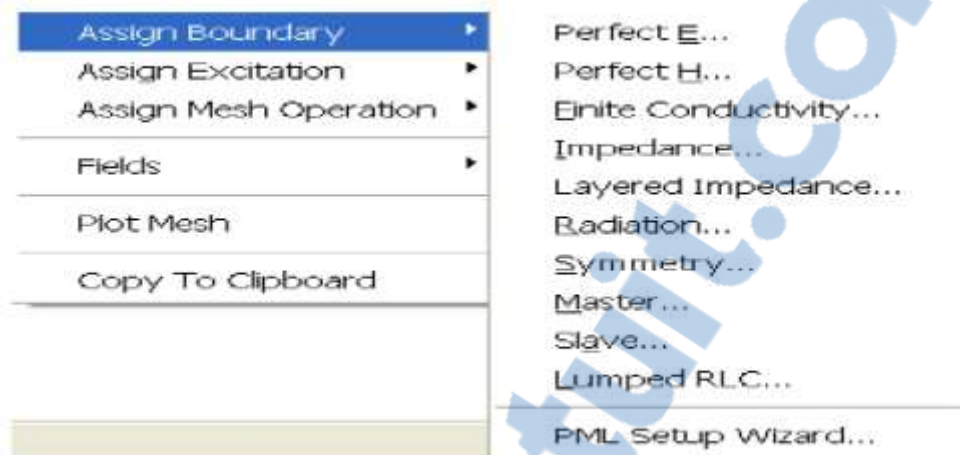


Figure III.4: Création des conditions aux limites (boundary) [3].

II.6. Bande de fréquences

Le comportement de l'antenne dépend étroitement de la bande de fréquence considérée. Il est donc essentiel de se fixer une bande de travail. Pour espérer avoir des résultats valides, la fréquence de résonance de l'antenne doit être spécifiée. On se fixe ensuite, une bande de travail de part et d'autre de cette fréquence de résonance selon le besoin et l'application dont l'objectif est de caractériser l'antenne sur une bande.

Il existe plusieurs façons de définir la bande passante (BP) d'une antenne. Lors de la conception d'antenne, la définition la plus commune est la bande passante en adaptation où le coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne est inférieur à un certain niveau. Le S_{11} est une mesure de l'adaptation de l'antenne à l'impédance de la source et éventuellement la ligne de transmission qui les relie, qui s'écrit [3] :

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (\text{III.1})$$

Z_{in} est l'impédance d'entrée de l'antenne qui varie en fonction de la fréquence et Z_0 est celle du générateur. Typiquement, $Z_0 = 50 \Omega$.

- Le calcul des paramètres S_{11} de la structure hyperfréquence suit les étapes suivantes :

- division de la structure en un nombre fini d'éléments.
- Excitation de chaque port de la structure avec une onde se propageant le long d'une structure guide d'onde uniforme ou d'une ligne de transmission qui possède la même section que le port.
- Calcul de la configuration totale du champ électromagnétique à l'intérieur de la structure.
- Calcul des matrices S_{11} généralisées à partir des puissances réfléchiées et transmises.

Nous pouvons également définir le rapport d'ondes stationnaires (ROS) en fonction de (S_{11}) :

$$\text{ROS} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (\text{III.2})$$

Une bande passante est donc définie comme une plage de fréquence sur laquelle le S_{11} (ou le ROS) est inférieur à un niveau donné, choisi par convention. Il s'en suit la définition d'une bande passante relative (BP) à S_{11} donné :

$$\text{BP}_r = \frac{f_h - f_l}{f_c} \quad (\text{III.3})$$

- f_h et f_l sont les deux fréquences d'extrémité où le S_{11} est égal au niveau fixé.
- f_c étant la fréquence centrale de la bande considérée.

II.7. Génération des rapports

Une fois que la simulation est finie, on utilise les rapports pour consulter les résultats obtenus. Pour créer un rapport, on sélectionne **HFSS > Results > Create Report** et choisit le type du rapport (paramètres S ou les champs, etc....) et son format d'affichage (rectangulaire, sur l'abaque de Smith, polaire,...). La fenêtre de création des Traces s'ouvre. On choisit la quantité que l'on veut tracer et on appuie sur **OK**.

On peut aussi définir les relations mathématiques à partir des résultats obtenus: dans la fenêtre Traces on appuie sur **Output variables...** et on entre l'expression et le nom de variable que l'on veut définir.

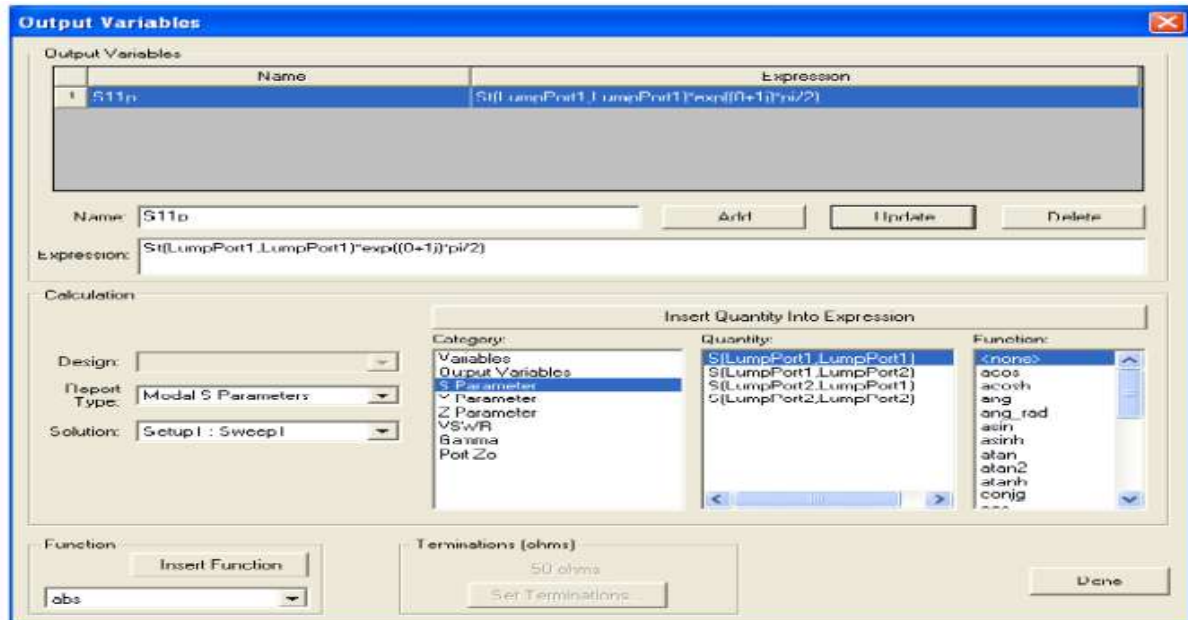


Figure III.5: Définition d'un variable non prédéfinie sur HFSS [3].

III.SIMULATIONS ET RESULTATS

III.1.Structures d'antenne

On va travailler sur une antenne *UWB* utilisant le résonateur en anneau fendu complémentaire et qui a été proposé dans [2].

la figure III.6 illustre les structures avec des dimensions détaillées De la bande WLAN 5,5 GHz proposée d'une antenne *UWB*, qui est imprimée sur un FR4 de 1,6 mm d'épaisseur et faible coût pour matériau de substrat de constante diélectrique de 4.6 et tangente de perte de 0,02. Toutes les simulations ont été effectuées à l'aide d'un logiciel disponible dans le commerce, Simulateur de structure à haute fréquence (HFSS), qui est basé Sur la méthode des éléments finis (FEM). Selon l' antenne ULB indiquée à la figure III.6 (a), est d'un cercle circulaire avec un rayon de R et un plan de masse avec un emplacement rectangulaire pour acquérir une bande passante ultra large. Le radiateur circulaire est imprimé sur la Partie supérieure du substrat alimenté par une ligne microstrip, où, Sur la partie inférieure du substrat, le plan de masse de $W \times L$ de dimension . La largeur à Mf de la ligne et la Longueur à 9.09mm constante afin d'acquérir une entrée de 50Ω impédance. Le port de la ligne d'alimentation microruban est joint a un connecteur de la sous-version A (SMA). g est

indiqué Comme l'espace entre le plan de masse et le patch rayonnant. $W \times L$ est la taille complète de l'antenne proposée.

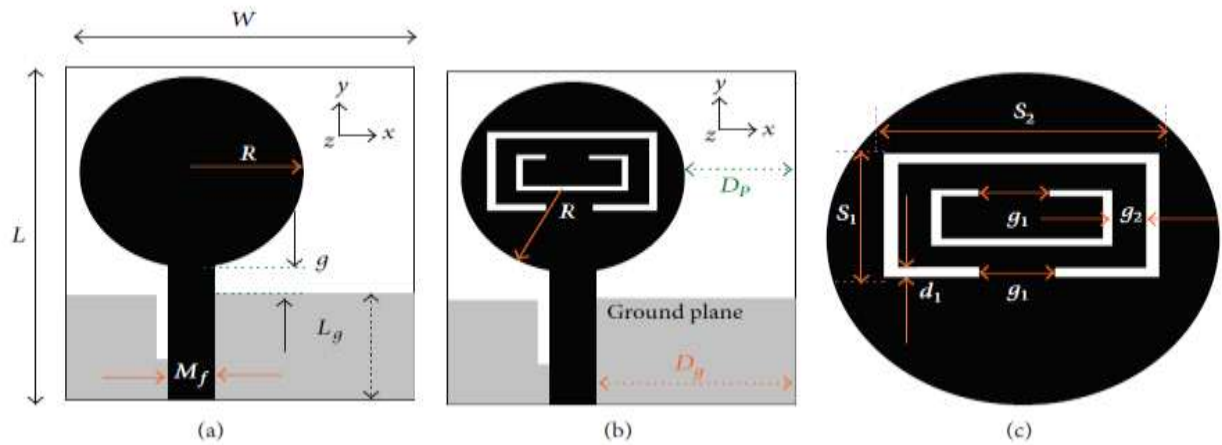


Figure III.6 : Structures de l'antenne (a) UWB, (b) antenne proposée par bande rejetée, et (c) disposition de rejet de bande. [2].

Les valeurs optimisées des paramètres conçus sont données dans le tableau ci-dessous :

Paramètres	Dimensions (mm)
W	22
L	26
R	8
g	1.09
l_g	8
M_f	2.5
D_p	5
D_g	11.75
S₁	6.5
S₂	12.5
g₁	2.5
g₂	1.5
d₁	0.5

Tableau III.2 : Dimensions de l'antenne[4].

III.2. Etude paramétrique

Tout d'abord on va commencer notre simulation par une étude paramétrique pour voir l'influence de chaque paramètre sur les performances de l'antenne.

III.2.1.Effet de la largeur du ligne d'alimentation (paramètre Mf)

Nous faisons une variation de la largeur du ligne d'alimentation (**mf**) tout en gardant les autres paramètres inchangés.

La Figure III.7 montre les variations du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs de la ligne d'alimentation en fonction de la fréquence.

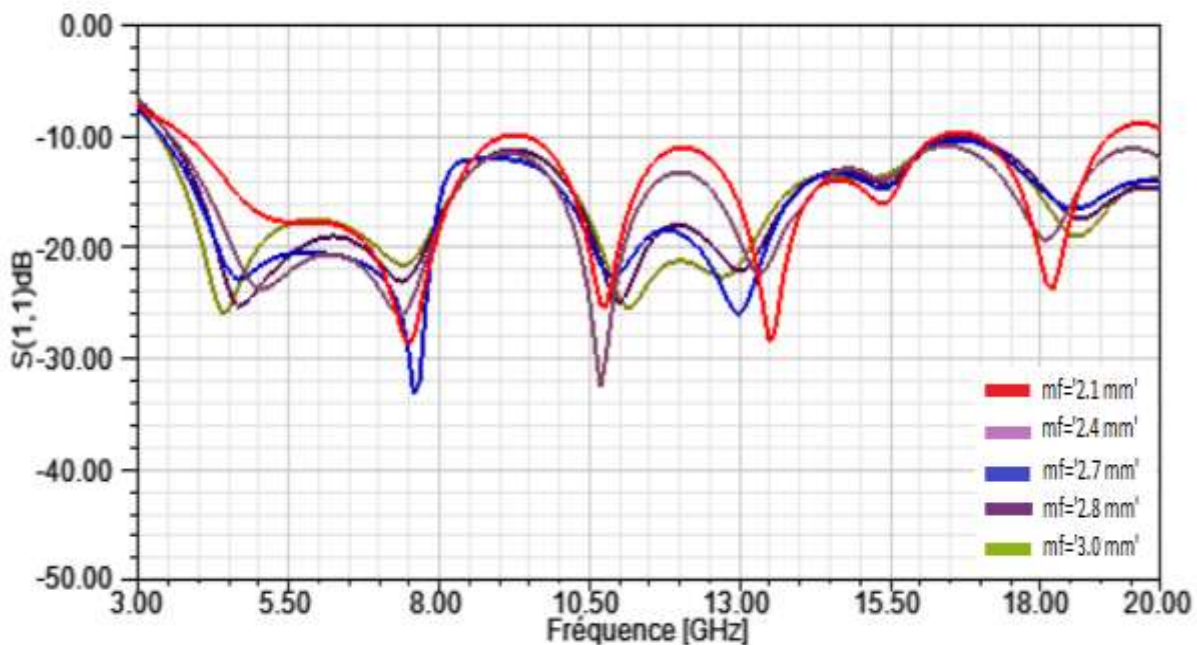


Figure III.7: variation du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs de (mf) en fonction de la fréquence.

On remarque que le coefficient de réflexion est globalement inversement proportionnel à la dimension de la ligne d'alimentation. Donc, l'augmentation de (**mf**) implique une diminution du niveau de S_{11} en dB.

III.2.2.Effet du paramètre g

Nous faisons une variation de la largeur (g) pour voir l'influence sur les performances de l'antenne en gardant les autres paramètres inchangables.

La Figure III.7 montre les variations du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs du paramètre g en fonction de la fréquence.

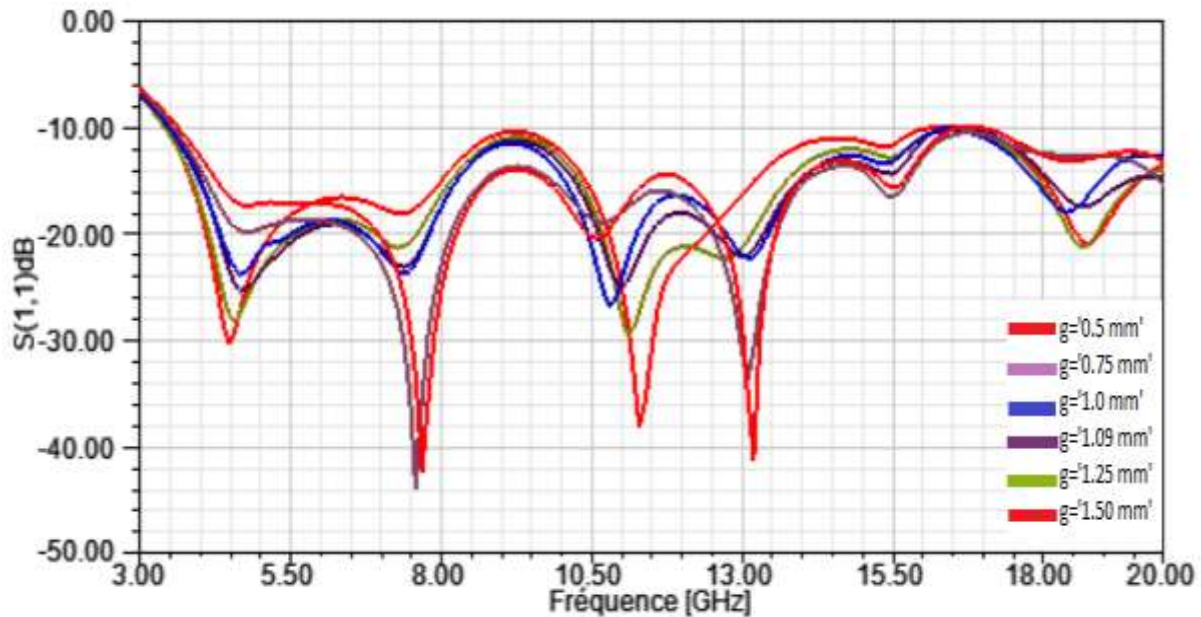


Figure III.8: variation du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs de (g) en fonction de la fréquence.

On remarque que le coefficient de réflexion est inversement proportionnel à la largeurs g . Donc, l'augmentation de (g) implique une diminution du niveau de S_{11} .

III.2.3.Effet de la largeur du rayon de l'élément rayonnant (paramètre R)

Une légère variation dans la largeur du rayon de l'élément rayonnant est introduite pour voir l'influence sur l'adaptation de l'antenne.

La Figure III.9 montre les variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les différentes longueurs du rayon.

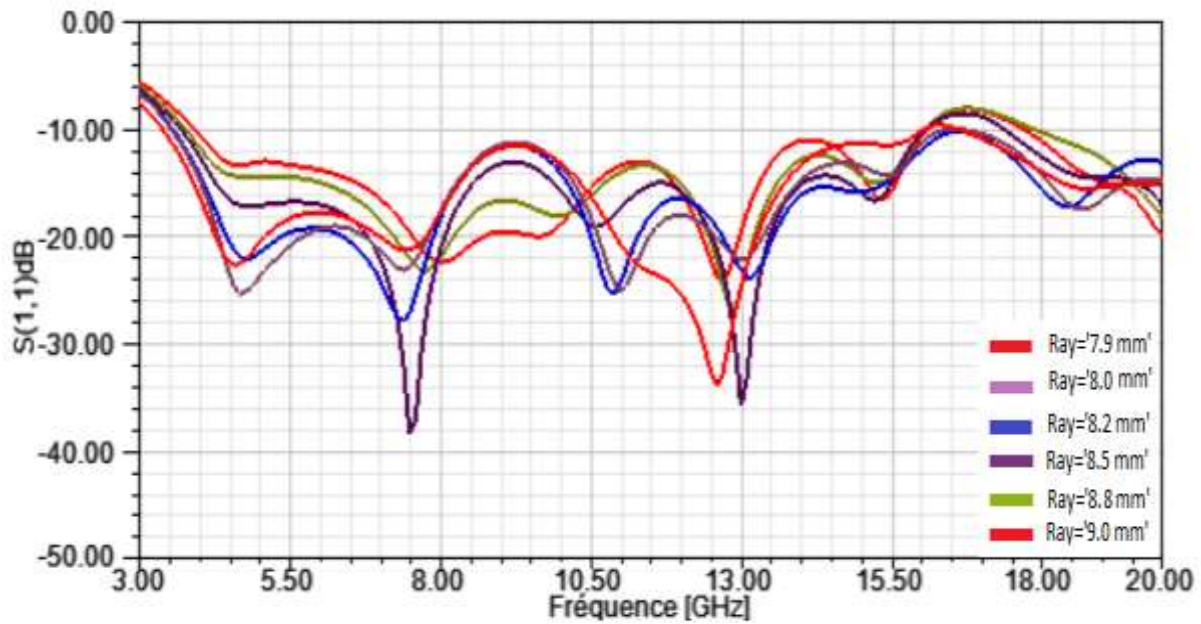


Figure III.9: Variation du coefficient de réflexion pour les différentes longueurs du rayon de l'élément rayonnant en fonction de la fréquence.

On remarque que le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB dans la bande de fréquence de 3.5 GHz à 16 GHz. L'augmentation du R influence légèrement sur l'adaptation de l'antenne.

III.2.4. Effet de la largeur de la fente dans le plan de masse (paramètre w_c)

Nous faisons une variation de la largeur de la fente dans le plan de masse (w_c) tout en gardant les autres paramètres inchangés.

La figure III.10 montre les variations du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs du substrat en fonction de la fréquence.

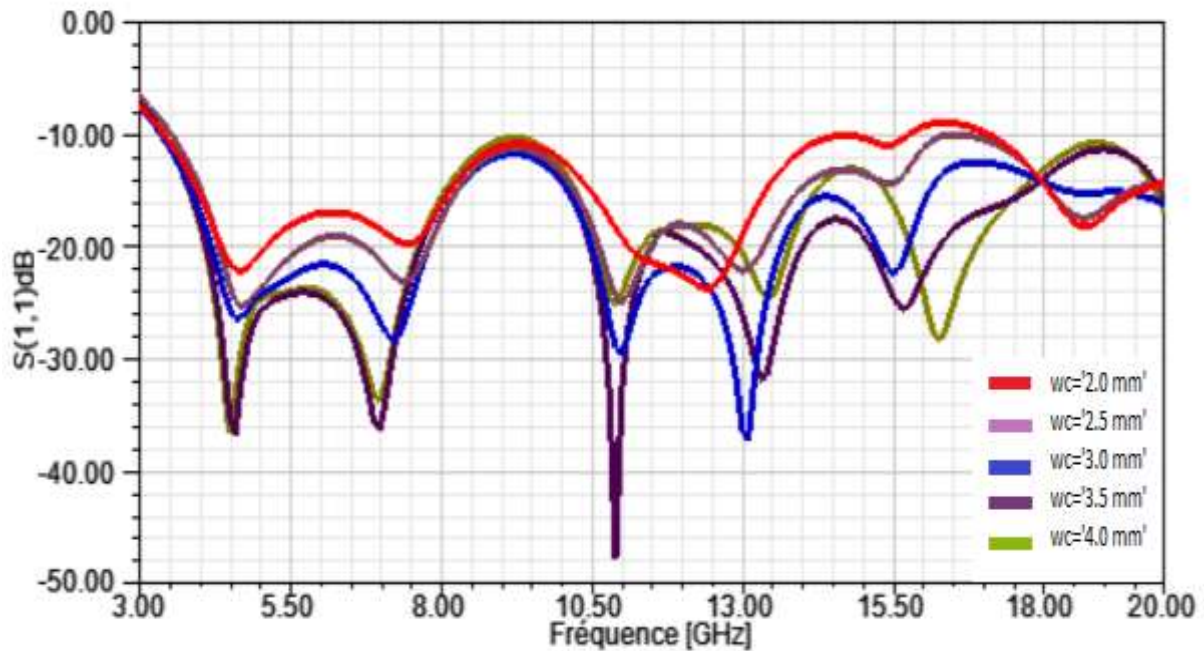


Figure III.10: variation du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs en fonction de la fréquence.

On remarque que le coefficient de réflexion est globalement inversement proportionnel à la dimension de la fente dans le plan de masse. Donc, l'augmentation de w_c implique une adaptation meilleure.

III.2.5. Effet de la longueur de la fente dans le plan de masse (paramètre l_c)

Une variation dans la longueur de la fente dans le plan de masse est introduite pour voir l'influence sur l'adaptation de l'antenne.

La figure III.11 montre les variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les différentes longueurs du plan de masse.

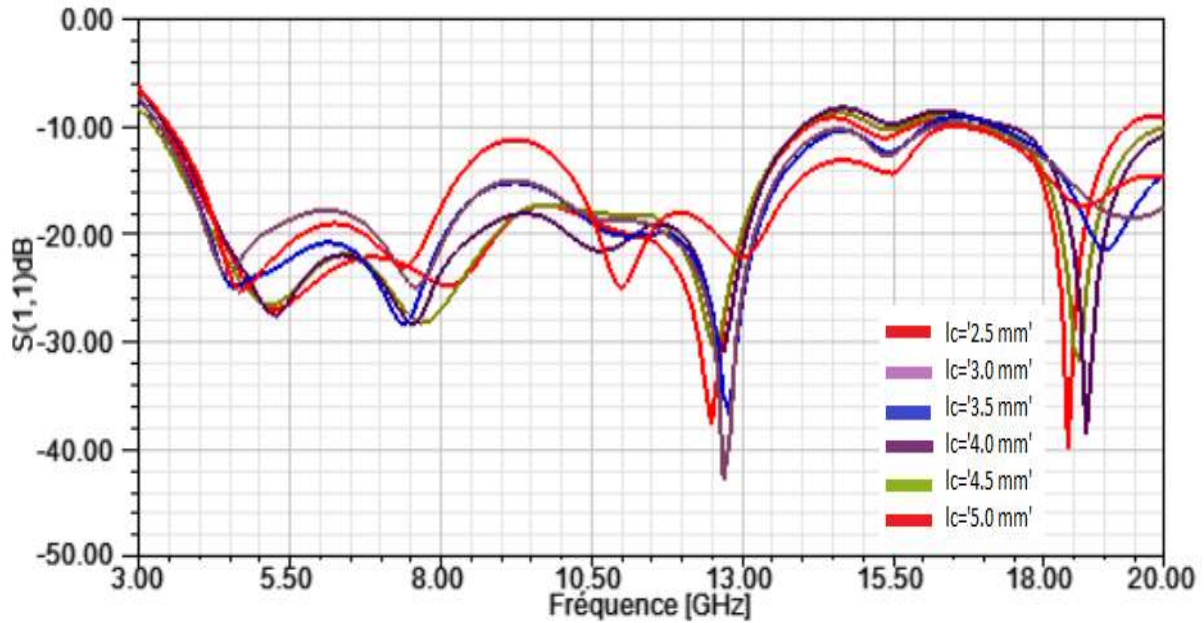


Figure III.11: Variation du coefficient de réflexion pour les différentes longueurs du plan de masse en fonction de la fréquence.

On remarque que le coefficient de réflexion ne varie pas de manière continue en fonction de longueur de la fente dans le plan de masse.

III.3.L'antenne optimisée sans RAFC

D'après les études paramétriques menées précédemment, nous pouvons conclure les paramètres affectant les performances de l'antenne.

Dans le cadre de cette étude, nous voulions obtenir une bonne adaptation sur une large bande de fréquences, avec un minimum d'encombrement. L'antenne optimisée présentée dans la figure III.12. Les valeurs utilisées sont introduites dans le tableau ci-dessous.

Tableau III.3: Dimensions de l'antenne optimisée.

Paramètres	Mf	g	ray	wc	lc
dimension	2.8	1.09	8	2.5	4.5

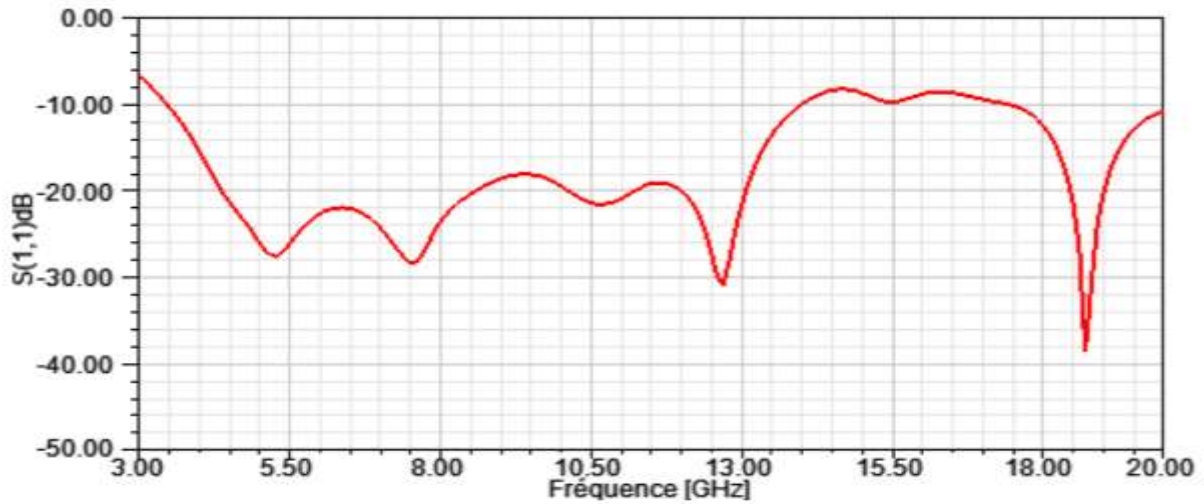


Figure III. 12. Coefficient de réflexion initial optimisé.

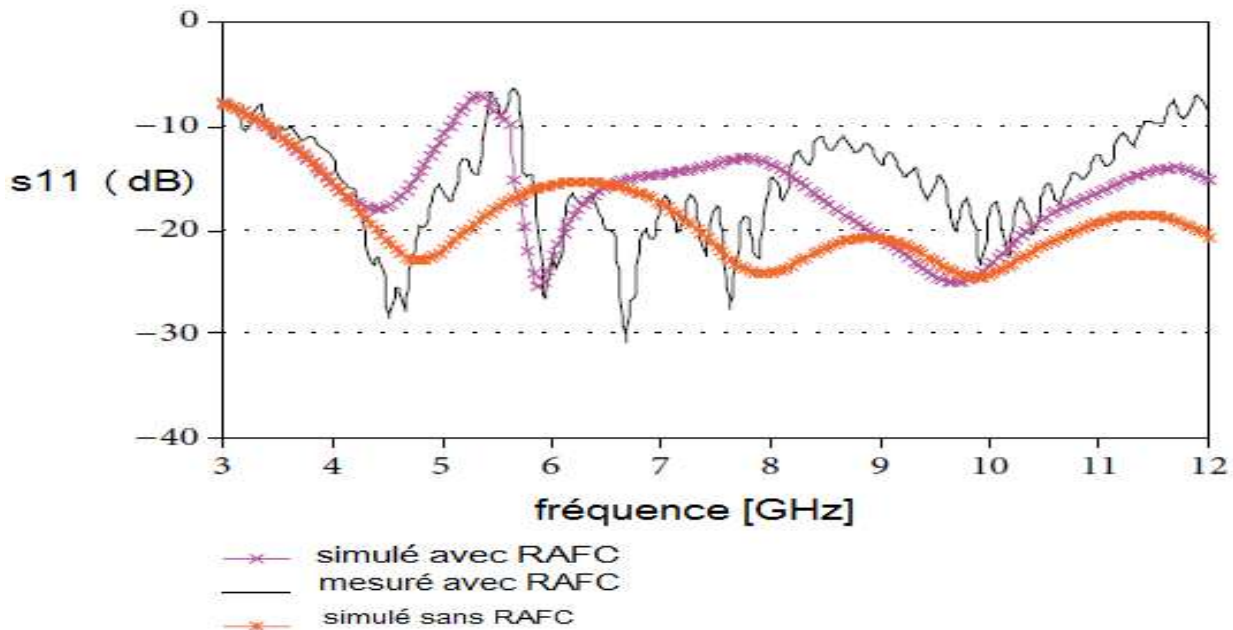


Figure III. 13. Mesure et simulation de coefficient de réflexion [4].

On observe une amélioration des performances de l'antenne par rapport au résultat de la figure III. 13 en ce qui concerne le niveau de coefficient de réflexion et une couverture de toute la bande ULB. Ceci est dû à la différence entre les méthodes utilisées pour la simulation de la structure et à la version du logiciel employé.

III.3.1. Effet de l'ajout d'un RAFC

➤ Paramètre s_1

Une variation dans la largeur s_1 du résonateur est introduite pour voir l'influence sur l'antenne.

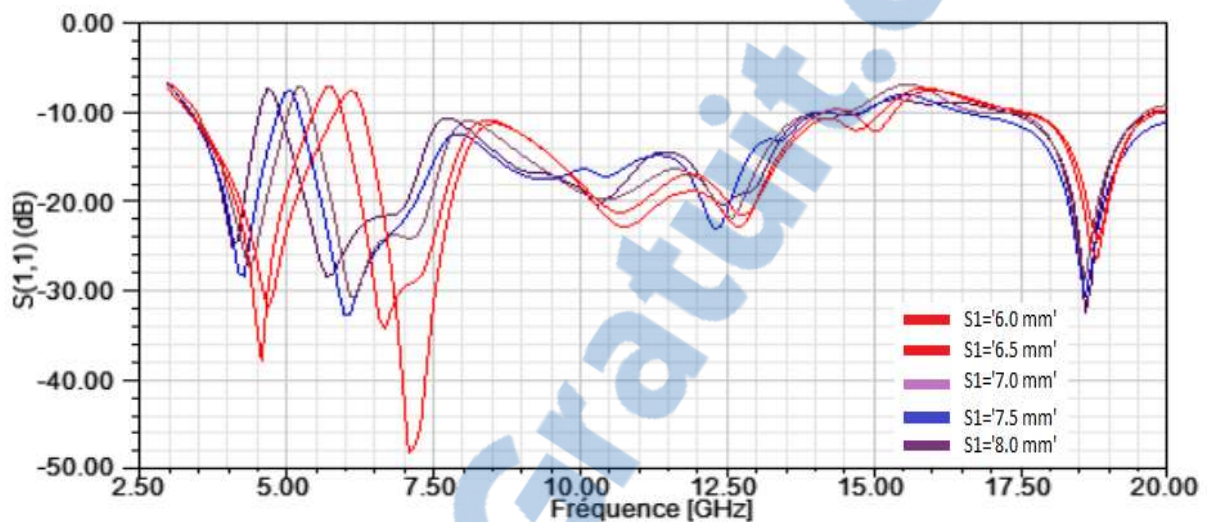


Figure III.14. Variation du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs en fonction de la fréquence.

On remarque que l'augmentation de S_1 cause une diminution des fréquences rejetées (6.1GHZ, 5.25GHZ, 5GHZ, 4.95GHZ).

➤ Paramètre s_2

Une variation dans la longueur s_2 du résonateur est introduite pour voir l'influence sur l'antenne.

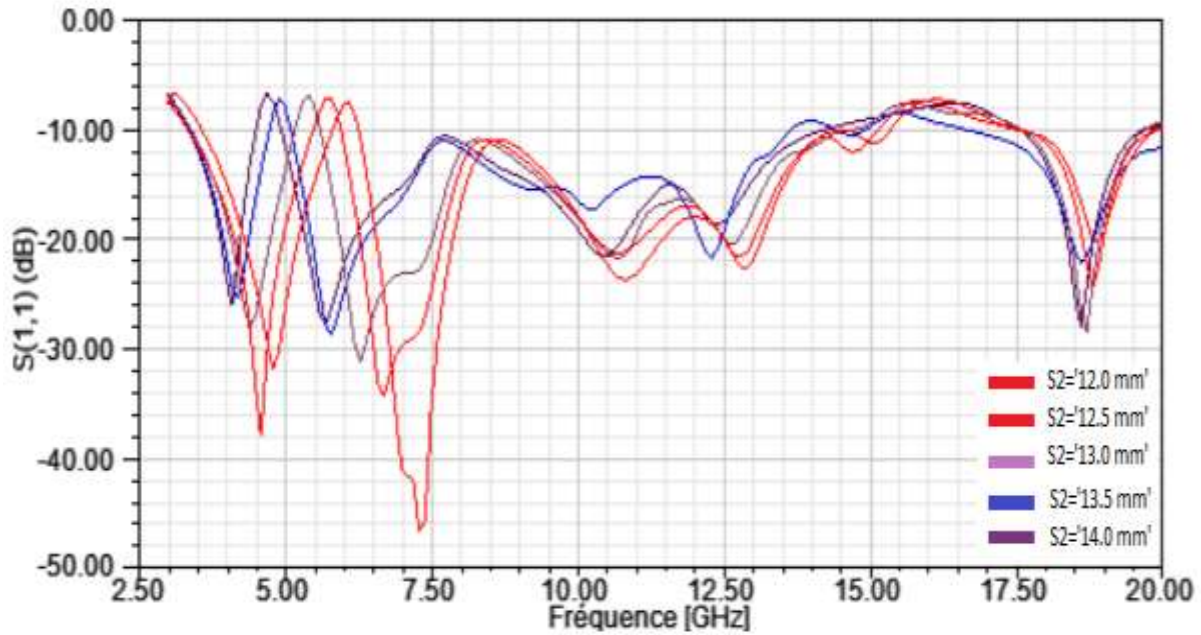


Figure III.15. Variation du coefficient de réflexion pour les différentes longueurs en fonction de la fréquence.

On remarque aussi que l'augmentation de S_2 cause une diminution des fréquences rejeté (6.1GHZ, 5.8GHZ, 5.4GHZ, 4.9GHZ, 4.6GHZ).

III.3.2. L'antenne optimisée avec RAFC

Les paramètres du RAFC sont : $s_1=6.5$ mm, $s_2=12.5$ mm, $d_1=0.5$ mm, $g_1=2.5$ mm, $g_2=1.5$ mm.

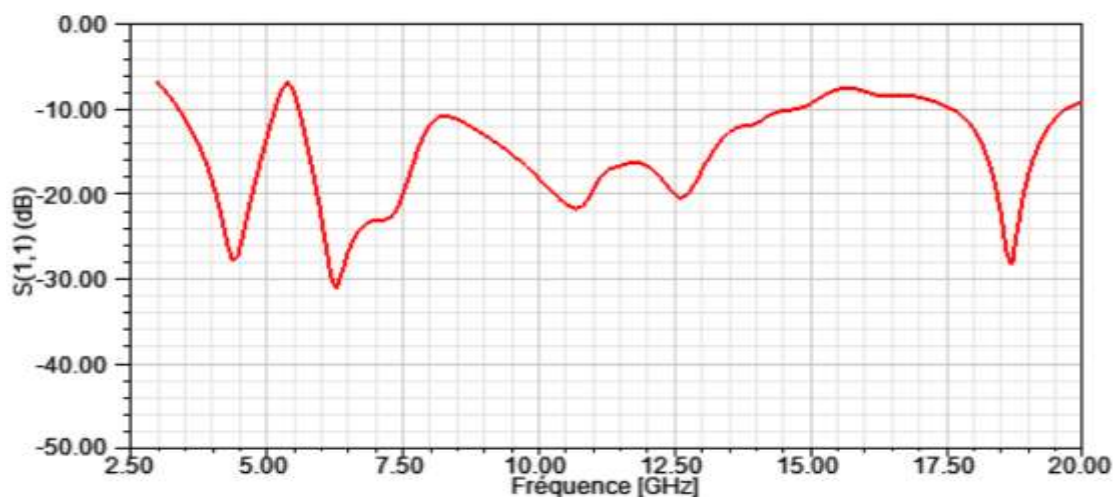


Figure III. 16. Coefficient de réflexion optimisé

❖ Gain

La figure III. 16 présente le gain en fonction de la fréquence.

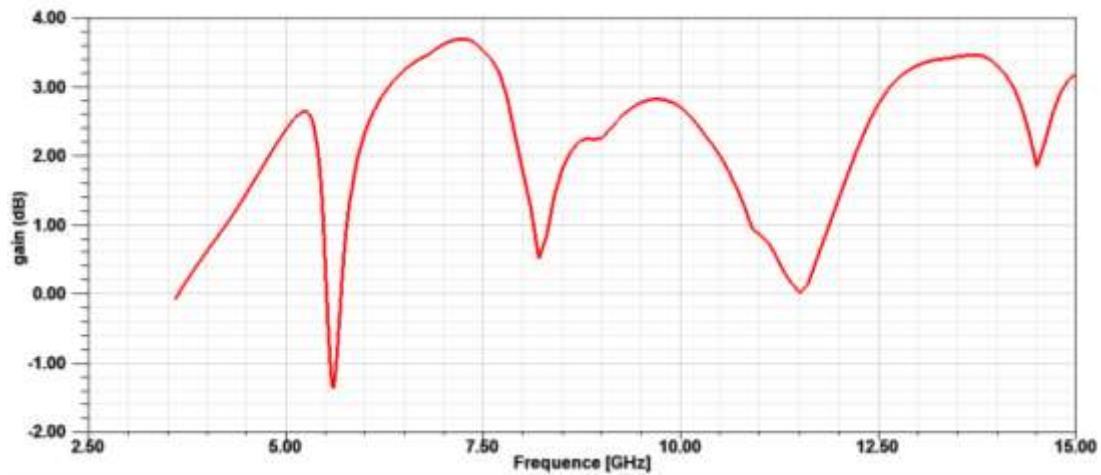


Figure III.17. Variation du gain en fonction de la fréquence.

On remarque que le gain globalement supérieur à 1dB sauf pour la bande filtré (- 1.5dB)

❖ Diagramme du rayonnement

La figure III. 18 présente le diagramme du rayonnement aux fréquences 4 GHz, 6.5 GHz.

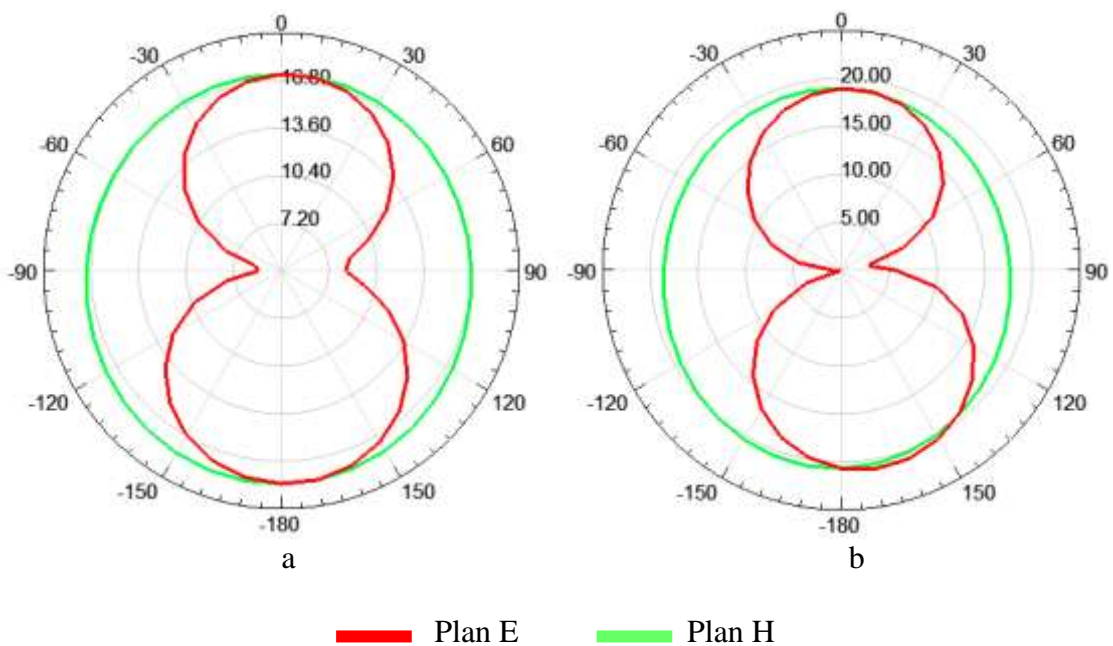


Figure III.18. diagramme du rayonnement aux fréquences (a) 4 GHz, (b) 6.5 GHz.

On remarque le diagramme du rayonnement a un aspect dipolaire aux fréquences 4 GHz, 6.5 GHz.

Rapport-gratuit.com

IV. Antenne avec résonateur en anneau fendu circulaire

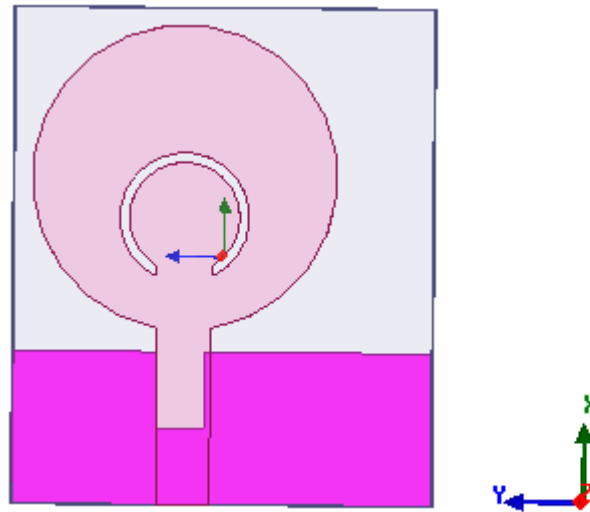


Figure III.19. antenne avec résonateur en anneau fendu circulaire.

Le résonateur en anneau fendu circulaire est choisi selon la bande de fréquence utilisée pour la rejection d'un tel signal.

IV. 1. Effet du rayon de RAFCC

La figure III.20. montre les variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en utilisant un résonateur en anneau fendu circulaire pour différentes valeur de Rraf.

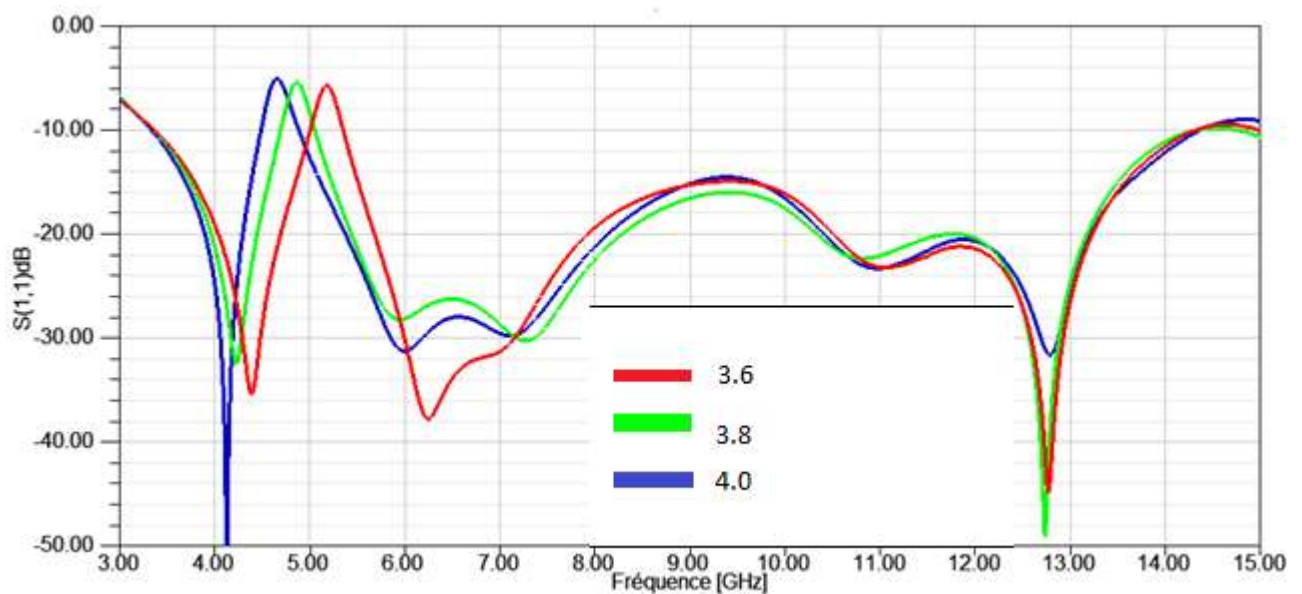


Figure III. 20. Variation du coefficient de réflexion pour les différentes longueurs en fonction de la fréquence pour différentes valeur de Rraf.

Pour la rejection du signal autour 5.2 GHz, les paramètres du RAFC sont : $R_{raf} = 3.6$ mm, $d = 0.5$ mm, $g = 3$ mm.

IV. 2.Effet de positionnement des RAFCC

Afin d'étudier l'influence de positionnement du résonateur en anneau fendu complémentaire circulaire sur l'adaptation de l'antenne nous avons la figure III. 20.

La figure III. 21. montre les variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes positions du résonateur en anneau fendu complémentaire circulaire(RAFCC).

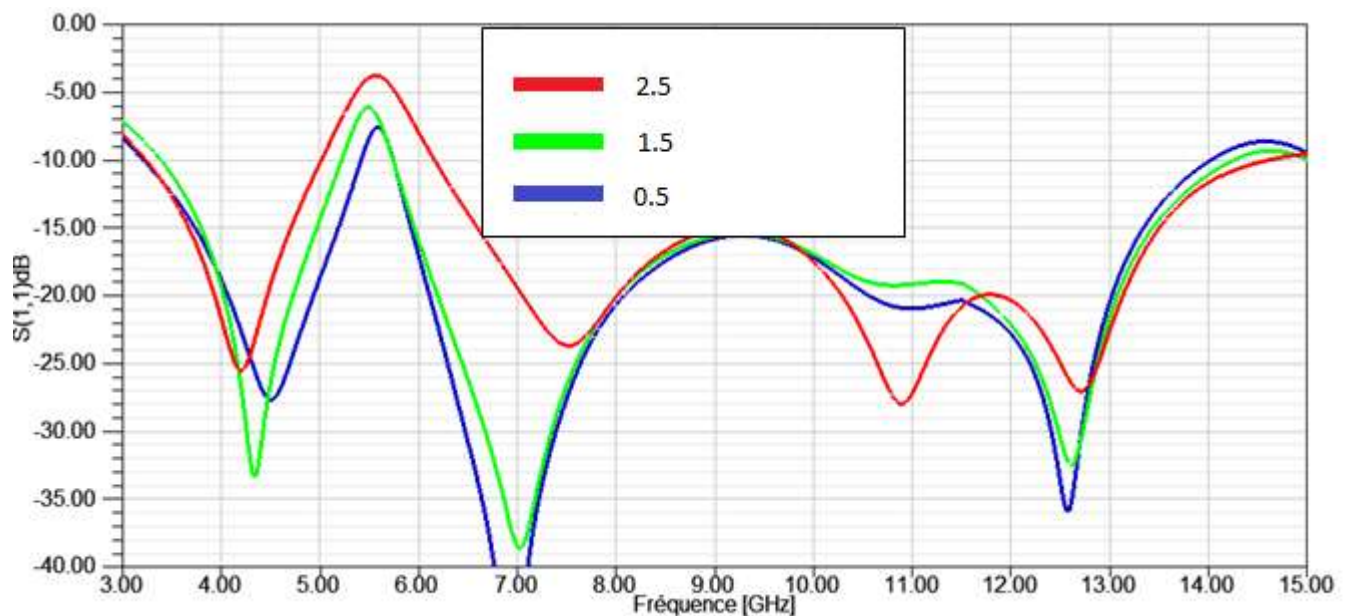


Figure III. 21. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes positions du RAFCC.

IV.3.Antenne optimisé

Pour la rejection du signal autour 5.2 GHz et 5.8GHz les paramètres du RAFCC sont : $R_{raf} = 3.4$ mm, $d = 0.5$ mm, $g = 3$ mm.

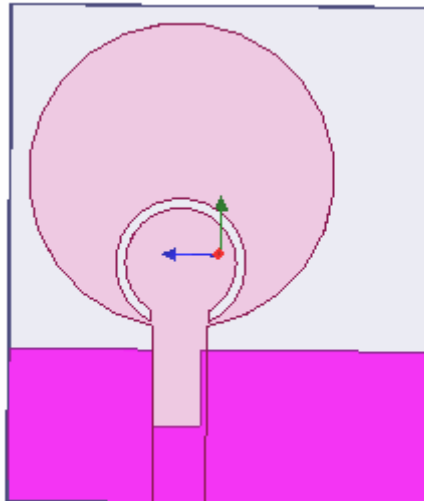


Figure III.22. Antenne optimisé avec résonateur en anneau fendu complémentaire circulaire.

Sur la figure III.23, on présente les variations du coefficient de réflexion de l'antenne optimisé.

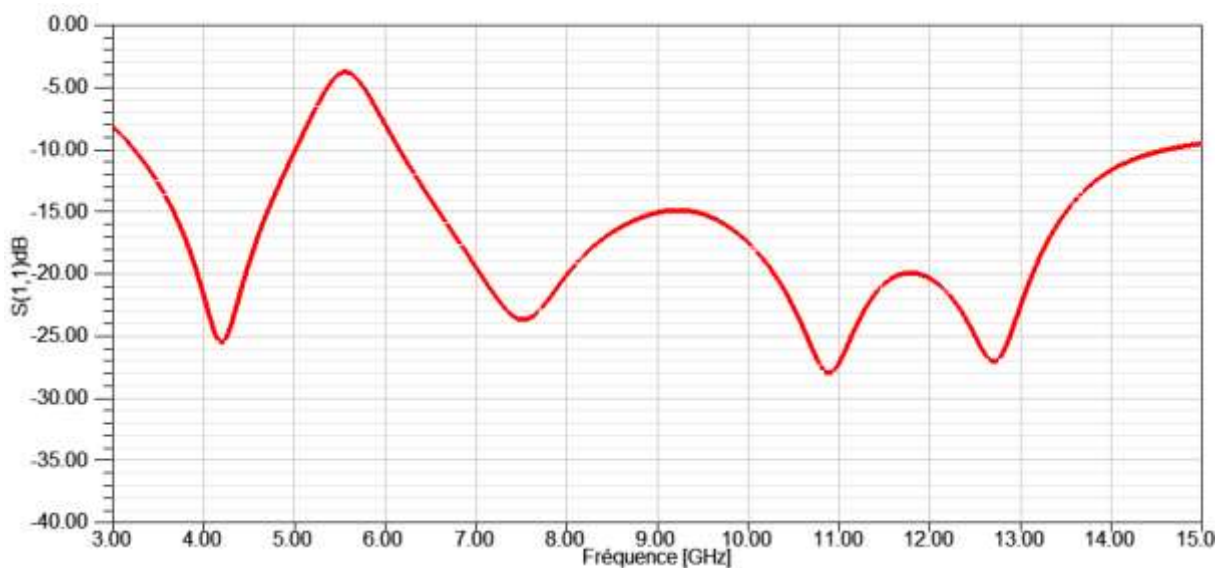


Figure III. 23. Variation du coefficient de réflexion pour les différentes longueurs en fonction de la fréquence.

On remarque qu'on a une rejection du signal pour la bande de fréquence allant de 5 GHz à 6GHz.

❖ Gain

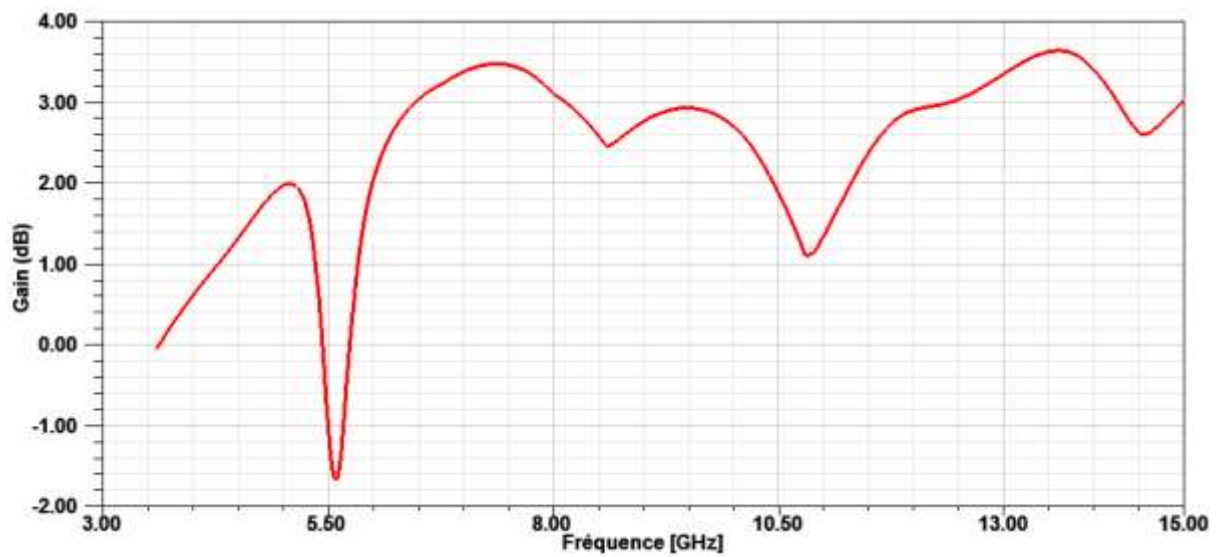


Figure III.24. Variation du gain en fonction de la fréquence.

On remarque que le gain pratiquement supérieur à 2dB sauf pour la bande filtré (- 1.7dB)

❖ Diagramme du rayonnement

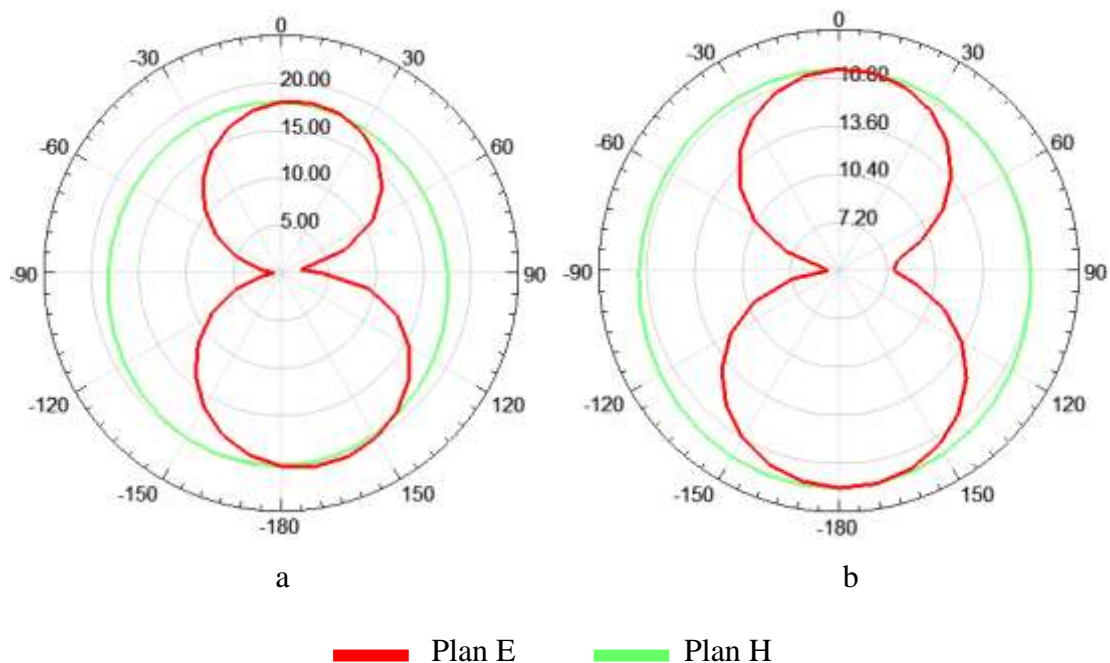


Figure III.25. diagramme du rayonnement aux fréquences (a)4 GHz,(b) 6.5 GHz.

On remarque aussi ici que le diagramme de rayonnement a un aspect dipolaire aux fréquences 4 GHz, 6.5 GHz.

V.CONCLUSION

Dans la première partie du chapitre on a présenté la phase de conception par le logiciel de simulation électromagnétique HFSS. Ses différentes étapes de fonctionnement sont explicitées.

Dans la deuxième partie du chapitre, une antenne ULB a été étudiée en employant le résonateur en anneau fendu complémentaire et une ligne micro ruban. L'antenne fonctionne dans le spectre UWB entier à partir de 3 à 20 GHz, avec une bonne adaptation qui atteint un niveau de -40 dB. Nous avons étudié ensuite les différents paramètres géométriques qui ont une influence sur les performances de l'antenne. A partir d'une étude paramétrique, une diminution dans la largeur du substrat rend l'antenne plus miniature et moins encombrante.

Dans la troisième partie du chapitre, nous sommes consacrés à la structure résonante appelée Résonateur en Anneau Fendu circulaire et le complémentaire du RAF. Cet élément est très utile pour son application aux structures planaires, tel la rejection des fréquences.

La fréquence de rejection de signal est inférieur à -10 dB. Ce qui montre que RAFC est capable de supprimer le signal du système WLAN de 5 à 6 GHz et du système WLAN 802.11b/g .

V I. REFERENCES

- [1] **M. M. Islam, M. R. I. Faruque, M. T. Islam** “A Compact 5.5 GHz Band-Rejected UWB Antenna Using Complementary Split Ring Resonators” the Scientific World Journal 2014.
- [2] **Manallah Kamel**, “ Techniques de mesure hyperfréquences large bande appliquées aux matériaux hétérogènes solides”, mémoire de magister Option : Instrumentation Université Ferhat Abbas Setif, 2012.
- [3] **Hamid MEGHDADI Jean-Charles POUX** “Simulation 3D HFSS de filtres”, ETI-,2006.
- [4] **Mohammed El amine CHAIB**, “Modélisation et caractérisation de fonctions électroniques générées par des dispositifs à métamatériaux ”.Mémoire de Magistère en Systèmes des Réseaux de Télécommunication. Université ABOU BEKR BELKAID TLEMCEN, 2012.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de ce mémoire était d'étudier les métamatériaux et de les appliquer aux antennes et à la conception de dispositifs microondes. Pour commencer, nous avons présenté dans le chapitre 1, l'intérêt du sujet et un état de l'art des structures périodique Électromagnétique pour l'application des métamatériaux. Ensuite, nous avons vu les différentes propriétés des différents modèles de structures possédant une perméabilité négative . En outre, nous avons présenté des résultats de simulation d'une structure périodique pour chaque modèle. Ces résultats (coefficients de réflexion et de transmission) ont par la suite été utilisés afin d'extraire les différents paramètres effectifs tels que la perméabilité, l'indice de réfraction et l'impédance d'onde du milieu équivalent.

Une antenne ULB a été conçue en employant le résonateur en anneau fendu. L'antenne fonctionne dans le spectre UWB entier à partir de 3.5 à 20GHz, avec une bonne adaptation qui atteint un niveau de -45 dB . En plus de ça, elle est miniature et moins encombrante. Ensuite, en utilisant le Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire un nouveau résultat est obtenu à l'aide d'une étude paramétrique. Le filtre est capable de supprimer le signal à deux bandes de fréquence pour ne pas interférer à d'autre systèmes travaillent dans une même bande de fréquence. Les simulations ont été faites par le logiciel HFSS qui utilise la méthode des éléments finis.

Puisque les résonateurs dans les deux conceptions ont des dimensions de l'ordre du dixième d'une longueur d'onde à leurs fréquences de conception et les deux topologies sont complètement planaires, les conceptions sont très prometteuses en terme de la compacité et la facilité de l'implémentation.

Plusieurs perspectives peuvent être envisagées à partir de ce travail :

- * Etudier des antennes avec d'autres types du RAF.
- * Extension de notre étude aux réseaux d'antennes à base de RAFs.