

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Mémoire de Fin d'Étude

Présenté à

L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En Télécommunications

Présenté par

Abdelghani GUEMARI

Imad KHALDI

Mohammed khemisti Zobeidi

Thème

Métamatériaux à indice de réfraction négatif Application aux antennes patch

Soutenu le 28/05/2016. Devant le jury composé de :

Mr. Chemsali Ali.	Maitre de conférences	Président
M ^{elle} . Boukaous Chahra.	Maitre de conférences	Rapporteur
Mr. Boulila Mohamed	Maitre assistant	Examineur

Année Universitaire 2015/2016

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions Dieu, notre créateur de nous avoir donné la force, la volonté et le courage afin d'accomplir ce modeste travail.

Nous adressons le grand remerciement à notre encadreur M^{elle} Dr. C. BOUKAOUS d'avoir proposé et dirigé le thème de ce mémoire et pour tous ses conseils précieux du début à la fin de ce travail.

Nous tenons également à remercier les membres de jury : Dr. A. CHEMSSA (Président du jury) et Mr. M. BOULILA (Examineur) pour l'honneur qu'ils nous ont fait pour la lecture et l'évaluation de ce mémoire.

Nous remercions également M^{elle} S. GUEMOUH de l'Université Mentouri Constantine 1 pour son aide en simulation et ses conseils très utiles pour la réalisation de ce travail.

Nous tenons à remercier l'ensemble des enseignants qui ont contribué à notre formation ainsi que le personnel administratif du département d'électronique.

Finalement, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à nos familles qui nous ont toujours soutenues et à tout ce qui participe à la réalisation de ce mémoire.

Introduction générale.....	2
Bibliographie Introduction générale	3

CHAPITRE I

I.1	Introduction	5
I.2	Concepts généraux	5
I.2.1	La perméabilité.....	5
I.2.2	La permittivité.....	5
I.2.3	Vitesse de phase et vitesse de groupe	6
I.3	Métamatériaux.....	6
I.3.1	Métamatériaux à bande interdite photonique	7
I.3.1.1	Présentation de la bande interdite	7
I.3.2	Matériaux à Indice Négatif.....	8
I.3.2.1	Définition	8
I.3.2.2	Approche de Veselago.....	9
I.3.2.3	Métamatériaux avec une permittivité négative	10
I.3.2.4	Métamatériaux avec perméabilité négative	11
I.3.2.5	Métamatériaux avec ϵ et μ négatives.....	13
I.3.2.6	Quelques propriétés électromagnétiques des métamatériaux.....	14
I.3.2.6.1	L'inversion de la loi de Snell-Descartes.....	14
I.3.2.6.2	L'inversion de l'effet doppler	15
I.3.2.7	Applications des métamatériaux	15
I.3.2.7.1	Lentilles parfaites.....	15
I.3.2.7.2	Cape d'invisibilité	15
I.3.2.7.3	Application aux antennes	17
I.4	Calcul des paramètres effectifs par inversion des relations	18
I.5	Conclusion.....	20
I.6	Bibliographie Chapitre I	21

CHAPITRE II

II.1	Introduction	24
II.2	Le rôle des antennes	24
II.2.1	Antenne d'émission	24
II.2.2	Antenne de réception.....	24
II.2.3	Réciprocité	25
II.3	Structure générale d'une antenne.....	25
II.4	les caractéristique.....	25
II.4.1	Représentation en quadripôles.....	26
II.4.2	Rendement.....	26
II.4.3	Directivité et gain	26
II.4.3.1	Le gain	26
II.4.3.2	La directivité	27
II.4.4	Diagramme de rayonnement.....	27

II.4.5	<i>Impédance d'entrée</i>	28
II.4.6	<i>Bande passante :</i>	28
II.4.7	<i>Angle d'ouverture</i>	29
II.4.8	<i>Polarisation</i>	29
II.5	<i>Type d'antenne</i>	30
II.5.1	<i>Elémentaire</i>	30
II.5.2	<i>Ferrite</i>	30
II.5.3	<i>Demi-onde</i>	31
II.5.4	<i>Antenne patch</i>	31
II.5.4.1	<i>Définition</i>	31
II.5.4.2	<i>Choix de la technologie des antennes imprimées</i>	31
II.5.4.3	<i>Structure</i>	32
II.5.4.4	<i>Caractéristiques de l'antenne patch</i>	33
II.5.4.5	<i>Éléments rayonnants</i>	33
II.5.4.6	<i>Types d'alimentation des antennes</i>	33
II.5.4.7	<i>Polarisation</i>	35
II.5.4.8	<i>Diagramme de rayonnement</i>	35
II.5.4.9	<i>Mécanisme de rayonnement</i>	36
II.5.4.10	<i>Méthodes analytiques</i>	36
II.6	<i>Conclusion</i>	40
II.7	<i>Bibliographie chapitre II</i>	40

CHAPITRE III

III.1	<i>Introduction</i>	42
III.2	<i>Logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator)</i>	42
III.2.1	<i>Le processus de HFSS</i>	43
III.2.2	<i>Etapes de simulation par HFSS</i>	44
III.3	<i>. Etude paramétrique des éléments constituant des métamatériaux</i>	44
III.3.1	<i>Résonateur à activité magnétique</i>	45
III.3.1.1	<i>RAF carré</i>	45
III.3.1.2	<i>RAF circulaire</i>	47
III.3.1.3	<i>Résonateur en S</i>	49
III.4	<i>Modélisation du Métamatériaux a indice de réfraction négatif</i>	51
III.5	<i>Modélisation du patch rectangulaire à vide</i>	52
III.6	<i>Modélisation du patch avec Métamatériaux :</i>	54
III.7	<i>Interprétation des résultats :</i>	66
III.8	<i>Conclusion</i>	66
III.9	<i>Bibliographie Chapitre III</i>	67
	<i>Conclusion générale :</i>	67
	<i>Bibliographies</i>	71

CHAPITRE I

Figure 1. 1: Représentation schématique de cristaux photoniques 1D, 2D, 3D.....	7
Figure 1. 2: Classification des matériaux.....	9
Figure 1. 3: Représentation du trièdre de vecteur. (a) Milieu main droite. (b) Milieu main gauche.....	10
Figure 1. 4: Structure fils fins présentant ϵ négative/ μ positive quand $E \parallel z$	10
Figure 1. 5: Structure RAF présentant μ négative/ ϵ positive quand $H \parallel y$	11
Figure 1. 6: Motif bidimensionnel du RAF proposé par Balmain et Martin.....	12
Figure 1. 7: Motif tridimensionnel proposé par Balmain et Martin.	12
Figure 1. 8: Modèle du circuit équivalent du RAF.	13
Figure 1. 9: Association d'un réseau de tiges avec des SRR périodiques.....	14
Figure 1. 10: Réfraction d'une onde électromagnétique à l'interface entre deux milieux.	14
Figure 1. 11: Image virtuelle reproduite pour un milieu MD et un milieu MG.....	16
Figure 1. 12: Diagramme d'amplitude pour une harmonique de Fourier évanescence pour une lentille parfaite. L'amplitude suit les courbes $\exp(\pm ax)$	16
Figure 1. 13: La cape d'invisibilité de J.Pendry.	17
Figure 1. 14: Schéma du dispositif où le métamatériau Main Gauche est placé au dessus de l'antenne patch.....	17
Figure 1. 15: Forme générale de mesure dans un guide d'ondes à plaques parallèles.....	18

CHAPITRE II

Figure 2. 1: Structure d'une antenne.....	25
Figure 2. 2: Représentation en quadripôle.....	26
Figure 2. 3: Représentation du diagramme de rayonnement d'une Antenne.	27
Figure 2. 4: Bande passante et coefficient de réflexion.....	29
Figure 2. 5: Différent types de polarisation des ondes EM.	29
Figure 2. 6: Antenne ferrite ($n = 160$ tours, $\mu_r = 60$, $L = 820 \mu H$).....	31
Figure 2. 7: Exemple d'antennes patch.	31
Figure 2. 8: Structure d'antenne patch rectangulaire.	32
Figure 2. 9: Divers types d'éléments rayonnants.	33
Figure 2. 10: Antenne patch alimentée par une ligne microstrip.....	34
Figure 2. 11: Antenne patch alimentée par un câble coaxial.	34
Figure 2. 12: Antenne patch alimentée Par couplage par fente.	34
Figure 2. 13: Diagramme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.	35
Figure 2. 14: Modélisation de l'antenne patch rectangulaire par deux fentes couplées.....	36
Figure 2. 15: Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.	38

CHAPITRE III

Figure 3. 1: le processus HFSS	43
Figure 3. 2: Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF carré.	45
Figure 3. 3: Coefficients de réflexion et transmission en dB: (a) E selon l'axe y. (b) E selon l'axe z	46
Figure 3. 4: Partie réelle de la perméabilité avec: (a) E suivant y, (b) E suivant z	47
Figure 3. 6: Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF circulaire.	48
Figure 3.7: Coefficients de réflexion et transmission en dB: (a) E selon l'axe y. (b) E selon l'axe z.	48
Figure 3. 8: Partie réelle et imaginaire de la perméabilité pour E suivant z.	49
Figure 3. 9: Représentation et dimensions d'une unité de cellule du Résonateur en double « S ».	50
Figure 3. 10: Réflexion et transmission en dB».....	50
Figure 3. 11: Parties réelles et imaginaires des paramètres effectifs.	50
Figure 3. 12: Métamatériaux a indice de réfraction négatif	51
Figure 3. 13: métamatériaux main gauche : Réflexion et transmission en dB	52
Figure 3. 14: réseau périodique des cellules métamatériau main gauche en forme d'une boîte rectangulaire de dimensions 25x20 mm (3x4)	52
Figure 3. 15: Antenne patch rectangulaire.....	53
Figure 3. 16: Amplitude du coefficient de réflexion	53
Figure 3. 17: Diagramme de rayonnement (a) 3D (b) 2D (c) directivité	54
Figure 3. 18: cellules du métamatériaux Main Gauche est placé au dessus de l'antenne	55
Figure 3. 19: Amplitude du coefficient de réflexion d=5 mm.....	55
Figure 3. 20: Diagramme de rayonnement d=5 mm (a) 3D (b) 2D (c) directivité.....	57
Figure 3. 21: Amplitude du coefficient de réflexion d=10 mm	57
Figure 3. 22: Diagramme de rayonnement d=10 mm (a) 3D (b) 2D (c) directivité.....	58
Figure 3. 23: Amplitude du coefficient de réflexion d=15 mm.....	59
Figure 3. 24: Diagramme de rayonnement d=15mm (a) 3D (b) 2D (c) directivité.....	60
Figure 3. 25: Amplitude du coefficient de réflexion d=20 mm.....	61
Figure 3. 26: Diagramme de gain d=20 mm (a) 3D (b) 2D (c) directivité	62
Figure 3. 27: Amplitude du coefficient de réflexion (FR4).....	63
Figure 3. 28: Diagramme de gain (a) 3D (b) 2D	64
Figure 3. 29: Amplitude du coefficient de réflexion du substrat : h=2mm.....	65
Figure 3. 30: Diagramme de gain (a) 3D (b) 2D	65

Tableau 3. 1: tableau récapitulatif des résultats des paramètres caractéristiques de l'antenne patch rectangulaire.....	63
--	----

Introduction Générale

Les systèmes des télécommunications ont connus un saut qualitatif entraînant la création et l'innovation des plusieurs technologies. Les métamatériaux constituent l'une des nouvelles découvertes cette dernière décennie et sont un domaine de recherche passionnant, émergeant et promet d'apporter d'importantes avancées technologiques et scientifiques dans de nombreux domaines importants tels que les télécommunications, les radars, la défense, l'imagerie médicale, etc.

Les métamatériaux sont des milieux artificiels aux propriétés électromagnétiques inhabituelles. Leur concept fut théorisé pour la première fois par le physicien russe Victor Veselago [1]. Il s'agit de structures périodiques, diélectriques ou métalliques, qui se comportent comme des matériaux homogènes n'existant pas à l'état naturel. Il existe plusieurs types de métamatériaux en électromagnétisme dont les plus connus étant ceux susceptibles de présenter à la fois une permittivité et une perméabilité négatives. Depuis leur avènement dans les années 2000, ils ont permis de multiples avancées en électromagnétisme et ont ouvert des perspectives intéressantes pour les hyperfréquences, que ce soit pour des applications circuits (filtres, déphaseurs, etc.) ou pour des applications de rayonnement (antennes, diffraction, furtivité). Parmi les bénéfices potentiels de ces structures, citons par exemple la miniaturisation des antennes [2], l'élargissement de leur bande passante, la réduction du couplage inter-élément au sein d'un réseau ou encore l'augmentation de l'efficacité (rendement) des antennes miniatures.

L'antenne patch est conçue pour satisfaire ces besoins, c'est un conducteur métallique de forme particulière placé sur un substrat terminé par un plan de masse ; son caractère en miniature offre la possibilité de l'intégrer facilement dans les systèmes d'émission réception.

Notre objectif est d'étudier, de concevoir, d'optimiser et de caractériser une antenne à base de métamatériaux autour de $f_0 = 103\text{GHz}$ avec le maximum de compacité et la plus grande largeur de bande.

Le but de ce mémoire est de comprendre les influences intéressantes de ce RAF en vue d'applications aux antennes. Ce manuscrit est divisé en trois chapitres :

Le premier chapitre présente une synthèse bibliographique sur les métamatériaux avec une analyse de modélisation des différents éléments qui constituent les matériaux main gauche.

Dans le second chapitre, nous présenterons une description générale sur les antennes (principe, types, paramètres), ensuite une vue générale sur les antennes PATCH et leurs caractéristiques ainsi que certaines techniques d'alimentation et le mécanisme de rayonnement.

Le troisième chapitre est consacré dans la première partie une description de l'environnement de l'outil de simulation HFSS (High Frequency Structure Simulator) utilisé dans ce travail qui est un logiciel électromagnétique 3D.

La deuxième partie est une étude paramétrique sur différents résonateurs en anneau fendu « RAF » et les tiges métalliques ainsi que la méthode utilisée pour l'extraction des paramètres effectifs (perméabilité, permittivité et indice de réfraction) à partir des coefficients de réflexion « S11 » et de transmission « S21 » suite aux simulations réalisées par le logiciel Ansoft HFS et Matlab.

La troisième partie sera consacrée à la modélisation d'une antenne patch rectangulaire puis à l'application du métamatériau composite dans l'environnement proche de l'antenne patch.

Nous terminons par une conclusion générale qui résume l'essentiel de ce travail suivi des perspectives possibles.

Bibliographie Introduction générale :

- [1] Mondher LABIDI, (*Conception et application des métamatériaux pour des circuits RF*), Université de Carthage Ecole Supérieure des Communications de Tunis, SUP'COM, 2012
- [2] Ronan Sauleau (IETR) et Kouroch Mahdjoubi (IETR) (*Etude et réalisation d'antennes compactes en cavités multi-bandes*) Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes IETR - UMR CNRS 6164 - Université de Rennes1- 2011

Chapitre I

Les

Métamatériaux

I.1 Introduction

Les métamatériaux ont été largement étudiés, et ils sont devenus une nouvelle discipline de la physique et de l'électromagnétisme. Les métamatériaux sont des matériaux artificiels conçus pour présenter des propriétés physiques qui ne sont pas rencontrées dans la nature.

leurs applications potentielles sont très diverses, les antennes et les composants guidés, les télécommunications, la défense (antennes implantables, absorbants et radômes), la santé avec les capteurs intelligents et les systèmes acoustiques. Dans ce chapitre, des concepts généraux ainsi qu'une synthèse des grandes familles de métamatériaux, avec leurs principales propriétés sont présentés. Ensuite une analyse des différents éléments constituant les métamatériaux main gauche a été faite.

I.2 Concepts généraux

I.2.1 La perméabilité

La perméabilité représente l'opposition d'un matériau au passage du champ d'excitation. Un milieu amagnétique tel que l'eau, le cuivre, l'air sont peu perturbés par l'excitation magnétique, la perméabilité est alors voisine de la perméabilité absolue du vide μ_0

$$\mu = \mu_0 \quad (1.1)$$

Contrairement au milieu amagnétique, un milieu ferromagnétique est fortement modifié par l'excitation magnétique, et sa perméabilité n'est pas constant ; elle varie en fonction de B

$$\mu_r = B / \mu_0 H \quad (1.2)$$

Ceci provient du fait que B et H ne sont pas proportionnels.

B : induction magnétique

H : champ magnétique

Dans le domaine microonde, certains matériaux ferromagnétique [1] et composites antiferromagnétiques tels que MgF2 et FeF2 [2] peuvent présenter une perméabilité négative. Cependant, ces matériaux sont lourds et présentent de fortes pertes magnétiques. La possibilité de créer un magnétisme artificiel ; c'est-à-dire un magnétisme sans constituant magnétique est alors très intéressante. Le résonateur en anneau fendu "RAF" (Split Ring Resonator) "SRR" est un exemple d'une structure présentant une perméabilité négative. La partie 3.2.4 de ce chapitre porte plus de détails sur cette structure et sa perméabilité.

I.2.2 La permittivité

Dans les diélectriques, le champ électrique incident induit une polarisation du milieu qui est une fonction dépendante du champ électrique mais qui peut être développé en séries de Taylor :

$$D = \varepsilon_0 E + P \quad (1.3)$$

La polarisation exprime à quel point le champ est capable de séparer les charges positives et négatives dans le matériau. Pour chaque fréquence la réponse sera différente et ceci est

Exprimé par :

$$P(\omega) = \varepsilon_0 \chi(\omega) E(\omega) \quad (1.4)$$

En combinant les équations 1.3 et 1.4

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_0 (1 + \chi(\omega)) \quad (1.5)$$

χ Susceptibilité électrique.

La susceptibilité d'un milieu est liée à sa permittivité relative par:

$$\chi = \varepsilon_r - 1 \quad (1.6)$$

Pour les conducteurs, la permittivité est exprimée par :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_0 + \sigma(\omega) / j\omega \quad (1.7)$$

σ étant la conductivité.

Quand la permittivité effective prend des valeurs négatives, l'amplitude de l'onde plane décroît exponentiellement en traversant la structure. Pour une source avec une fréquence loin de n'importe quelle fréquence de résonance, ou supérieure à la fréquence du plasma, ε dans le milieu est positif [3].

1.2.3 Vitesse de phase et vitesse de groupe

La vitesse de phase est la vitesse pour laquelle la phase de l'onde se propage dans l'espace. Elle est donné par :

$$V_p = \omega / k \quad (1.8)$$

k étant le vecteur d'onde.

La vitesse de groupe représente la dérivé de la fréquence angulaire de l'onde par rapport au nombre d'onde k .

$$V_g = \partial \omega / \partial k \quad (1.9)$$

1.3 Métamatériaux

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels, souvent des structures périodiques de période très faible devant la longueur d'onde. Le terme « méta » vient du grec et est traduit par « au delà » en français. En d'autres mots, ces métamatériaux sont des matériaux présentant des propriétés que l'on ne rencontre pas a priori dans la nature[4].

Il existe plusieurs types de métamatériaux selon leur application dans le domaine des micro-ondes ou de l'optique. Notomien utilisant les propriétés d'anisotropie des cristaux photoniques [5] a proposé un modèle avec une réfraction négative obtenue même quand l'indice de réfraction est

positif. Un autre type ayant une perméabilité et une permittivité simultanément négatives a été proposé d'après une étude théorique de Veselago en 1967 [6]. C'est ce dernier type de métamatériaux qui a été étudié dans le cadre de cette thèse.

1.3.1 Métamatériaux à bande interdite photonique

Les matériaux à bande interdite photonique (BIP) ou *cristaux photoniques* sont constitués par un assemblage de structures périodiques de matériaux diélectriques ou métal-diélectriques qui conduit à la modification de la propagation de l'onde électromagnétique. Par conséquent, le déplacement des électrons est affecté en créant des bandes interdites et des bandes autorisées. Par ailleurs, les ondes qui peuvent se propager dans un cristal se nomment "modes" et les groupes de modes autorisés se nomment des "bandes". Dans telles structures et pour une plage de fréquences ou de longueurs d'onde, l'absence d'un mode propagatif des ondes électromagnétique (EM) est qualifié de bande interdite (band gap).

1.3.1.1 Présentation de la bande interdite

Notion fondamentale lorsqu'on parle de cristaux photoniques, le terme de bande interdite (ou « band gap »), a été introduit par Lord Rayleigh en 1887 pour expliquer pourquoi des structures tels que les miroirs de Bragg (une sorte de cristal photonique 1D) possédaient une très grande réflectivité exclusivement pour certaines longueurs d'onde[7].

C'est 1987, avec les travaux de Eli Yablonovitch et de John Sajeev, que les concepts de cristaux photoniques 2D et 3D furent créés, et avec eux ceux des BIP multidimensionnels.

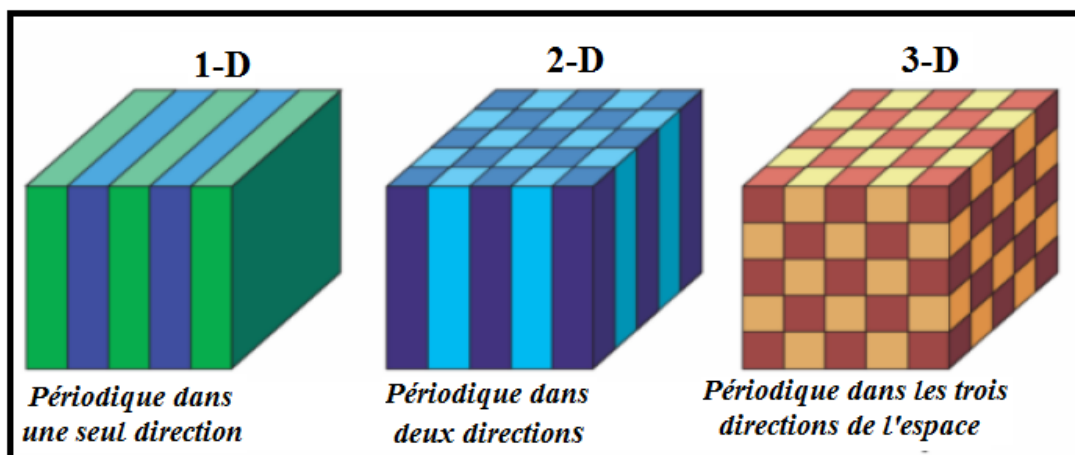


Figure 1.1 Représentation schématique de cristaux photoniques 1D, 2D, 3D.

Les différences de couleurs correspondent à une différence d'indice de réfraction

En physique du solide le comportement des photons dans un cristal photonique est régi par la périodicité de l'indice optique des 2 milieux qui composent le cristal. Cette périodicité autorise ou

interdit la propagation des photons pour certaines énergies et certaines directions de propagation: en clair les photons ne peuvent pas traverser le cristal avec n'importe quelle énergie.

Grâce à la périodicité des indices des 2 milieux, on peut appliquer le théorème de Bloch [8]. Ainsi, les relations de dispersion qui en découlent, aussi appelées structures de bande, donnent les énergies en fonction des vecteurs d'ondes et sont donc constituées de bandes permises (où la propagation est autorisée) et de bandes interdites (où elle ne peut pas avoir lieu).

L'étude de la structure de bandes d'un cristal photonique est essentielle car elle est riche en informations. En effet, elle permet de connaître :

- les états permis dans le cristal photonique, “les modes de Bloch”
- les densités d'états associés aux modes de Bloch
- les positions et les largeurs des bandes interdites
- la répartition du champ électromagnétique dans le cristal

On peut donc affirmer que l'étude des bandes interdites photoniques constitue, avec la fabrication des dits cristaux, la base de cette discipline.

1.3.2 Matériaux à Indice Négatif

1.3.2.1 Définition

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. Jusqu'à ce moment, il n'existe pas de matériaux possédant à la fois une permittivité et une perméabilité négative. Toutefois, pour certaines structures artificielles, qui sont appelés matériaux gaucher (LHM), la permittivité effective, ϵ_{eff} et la perméabilité, μ_{eff} possèdent des valeurs négatives. Les propriétés électriques et magnétiques des métamatériaux sont déterminées par la permittivité diélectrique qu'on peut obtenir par un réseau de fils métalliques [9] et la perméabilité magnétique qui peut être obtenue par des résonateurs en anneau fendu [10]. 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.

Les paramètres constitutifs sont la perméabilité μ et la permittivité ϵ qui sont reliés à l'indice de réfraction par :

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (1.10)$$

La Figure 1.2 ci-dessous présente une classification des matériaux en fonction des paramètres constitutifs ϵ et μ .

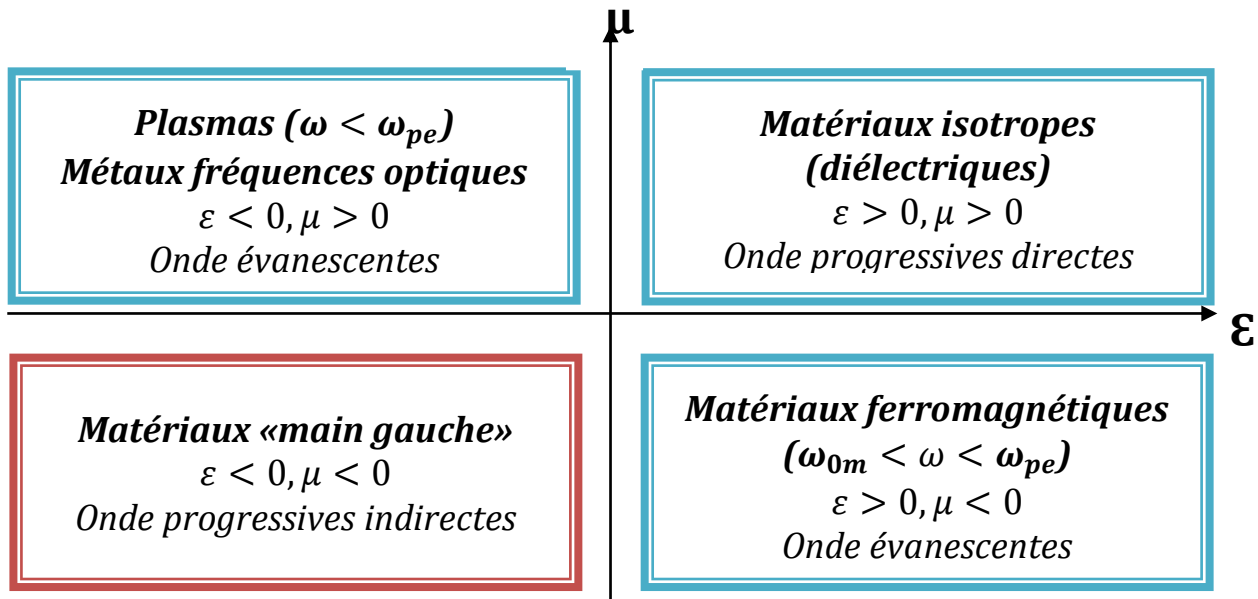


Figure 1.2 Classification des matériaux

Les ondes ne peuvent pas se propager dans les plasmas ($\omega < \omega_{pe}$) ou les matériaux ferromagnétiques ($\omega_{0m} < \omega < \omega_{pm}$), car ils sont caractérisés par une constante de propagation complexe k imaginaire pure. ω_{pm} et ω_{0m} sont respectivement la fréquence plasma magnétique et la fréquence de résonance magnétique du milieu. ω_{pe} est la fréquence plasma électrique du milieu.

Les diélectriques ayant une permittivité positive $\epsilon > 0$ et une perméabilité positive $\mu > 0$ permettent la propagation des ondes dans le même sens que le vecteur de Poynting.

Les métamatériaux, caractérisés par une permittivité négative $\epsilon < 0$ et une perméabilité négative $\mu < 0$, permettent également une propagation des ondes mais dans le sens opposé au vecteur de Poynting. Ce type de propagation est dû au fait que le champ électrique, le champ magnétique et la constante de propagation forment un trièdre gauche.

1.3.2.2 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 [6]. 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 Lefthanded 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, (Voir figure 1.3).

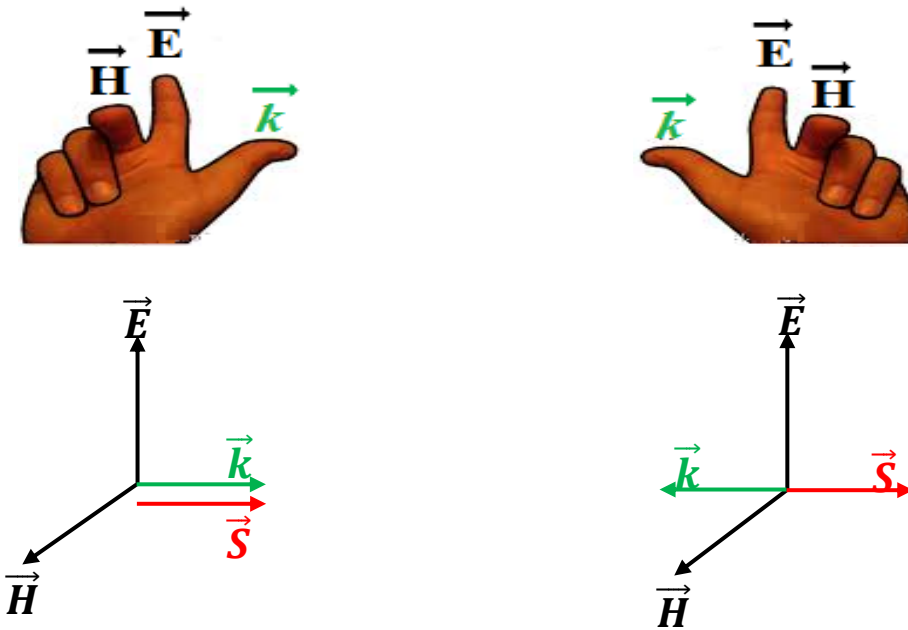


Figure 1.3: (a) Trièdre direct (matériaux main droite)

Figure 1.3 : (b) trièdre indirect (matériaux main gauche)

Figure 1.3 Représentation du trièdre de vecteur. (a) Milieu main droite. (b) Milieu main gauche

$$\vec{k} \cdot \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \quad (1.11)$$

$$\vec{k} \cdot \vec{H} = -\omega \varepsilon \vec{E} \quad (1.12)$$

I.3.2.3 Métamatériaux avec une permittivité négative

La structure fil fin en métal (metalthin –wirestructure) présente une permittivité négative sous certaines conditions (figure 1.4).

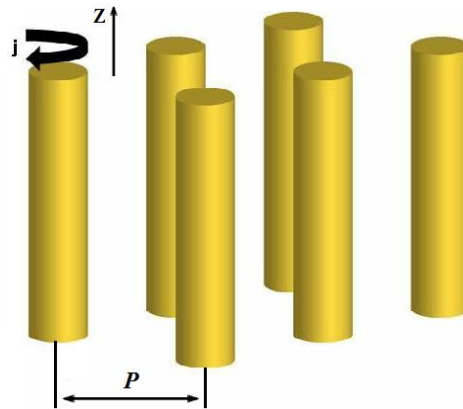


Figure 1.4 Structure fils fins présentant ε négative/ μ positive quand $E \parallel z$.

En effet, quand l'excitation du champ électrique E est parallèle à l'axe des fils ($E \parallel z$), cela induit un courant le long de ces fils et génère des moments de dipôle électrique équivalent.

La permittivité est donnée en fonction de la fréquence de plasma ω_{pe} et de la fréquence d'excitation ω

$$\varepsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2} \quad (1.13)$$

D'après la relation 1.13, la permittivité du plasma est négative pour les fréquences en-dessous de la fréquence plasma. Par conséquent , pour avoir une permittivité négative, il faut que le champ électrique soit parallèle à l'axe z et la fréquence du plasma soit supérieure à la fréquence de la source d'excitation.

I.3.2.4 Métamatériaux avec perméabilité négative

La structure résonateur en anneau fendu "RAF" (*Split Ring Resonator* "SRR") présente une perméabilité négative sous certaines conditions(Figure 1.5).

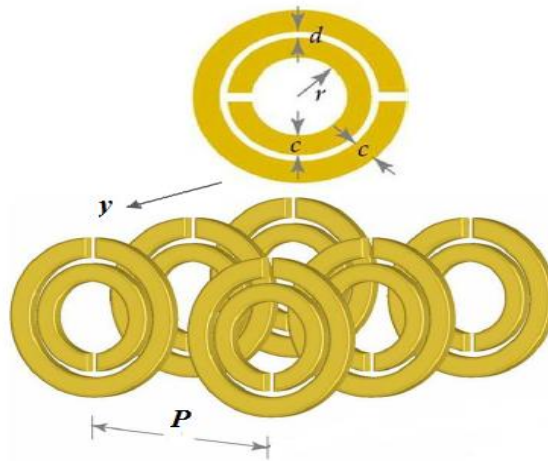


Figure 1.5 Structure RAF présentant μ négative/ ε positive quand $H \parallel y$.

Quand un champ d'excitation magnétique H est parallèle au plan des anneaux ($H \parallel Y$), cela génère un moment de dipôle magnétique. La perméabilité est donné par :

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_{0m}^2 + j\omega\zeta} \quad (1.14)$$

Où

$F = \pi(a/p)^2$, (a : le rayon du petit anneau),

ω_{0m} est la fréquence de résonance magnétique réglée à la gamme de GHz,

ζ est le facteur d'atténuation due aux pertes du métal.

$$\mu_r < 0, \text{ Pour } \omega_{0m} < \omega < \frac{\omega_{0m}}{\sqrt{1-F}} \quad (1.15)$$

Cette structure est anisotrope. Afin de régler le problème d'anisotropie du RAF, une équipe suisse [11] a introduit un motif bidimensionnel appelé Crossed SRR "CSRR" (Résonateur en Anneau Fendu croisé) (Figure 1.6) constitué de deux RAFs de même dimension, Ce motif accroît donc l'isotropie dans deux directions de l'espace.

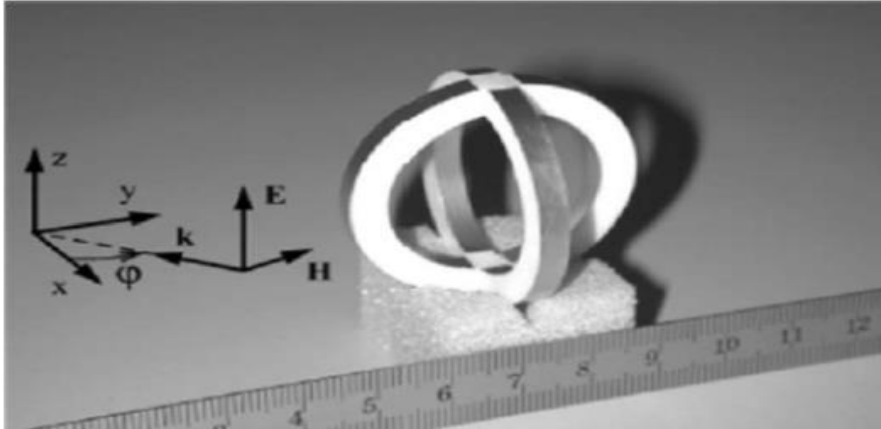


Figure 1.6 Motif bidimensionnel du RAF proposé par Balmaz et Martin.

Les mêmes auteurs parlent aussi d'isotropie tridimensionnelle, (figure 1.7), où les dimensions des trois RAFs sont placés perpendiculaires l'un l'autre. Dans le premier cas figure 1.7(a), où les dimensions des trois RAFs identiques, ils montrent malheureusement que ce type de motif ne constitue en aucun cas un motif isotrope à trois dimensions. Par contre, il y a possibilité d'obtenir une structure isotrope 3-D avec trois RAFs de dimensions différents figure 1.7(b).

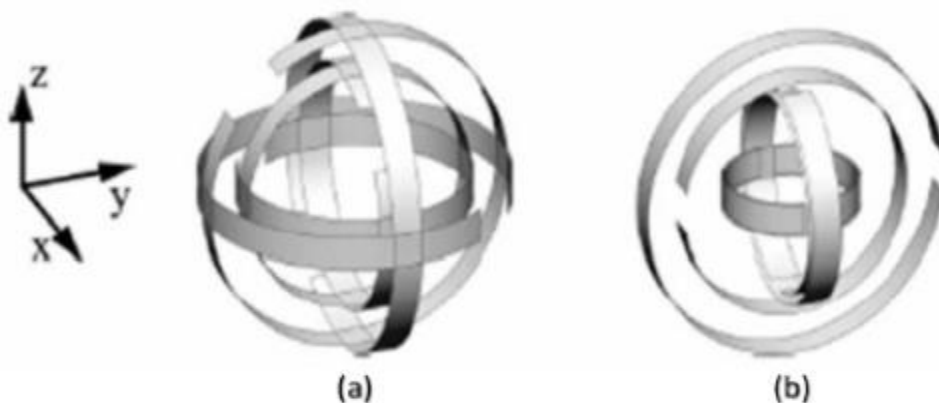


Figure 1.7 Motif tridimensionnel proposé par Balmaz et Martin. (a) Structure composée de trois RAFs identiques perpendiculaires l'un à l'autre. (b) Structure composée de trois RAFs de dimensions différents perpendiculaires l'un à l'autre

La figure 1.8 montre le circuit équivalent d'un résonateur en anneau fendu

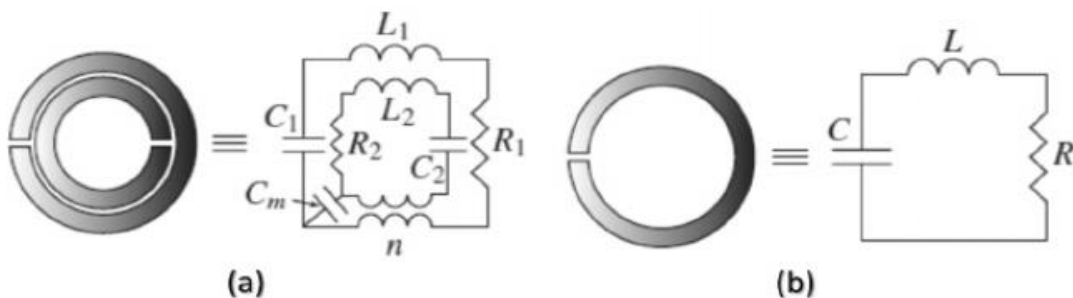


Figure 1.8 Modèle du circuit équivalent du RAF. (a) Configuration d'un RAF double. (b) Configuration simple d'un RAF.

Dans la configuration anneau double, le couplage capacitif et inductif entre le grand et le petit anneau sont modélisés par une capacité de couplage C_m et par un transformateur (rapport de transformation n), respectivement. Dans la figure 1.8(b), l'anneau est équivalent à un circuit RLC résonateur, avec une fréquence de résonance $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. Le RAF double est équivalent au RAF simple si le couplage mutuel est faible [12].

1.3.2.5 Métamatériaux avec ε et μ négatives

Pour qu'un matériau présente un indice de réfraction négatif, il doit révéler à la fois une permittivité ε et une perméabilité μ relatives négatives. On trouve des matériaux de permittivités négatives (les plasmas, les métaux dans l'infrarouge), et de perméabilités négatives (ferri et ferro-magnétiques près de la résonance gyromagnétique), mais aucun ne présente les deux phénomènes simultanément. Pour le créer, il a fallu associer deux structures que J. Pendry explicite (en 1998) à travers ces travaux sur les matériaux à indice de réfraction négatif. Dans la première représentation, il est montré un réseau de fils métalliques parallèles dont le comportement est de type plasma et présente ainsi une permittivité négative [13]. La deuxième géométrie présente un arrangement de résonateurs coupés en anneau (Split Ring Resonator (SRR)) qui ont des réponses du type de celles des matériaux magnétiques et donc révèlent une perméabilité négative [14]. L'association de ces deux formes constitue un matériau (figure 1.9) pouvant être « doublement négatif », c'est-à dire affichant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives au niveau de la résonance des SRR. Les années 2000, il a été débuté l'élaboration des matériaux à « main gauche » ainsi structurés et le premier prototype a été expérimentalement testé avec succès par l'équipe de D.R. Smith [15].

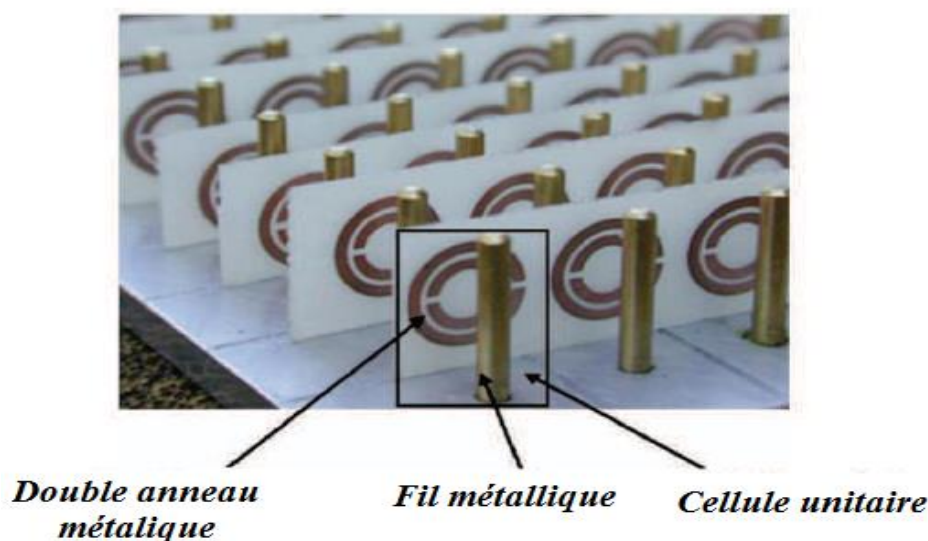


Figure 1.9 Association d'un réseau de tiges avec des SRR périodiques.

1.3.2.6 Quelques propriétés électromagnétiques des métamatériaux

1.3.2.6.1 L'inversion de la loi de Snell-Descartes

Une des remarquables propriétés des milieux main gauche est leurs indices de réfraction négatifs. Dans le cas où la loi de Snell n'est pas inversée, c'est-à-dire que les deux milieux ont le même indice de réfraction, (les deux milieux sont positifs ou les deux sont négatifs), les rayons incidents se réfractent avec un angle θ_t , figure 1.10(a), le vecteur de poynting $\vec{S}_t$ et le vecteur d'onde $\vec{k}_t$ sont dans la même direction. La loi de Snell est donnée par :

$$n_i \sin \theta_i = n_t \sin \theta_t \quad (1.16)$$

La figure 10(b) montre l'interface entre un milieu main droite et un milieu main gauche, dans ce cas, l'angle d'incidence θ_i et l'angle de réfraction θ_t ont des signes opposés. Le vecteur de poynting $\vec{S}_t$ et le vecteur d'onde $\vec{k}_t$ se retrouvent dans deux directions opposées et la loi de Snell peut être écrite sous une forme plus générale

$$S_i |n_i| \sin \theta_i = S_t |n_t| \sin \theta_t \quad (1.17)$$

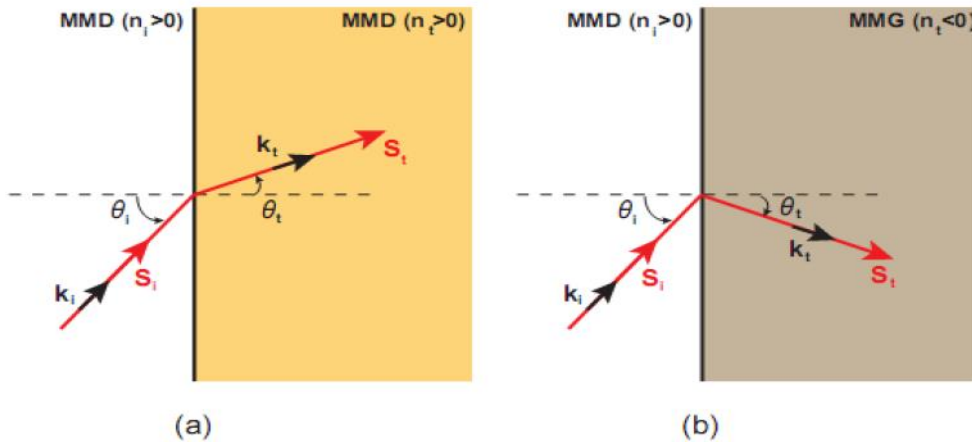


Figure 1.10 Réfraction d'une onde électromagnétique à l'interface entre deux milieux.(a)

Cas de deux milieux de même main (soit MD ou MG) : réfraction positive. (b) cas de deux milieux de mains différentes (l'un MD et l'autre MG) : réfraction négative.

1.3.2.6.2 L'inversion de l'effet doppler

Quand le récepteur mobile détecte le rayonnement de la source, la fréquence détectée du rayonnement dépend de la vitesse relative de l'émetteur et du récepteur. C'est l'effet de Doppler bien connu.

$\Delta\omega$ est la différence entre la fréquence détectée au récepteur et la fréquence d'oscillation de la source.

$$\Delta\omega = \omega_{source} - \omega_{recepteur} \quad (1.18)$$

$\Delta\omega$ s'écrit en fonction de la fréquence émise par le rayonnement de la source ω_0 , la vitesse à laquelle le récepteur se déplace envers la source v , la vitesse de phase de la lumière dans le milieu v_p . Le signe $\pm$ s'applique pour un milieu ordinaire ou un milieu main gauche.

$$\Delta\omega = \pm\omega_0 \frac{v}{v_p} \quad (1.19)$$

Pour $n < 0$, le décalage de fréquence devient négatif pour v positif (récepteur se déplaçant vers la source).

L'équation 1.18 peut être écrite sous la forme

$$\Delta\omega = \pm\omega_0 \frac{nv}{v_p} \quad (1.20)$$

1.3.2.7 Applications des métamatériaux

1.3.2.7.1 Lentilles parfaites

Une lentille parfaite est une lentille qui ne déforme pas l'image, ne l'inverse pas et quia une résolution infinie (l'image d'un point est strictement un point). Les lentilles convergentes convexes usuelles, d'indice de réfraction supérieur à celui du vide ($n = 1$), forment sur le plan image une image inversée, et où deux points distants de moins d'une demi-longueur d'onde environ ne peuvent être distingués. Cette limite ultime de résolution est due à la diffraction de la lumière incidente sur l'objet imagé. En 2000, J. Pendry proposa la réalisation de " la lentille plate "imaginée par Veselago qui est une simple lame d'indice de réfraction égale à -1. Il réalisait ainsi en pratique mais pour certaine fréquence seulement, le milieu optique imaginé par V. Veselago. Toutefois, en 2005, l'équipe de Xiang Zhang à l'Université de Los Angeles a démontré expérimentalement une résolution supérieure à un cinquième de longueur d'onde à travers un métamatériaux constitué d'un mince film d'argent pris en sandwich entre deux couches de semi-conducteur, pour une fréquence du domaine visible [16].

La figure 1.11 montre l'image produite par une lentille convexe (milieu MG), et une plaque MD.

Les ondes évanescentes sont fortement atténuées et n'atteint pas le plan image. Pendrya montré comment l'amplitude des ondes évanescentes peut être reconstituée par le milieu main gauche (MG) [17].

La reconstitution des harmoniques de Fourier évanescentes à $x=2d$ implique l'amplification de chaque harmoniques de Fourier à l'intérieur du milieu MG (figure 1.12) [18].

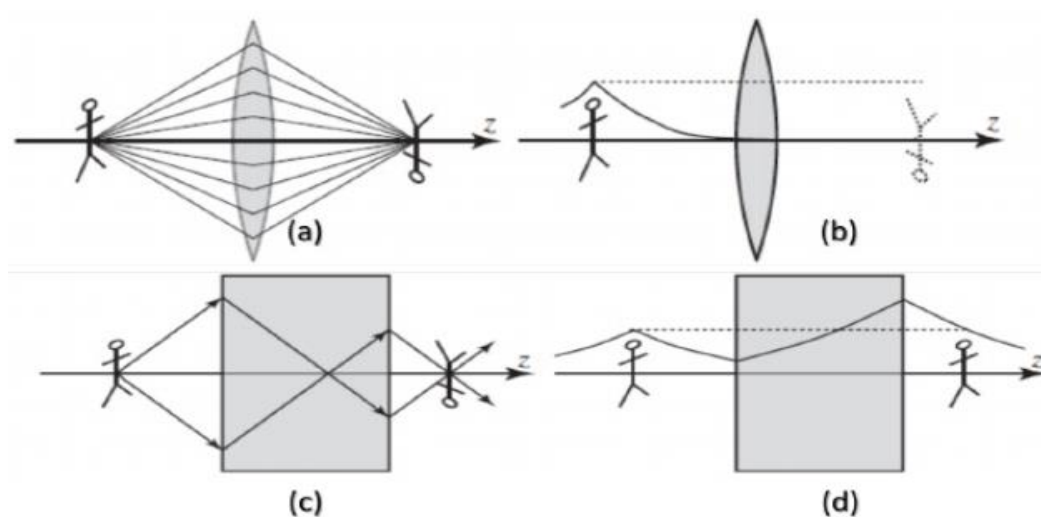


Figure 1.11 Image virtuelle reproduite pour un milieu MD et un milieu MG.

- (a) lentille MD pour des ondes incidentes propagées : La focalisation se produit.
- (b) lentille de focalisation pour ondes évanescentes incidentes : la source d'information n'atteint pas la source.
- (c) plaque MG avec $\epsilon = \mu = -1$ pour des ondes incidentes propagées : la focalisation se produit.
- (d) plaque MG avec $\epsilon = \mu = -1$ pour des ondes évanescentes incidentes : l'information atteint la source due à l'augmentation de l'énergie à l'intérieur de la plaque.

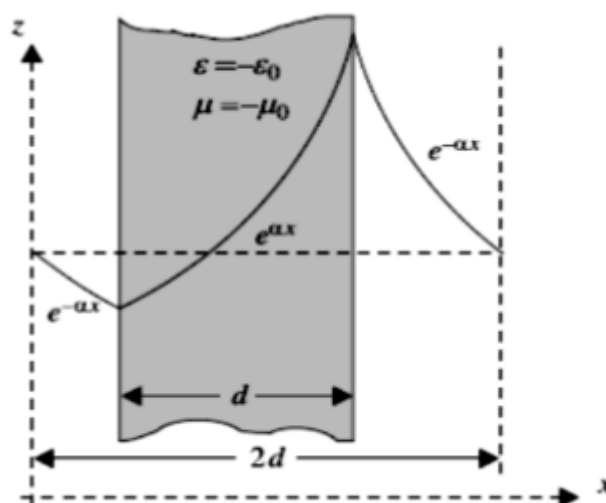


Figure 1.12 Diagramme d'amplitude pour une harmonique de Fourier évanescente pour une lentille parfaite. L'amplitude suit les courbes $\exp(\pm \alpha x)$.

I.3.2.7.2 Cape d'invisibilité

La fabrication de la première cape d'invisibilité en micro-onde a été développée par John Pendry en 2006. Il a proposé des métamatériaux dont les champs électromagnétiques peuvent être contrôlés et manipulés. Cette cape d'invisibilité détourne les ondes centimétriques ou micro-ondes, figure 1.13, cette propriété résulte de la présence de mini circuits de taille inférieure à la longueur d'onde et de l'architecture en anneaux concentriques [17].



Figure 1.13 La cape d'invisibilité de J.Pendry.

I.3.2.7.3 Application aux antennes

L'utilisation des métamatériaux dans les antennes vise à améliorer leurs caractéristiques, comme le gain et la directivité.

En plaçant un matériau main gauche dans l'environnement proche d'une antenne patch, figure 1.14, le gain et la directivité sont améliorés [4] (Cette application de métamatériaux à l'environnement de l'antenne proposée par "Shah Nawaz Burokur" reste un exemple parmi d'autres proposés par d'autres auteurs, qui ont utilisé d'autres types d'antennes et de métamatériaux ainsi que différentes techniques d'application).

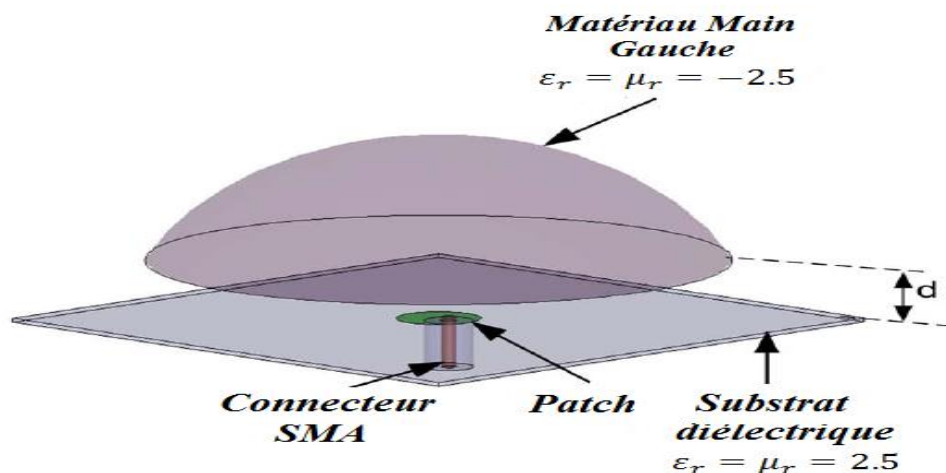


Figure 1.14 Schéma du dispositif où le métamatériaux Main Gauche est placé au dessus de l'antenne patch.

I.4 Calcul des paramètres effectifs par inversion des relations

La méthode que nous avons utilisée repose sur la mesure des paramètres S (Scattering paramètres)

Les conditions préliminaires a l'homogénéisation d'une substance décrit par cette méthode peuvent être résumées ainsi:

- i. Le composite est petit devant la longueur d'onde du rayonnement incident et l'écart entre les particules est très petit devant la taille du composite. Les particules donc sont très petites devant la période du réseau.
- ii. Le système est suppose réciproque ($S_{ii} = S_{jj}$, $S_{ij} = S_{ji}$)¹
- iii. Les incidences sont suppose normales.

Le calcul des coefficients de réflexion et de transmission d'un revêtement plané claire sous incidence normale par une onde plane est classique. Ce sont les relations de Fresnel que l'on inverse pour déterminer les paramètres effectifs de la plaque

Cette relation s'applique à des couches d'épaisseur quelconque. Toutefois le calcul des paramètres effectifs par inversion de ces relations requiert des précautions liées a la variation rapide de la phase des coefficients de réflexion et de transmission lorsque l'épaisseur de la plaque est proche de la demi-longueur d'onde dans le matériau Pour l'extraction des paramètres effectifs de la structure , une fois que les coefficients de réflexion et de transmission sont connus, nous avons utilise une méthode inverse qui permet d'obtenir les paramètres effectifs a partir des résultats de mesure des paramètres S l'échantillon de matériau dont les paramètres constitutifs ne sont pas connus est placée dans un guide d'ondes a plaques parallèles et est éclairée par une incidence TEM. Les coefficients de réflexion et de transmission, en forme des paramètres S sont mesures en certains plans de référence situes a une distance d_1 et d_2 de l'échantillon.

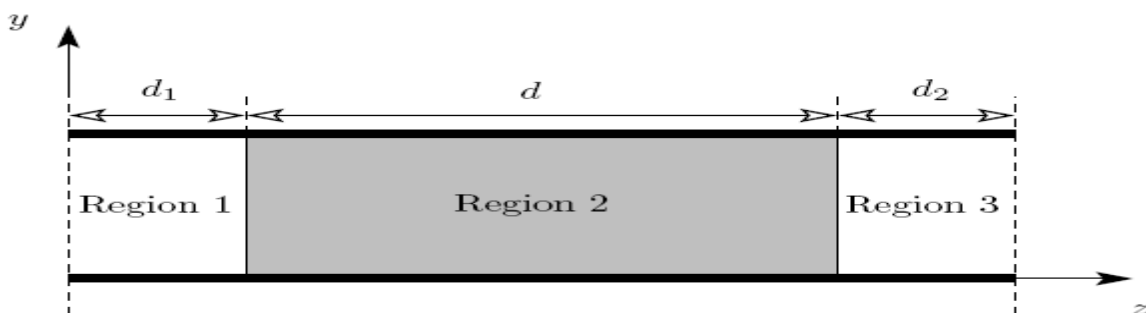


Figure 1.15 : Forme générale de mesure dans un guide d'ondes a plaques parallèles: le milieu homogénéisé définit trois régions avec les coefficients de réflexion et de transmission

Les paramètres S issus de la mesure peuvent s'exprimer de la manière suivante :

$$S_{11} = \frac{R_{01}(1 - e^{i2nkd})}{1 - R_{01}^2 e^{i2nkd}} \quad (1.21)$$

$$S_{21} = \frac{(1 - R_{01}^2) e^{inkd}}{1 - R_{01}^2 e^{i2nkd}} \quad (1.22)$$

Avec

$$R_{01} = \frac{Z - 1}{Z + 1} \quad (1.23)$$

S_{11} : Paramètres de réflexion.

S_{21} : Paramètres de transmission

k : Représente le vecteur d'onde dans le vide de l'onde plane incidente.

Z : Impédance du matériau

d : Epaisseur du matériau

Les coefficients de transmission et de réflexion des ondes Électromagnétiques (EM) à travers un matériau homogène d'épaisseur d sont donnés respectivement, en termes d'indice de réfraction n et d'impédance Z du matériau par les relations suivantes :

$$t^{-1} = \left[\cos(nkd) - \frac{i}{2} \left(Z + \frac{1}{Z} \right) \sin(nkd) \right] \quad (1.24)$$

$$\frac{r}{t} = -\frac{i}{2} \left(Z - \frac{1}{Z} \right) \sin(nkd) \quad (1.25)$$

t : coefficient de transmission

r : coefficient de réflexion

Le but est d'inverser les équations (1.24) et (1.25) afin d'avoir les expressions de n et Z en fonction de t et de r . Dès que n et Z sont obtenus, la permittivité ϵ et la perméabilité μ peuvent être facilement calculées à partir des relations suivantes :

$$\epsilon = \frac{n}{Z} \quad (1.26)$$

$$\mu = nZ \quad (1.27)$$

Ces deux relations permettent de donner une interprétation directe du matériau.

Les paramètres n et Z et donc, ϵ et μ sont des fonctions complexes dispersives.

À une fréquence donnée, n'importe quel matériau présente généralement un indice de réfraction n , que le matériau soit continu ou non.

Cependant, il n'est généralement pas possible d'attribuer une impédance Z à un matériau non-continu, sauf dans le cas où la longueur d'onde dans le matériau est largement supérieure aux différentes dimensions des éléments constituant le milieu. Dans notre cas, cette condition de grande

longueur d'onde est respectée car nous travaillons avec des dimensions géométriques très faibles devant la longueur d'onde.

Les relations pour la transmission et la réflexion sont inversées et Z est donnée par la relation suivante :

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1+r^2)-t^2}{(1-r^2)-t^2}} \quad (1.28)$$

Ont introduit une étape intermédiaire cela pour le calcul de l'indice de réfraction n et l'impédance z à partir de ces équations.

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2-S_{21}^2}{(1-S_{11})^2-S_{21}^2}} \quad (1.29)$$

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

$$n = n' + in'' \quad (1.30)$$

$$e^{inkd} = X \pm i\sqrt{1-X^2} \quad (1.31)$$

Avec

$$X = 1/2S_{21} (1 - S_{11}^2 + S_{21}^2) \quad (1.32)$$

L'avantage de cette étape intermédiaire est que l'indice de réfraction et l'impédance effectif sont des grandeurs physiques sur les quel certaines d'exigences (conditions) peuvent être imposées. En règle générale, le fait que le milieu est passif implique que :

$$\mathbf{Re}(z) \geq 0$$

$$\mathbf{Im}(n) \geq 0$$

On peut déduire l'expression de l'indice de réfraction à partir de l'équation 1.30 et on obtient :

$$n = \frac{1}{k_0 d} \left\{ \left[\ln(e^{inkd}) \right] + 2m\pi \right\} - i \left[\ln(e^{inkd}) \right] \quad (1.33)$$

Seule la première solution ($m = 0$) sera prise en considération.

En suite la perméabilité et la permittivité sont déduites du fait que :

$$n = \sqrt{\varepsilon\mu} \text{ et } Z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}. \quad (1.34)$$

I.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une vue générale sur les métamatériaux à savoir la permittivité et la perméabilité, la vitesse de groupe et de phase. Les métamatériaux peuvent être avec une permittivité et/ou une perméabilité négative dans certaines fréquences et dans des directions bien définis. L'inversion de loi de Snell et l'inversion de l'effet Doppler est un des conséquences d'un indice de réfraction négatif. Les métamatériaux ont ouvert la porte pour de nombreuses applications à l'instar des lentilles parfaites, les structures dissimulées, Applications aux antennes, etc.

I.6 Bibliographie Chapitre I

- [1] A. Hartstein, E. Burstein, A. A. Maradudin, R. Bruwer, and R. F. Wallis, " Surface polaritons on semi-infinite gyromagnetic media ". *Journal of Physics C : Solid State Physics*, vol. 6, no. 7, pp. 1266-1276, April 1973.
- [2] R. E. Camley and D. L. Mills, " Surface polaritons on uniaxial antiferromagnets ", *Physical Review B*, vol. 26, pp. 1280-1287, 1982.
- [3] Anne F. de Baas, Sergei Tretyakov, " Nanostructured Metamaterials \Exchange between experts in elec- tromagnetics and material science ", 19-20, 51, 2010.
- [4] Shah Nawaz Burokur «Mise en oeuvre de m_etamat_eriaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes», Thèse de doctorat soutenue publiquement ,UNIVERSITE DE NANTES, novembre 2005.
- [5] M. Notomi, "Negative refraction in photonic crystals", *Optical and Quantum Electronics*, vol. 34, no. 1-3, pp. 133–143, January 2002.
- [6] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ", *Soviet Physics USPEKHI*, vol. 10, no. 14, pp. 509–514, January-February 1968.
- [7] El Abdellaoui Youssra, Meunier Thomas "Fabrication de cristaux photoniques 3D:« BANDE INTERDITE » Rapport de projet tuteuré, Université Nice Sophia Antipolis, 2013/2014
- [8] http://fr.wikipedia.org/wiki/Onde_de_Bloch
- [9] J. B. Pendry, D. J. Robbins, and W. J. Stewart. "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(11) :2075–2084, 1999.
- [10] 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.
- [11] P. Gay-Balmaz and O. J. F. Martin, " Efficient isotropic magnetic resonators ", *Applied Physics Letters*, vol. 81, no. 5, pp. 939-941, July 2002.
- [12] Christophe Caloz, Tatsuo Itoh, " Electromagnetic metamaterials : Transmission line theory and microwave applications ", 2-9, 2006

- [13] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart. «Low frequency plasmons in thin-wire structures.» *J. Phys. Cond. Matter.* 10, 1998: 4785-09.
- [14] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart. «Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena.» *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 47, 1999: 2075-2084.
- [15] D.R. Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser, S. Schultz. «Composite medium with simultaneously negative permability and permittivity.» *Phys. Rev. Lett.* 84, 2000: 4184-4187
- [16] Sébastien Guenneau, Stefan Enoch et Ross McPhedran, " Les ondes sous l'emprise des métamatériaux ", magazine "pour la science ", no.409,pp. 60-61, Novembre 2011.
- [17] J. B. Pendry, " Negative refraction makes perfect lens ", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 85, pp. 3966-3969, 2000.
- [18] Récardo Marqués, Ferran Martin, and Mario Sorolla, " Metamaterial with negative parameters ", *Book*, pp. 27, 2008.

Chapitre II

Les antenne

II.1 Introduction

On utilise l'antenne pour convertir une énergie électrique d'un signal en énergie électromagnétique transportée par une onde électromagnétique (ou inversement). Une définition générale est la suivante : « Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement, une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur » [1].

Plusieurs exemples d'antennes de base ou avancées utilisées pour les télécommunications sont rappelées en premier lieu dans ce chapitre. Les principes de fonctionnement, les structures, les performances typiques, Diagramme de fonctionnement, Impédance d'entrée et quelques formules basiques pour le dimensionnement sont ensuite proposées. Enfin Un aperçu général sur les antennes imprimées, leurs caractéristiques le mécanisme de rayonnement ainsi que certaines techniques d'alimentation sont présentés.

II.2 Le rôle des antennes

Les deux aspects du fonctionnement d'une antenne – rayonnement et captation sont très étroitement liés. C'est l'équipement électronique associé à une antenne qui en définit l'éventuelle spécificité [2].

II.2.1 Antenne d'émission

Afin d'assurer la propagation dans l'air, il est nécessaire qu'un dispositif génère une onde rayonnée. Le rôle de l'antenne d'émission est de transformer la puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur en une puissance rayonnée. Dans ce sens, c'est un transducteur.

II.2.2 Antenne de réception

De façon inverse, la puissance rayonnée peut être captée par une antenne de réception. Dans ce sens, l'antenne apparaît comme un capteur et un transformateur de puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée. Elle joue le même rôle qu'un télescope qui capte la lumière issue des étoiles et la transforme.

II.2.3 Réciprocité

Dans la plupart des cas, une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes. On dit que son fonctionnement est réciproque. Dans quelques cas exceptionnels pour lesquels les antennes comportent des matériaux non linéaires ou bien anisotropes, elles ne sont pas réciproques.

Du fait de la réciprocité des antennes, il ne sera pratiquement jamais fait de différence entre le rayonnement en émission ou en réception. Les qualités qui seront annoncées pour une antenne le seront dans les deux modes de fonctionnement, sans que cela soit précisé dans la plupart des cas.

II.3 Structure générale d'une antenne

Une antenne peut réciproquement être utilisée en émission et en réception. La figure(2.1), illustre la structure d'une antenne émettrice. Le signal à transmettre peut provenir d'une ou plusieurs sources. Le réseau de polarisation permet de connecter les signaux à transmettre aux éléments rayonnants, de déphaser les signaux, combiner les signaux entre eux et les éléments rayonnants assurent la transmission de l'énergie entre l'émetteur et l'espace libre où l'onde va se propager. [3]

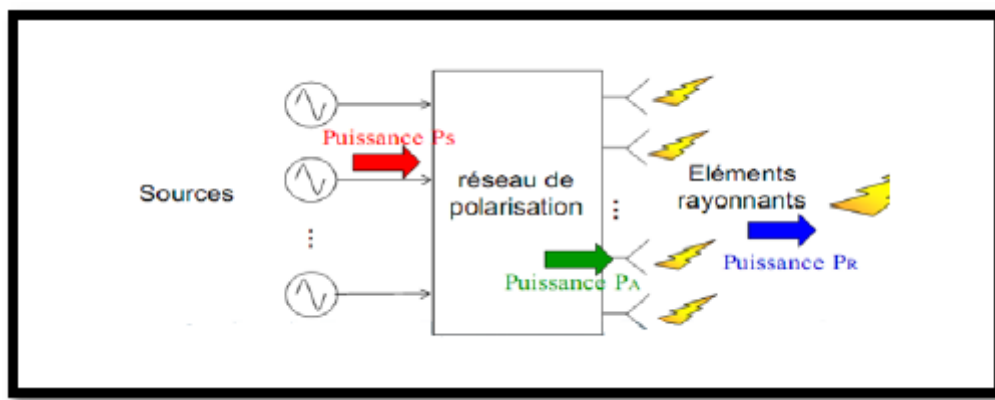


Figure 2. 1: Structure d'une antenne.

II.4 les caractéristique

Une antenne rayonne la puissance incidente dans des directions différentes. Chaque antenne a une bande de fréquence pour rayonner de manière optimale. Donc, toute antenne peut être caractérisée par plusieurs paramètres fondamentaux, les principaux sont :

II.4.1 Représentation en quadripôles

Une antenne peut être représentée comme un quadripôle (Figure 2.2), défini par les paramètres A, B et S :

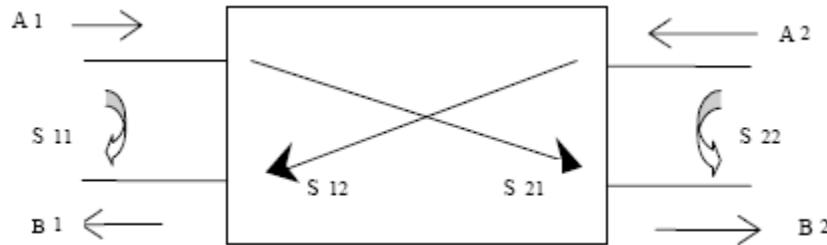


Figure 2. 2: Représentation en quadripôle

A1, A2, B1 et B2 sont des ondes de puissance.

On a les relations suivantes :

$$B1 = S11 \cdot A1 + S12 \cdot A2 \quad (2.1)$$

$$B2 = S21 \cdot A1 + S22 \cdot A2 \quad (2.2)$$

Le coefficient S11 correspond à la réflexion en entrée des quadripôles lorsque A2 = 0.

Le coefficient S12 représente la transmission de la puissance entrant en sortie vers l'entrée lorsque A1 = 0.

Le coefficient S21 est le gain du quadripôle lorsque A2 = 0.

Le coefficient S22 est la réflexion en sortie du quadripôle lorsque A1 = 0.

II.4.2 Rendement

On définit le rendement (η) d'une antenne comme le rapport entre la puissance totale rayonnée par une antenne et la puissance qui lui est fournie [3]. Il est donné par :

$$\eta = P_R / P_A \quad (2.3)$$

II.4.3 Directivité et gain

II.4.3.1 Le gain

Le gain $G(\theta, \phi)$ d'une antenne dans une direction (θ, ϕ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \phi)$ sur la puissance que rayonnerait une antenne [3].

Dans le cas d'une antenne isotrope sans pertes, la relation est donnée par :

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi * P(\theta, \varphi)/P_A \quad (2.4)$$

II.4.3.2 La directivité

La directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ et la puissance émise par une antenne isotrope. [3]

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi * P(\theta, \varphi)/P_R \quad (2.5)$$

II.4.4 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il indique les directions de l'espace (θ_0, φ_0) dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale figure 2.3. La fonction caractéristique de rayonnement $r(\theta, \varphi)$:

$$r(\theta, \varphi) = P(\theta, \varphi)/P_0(\theta_0, \varphi_0) \quad (2.6)$$

(P : puissance quelconque, P_0 : puissance max)

Puissance cartésien

Repere polaire

Puissance rayonné
dans l'espace

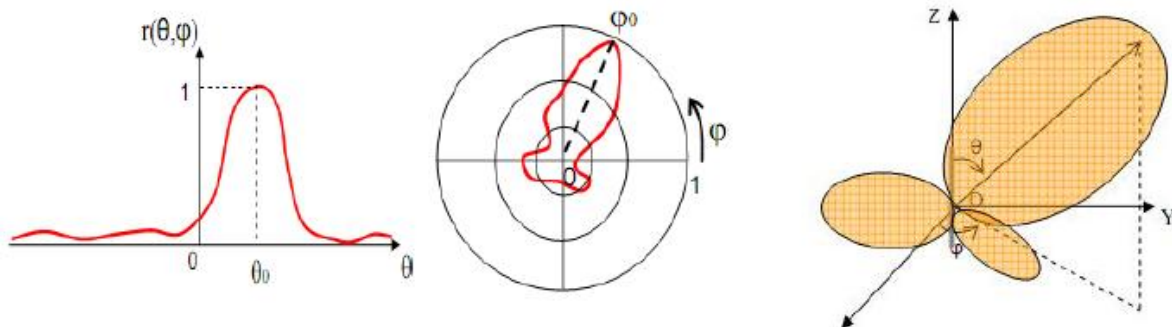


Figure 2. 3: Représentation du diagramme de rayonnement d'une Antenne.

Remarque: Le diagramme de rayonnement d'une antenne est principalement relié à sa géométrie. Il peut aussi varier avec la fréquence. Les antennes ne rayonnent pas la puissance de manière uniforme dans l'espace sauf pour les antennes omnidirectionnelles

En général, la puissance est concentrée dans un ou plusieurs « lobes ». Le lobe principal correspond à la direction privilégiée de rayonnement. Les lobes secondaires sont généralement des lobes parasites qu'on cherche à atténuer.

Le coefficient de réflexion S11

Met en évidence le transfert d'énergie par l'antenne. Dans un système électrique caractérisé par les paramètres S, lorsque le coefficient S11 connaît une forte atténuation à une fréquence donnée appelée fréquence de résonnance, il y a un maximum de transfert de puissance entre le générateur et la charge. C'est sur ce paramètre que l'on se base pour optimiser l'antenne.

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} = \frac{\text{onde réfléchie}}{\text{onde incidente}} \quad (2.7)$$

Z_e : Impédance d'entrée de l'antenne ($Z_e = R + jX$)

Z_c : Impédance caractéristique de la ligne.

II.4.5 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la part de la tige d'alimentation au niveau de l'antenne. Cette impédance est donnée par la formule :

$$Z_e = Z_c \frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})} \quad (2.8)$$

On dit qu'une antenne est parfaitement adaptée lorsque son impédance d'entrée (Z_e) est égale à l'impédance de la ligne d'alimentation (Z_c)

II.4.6 Bande passante :

Il n'y a pas de définition générale de la bande passante d'une antenne, généralement on définit un domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises. Il s'agit la plupart du temps du transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur). La valeur des limites sur les critères de fonctionnement de l'antenne définit un domaine de fréquences situé entre une valeur minimale f_1 et une valeur maximale f_2 .

On exprime souvent la bande passante, LB en un pourcentage exprimant le rapport de la bande à la fréquence centrale f_0 [4].

$$LB = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (2.9)$$

La bande passante peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande. Il n'y a pas de critères précis pour la limite du coefficient de réflexion. On admet généralement que si ce paramètre est inférieur à -10 dB, la puissance de rayonnement est suffisante. Il suffit alors de repérer sur la courbe les valeurs de la fréquence correspondant à cette valeur.

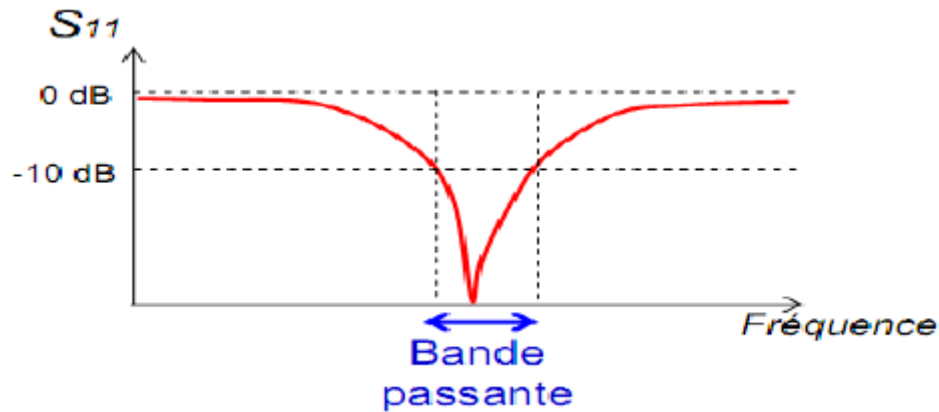


Figure 2. 4: Bande passante et coefficient de réflexion.

II.4.7 Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture d'une antenne est l'angle de direction pour lequel la puissance rayonnée est la moitié (-3 dB) de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable.

II.4.8 Polarisation

La polarisation d'une onde EM est le type de trajectoire que décrit l'extrémité du champ au cours du temps dans le plan transverse. Il existe trois types de polarisation: polarisation linéaire, circulaire et elliptique. La figure 2.4 illustre les différentes polarisations [5] .

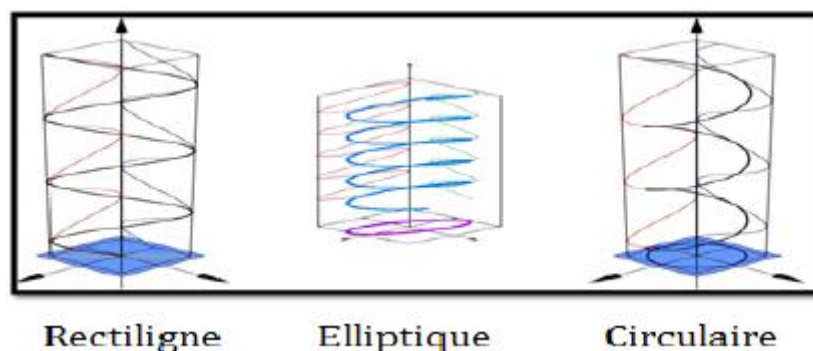


Figure 2. 5: Différent types de polarisation des ondes EM.

II.5 Type d'antenne

Afin de comprendre comment s'effectue cette transformation entre la puissance guidée et la puissance rayonnée, nous allons présenter un certain nombre d'antennes. Elles sont classées ici selon un ordre qui suit approximativement leur chronologie d'apparition. Il n'est pas question dans ce paragraphe de présenter tous les types d'antennes, mais d'en introduire certains des plus utilisés.

II.5.1 Elémentaire

Par définition, la catégorie des antennes élémentaires regroupe l'ensemble des antennes formées d'une structure de câble conducteur de diamètre faible où l'on considérera des densités linéiques de courant, Les antennes de base sont : les dipôles, les monopôles, les boucles Des structures plus évoluées sont : les hélices, les Yaguis, les Log-périodiques. [5]

Par une autre manière, Un dipôle élémentaire ou dipôle de Hertz ou doublet électrique est un fil de longueur h très inférieure à la longueur d'onde ($h < \lambda/10$). Connecté à une source d'excitation, on considère que l'amplitude du courant est constante le long de l'antenne. On l'appelle dipôle ou doublet car des charges de signe opposé sont stockées à chaque extrémité [3].

II.5.2 Ferrite

Une manière d'accroître le champ magnétique générée par une antenne boucle est d'augmenter le nombre de boucles ou de tours (pour une antenne à N boucle, le champ magnétique est multiplié par N). En outre, en plaçant un matériau présentant une grande perméabilité magnétique (μ_r) à l'intérieur de la boucle, les lignes de champ magnétique se trouvent plus fortement concentrées ce qui conduit à modifier les propriétés de l'antenne, notamment en augmentant son facteur de qualité [3].

Ces deux concepts sont utilisés par les antennes ferrites, qui sont des boucles multi tours enroulées autour d'un noyau de ferrite. La résistance de rayonnement d'une antenne ferrite peut se calculer à l'aide de l'équation (2.10). Ces antennes sont largement employées pour les bandes LF, MF et HF.

$$R_{rad} = 31170 \times \left(N_{tour} \mu_r \text{ ferrite} \frac{S}{\lambda} \right)^2 \quad (2.10)$$



Figure 2. 6: Antenne ferrite ($n = 160$ tours, $\mu r = 60$, $L = 820 \mu H$)

II.5.3 Demi-onde

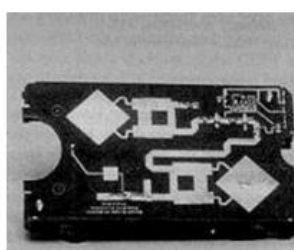
L'antenne dipôle demi-onde, connue sous le nom de dipôle, correspond au cas particulier d'une longue antenne filaire linéaire utilisée à sa fréquence de résonance. Cette antenne est utilisée pour un grand nombre d'applications sur les bandes VHF et UHF.

II.5.4 Antenne patch

II.5.4.1 Définition

Le concept des antennes imprimées a été proposé dès 1953 par Deschamps [6] mais il n'a été possible de les réaliser efficacement qu'à partir de 1970 (HOWEL et MUSON) grâce à l'arrivée sur le marché de diélectrique à faibles pertes. Depuis, la recherche dans ce domaine n'a cessé de s'intensifier pour exploiter les nombreux avantages des antennes imprimées.

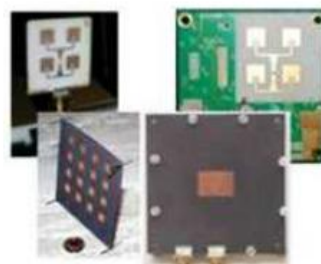
L'antenne patch est une antenne à éléments rayonnants imprimés, Elle est une ligne micro ruban de forme particulière. Elle se compose d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique dont la surface porte un ou plusieurs éléments métalliques. Les antennes patch sont utilisées dans de nombreuses applications à partir des bandes VHF.



Antenne de télépéage



Antenne WiFi



Réseaux d'antennes patch

Figure 2. 7: Exemple d'antennes patch.

II.5.4.2 Choix de la technologie des antennes imprimées

Don nos jours , L'emploi des antennes imprimées s'est quasiment généralisé dans tous les systèmes de communication en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration. Ces

antennes sont légères, peu encombrantes et peu coûteuses. ajouté à cela, une production en masse facile, Rayonnement en polarisation linéaire et circulaire possibles, antennes multi-bandes, multi-polarisations, Compatibilité avec les circuits hybrides, Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne. Néanmoins, ces antennes présentent des inconvénients, à savoir : largeur de bande étroite (1 à 5 %), faible gain, circuit d'alimentation parfois très complexe, faible puissance....etc.

II.5.4.3 Structure

Une antenne patch consiste en un élément métallique de forme quelconque (rectangulaire, circulaire, à fente, ou formes plus élaborées) déposé sur la surface d'un substrat diélectrique qui présente sur l'autre face un plan conducteur (plan de masse). Une antenne patch rectangulaire est l'antenne patch la plus courante, sa structure est détaillée ci-dessous.

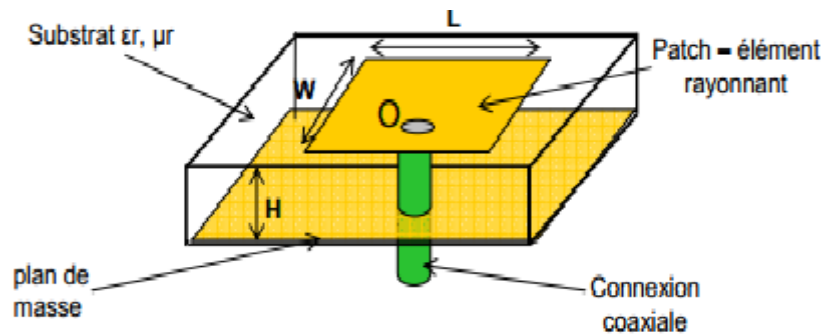


Figure 2. 8: Structure d'antenne patch rectangulaire.

Les performances d'une antenne patch dépendent étroitement de la géométrie et des dimensions de tous ses composants.[7] Les paramètres intervenant dans la caractérisation de l'antenne sont :

- ✓ L'épaisseur de la couche diélectrique (h).
 - ✓ Les caractéristiques du substrat diélectrique (permittivité $r \epsilon$, pertes diélectriques, etc.).
- Les dimensions du conducteur métallique supérieur (longueur et largeur du rectangle, rayon du disque, etc. ...).

Les dimensions du patch sont généralement de l'ordre de la demi-longueur d'onde. Le choix de la longueur est guidé par la fréquence de résonance à donner à l'antenne. Le plan de masse ne pouvant pas être infini, il peut être égal à 3 ou quatre fois la longueur d'onde, ce qui représente parfois un encombrement trop important. Un plan de masse plus petit conduira à une modification des propriétés de l'antenne. Les caractéristiques du substrat influent sur celles de l'antenne. En général, sa permittivité doit être faible, il doit être

d'épaisseur négligeable devant la longueur d'onde et présenter de faibles pertes (on caractérise les pertes d'un diélectrique par la tangente des pertes notée $\tan \delta$. Une valeur typique se situe aux alentours de 10^{-3}).

II.5.4.4 Caractéristiques de l'antenne patch

1. Permittivité relative du diélectrique ϵ_r (avec $\epsilon_r \leq 3$).
2. Leurs épaisseurs qui doivent rester faibles par rapport à la longueur d'onde transmise, et par les dimensions de l'élément rayonnant.
3. Généralement le diagramme de rayonnement présente un lobe principal.
4. La largeur de bande varie avec la géométrie de l'antenne.
5. Les antennes plaquées rectangulaires et circulaires sont les plus favorables en raison de leur facilité d'analyse et de fabrication, ainsi que leurs caractéristiques de rayonnement.

II.5.4.5 Éléments rayonnants

Les formes des éléments rayonnants les plus utilisés sont montrés sur la Figure 4, leurs dimensions sont faibles de l'ordre de $\lambda/2$ à λ .

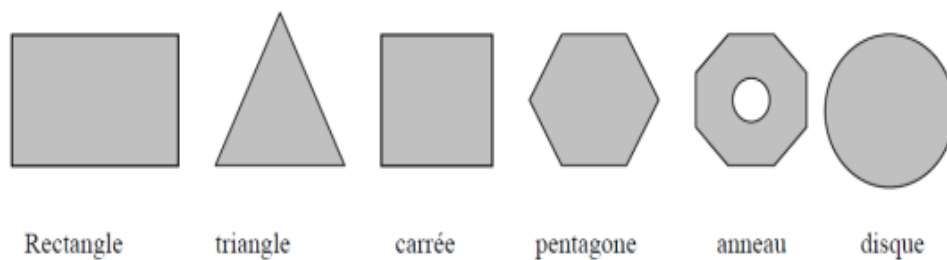


Figure 2. 9: Divers types d'éléments rayonnants.

Parmi toutes les formes des éléments rayonnants, le rectangle est le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnement des antennes micro bandes.

II.5.4.6 Types d'alimentation des antennes

L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif. Les trois principaux types sont :

II.5.4.6.1 Alimentation par ligne

Une ligne microstrip est reliée au patch et lui amène l'énergie. Elle a l'inconvénient de générer un rayonnement parasite.

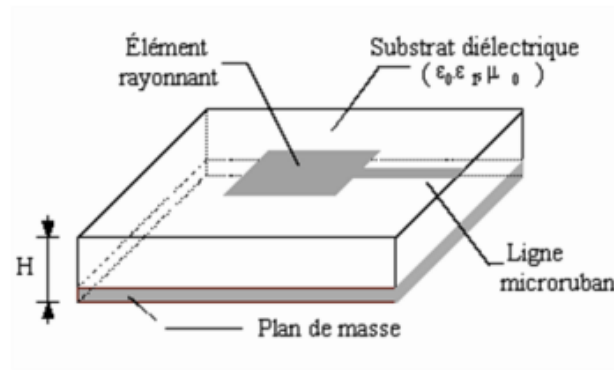


Figure 2. 10: Antenne patch alimentée par une ligne microstrip.

II.5.4.6.2 Alimentation par connecteur :

Un connecteur standard (SMA) est soudé au plan de masse qui est perforé pour permettre à l'âme central d'être reliée au patch en traversant le diélectrique. L'énergie est amenée par guide coaxial.

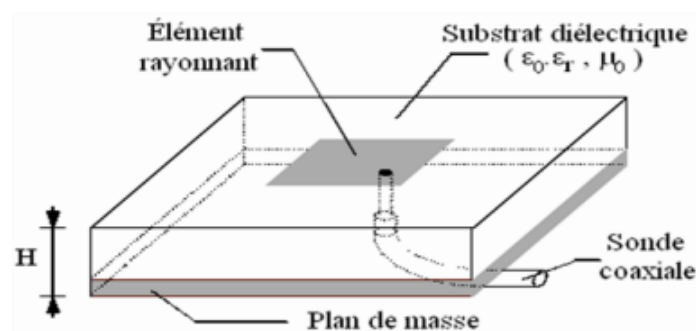


Figure 2. 11: Antenne patch alimentée par un câble coaxial.

II.5.4.6.3 Alimentation par fente :

Une ligne est disposée au dos du plan de masse, qui est entaillé d'une fente sous le patch afin que l'énergie amenée par la ligne soit communiquée à l'antenne.

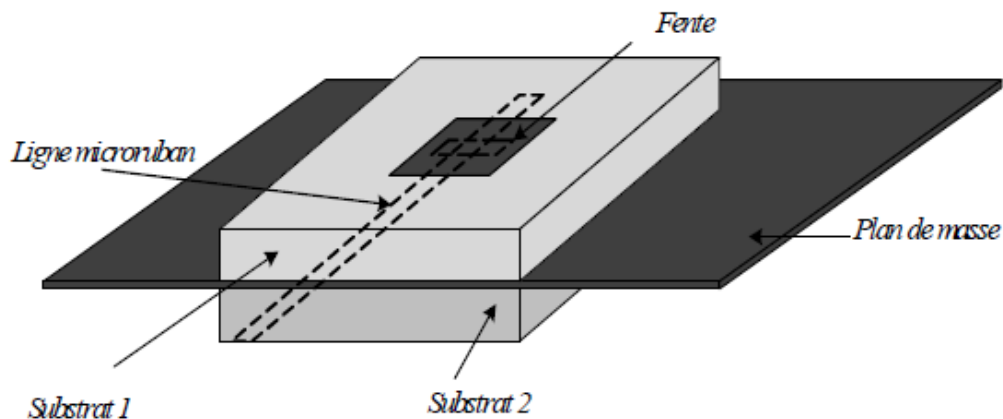


Figure 2. 12: Antenne patch alimentée Par couplage par fente.

II.5.4.7 Polarisation

La polarisation d'une antenne est déterminée par celle de l'onde radiée dans une direction donnée, elle est identique à la direction du champ électrique, c'est à dire à celle des brins rayonnants de l'antenne. Le plan E (électrique) est parallèle au vecteur E de l'onde émise. On parle de polarisation verticale si le plan E est perpendiculaire au sol; s'il est parallèle au sol, on parle de polarisation horizontale. Aussi le vecteur du champ électrique instantané trace dans le temps une figure 2.5. On réfère à ce phénomène simplement la polarisation du champ électrique. La figure est généralement une ellipse qui présente des cas particuliers. Si le chemin du vecteur de champ électrique suit une ligne, l'antenne est dite linéairement polarisée. Si le vecteur champ électrique tourne selon un cercle, elle est dite à polarisation circulaire.

II.5.4.8 Diagramme de rayonnement

Le rayonnement d'une antenne patch rectangulaire est comme un dipôle orienté dans l'axe x figure 2.3 montre la direction du champ électrique rayonné). La polarisation du champ rayonnée est rectiligne. Le rayonnement est dépendant de θ et ϕ . Il est concentré dans un lobe principal orienté vers la verticale du patch ($\theta = 0^\circ$). En raison du plan de masse, le rayonnement ne se fait que dans le demi-plan au dessus du plan de masse. le diagramme de rayonnement de cette antenne est illustré dans figure 2.12. La directivité d'une antenne patch est approximée par les relations suivantes :

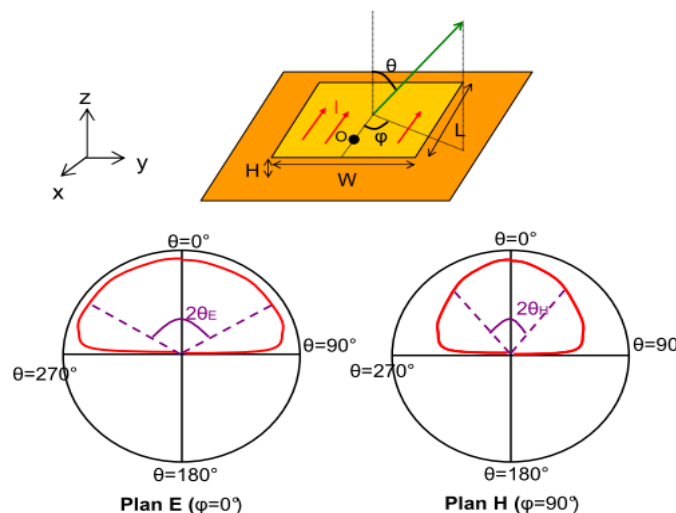


Figure 2. 13: Diagramme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.

II.5.4.9 Mécanisme de rayonnement

Pour comprendre le fonctionnement d'une antenne patch et connaître les formules de leur rayonnement, on utilise les équations physiques de l'électromagnétisme où l'on a fait des hypothèses simplificatrices permettant d'obtenir des modèles simples. Néanmoins, les résultats sont approchés. Les modèles fréquemment utilisés pour analyser les antennes imprimées sont :

- Modèle de ligne de transmission.
- Des méthodes numériques rigoureuses tel que :
 - La méthode des moments (MoM),
 - La méthode des éléments finis (FEM),

II.5.4.10 Méthodes analytiques

II.5.4.10.1 Modèle de la ligne de transmission

Le modèle de la ligne de transmission est le plus simple de tous et il donne une bonne perspicacité physique mais il est moins précis. Une antenne patch peut être considérée comme une ligne de transmission (ligne microruban) ouverte à chacune de ses extrémités. Ces 2 discontinuités se comportent comme deux extrémités rayonnantes. En fait le rayonnement du patch peut être modélisé par celui de deux fentes parallèles distantes de la longueur L et de dimensions $W \times h$.

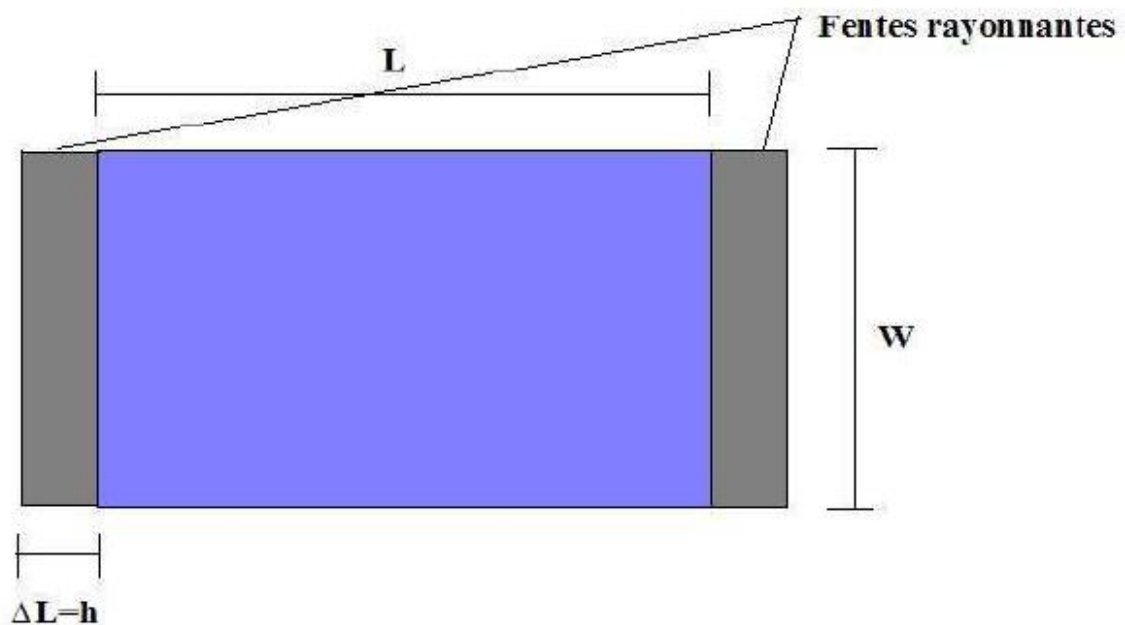


Figure 2. 14: Modélisation de l'antenne patch rectangulaire par deux fentes couplées.

La propagation des ondes dans une ligne microruban 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 caractérisé par un constant diélectrique exprimé par [8] :

$$\epsilon_{r\,eff} = \left(\frac{\epsilon_r+1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r-1}{2}\right) + \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.11)$$

ϵ : Permittivité effective.

$r\,\epsilon$: Permittivité relative.

h : la hauteur du substrat.

W : la largeur du substrat.

Les champs des bords font que les dimensions du patch se voient allonger d'une quantité ΔL . Cela est bien montré dans la figure. Une approximation de cette quantité de longueur est donnée par [8]

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{r\,eff}+0.3)\left(\frac{W}{h}+0.264\right)}{(\epsilon_{r\,eff}-0.258)\left(\frac{W}{h}+0.8\right)} \quad (2.12)$$

La longueur effective L_{eff} sera donc :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.13)$$

Pour permettre un bon rendement de l'antenne, une largeur W pratique est exprimée par :

$$W = \frac{c}{2f_{01}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.14)$$

II.5.4.10.2 *Modèle par cavité*

Le modèle de cavité est plus précis et donne une bonne perspicacité physique mais il est complexe dans sa nature. Dans ce modèle, l'antenne patch est de la considérer comme une cavité résonante, formée par le patch, le plan de masse et les 4 bords. En basse fréquence, la cavité peut être considérée comme une capacité qui stocke des charges et dans laquelle un champ électrique uniforme est créé entre le patch et le plan de masse. Tant que l'épaisseur du substrat est faible, le champ électrique est orienté selon l'axe z et indépendant de z . En pratique, l'épaisseur doit rester telle que :

$$h \leq \frac{c}{4f \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (2.15)$$

Au fur et à mesure que la fréquence augmente, la distribution des charges sur le patch n'est plus uniforme, et celle du courant et du champ électrique dans le plan xy aussi. Un champ

magnétique apparaît aussi. La distribution du champ électrique dans la cavité rectangulaire est donnée par l'équation suivante :

$$E_x = E_y = 0$$

$$E_z = E_0 \cos\left(\frac{m\pi y}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right) \quad (2.16)$$

m et n sont des entiers supérieurs ou égaux à zéro, qui représentent les modes de cavités. Ces modes caractérisent la distribution du champ électrique le long d'un axe de la cavité. Le mode fondamental est le mode (m,n) = (0,1) si $W > L$, indiquant que le champ électrique présente un minimum le long de l'axe parallèle à la largeur, et (m,n) = (1,0) si $L > W$, indiquant que le champ électrique présente un minimum le long de l'axe parallèle à la longueur. Cette formule est valable uniquement si la hauteur de la cavité est négligeable. Si ce n'est pas le cas, il faudra prendre en compte une troisième composante dans le mode de résonance. Vous pouvez vous reporter à des ouvrages spécialisés pour plus de détails sur les modèles de cavité résonante.

Prenons le cas où $L > W$ et étudions la distribution du champ électrique dans la cavité Fig.2.14. Lorsque la longueur L de la cavité est environ égale à $\lambda/2$, l'antenne entre en résonance, à la manière d'un dipôle demi onde. Le champ électrique est maximal et en opposition de phase aux 2 extrémités séparées par L. Le long de l'axe Y (parallèle à W), le champ électrique est quasiment uniforme. Par contre, le champ électrique n'est pas uniforme le long de l'axe X (parallèle à L). Il présente un minimum et un maximum et passe par un zéro le long des extrémités séparées par W.

Cette distribution de champ électrique est liée à une accumulation de charges de signes opposées sur les bords séparés par L et un courant orienté le long de l'axe X.

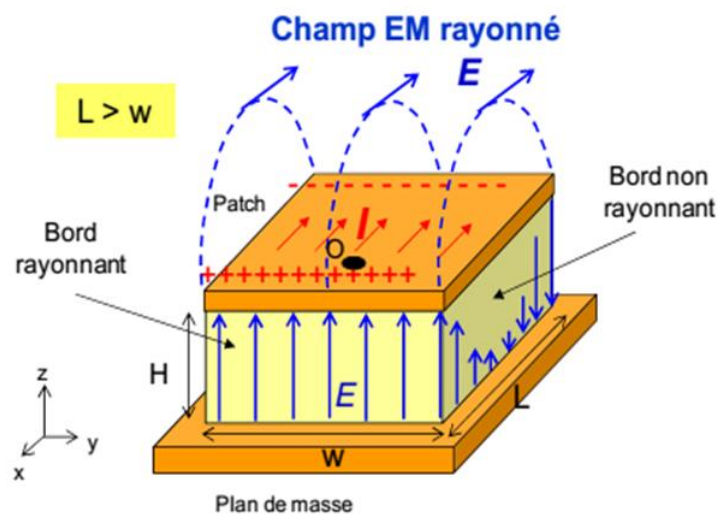


Figure 2. 15: Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.

La cavité présente des fréquences de résonance données par la formule générale suivante:

En posant les équations de propagations avec les conditions aux limites adéquates, on détermine toutes les fréquences de résonances d'une antenne patch rectangulaire :

$$F_{m,n} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r-1}} \sqrt{\left(\frac{m}{L_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{W_{eff}}\right)^2} \quad (2.17)$$

II.5.4.10.3 Méthodes numériques

Le principe de ces méthodes repose sur la résolution numérique des équations de maxwell et la détermination de la répartition des champs et courants sur la surface du patch.

II.5.4.10.4 Méthode des éléments finis

La méthode aux éléments finis, très employée dans le domaine fréquentiel, consiste à discrétiser les équations de Maxwell en amont au niveau de la formulation aux dérivées partielles des équations de propagation. La première étape consiste à mailler le domaine de calcul grâce à des éléments géométriques adaptés, les triangles pour les problèmes à deux dimensions et les tétraèdres dans les cas tridimensionnels. La deuxième étape consiste à choisir une distribution de fonctions de test, respectant des conditions de dérivabilité et de continuité au bord du domaine de calcul. L'avantage d'une telle technique réside dans la simplicité de traitement pour les géométries les plus complexes et les matériaux inhomogènes [9-11]

II.5.4.10.5 Méthode des moments

La méthode des Moments est une technique numérique qui permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel résolu par ordinateur [12]. Elle est basée sur le critère de nullité d'une fonctionnelle constituée à partir d'une intégrale des résidus, dus à la différence entre la solution approximative et la solution exacte, pondérés par des fonctions de test. La fonction de test est exprimée sous forme de série de fonctions de base connues dont les coefficients de pondération sont déterminés en résolvant le système linéaire.

La méthode des moments est très précise, très souple, peut traiter un seul élément ou plusieurs en réseau ou empilés. Cependant, elle est très complexe, permet moins l'interprétation physique et nécessite un temps de calcul considérable.

II.6 Conclusion

Ce chapitre a constitué, dans son ensemble, un bref aperçu sur les antennes. Le concept des antennes imprimées a été introduit dans ce chapitre, les avantages, les inconvénients et les techniques d'alimentation ont été énumérés. Les principales méthodes d'analyses analytiques, numériques, leurs principes, avantages et limitations ont été données à la fin de ce chapitre.

II.7 Bibliographie chapitre II

- [1] P. F. Combes, « Micro-ondes tome II – Circuits passifs, propagation, antennes », Dunod, 1997, 2-10-002753-0.
- [2] Maurice Bellanger « les antennes, Théorie, conception et applications » Dunod, Paris , 2009, 978-2-10-054245-1
- [3] Alexandre Boyer « Antennes » support de cours, enonce de travaux dirigés ,Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse 5^{ème} année réseau et télécom, octobre 2011.
- [4] K. Hirasawa and M. Haneishi, “Analysis, design, and measurement of small and low-profile antennas”. Artech House, 1992
- [5] Guillaume Villemaude. Cours d'antenne. 5^{ème} année du Département Génie Électrique.
- [6] M. Brzeska, G. A. Chakam, « Modelling of the coverage range for modern vehicle access systems at low frequencies », 37th European Microwave Conference, October 2007, Munich, Germany
- [8] Sofian TEBACH « Méthodes de caractérisation hyperfréquences des antennes imprimées» Thèse de magister, Université de Biskra. 2013.
- [9] Constantine A. Balanis, “Antenna theory analysis and design”, A John Wiley & Sons, INC Publication, Third Edition. Hoboken, New Jersey 2005.
- [10] J. L. Volakis, A. Chatterjee, and L. C. Kempel, "Finite element method for electromagnetics: Antennas, microwave circuits and scattering applications", IEEE press, NY, 1998.
- [11] A. D. Greenwood and J. M. Jin, "Finite element analysis of complex axisymmetric radiating structures", IEEE Transactions on Antennas Propagation, Vol. 47, no 08, pp.1260-1266, Aug. 1999.
- [12] Z. Lou and J. M. Jin, "Finite element analysis of phased array antennas", Microwave Optical Technologic Letters, Vol. 40, no 6, pp. 490-496, March 2004.
- [13] R. C. Boutout, JR, “Computational methods for electromagnetic and microwaves”, wiley-Interscience publication, New York, Wiley 1990.

Chapitre III

Simulation

&

Résultats

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, on s'intéressera à la caractérisation d'une antenne patch avec métamatériaux à indice de réfraction négatif. Afin d'être la plus efficace possible, une antenne devra avoir une dimension telle qu'elle puisse recevoir et émettre des signaux de façon sélective tout en étant la plus petite possible pour pouvoir l'intégrer dans les systèmes d'émission et de réception.

L'intégration d'une antenne sur un porteur spécifique de petites dimensions nécessite sa miniaturisation et souvent sa mise en cavité.

L'inconvénient majeur accompagnant cette réduction de taille est la réduction de la bande passante de l'antenne. Or, les systèmes de communications actuels requièrent de plus en plus de bande passante. Les métamatériaux apparaissent donc comme une réponse possible à l'augmentation de la bande passante des antennes de petites tailles. Pour cela, on insère un méta substrat au dessus de l'antenne. Le patch est alimenté par une sonde coaxiale. Les améliorations apportées par ce modèle en termes de bande passante ou d'efficacité pourront être observées en comparant ces performances avec celles d'une antenne patch dite «Standard» de même dimension (en surface).

III.2 Logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator)

La conception d'une antenne, par Les méthodes de simulation numériques, est de plus en plus fort Grâce à l'augmentation des calculateurs (nombre et vitesse des processeurs, efficacité des cartes graphiques, ...) mises à la disposition de l'utilisateur. La technique de modélisation des antennes est effectuée à l'aide d'outils de CAO (conception assistée par ordinateur) basés sur la résolution numérique des équations de Maxwell par la méthode des moments (ADS, CST), des éléments finis (HFSS) et par la méthode FDTD. Ces méthodes permettent de modéliser des structures complexes dont le fonctionnement est régi par un modèle physique et de tester de manière interactive et simple des hypothèses susceptibles d'améliorer les paramètres électriques et magnétiques. Parmi les divers logiciels commerciaux qui bénéficient d'interface graphique conviviale et puissante, nous pouvons citer le logiciel HFSS (Ansoft)[1] qui calcule le comportement électromagnétique d'une structure tout en permettant une simulation 2D et 3D. HFSS est basé sur la méthode numérique fréquentielle des éléments finis (FEM : Finite Element Method). Cette méthode effectue les tâches suivantes :

Discrétisation de l'espace : HFSS est un simulateur interactif qui effectue un maillage en portions élémentaires pour surmonter les difficultés rencontrés avec des structures en 3D comportant des formes et des courbes inhabituelles. le HFSS divise les structures géométriques complexes en petits éléments simples, les triangles pour les problèmes à deux dimensions et les

tétraèdres dans les cas tridimensionnels, également appelés mailles, et à rechercher une formulation simplifiée du problème sur chaque élément, c'est-à-dire à transformer le système d'équations quelconque en un système d'équations linéaires. Chaque système d'équations linéaires peut se représenter par une matrice. Les systèmes d'équations pour tous les éléments sont ensuite rassemblés, ce qui forme une grande matrice ; la résolution de ce système global donne la solution approchée au problème.

- Résolution des équations de Maxwell (équations différentielles) en un certain nombre de points discrets
- Prise en compte des conditions aux limites

Les inconvénients de ce logiciel, résident dans les points suivants :

- Complexité de travail et de création des structures ayant des larges détails de conception

La nécessité d'avoir maîtrisé l'utilisation du logiciel, avant d'aborder le projet, parce qu'on est obligé de se servir des opérations booléennes parfois, pour dessiner des surfaces ou formes n'ayant pas une forme géométrique bien définie. En plus on doit faire attention aux frontières (Boundaries), il ne faut pas avoir des conflits entre une surface de radiation par exemple et une surface conductrice.

- La simulation pourra prendre une durée de plusieurs heures jusqu'aux plusieurs jours parfois, surtout si le projet à simuler est d'un volume relativement grand, et présente beaucoup de détails.

III.2.1 Le processus de HFSS

Le processus HFSS se déroule comme suit (figure .3).

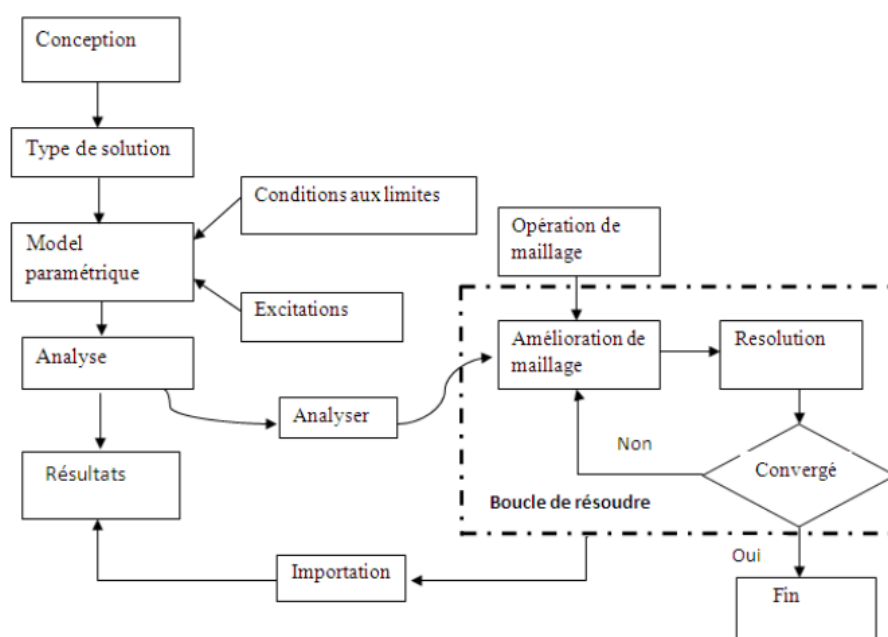


Figure 3. 1: le processus HFSS

III.2.2 Etapes de simulation par HFSS

Pour simuler une antenne patch en utilisant le simulateur HFSS, il faut passer par un certain nombre d'étapes résumées comme suit :

1. schématiser la structure réelle de la structure : dimensions géométriques des différents objets.
2. Spécification des matériaux pour chaque objet : choix du matériau, constantes diélectriques, conductivité des matériaux ...
3. Identification des sources et (ou) ports d'entrée/sortie : Manière d'exciter la structure, consiste à injecter la puissance sous forme d'onde électromagnétique à travers la porte d'alimentation déjà définie.
4. Spécification des conditions aux limites : La résolution des équations d'ondes dans une structure quelconque exige la spécification des conditions aux frontières. En effet, le comportement des champs électromagnétiques dans le milieu en question dépend étroitement des frontières de la structure utilisée. Pour les types de frontières : CCE, CCM, rayonnantes.
5. Configuration des paramètres de simulation : Fréquence(s) de maillage, paramètres de convergence.
6. Analyse des solutions à 1 ou plusieurs fréquences : Après avoir vérifié la conformité de la structure aux exigences du HFSS, les conditions aux frontières et l'excitation, la simulation sera prête à être lancée. La durée de cette simulation dépend essentiellement de
 - a. La vitesse du calculateur (ordinateur) utilisé.
 - b. La complexité de la structure (volume, dimensions etc.)
 - c. La bande de fréquence de l'analyse.
7. Visualisation des résultats : Le diagramme de rayonnement dans les plans E et H, paramètres S (+ paramètres z, y etc.)
8. Discussion et exploitation des résultats par l'utilisateur

III.3. Etude paramétrique des éléments constitutifs des métamatériaux

Pour calculer les différents paramètres constitutifs effectifs des éléments constituant un métamatériau à indice de réfraction négatif on utilise la méthode d'homogénéisation décrite précédemment. Les coefficients de transmission et de réflexion seront obtenus par l'utilisation des simulations sous le logiciel HFSS d'Ansoft [19].

III.3.1 Résonateur à activité magnétique

III.3.1.1 RAF carré

1er cas : Les murs électriques sont appliqués selon l'axe y et les murs magnétiques selon l'axe x pour avoir une propagation suivant l'axe z.

2ème cas : Les murs électriques sont appliqués selon l'axe z et les murs magnétiques selon l'axe x pour avoir une propagation suivant l'axe y.

Les murs électriques et magnétiques sont définis dans le logiciel HFSS par Perfect E et Perfect H. Ainsi, pour l'excitation nous utilisons deux ports d'excitations : Waveport1 et Waveport2. Lors de la simulation, le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux et une seule couche sera considérée pour la propagation du champ magnétique afin d'assurer un bon couplage magnétique comme le montre la figure 1.16.

L'ensemble des résonateurs et le substrat sont mis dans une cavité de rayonnement de dimensions $3,63 \times 3,63 \times 3,63 \text{ mm}^3$. La boîte de radiation est déclarée dans le logiciel HFSS comme Radiation Box.

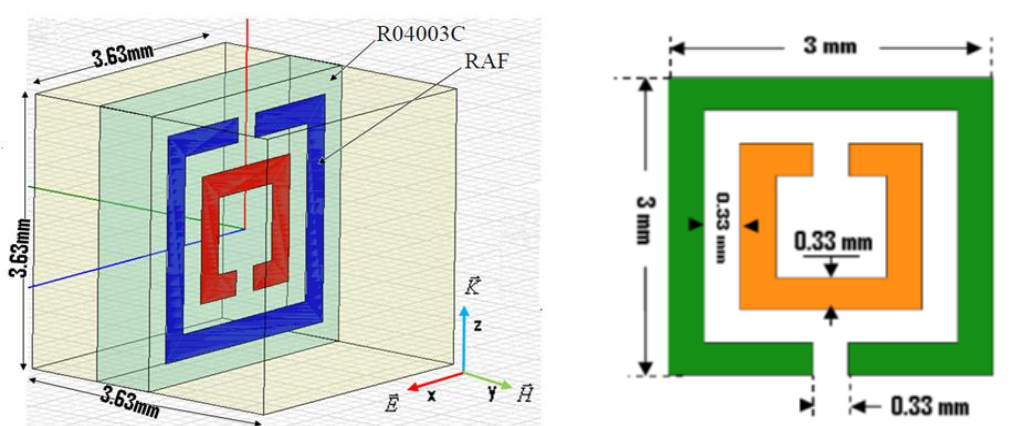
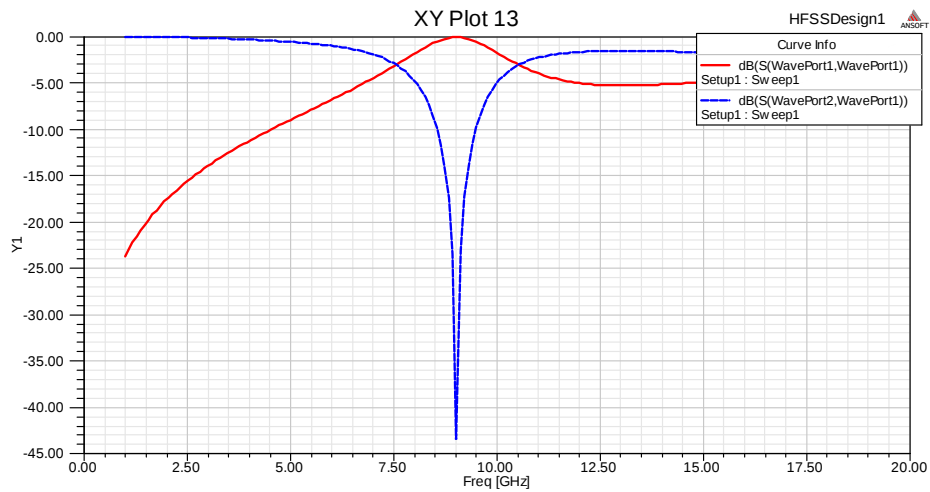
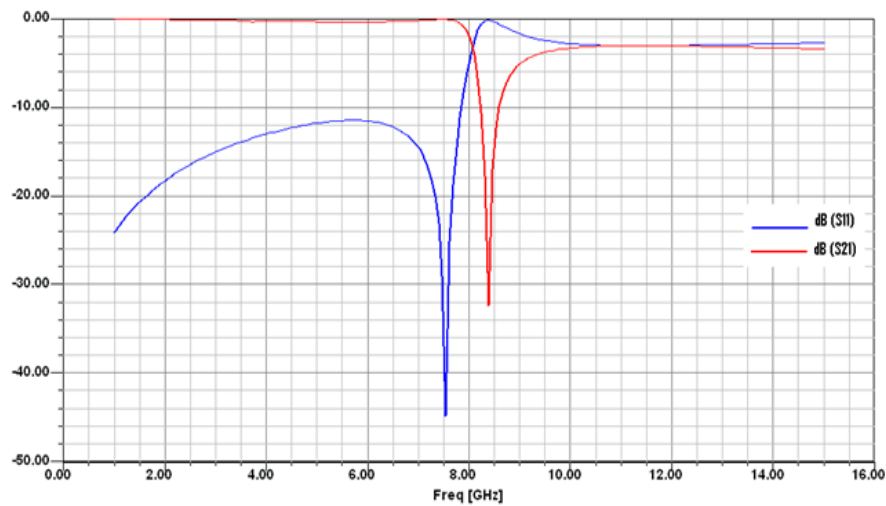


Figure 3. 2: Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF carré.

La figure 3.2 représente les coefficients de réflexion (S11) et de transmission (S21) en dB suite à la simulation du RAF carré présenté dans la figure 1.16. Nous remarquons que le RAF présente une transmission de -43,7 dB pour une fréquence de 9.42 GHz dans le premier cas où le champ $\vec{E}$ est orienté selon l'axe y. Cette résonance est une résonance magnétique et électrique obtenue suite à une pénétration du champ à travers les anneaux et produit un courant induit circulant sur les anneaux et aussi excite les coupures des anneaux. Pour le deuxième cas qui présente un champ orienté suivant l'axe z, les résultats de simulation montrent une fréquence de résonance de 8.72 GHz avec une transmission de -36,14 dB. Dans ce cas, le champ électrique $\vec{E}$ est orienté suivant l'axe z et respecte la symétrie de la structure qui mène à avoir seulement une résonance magnétique



(a)



(b)

Figure 3. 3: Coefficients de réflexion et transmission en dB: (a) E selon l'axe y. (b) E selon l'axe z

La figure 3.4 illustre les variations de la partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective, associée au RAF carré, calculée par la méthode d'homogénéisation à partir de la matrice S. Nous remarquons que la structure simulée présente une partie réelle de la perméabilité $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ négative autour de la fréquence de résonance ($f_{\text{rés}}=9.42\text{GHz}$) et varie de 0 à -7 pour le cas où $\vec{E}$ est orienté suivant z. Cette valeur varie de 0 à -1,15 autour de la fréquence de résonance pour le cas où $\vec{E}$ est orienté suivant

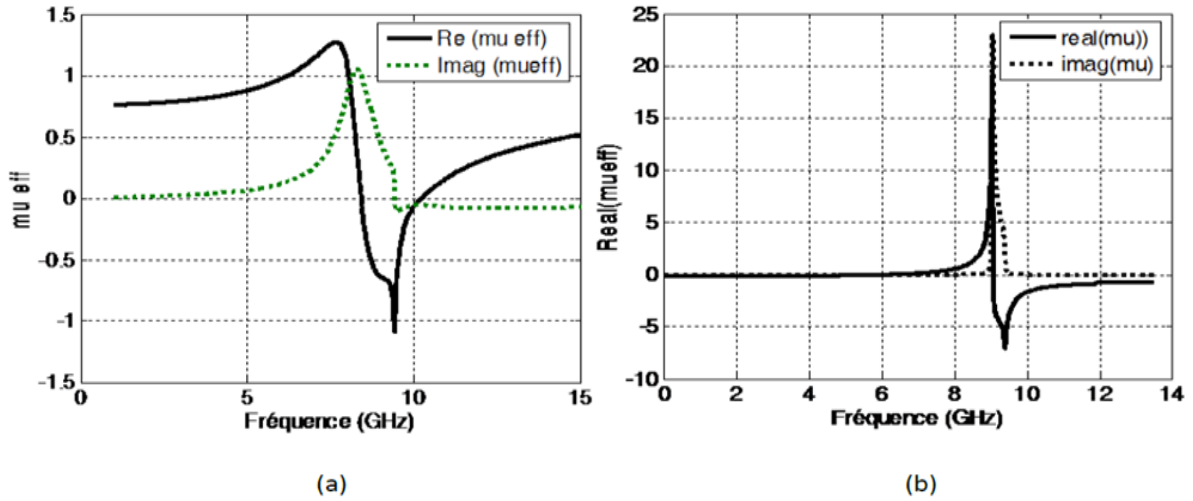


Figure 3. 4: Partie réelle de la perméabilité avec: (a) E suivant y , (b) E suivant z

Le tracé champ électrique est tracé dans le plan du SRR pour la fréquence de résonance ($f_{\text{res}}=9.42\text{GHz}$) comme le montre la figure 3.5. Nous pouvons constater que le champ est maximal dans le gap de l'anneau extérieur qui est résonant. Cette figure met en évidence l'effet capacitif entre les anneaux ce qui explique l'accumulation du champ électrique dans l'ouverture de l'anneau.

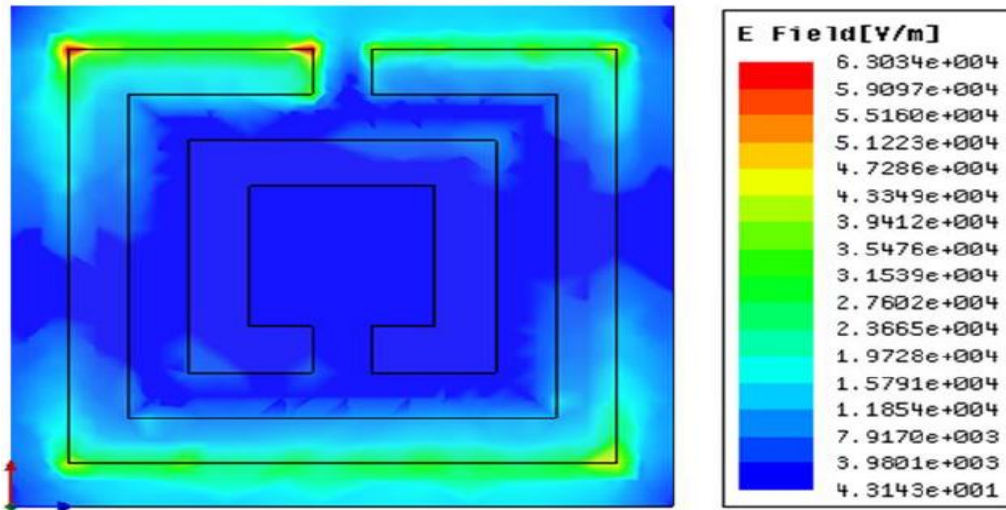


Figure 3. 5: Capture du champ électrique d'un SRR carré.

III.3.1.2 RAF circulaire

Dans cette partie nous allons présenter un autre motif métallique qui permet d'avoir une permittivité négative autour de sa fréquence de résonance (f_{res}).

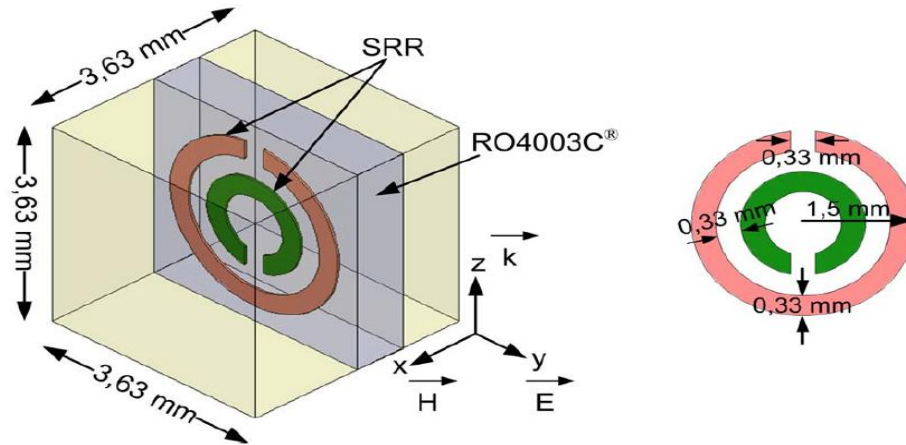


Figure 3. 6: Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF circulaire.

La figure 3.6 présente un résonateur circulaire formé par deux anneaux concentriques de diamètres extérieurs 3 mm et 2.34 mm respectivement. Le RAF est déposé sur un substrat de type RO4003C de ROGERS de permittivité relative 3.38 et de pertes tangentielles de 0.00197. Les conditions aux limites sont appliquées, deux cas peuvent aussi se présenter au cours de la simulation en fonction de la polarisation du champ électrique E . le RAF circulaire est aussi dimensionné pour un fonctionnement dans la bande X [8.2 GHz, 12.4 GHz].

La figure 3.7(a) présente les coefficients de transmission et de réflexion en dB. Pour le premier cas où le champ électrique est polarisé suivant l'axe y et le vecteur d'onde $\vec{k}$ est orienté suivant l'axe z , cette structure présente une fréquence de résonance de 11.46 GHz et une transmission de -40.2 dB. Pour le deuxième cas, le champ $\vec{E}$ est orienté suivant l'axe z est la propagation se fait suivant l'axe y comme le montre la figure 3.7(b). Dans ce cas le RAF circulaire présente un coefficient de transmission de l'ordre de - 33.56 dB avec une fréquence de résonance de 10.91 GHz.

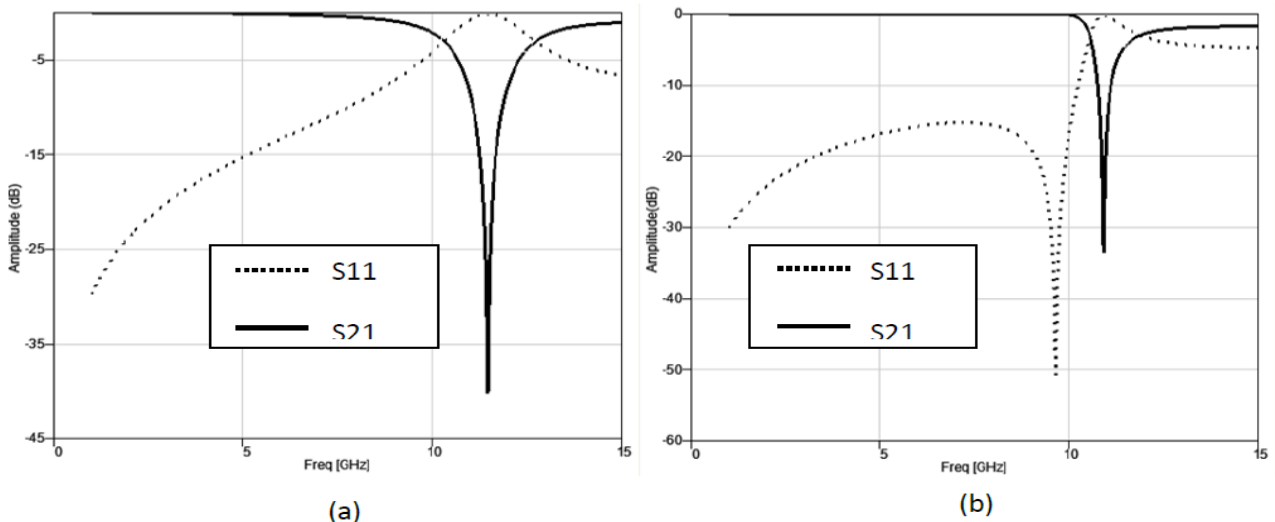


Figure 3.7: Coefficients de réflexion et transmission en dB: (a) E selon l'axe y . (b) E selon l'axe z .

Les parties réelles et imaginaires de la perméabilité effective sont calculées à partir de la matrice S et sont illustrées dans la figure 3.8. Nous constatons qu'à la résonance ($f_{\text{res}} = 10.91$ GHz), la partie réelle de la perméabilité $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ est négative dans une bande étroite et varie de 0 à $-6,5$, au de-là de cette bande, $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ est positive.

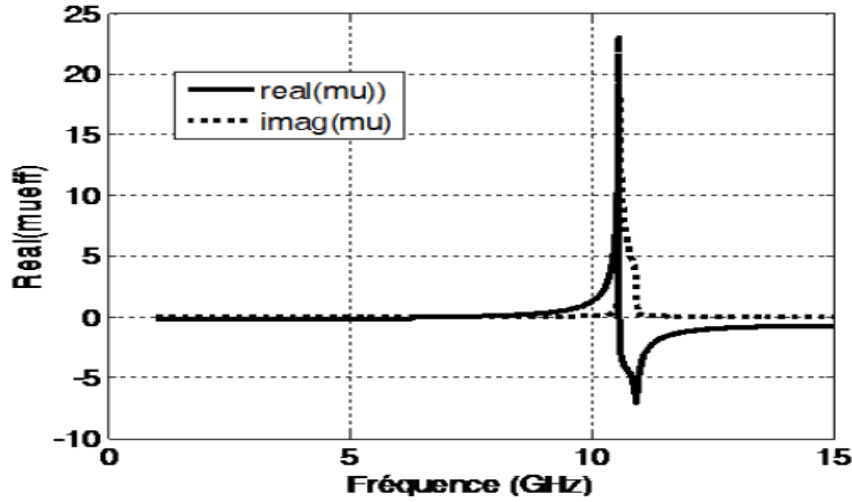


Figure 3. 8: Partie réelle et imaginaire de la perméabilité pour E suivant z.

Tout comme le SRR, ce motif est équivalent à un circuit LC en série, et la fréquence de résonance peut s'écrire alors :

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

III.3.1.3 Résonateur en S

L'introduction de ce type de résonateur électrique s'était à l'origine pour des structures périodiques et pour des structures à BIP, aussi plusieurs travaux ont été fondé pour ce type de résonateur par Burokur et al. [2], par Thibout et al. [3] et par S. Anantha et al. [4].

Le résonateur en S est composé de deux lignes microrubans, chaque ligne est placée sur une face du substrat diélectrique comme le montre la figure 3.9. Parmi les caractéristiques de ce résonateur qu'on ne peut pas les trouver chez d'autres structures, sa susceptibilité d'avoir une double résonance électrique et magnétique, il présente les propriétés nécessaires d'un matériau main gauche et il présente aussi une perméabilité, une permittivité et un indice de réfraction négatif à la fois.

Pour la simulation, comme nous avons vue précédemment, les conditions de périodicité et les conditions de murs magnétiques et électriques sont appliquées sur les axes x et y et la propagation est suivant l'axe z. Le champ magnétique doit être perpendiculaire au plan des résonateurs afin d'assurer une activité magnétique. L'extraction des paramètres effectifs est faite

par application de la procédure d'homogénéisation afin de répondre aux deux conditions suivantes :

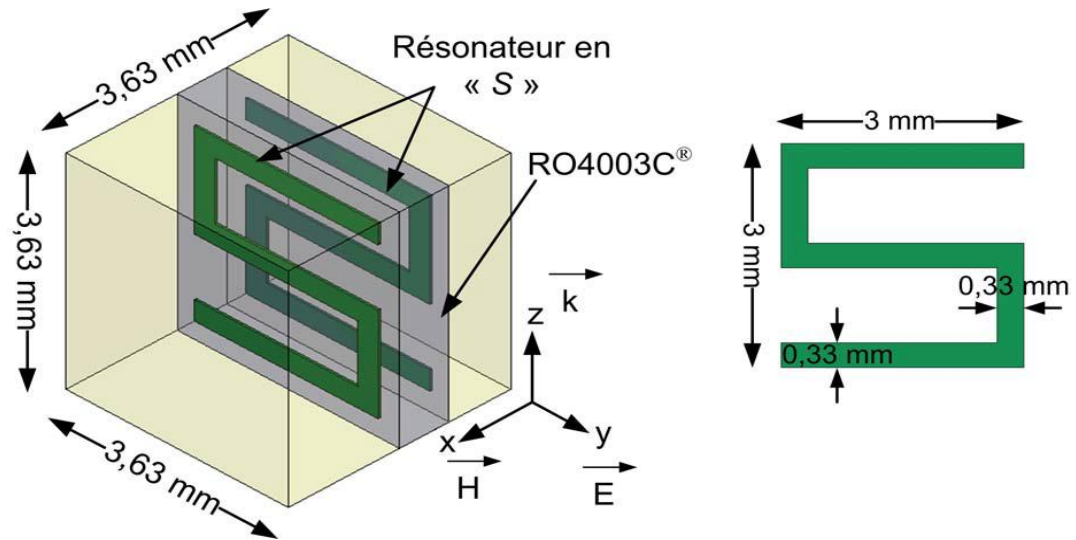


Figure 3. 9: Représentation et dimensions d'une unité de cellule du Résonateur en double « S ».

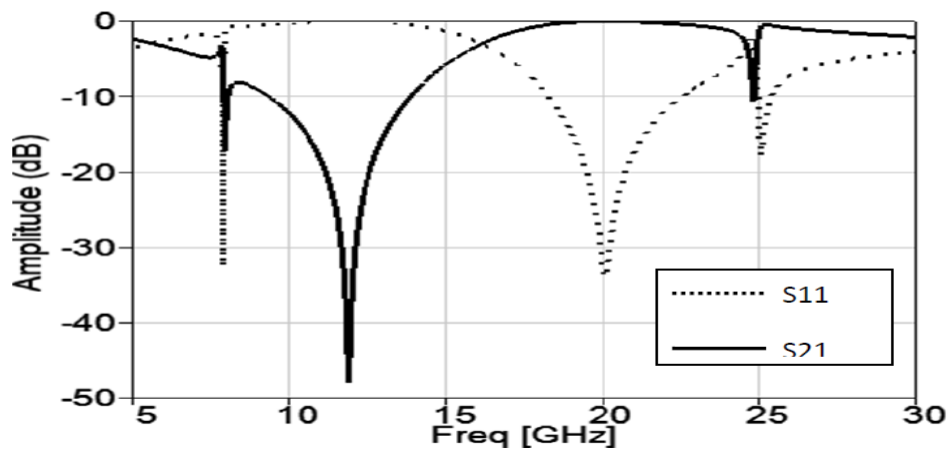


Figure 3. 10: Réflexion et transmission en dB».

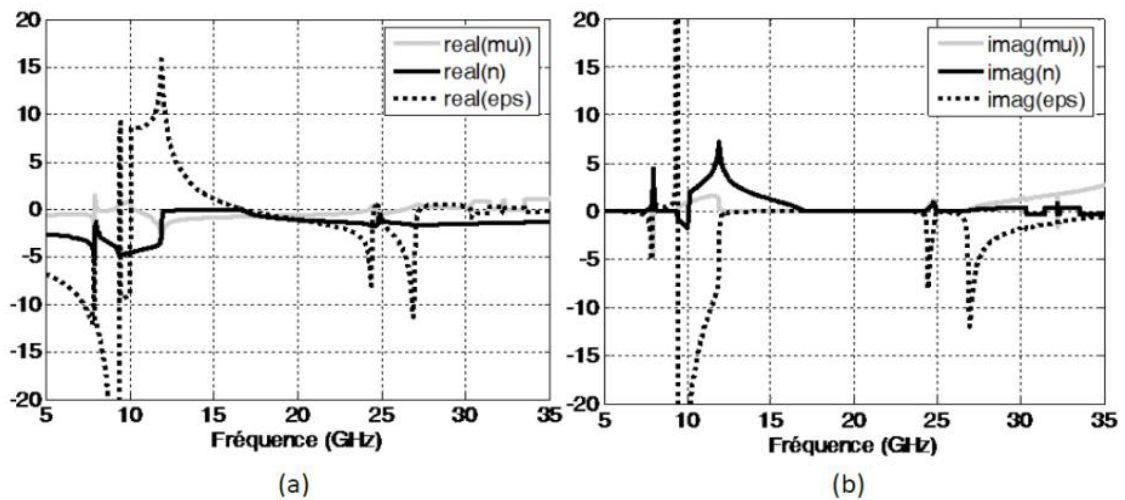


Figure 3. 11: Parties réelles et imaginaires des paramètres effectifs.

- La partie réelle de l'impédance, $\text{Re}(z) > 0$.
- La partie imaginaire de l'indice de réfraction, $\text{Im}(n) > 0$.

L'analyse fréquentielle des paramètres S (réflexion et transmission) montre un pic d'absorption à la fréquence 11,9 GHz et un autre pic à la fréquence 24,7 GHz. Cette résonance est suite à l'effet capacitif de la structure. L'allure des paramètres effectifs de cette structure est illustrée dans la figure 3.10. Nous remarquons un comportement Main Gauche de ce résonateur dans la bande de fréquence [17 GHz ; 22.5 GHz], où la partie réelle de l'indice de réfraction, $\text{Re}(\epsilon_{\text{eff}})$ et $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ sont négatives comme le montre la figure 3.11.

III.4 Modélisation du Métamatériaux a indice de réfraction négatif

La structure étudiée est composée d'un RAF carrée placé sur le coté supérieur d'un substrat diélectrique de type RO4003C d'une permittivité $\epsilon_r = 3.38$ et d'épaisseur $h = 0,81$ mm, sur la face opposé du substrat nous plaçons une tige métallique de longueur 3,63 mm et de largeur 0,33 mm. Sur un deuxième substrat placé en dessous du 1^{er} substrat à une distance de 2.25mm, est imprimée une deuxième tige identique à la première. Le choix des dimensions du motif est dicté par les hypothèses d'homogénéisations. Comme nous l'avons vu au 1^{er} chapitre .Ce motif va être l'élément unitaire pour la réalisation d'une grille composée de plusieurs 3x4

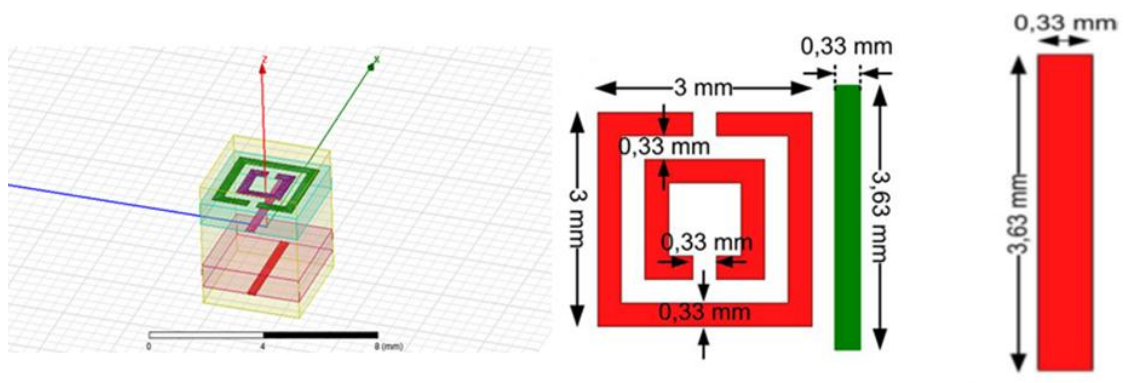


Figure 3. 12: Métamatériaux a indice de réfraction négatif

L'analyse fréquentielle des paramètres S_{11} et S_{21} (coefficients de réflexion et de transmission) montre un pic de résonance à 14.2 GHz et une transmission de -41 dB à faible bande comme le montre la figure suivante (figure 3.13).

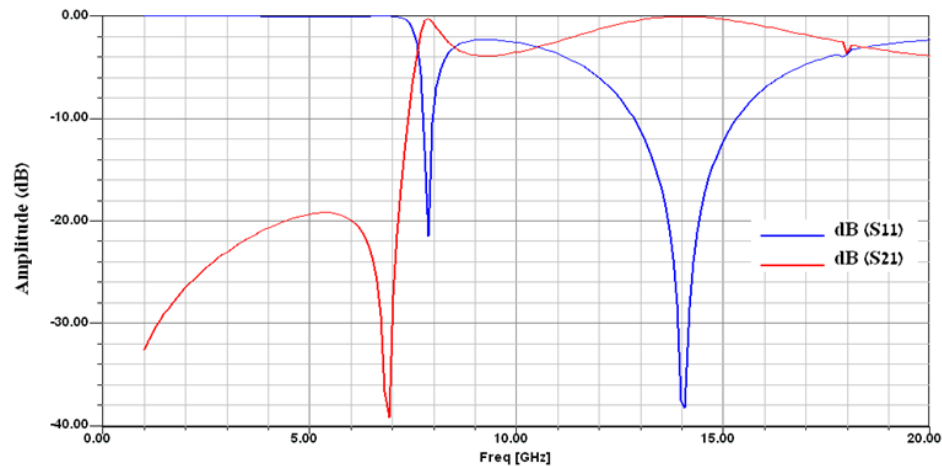


Figure 3. 1: métamatériaux main gauche : Réflexion et transmission en dB

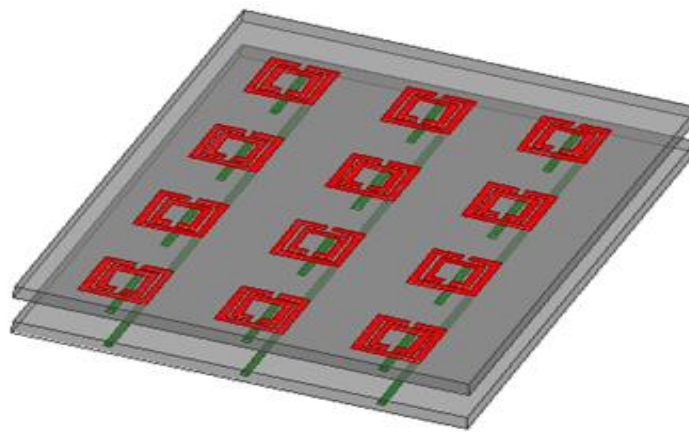


Figure 3. 2: réseau périodique des cellules métamatériau main gauche en forme d'une boîte rectangulaire de dimensions 25x20 mm (3x4)

III.1 Modélisation du patch rectangulaire à vide

Afin d'évaluer l'apport des métamatériaux sur l'antenne, une étude sur l'antenne toute seule est faite. La première étape est de concevoir l'antenne objet de la simulation. Comme une première approche les dimensions du patch, vont être calculées en fonction des caractéristiques du substrat (permittivité relative ϵ_r , l'épaisseur h) et le choix de la fréquence de résonnance et ce en appliquant le modèle de la ligne de transmission.

L'antenne utilisée pour cette étude est une antenne patch rectangulaire de dimension de 10.06 mm de largeur et de 9.05mm de longueur fonctionnant à 10 GHz, utilisant un substrat ayant une permittivité relative de 2, 2, une épaisseur $h=1.54\text{mm}$. Les pertes du substrat sont caractérisées par $\tan\delta = 0,018$. L'antenne patch est alimentée par une sonde coaxiale d'impédance caractéristique $50\ \Omega$. La distance du point d'alimentation par rapport au bord de l'antenne est de (0,-2.5).

La géométrie de cette antenne que nous appellerons « Patch à vide » est décrite sur la figure 3.14.

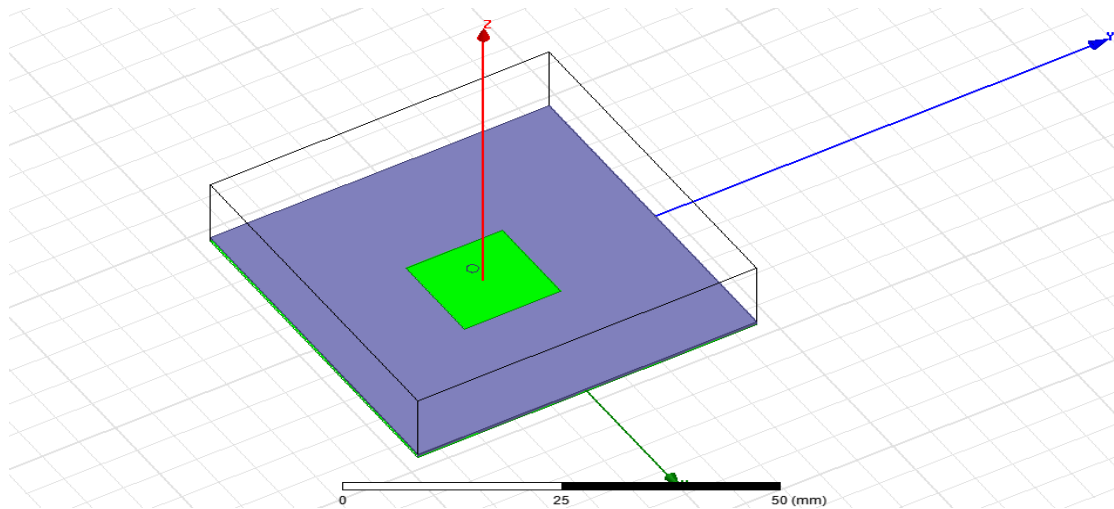


Figure 3. 15: Antenne patch rectangulaire

Les figures (3.15) et (3.16) présentent les résultats de simulations donnant la variation du coefficient de réflexion de l'antenne imprimé en fonction de la fréquence et le diagramme de rayonnement du gain en 3D. L'antenne simulée présente une adaptation de -21,14 dB a 9.97GHz, une bande passante de l'ordre de (2.25 %) autour de cette fréquence et un gain maximal de l'ordre de 7,35 dB avec une directivité de 5.32dB.

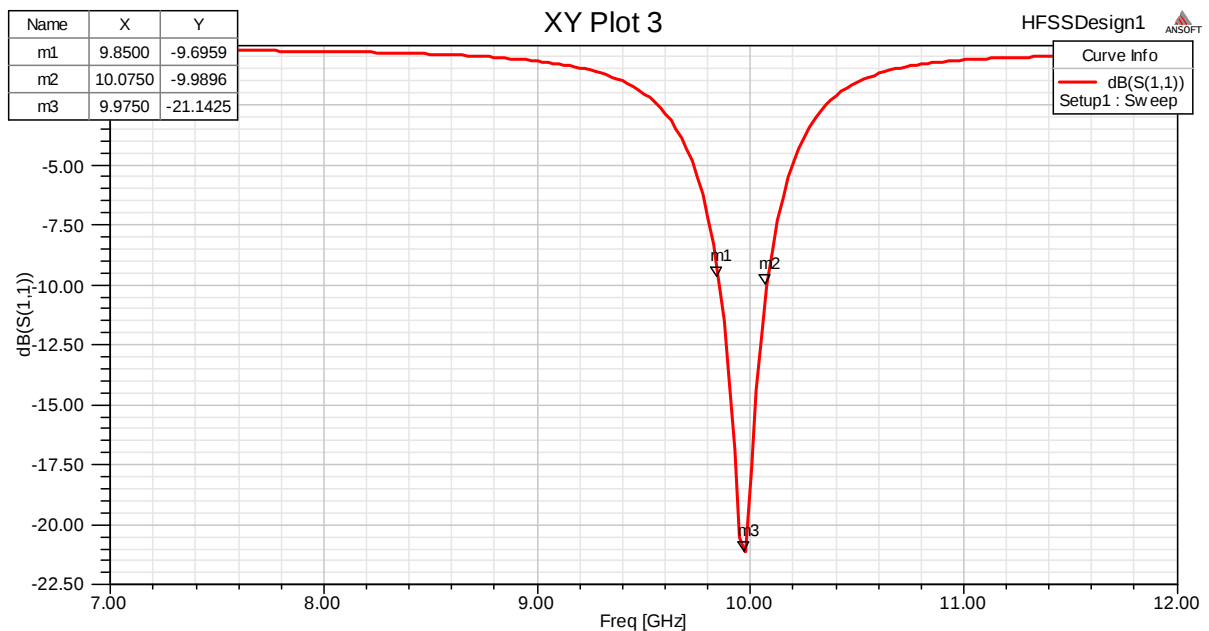


Figure 3. 16: Amplitude du coefficient de réflexion

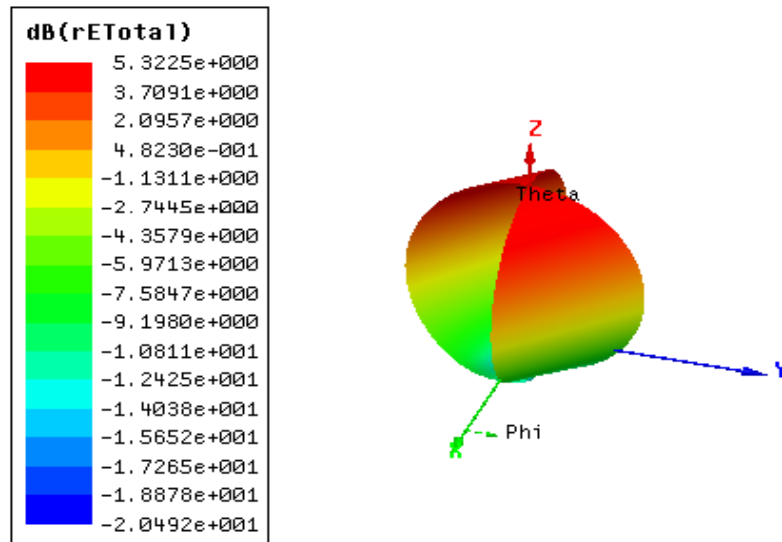
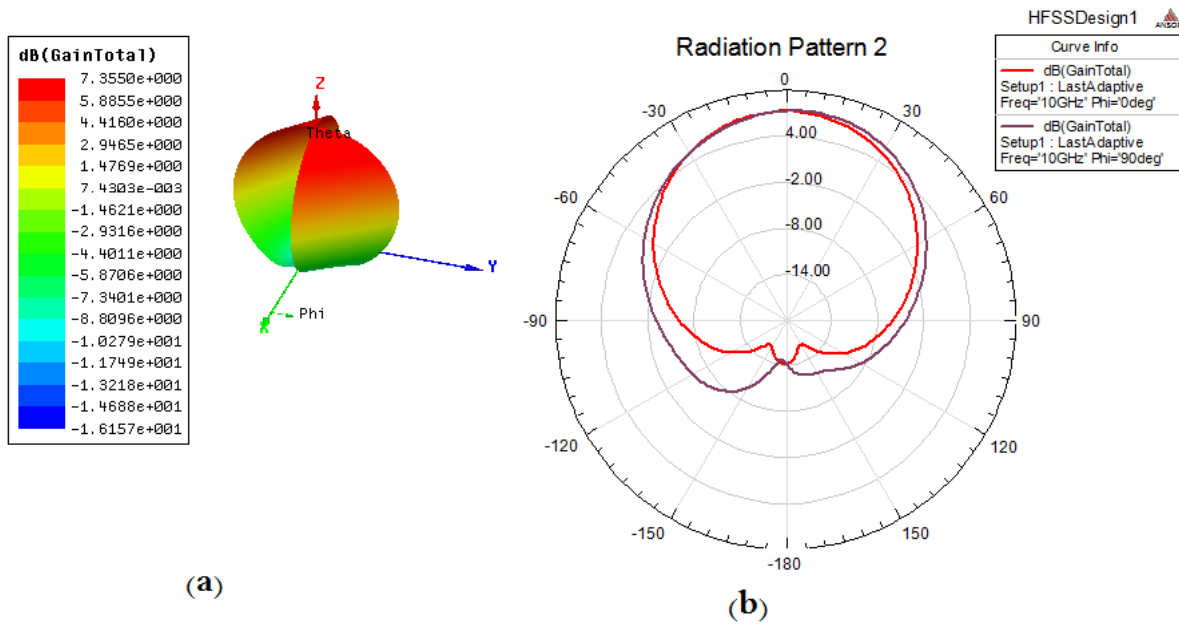


Figure 3. 17: Diagramme de rayonnement (a) 3D (b) 2D (c) directivité

III.6 Modélisation du patch avec Métamatériaux :

Nous plaçons maintenant un réseau périodique des cellules métamatériau main gauche en forme d'une boîte rectangulaire de dimensions de l'antenne (figure 3.18), au dessus de l'antenne étudié, à une distance d , afin de voir son influence sur les performances de celle-ci

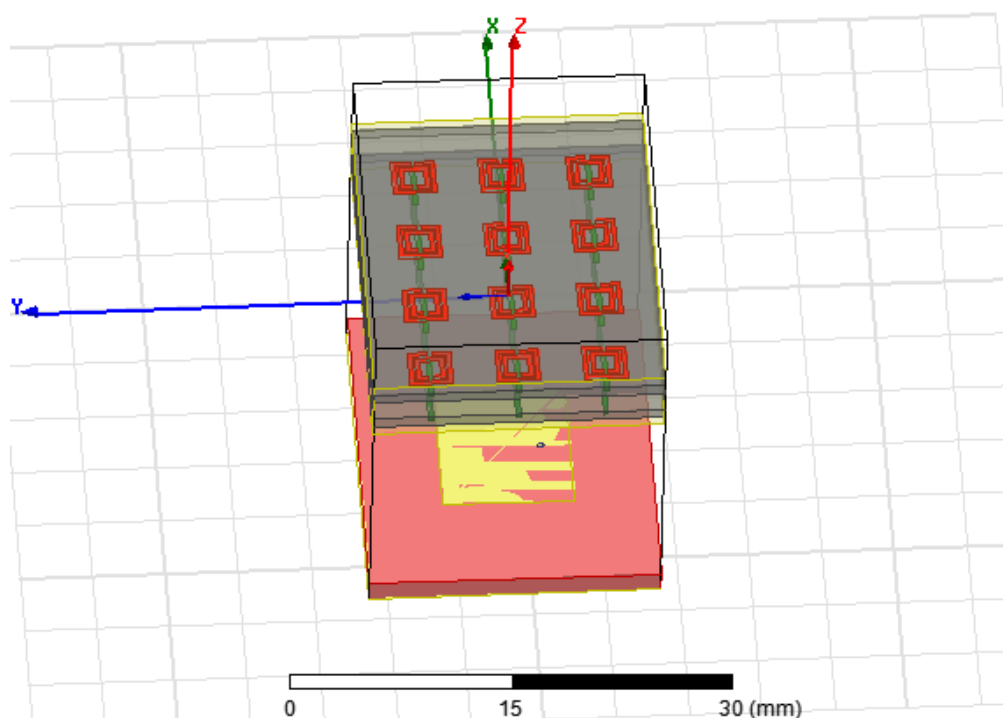


Figure 3. 18: cellules du métamatériaux Main Gauche est placé au dessus de l'antenne

1^{er} cas : $d = 5$ mm

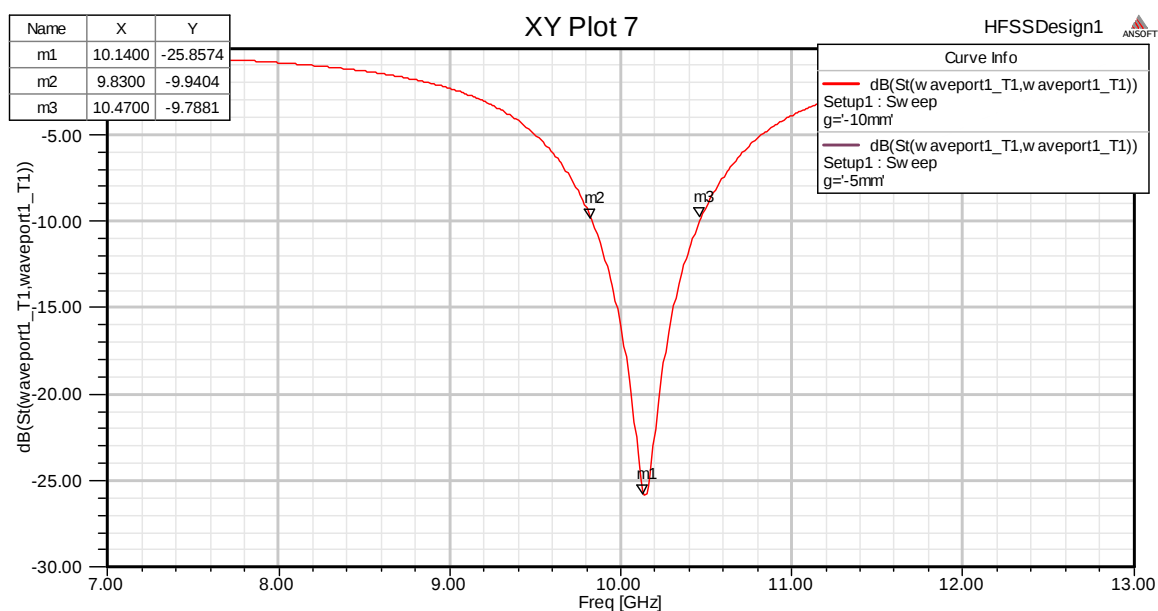
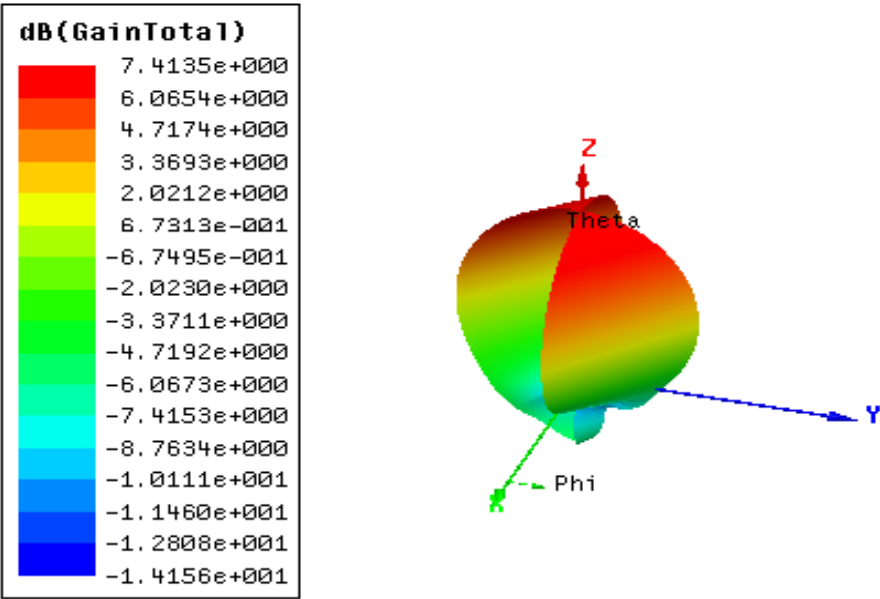


Figure 3. 19: Amplitude du coefficient de réflexion $d=5$ mm

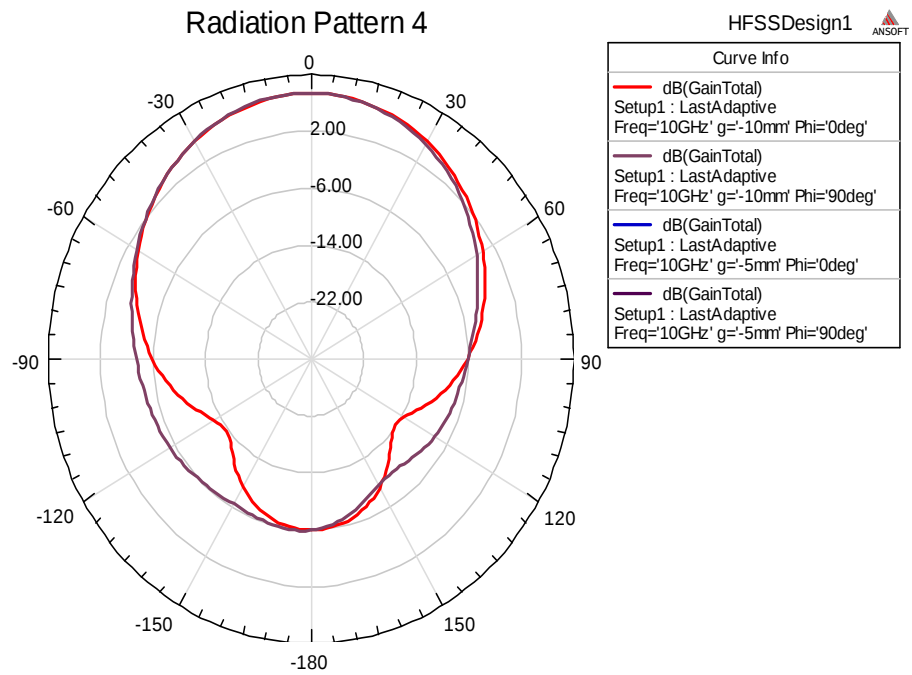
La fréquence de résonance est $f_{rés} = 10.14$ GHz.

Avec un niveau de transmission de l'ordre de -25.85 dB.

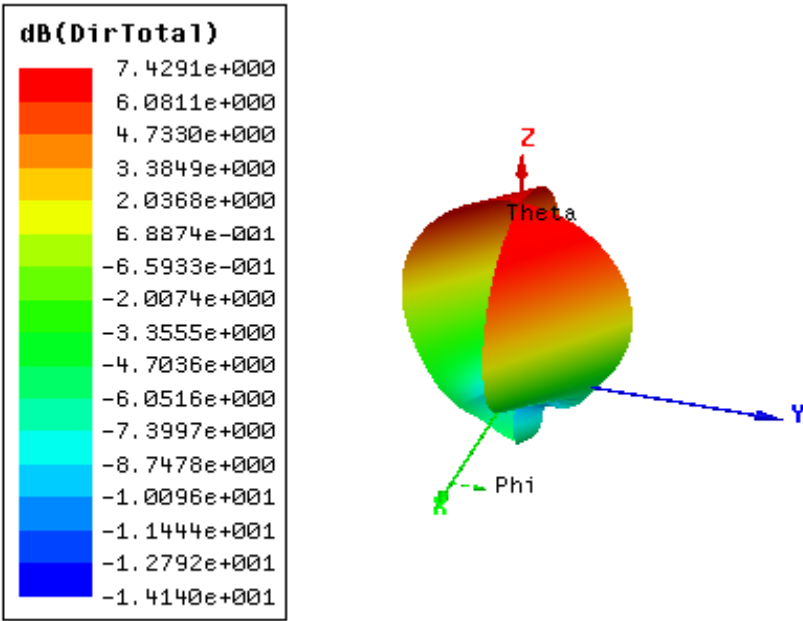
La bande passante à -10db LB=6.31% ($f_i=9.83$ GHz, $f_s=10.47$ GHz).



(a)



(b)



(c)

Figure 3. 20: Diagramme de rayonnement $d=5\text{ mm}$ (a) 3D (b) 2D (c) directivité

Le gain maximal de cette antenne est de l'ordre de 7.41 dB et une directivité de 7.41dB

2^{eme} cas : $d=10\text{mm}$

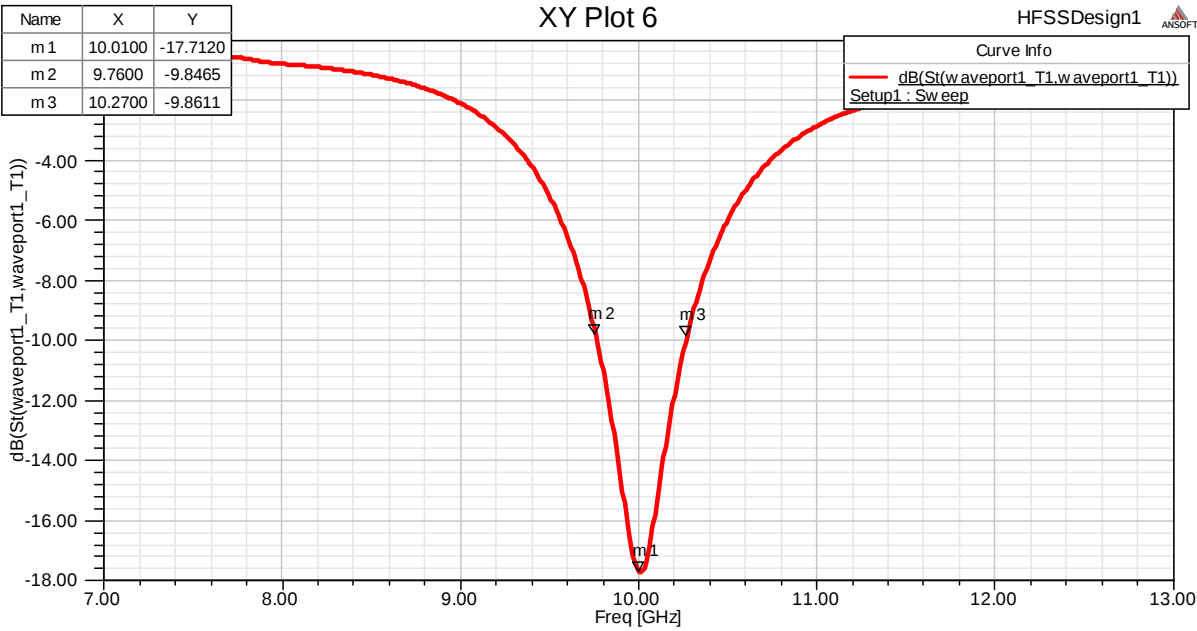
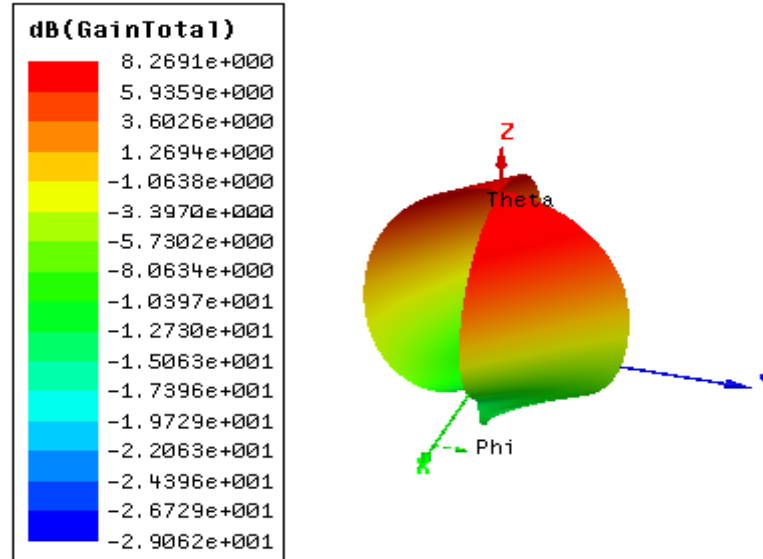


Figure 3. 21: Amplitude du coefficient de réflexion $d=10\text{ mm}$

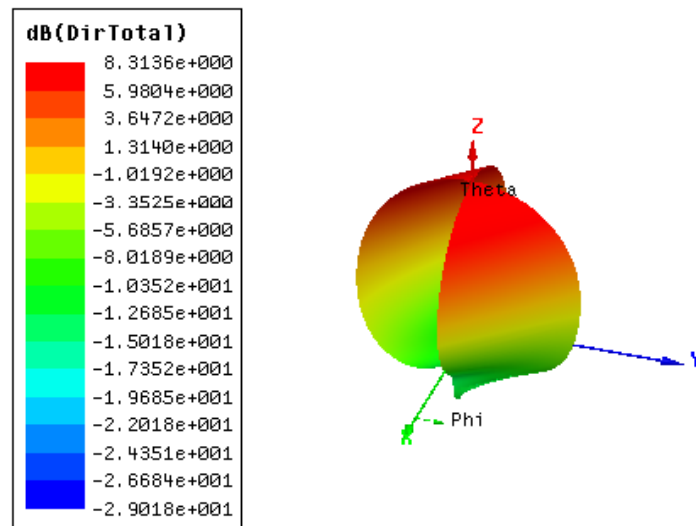
La fréquence de résonance est $f_{rés} = 10.01$ GHz.

Avec un niveau de transmission de l'ordre de -17.71 dB.

La bande passante à -10db LB=5.09% ($f_i=9.76$ GHz, $f_s=10.27$ GHz).



(a)



(c)

Figure 3. 22: Diagramme de rayonnement $d=10$ mm (a) 3D (b) 2D (c) directivité

Le gain maximal de cette antenne est de l'ordre de 8.26 dB et une directivité de 8.31dB

3^{eme} cas : d= 15 mm

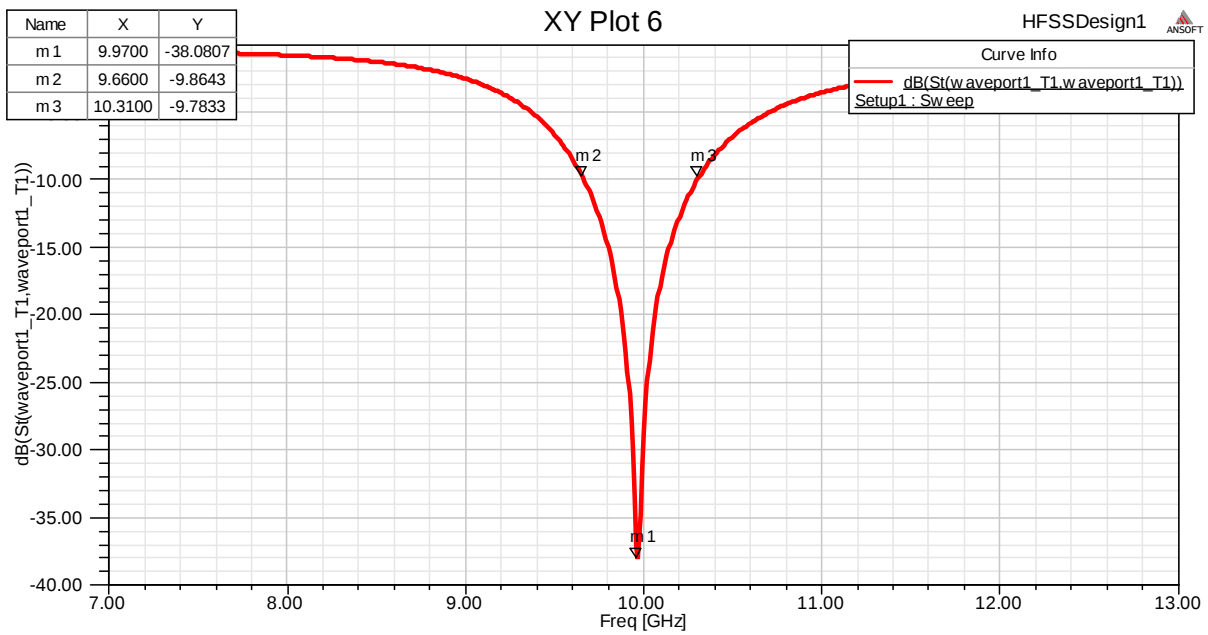
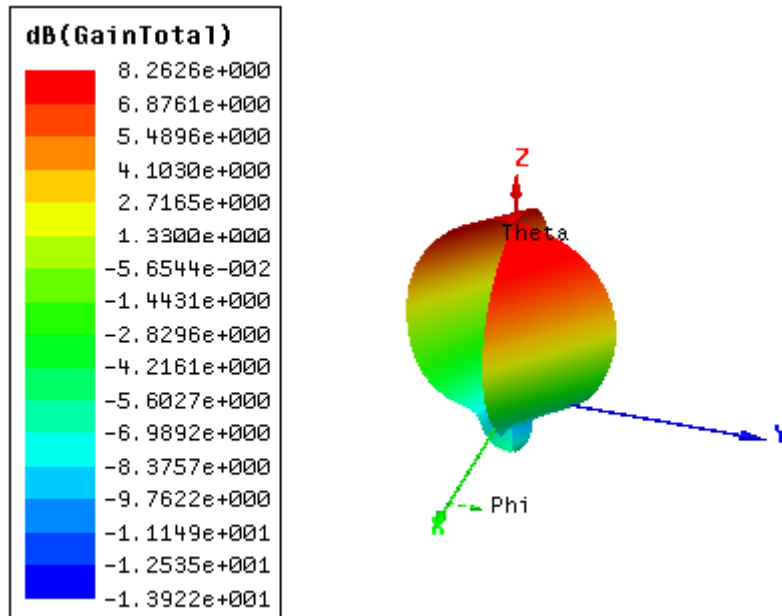


Figure 3. 23: Amplitude du coefficient de réflexion d=15 mm

La fréquence de résonance est $f_{rés} = 9.97$ GHz.

Avec un niveau de transmission de l'ordre de -38.08 dB.

La bande passante à -10db LB=6.51% ($f_i=9.66$ GHz, $f_s=10.31$ GHz).



(a)

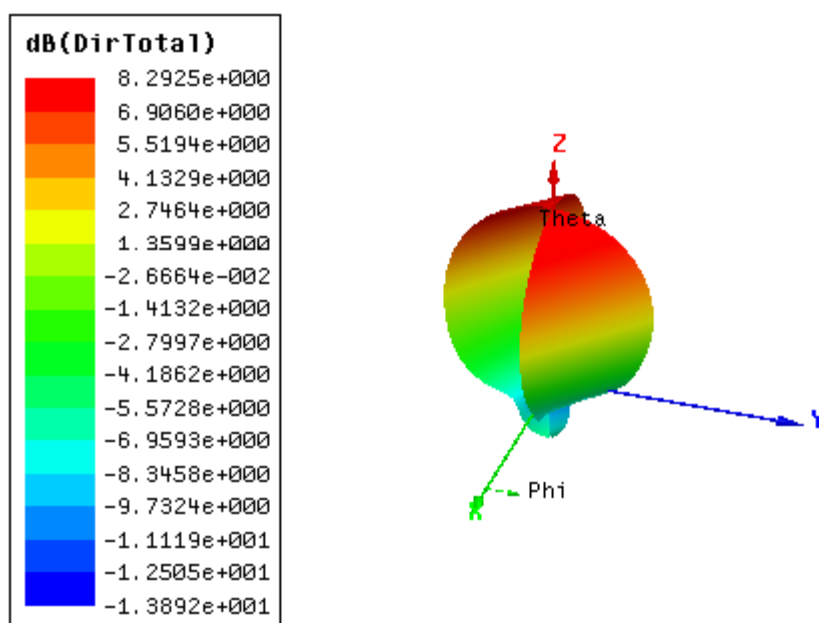
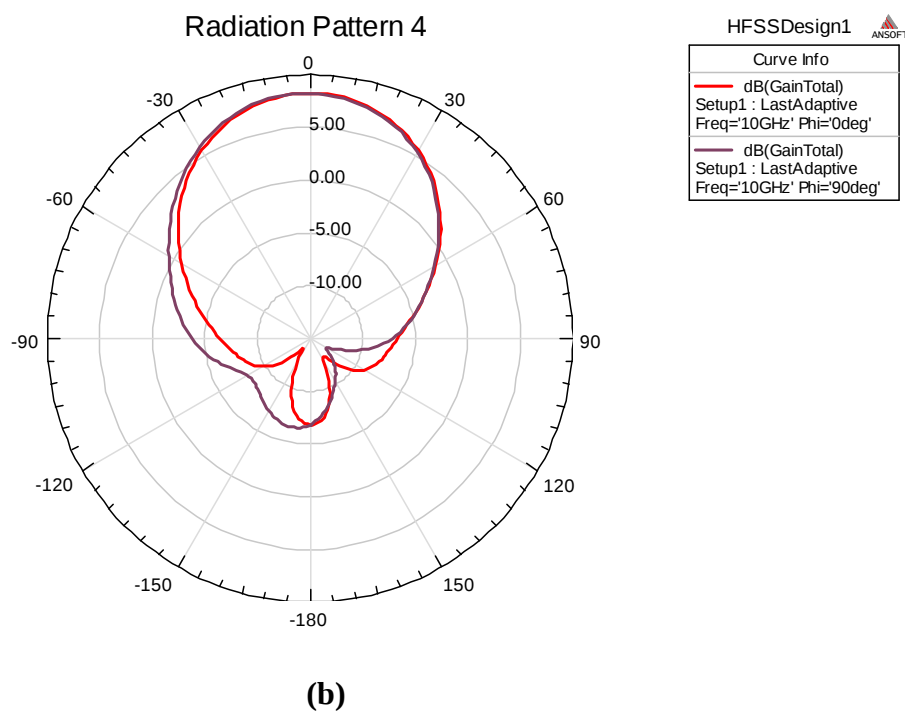


Figure 3. 24: Diagramme de rayonnement $d=15\text{mm}$ (a) 3D (b) 2D (c) directivité

Le gain maximal de cette antenne est de l'ordre de 8.26 dB et une directivité de 8.29dB

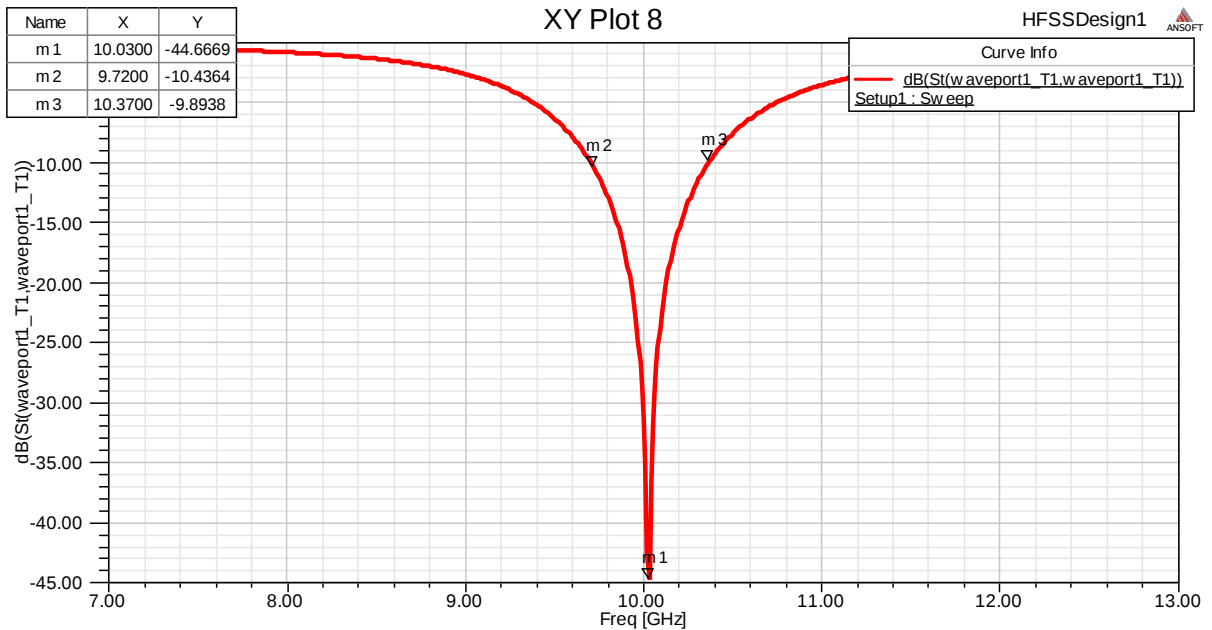
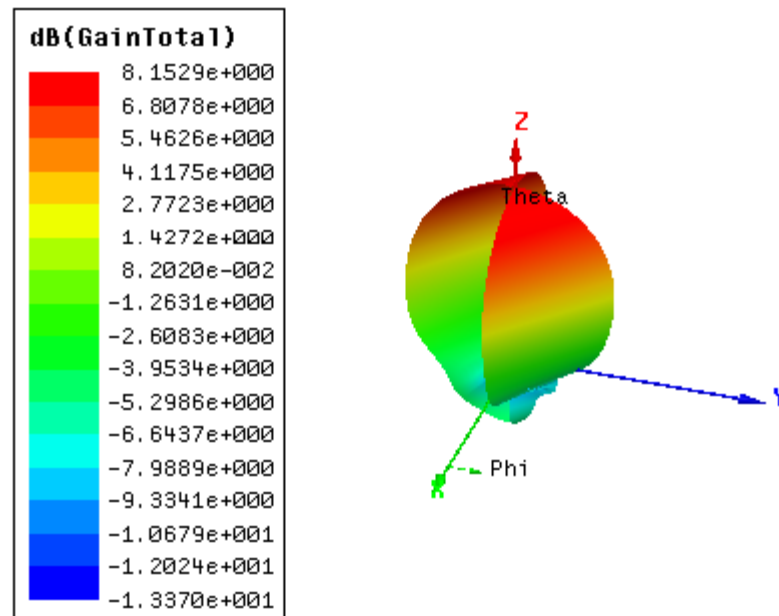
4^{eme} cas : d= 20 mm

Figure 3. 25: Amplitude du coefficient de réflexion d=20 mm

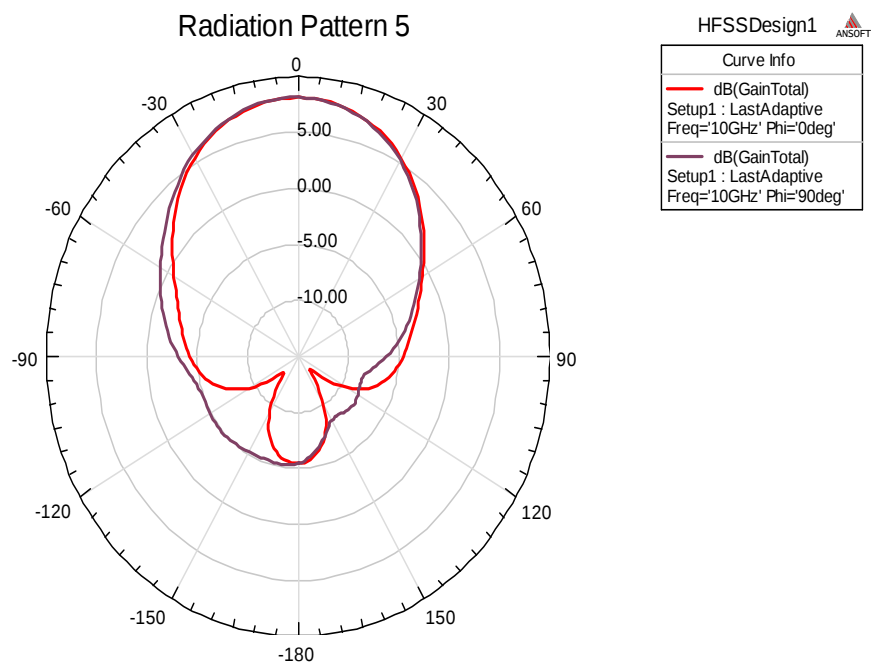
La fréquence de résonance est $f_{rés} = 10.03$ GHz.

Avec un niveau de transmission de l'ordre de -44.66 dB.

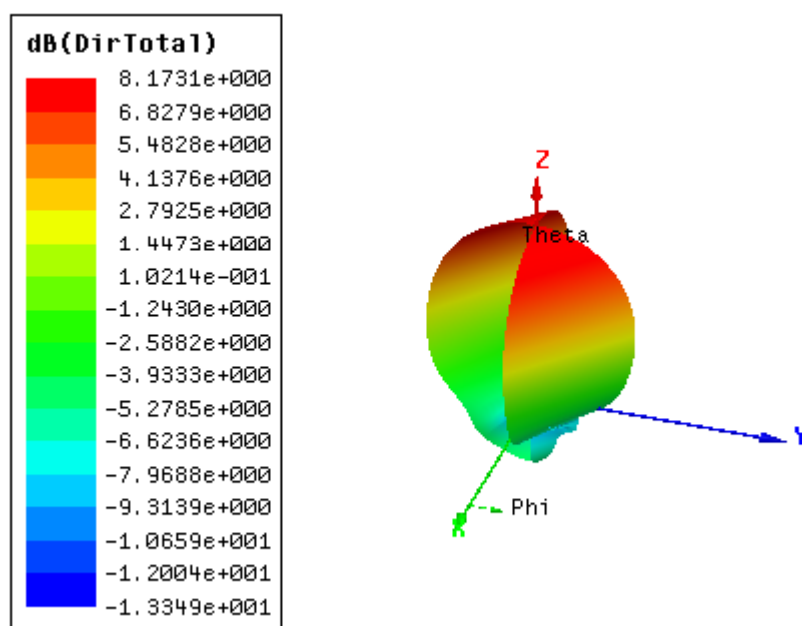
La bande passante à -10db LB=6.41% ($f_i=9.72$ GHz, $f_s=10.37$ GHz).



(a)



(b)



(c)

Figure 3. 26: Diagramme de gain $d=20$ mm (a) 3D (b) 2D (c) directivité

Le gain maximal de cette antenne est de l'ordre de 8.15 dB et une directivité de 8.17dB

	La fréquence de résonance (GHz)	L'atténuation (dB)	La bande passante a -10dB (%)	Gain maximale (dB)	Directivité (dB)
Patch à vide	9.97	-21.41	2.25	7.35	5.32
Métamatériaux a distance 5mm	10.14	-25.85	6.31	7.41	7.42
Métamatériaux a distance 10mm	10.01	-17.71	5.09	8.26	8.31
Métamatériaux a distance 15mm	9.97	-38.08	6.51	8.26	8.29
Métamatériaux a distance 20mm	10.03	-44.66	6.4	8.15	8.17

Tableau 3. 1: tableau récapitulatif des résultats des paramètres caractéristiques de l'antenne patch rectangulaire.

D'après le tableau on remarque :

- une amélioration de la bande passante qui passe de 2.25% à 6.51% pour l'antenne à base de metamateriaux.
- l'augmentation de la directivité (de 5.32dB à 8.31dB)
- meilleure adaptation de l'antenne (le coefficient de reflexion passe de -21.41 dB à -44.66 dB)
- Une légère augmentation du gain (de 7.35Db à 8.26 dB)

Influence du substrat les caractéristiques de l'antenne :

Nous avons considère le cas $d=20\text{mm}$

1^{er} cas Effet de la permittivité : $\epsilon_r = 4.4$ (FR4)

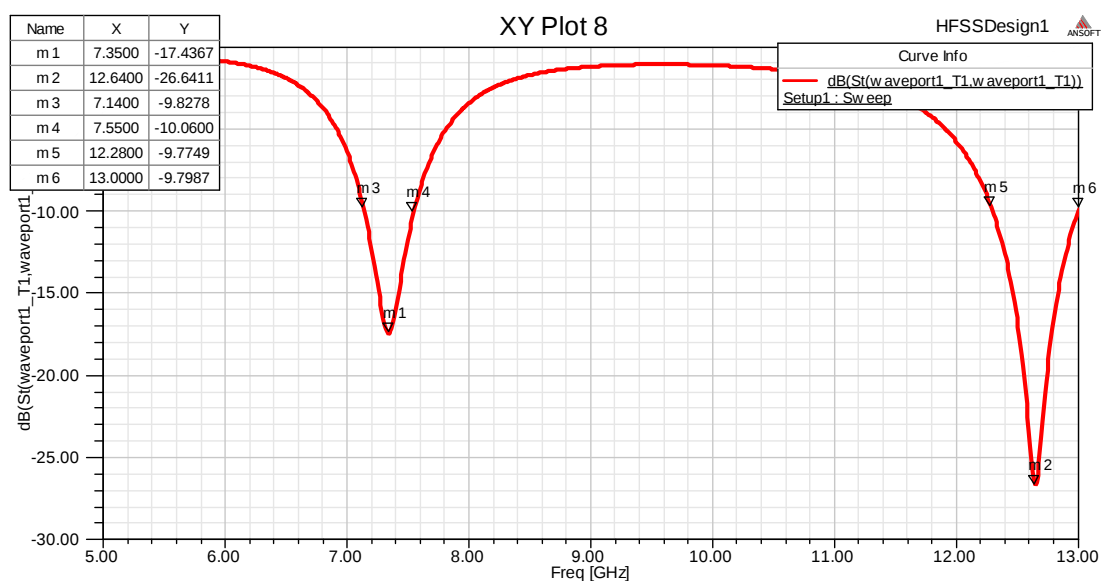


Figure 3. 27: Amplitude du coefficient de réflexion (FR4)

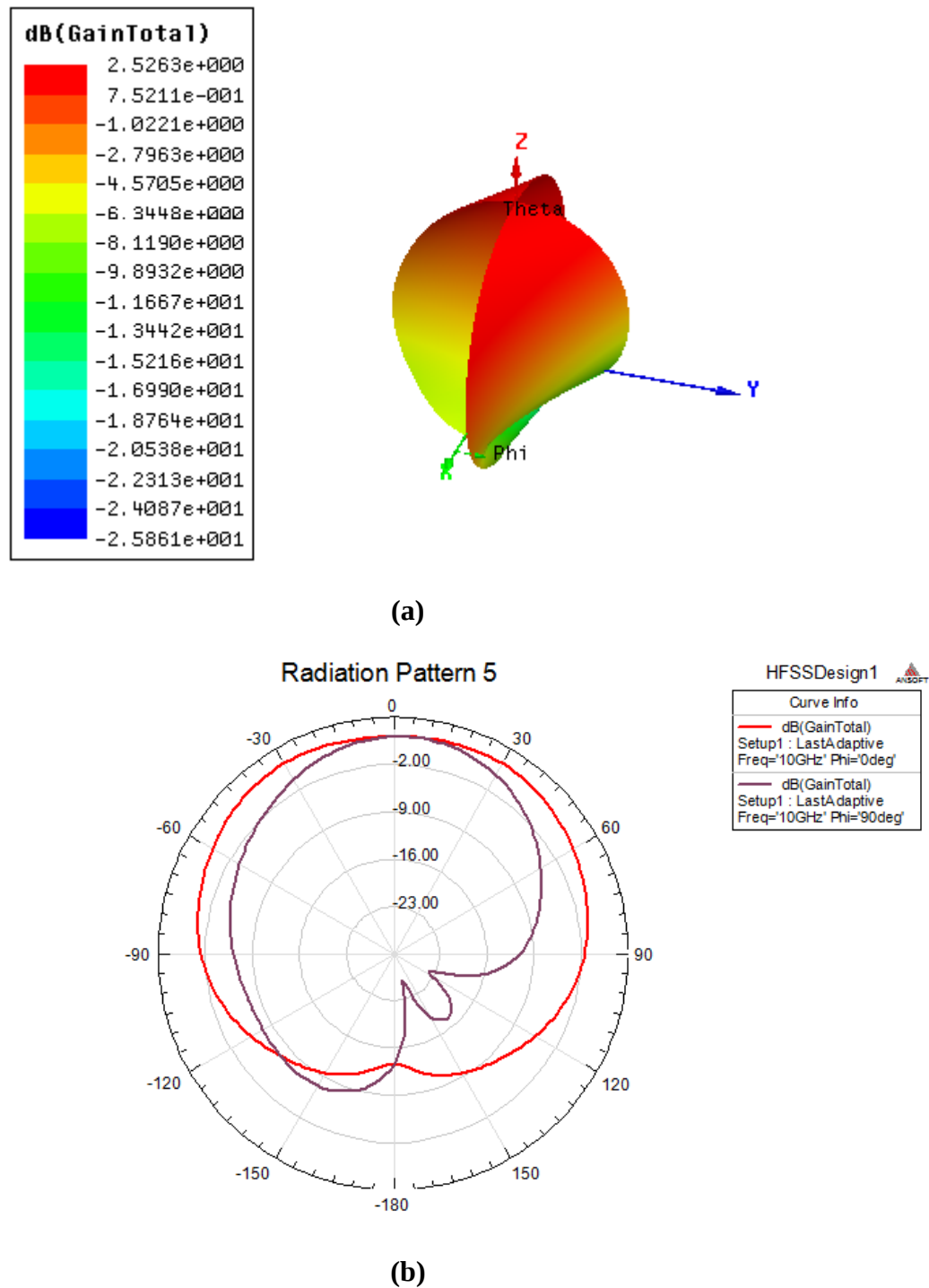


Figure 3. 28: Diagramme de gain (a) 3D (b) 2D

Les résultats de l'antenne simulée sur le substrat Duroid 5880 présentent un bon coefficient de réflexion et un gain satisfaisant par rapport au substrat Epoxy FR4. Le rayonnement est moins important pour les constants diélectriques élevés.

Le Duroid 5880 est un meilleur substrat pour la réalisation des antennes.

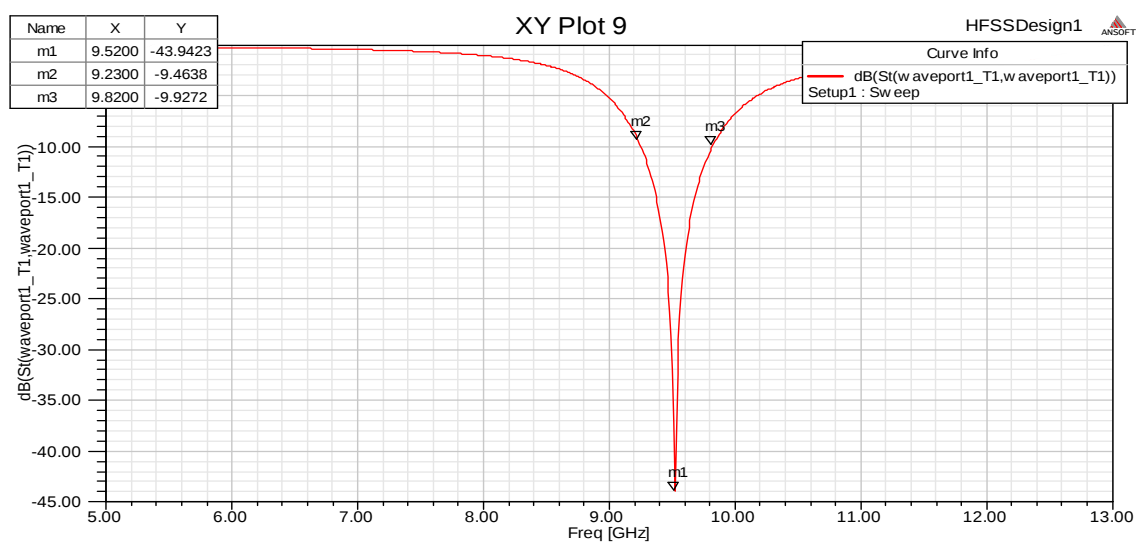
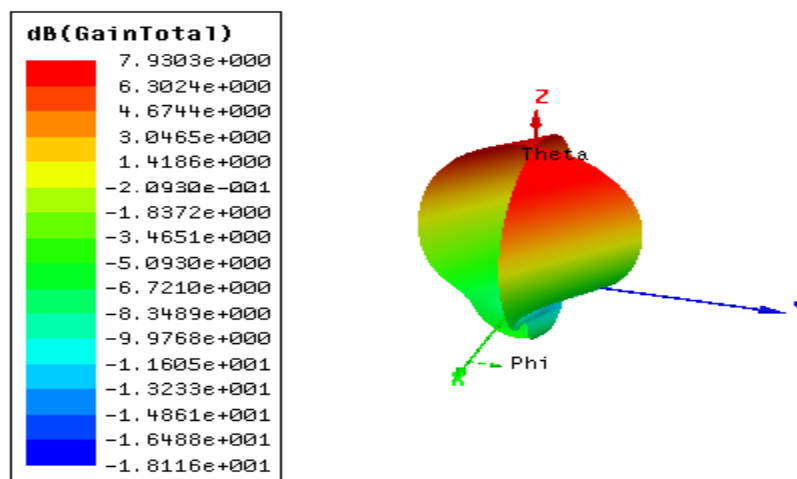
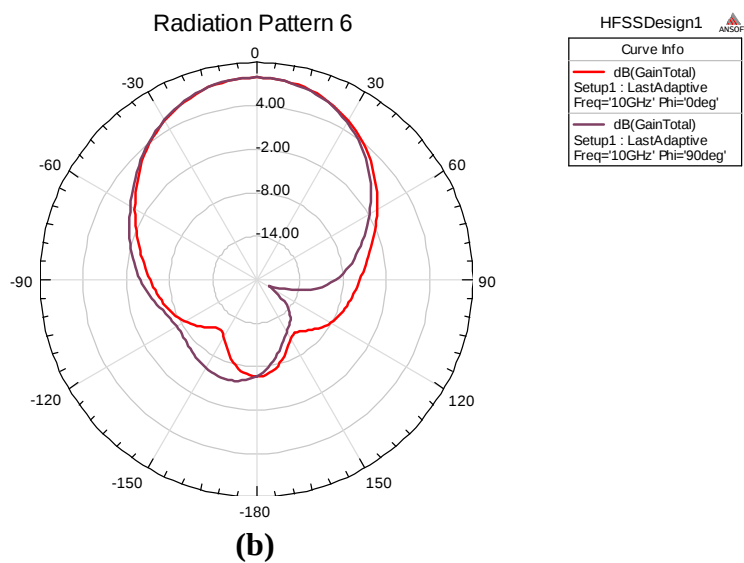
2^{ème} cas Effet de l'épaisseur du substrat : h=2mm

Figure 3. 29: Amplitude du coefficient de réflexion du substrat : h=2mm



(a)



(b)

Figure 3. 30: Diagramme de gain (a) 3D (b) 2D

III.7 Interprétation des résultats :

1er cas : changement du substrat

- La fréquence a augmenté de 10Ghz à 12.64 Ghz et la bande passante est presque la même 5.6%, mais on remarque l'apparition d'une autre fréquence parasite de valeur de 7.35Ghz dû à la **grande** perte au niveau du FR4
- Un faible rayonnement de l'ordre de 2.52 Db
- Une adaptation faible (-25 Db pour FR4 et -44 pour Durroid)

On peut dire que les résultats de l'antenne simulée sur le substrat Durroid 5880 présentent un bon coefficient de réflexion et un gain satisfaisant par rapport au substrat Epoxy FR4. Le rayonnement est moins important pour les constants diélectriques élevés.

Le Duroid 5880 est un meilleur substrat pour la réalisation des antennes.

2^{ème} cas : quand on fait varier l'épaisseur du substrat h de 1.52 mm à 2mm :

On observe un petit décalage de la fréquence de résonance $f_r=9.52$ ghz avec une bande passante de 6%, d'où le rayonnement est satisfaisant.

III.8 Conclusion

Ce chapitre décrit la conception et la simulation d'une antenne à base de métamatériaux par le logiciel de la simulation HFSS.

Dans un premier temps, nous avons donné un bref aperçu sur le logiciel de simulation suivi par une étude paramétrique des éléments constituant quelques métamatériaux. Une cellule métamatériaux à indice de réfraction négatif a été choisie pour être l'élément unitaire à la conception d'une grille de (3x4) éléments qui sera placée au dessus de l'antenne. La position de la grille par rapport à l'antenne a été optimisée afin d'avoir les meilleures performances en bande passante, adaptation et gain

Le logiciel a prouvé une grande polyvalence à l'étude de ce type de structure. La contrainte majeure rencontrée lors de la simulation et la durée d'exécution qui est très longue.

III.9 Bibliographie Chapitre III

- [1] Ansoft HFSS 9.1 User Manual.pdf
- [2] S. N. Burokur, M. Latrach, et S. Toutain. “Analysis, design and testing of Split Ring Resonators for applications in the X-band”, 27 th ESA Antenna Technology Workshop on Innovative Periodic Antennas : Electromagnetic Bandgap, Left-Handed materials, Fractal and Frequency Selective Surfaces, Santiago de Compostela, March 2004.
- [3] Nawaz BUROKUR, “Mise en œuvre de métamatériaux en vue d’application aux circuits microondes et aux antennes”. Thèse de Doctoat, novembre 2005.
- [4] Thibaut DECOOPMAN, “Multiplicateurs de fréquences et métamatériaux en technolgie Finline” Thèse de doctorat, Octobre 2004.
- [5] S. Anantha Ramakrishna, T. M. Grzegorzcyk, “Physics and applications of negative refractive index materials”, CRC press, 2009.

Conclusion

Générale

Conclusion générale :

L'objectif de ce mémoire était d'étudier les effets des matériaux composites (metamatériaux) sur les caractéristiques d'une antenne patch. Pour commencer nous avons étudié dans le premier chapitre plusieurs type de metamateriaux électrique (SRR carrée, SRR carrée) et magnétique (les tiges, les résonateurs en « S »). Les metamateriaux exhibent des permittivités et des perméabilités négatives simultanément qui correspondent à un indice de réfraction négatif. Cela peut être réalisé à partir d'un motif SRR qui présente une polarisabilité électrique et magnétique, possédant des valeurs négatives dans la bande de résonance. Cette bande est très étroite correspond à un phénomène de dispersion négatif.

Dans le second chapitre nous avons présenté un état de l'art sur les antennes et en particulier les antennes patch. Ces derniers présentent les avantages d'une ligne micro ruban (faible masse, faible encombrement, structure plane, faible coût) et la facilité de créer un réseau de quelques dizaines d'éléments. Cependant, leur bande passante reste faible (quelques pourcents), leur gain reste moyen (~ 30 dB pour les réseaux) et elles ne sont pas capables de transmettre une puissance de plus de quelque dizaines de watts.

Dans le troisième chapitre nous avons appliquée les métamatériaux aux structures rayonnantes.

La technique pour améliorer les performances d'une antenne patch est aussi suggérée. Cette technique consiste a placée le métamatériau main gauche au dessus de l'antenne. Le comportement de l'antenne métamatériau en fréquence est analysé et ses diagrammes de rayonnement sont obtenus par simulation sur HFSS .Les résultats obtenus en simulation sont satisfaisante et ont montré une nette amélioration dans les performances de l'antenne. Enfin, Il nous reste encore un effort considérable d'analyse et de simulation à effectuer afin de maîtriser les divers modes possibles et les fréquences de coupure en vue d'exploiter au mieux ces structures.

Références Bibliographiques

Bibliographies

INTRODUCTION GENERALE :

- [1] Mondher labidi (Conception et application des métamatériaux pour des circuits RF), Université de Carthage Ecole Supérieure des Communications de Tunis, SUP'COM, 2012
- [2] Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes IETR - UMR CNRS 6164
Département Antennes & Dispositifs Hyperfréquences Equipe Systèmes Rayonnants Complexes,
Université de Rennes 1

CHAPITRE I :

- [1] A.Hartstein, E. Burstein, A. A. Maradudin, R. Bruwer, and R. F. Wallis, " Surface polaritons on semi-infinite gyromagnetic media ". Journal of Physics C : Solid State Physics, vol. 6, no. 7, pp. 1266-1276, April 1973.
- [2] R. E. Camley and D. L. Mills, " Surface polaritons on uniaxial antiferromagnets ", Physical Review B, vol. 26, pp. 1280-1287, 1982.
- [3] Anne F. de Baas, Sergei Tretyakov, " Nanostructured Metamaterials \Exchange between experts in elec- tromagnetics and material science ", 19-20, 51, 2010.
- [4] Shah Nawaz Burokur «Mise en oeuvre de m_etamat_eriaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes», Thèse de doctorat NANTES, novembre 2005.
- [5] M. Notomi, "Negative refraction in photonic crystals", Optical and Quantum Electronics, vol. 34, no. 1-3, pp. 133–143, January 2002.
- [6] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ", Soviet Physics USPEKHI, vol. 10, no. 14, pp. 509–514, January-February 1968.
- [7] El Abdellaoui Youssra, Meunier Thomas "Fabrication de cristaux photoniques 3D:« BANDE INTERDITE » Rapport de projet tuteuré, Université Nice Sophia Antipolis, 2013/2014
- [8] http://fr.wikipedia.org/wiki/Onde_de_Bloch
- [9] J. B. Pendry, D. J. Robbins, and W. J. Stewart. "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 47(11):2075–2084, 1999.
- [10] 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.
- [11] P. Gay-Balmaz and O. J. F. Martin, " Efficient isotropic magnetic resonators ", Applied Physics Letters, vol. 81, no. 5, pp. 939-941, July 2002.
- [12] Christophe Caloz, Tatsuo Itoh, " Electromagnetic metamaterials : Transmission line theory and microwave applications ", 2-9, 2006
- [13] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart. «Low frequency plasmons in thin-wire structures.» J. Phys. Cond. Matter. 10, 1998: 4785-09.
- [14] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart. «Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena.» IEEE Trans. Microw. Theory Techn.47, 1999: 2075-2084.
- [15] D.R. Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser, S. Schultz. «Composite medium with simultaneously negative permability and permittivity.» Phys. Rev. Lett .84, 2000: 4184-4187
- [16] Sébastien Guenneau, Stefan Enoch et Ross McPhedran, " Les ondes sous l'emprise des métamatériaux ", magazine "pour la science ", no.409,pp. 60-61, Novembre 2011.
- [17] J. B. Pendry, " Negative refraction makes perfect lens ", Phys. Rev. Lett., vol. 85, pp. 3966-3969, 2000.

- [18] Récardo Marqués, Ferran Martin, and Mario Sorolla, " Metamaterial with negative parameters ", Book, pp. 27, 2008.

CHAPITRE II :

- [1] P. F. Combes, « Micro-ondes tome II – Circuits passifs, propagation, antennes », Dunod, 1997, 2-10-002753-0.
- [2] Maurice Bellanger « les antennes, Théorie, conception et applications » Dunod, Paris , 2009, 978-2-10-054245-1
- [3] Alexandre Boyer « Antennes » support de cours, enonce de travaux dirigés ,Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse 5^{ème} année réseau et télécom, octobre 2011.
- [4] K. Hirasawa and M. Haneishi, “*Analysis, design, and measurement of small and low-profile antennas*”. Artech House, 1992
- [5] Guillaume Villemaude. Cours d’antenne. 5^{ème} année du Département Génie Électrique.
- [6] M. Brzeska, G. A. Chakam, « Modelling of the coverage range for modern vehicle access systems at low frequencies », 37th European Microwave Conference, October 2007, Munich, Germany
- [8] Sofian TEBACH « Méthodes de caractérisation hyperfréquences des antennes imprimées» Thèse de magister ,Université de Biskra. 2013.
- [9] Constantine A. Balanis, “*Antenna theory analysis and design*”, A John Wiley & Sons, INC Publication, Third Edition. Hoboken, New Jersey 2005.
- [10] J. L. Volakis, A. Chatterjee, and L. C. Kempel, "Finite element method for electromagnetics: Antennas, microwave circuits and scattering applications", IEEE press, NY, 1998.
- [11] A.D. Greenwood and J. M. Jin, "Finite element analysis of complex axisymmetric radiating structures", IEEE Transactions on Antennas Propagation, Vol. 47, no 08, pp.1260-1266, Aug. 1999.
- [12] Z. Lou and J. M. Jin, "Finite element analysis of phased array antennas", Microwave Optical Technologic Letters, Vol. 40, no 6, pp. 490-496, March 2004.
- [13] R. C. Boutout, JR, “*Computational methods for electromagnetic and microwaves*”, wiley-Interscience publication, New York, Wiley 1990.

CHAPITRE III :

- [1] Ansoft HFSS 9.1 User Manual.pdf
- [2] S. N. Burokur, M. Latrach, et S. Toutain. “Analysis, design and testing of Split Ring Resonators for applications in the X-band”, 27 th ESA Antenna Technology Workshop on Innovative Periodic Antennas : Electromagnetic Bandgap, Left-Handed materials, Fractal and Frequency Selective Surfaces, Santiago de Compostela, March 2004.
- [3] Nawaz BUROKUR, “Mise en œuvre de métamatériaux en vue d’application aux circuits microondes et aux antennes”. Thèse de Doctorat, novembre 2005.
- [4] Thibaut DECOOPMAN, “Multiplicateurs de fréquences et métamatériaux en technologie Finline” Thèse de doctorat, Octobre 2004.
- [5] S. Anantha Ramakrishna, T. M. Grzegorzczak, “Physics and applications of negative refractive index materials”, CRC press, 2009.

Résumé

Les métamatériaux électromagnétiques sont des matériaux composites artificiels comme des structures électromagnétiques homogènes avec des propriétés inhabituelles. Ce sont des structures avec une permittivité et perméabilité négatives obtenus par l'association des tiges métalliques avec RAFs.

Une des applications des métamatériaux est les antennes rectangulaires ou patch. Une antenne patch est une ligne microbande de forme particulière (rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle...etc.). Il est formé d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique dont la surface porte un élément métallique.

Par simulation sous HFSS (Hyper Fréquences Structure Système) sur un métamatériaux à un indice de réfraction négatif d'une antenne patch comme substrat à permis d'augmenter le gain et diminuer la perte.

Mots clés : Métamatériaux, Perméabilité négative, Permittivité négative, Indice de réfraction négatif, RAF, Tige métallique fin, Antenne patch.

Abstract

Electromagnetic Metamaterials are artificial composite material as homogeneous electromagnetic structures with unusual properties, structures with negative permittivity and permeability that we get from the association of metal stems with SRRs.

One of several uses of metamaterials is applying it on rectangular antennas or patches, a patch antenna is a special form of microstrip line (rectangular, square, circular or simply a dipole ... etc.). It is a ground plane and a dielectric substrate which surface carry and a metal element.

by the simulation with HFSS (Hyper Frequencies Structure System) we applied metamaterials with a negative refractive index on the patch antenna as a substrate, this can increase the gain and reduce loss as well as improve the adaptation of the antenna.

Keywords: Metamaterials, negative permeability, negative permittivity, negative refraction index, RAF, Thin metallic Stem , patch antenna.

المخلص

توائم المعادن الكهرومغناطيسية هي مواد مصطنعة و مركبة (التي لا توجد في الطبيعة) مثل الهياكل الكهرومغناطيسية المتجانسة مع بعض الخصائص الغير عادية، وتركيبات لها سماحية سلبية وقابلية سلبية أيضا والتي يمكن أن نتحصل عليهم من الربط بين العصا المعدنية مع RAFs.

واحدة من عدة استخدامات توائم المعادن هي تطبيقها على الهوائيات المستطيلة أو الهوائي باتش . الهوائي باتش هو خيط صغير الشريط بشكل جزئي (مستطيل، مربع، دائري او بكل بساطة ثنائي القطب.. الخ) ، يتكون من ارضية مسطحة ومادة ركيزية عازلة مع عنصر معدني .

باستخدام المحاكاة مع برنامج HFSS (نظام بنية الترددات العالية) نقوم بتطبيق توائم المعادن ذات قرينة الانكسار السلبية على الهوائي باتش مثل احد المواد. هذا يسمح بزيادة الكسب وتنقيص الضياع فضلا عن تحسين مجال التدفق