

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Universite Freres Mentouri Constantine
Faculte Des Sciences De La Technologie
Departement D'electronique

THESE

Pour l'obtention de diplôme de doctorat

Présentée par

Melle GAMOUH SAMIA

Pour l'obtention du diplôme de Doctorat en Electronique
Option Biocapteurs

Intitulée :

**ETUDE DES METAMATERIAUX ET LEURS APPLICATIONS
DANS LES SYSTEMES MICRO-ONDES**

Soutenu le 10 /07/2017

Devant le jury composé de :

Mr A.BENSLAMA	Professeur U.Freres Mentouri	Président
Mr A.Chaabi	Professeur U.Freres Mentouri	Rapporteur
Mr D.BENATIA	Professeur U.Batna 2	Examineur
Mr M.BOUCHEMAT	Professeur U.Freres Mentouri	Examineur
Mr R.MHAMEDI	Professeur U.Batna 2	Examineur

Remerciements

Gloire et louange à Dieu, le Tout Puissant, qui m'a éclairé le bon chemin, et m'a donné courage et persévérance pour l'accomplissement de ce projet, qui représente une étape conséquente dans mon parcours professionnel.

Je tiens d'abord à remercier mon directeur de thèse M. Abdelhafid CHAABI, Professeur à l'Université des frères Mentouri de Constantine pour m'avoir fait bénéficier de ses grandes connaissances scientifiques ainsi que pour le temps, la patience qu'il m'a accordé et les précieux conseils qu'il m'a généreusement prodigué.

Je remercie également Mr. Abdelmalek BENSELAMA, Professeur à l'Université des Frères Mentouri de Constantine, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.

J'adresse aussi mes remerciements aux examinateurs Mr. Mohamed BOUCHEMAT, Professeur à des Frères Mentouri de Constantine, Mr. Djamel BENATIA, Professeur à l'Université Batna 2, et M. Ramdane MHAMEDI, Professeur à l'Université Batna2, pour avoir accepté de juger ce travail, et qui me font l'honneur d'être membres de ce Jury.

J'exprime ma profonde gratitude à Dr. Maamar SEDRATI, et Dr Chahra BOUKAOUS, pour l'aide qu'ils m'ont prodigué lors de la préparation et de la rédaction de ce manuscrit

Une pensée particulière à ma famille, surtout mon père et ma mère.

Diverses personnes ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail de thèse, je tiens à leur exprimer également mes sincères remerciements

Résumé

Les métamatériaux prennent de l'ampleur ces dernières années. Les nouvelles propriétés permettent d'envisager la réalisation de nouveaux composants électroniques aux fonctionnalités inédites.

L'utilisation de ces matériaux offre des avantages tels que la réduction du poids et de l'encombrement, ce qui est bénéfique pour leur intégration dans un système électronique.

Dans ce mémoire, on s'est intéressé à la simulation des dispositifs microondes à base des métamatériaux. Plusieurs dispositifs (Antennes, biocapteurs) ont été conçus et analysés à l'aide du logiciel HFSS.

Ce travail s'articule autour de deux axes majeurs : Le premier axe présente les nouvelles architectures d'antennes inspirées des métamatériaux. Les résultats obtenus montrent un comportement multifréquence ainsi que l'obtention de diagrammes de rayonnement de formes différentes, ce qui permet à ces structures d'être de bons candidats pour les applications dans les systèmes de communication sans fil. Le second axe, propose un biocapteur à base de métamatériau. La simplicité et la rapidité d'analyse sont les principaux avantages de ce biocapteur.

Abstract

Metamaterials are gaining momentum in recent years. The new properties allow to consider the development of new electronic components for new applications.

The use of these materials offers advantages such as reducing weight and bulk, which is beneficial for their integration into an electronic system.

In this thesis, we are focused in the simulation of the microwaves metamaterial devices. Various components (antennas, biosensors) were designed, simulation was made using software HFSS.

This work is structured around two major axes: The first axis deals with the design of metamaterials inspired – antennas. The results obtained show a multifrequency component as well as obtaining radiation patterns of different shapes, which allows these structures to be good candidates for applications in wireless communication systems. The second axis presents metamaterial-based biosensor. Simplicity and speed of analysis are the main advantages of a biosensor

ملخص

في السنوات الاخيرة الميتامتريو اخذت مكانا كبيرا في عملية البحث لما لهذه المواد الجديدة من خصائص مميزة التي تسمح بتطوير مكونات الكترونية جديدة لتطبيقات جديدة.

استخدام هذه المواد يوفر مزايا مثل خفض الوزن والازدحام والذي هو مفيد لإدماجها في اي نظام الكتروني.

في هذه الاطروحة، ركزنا اهتمامنا على محاكاة الاجهزة ميكروويف التي تمثل مختلف الوظائف الالكترونية وقد تم تصميم العديد من المكونات المختلفة مثل الهوائيات وبيومنتقطات. وكل ذلك باستخدام التقنية الجديدة ميتمتريال. تمت المحاكاة باستخدام برنامج

HFSS وقد قدمت نتائج المحاكاة ومناقشتها.

ويستند هذا العمل على محورين : المحور الاول يعرض ابنية جديدة لهوائيات مستوحاة من ميتامتريو. أظهرت النتائج سلوك متعدد التردد والحصول على أنماط الإشعاع مختلفة الأشكال، مما يسمح لهذه الهياكل أن يكون مرشحا جيد للتطبيقات اللاسلكية. المحور الثاني يعرض جهاز الاستشعار البيولوجي. بساطة وسرعة التحليل هي الميزة الرئيسية لهذا جهاز

Remerciements	I
Résumé	II
Abstract	II
ملخص	II
Sommaire	III
Liste des Figures	VIII
Liste des Tableaux	X
Symboles et abréviations	XI
Introduction générale	1
Chapitre I : Théorie des métamatériaux et domaines d'application	5
1.1 Introduction.....	6
1.2 Concepts généraux.....	7
1.2.1 La perméabilité.....	7
1.2.2 La permittivité.....	7
1.2.3 Vitesse de phase et vitesse de groupe.....	8
1.2.4 Indice de réfraction.....	9
1.2.5 Propagation électromagnétique dans un milieu homogène.....	9
1.2.5.1 Equations de Maxwell.....	9
1.2.5.2 Equation de propagation.....	10
1.2.6 Propagation d'ondes électromagnétiques dans les métamatériaux.....	12
1.2.7 Classification des matériaux en fonction de leurs permittivités et perméabilité.....	13
1.2.8 Matériaux à Indice Négatif.....	14
1.2.9 Quelques propriétés électromagnétiques des métamatériaux.....	16
1.2.10 Terminologie [26].....	17
1.3 Métamatériaux.....	17
1.3.1 Métamatériaux à bande interdite photonique.....	18
1.3.2 Métamatériaux avec une permittivité négative.....	19
1.3.3 Métamatériaux avec une perméabilité négative.....	20
1.3.4 Métamatériaux avec ϵ et μ négatives.....	24
1.4 Domaines d'application.....	24
1.4.1 Domaine optique & nanotechnologies.....	25
1.4.1.1 Lentilles parfaites.....	25
1.4.1.2 Cape d'invisibilité.....	27
1.4.2 Défense et sécurité.....	27
1.4.3 Technologies de l'information et de la communication.....	28
1.5 Conclusion.....	28
Chapitre II : Conception et analyse des éléments constituant les métamatériaux	29
2.1. Introduction.....	30
2.2 Milieu effectif.....	31

2.3	Signification physique des paramètres effectifs.....	31
2.3.1.	Permittivité complexe	31
2.3.2.	Perméabilité complexe	32
2.3.3.	Indice de réfraction	32
2.3.4.	Impédance complexe.....	32
2.4	La modélisation des structures MMA.....	33
2.4.1	Modélisation analytique	33
2.4.1.1	Théorie de milieu effectif	33
2.4.1.1.1	Theorie Clausius-Mossotti	34
2.4.1.1.2	Modèle de Maxwell Garnett :	34
2.4.1.1.3	Modele de Bruggeman	35
2.4.1.2	Modèle en circuit résonnant	35
2.4.1.2.1	Modèle équivalent en termes d'éléments localisés (L et C)	35
2.4.1.2.2	La modélisation par ligne de transmission	36
2.4.2	Simulation numérique de métamatériaux.....	38
2.4.2.1	Méthode des éléments finis	38
2.5	Extraction des paramètres effectifs	40
2.6	Étude des cellules unitaires MMA.....	42
2.6.1	Etapas de simulation.....	43
2.6.2	Résonateur à activité électrique	44
2.6.2.1	Tiges continues.....	45
2.6.2.2	Résonateur ELC.....	47
2.6.3	Résonateur à activité magnétique.....	49
2.6.3.1	résonateur en anneau fendu RAF	49
2.6.3.1.1	RAF CARRE.....	49
2.6.3.1.2	La cellule SRR U.....	52
2.6.4	Métamatériaux à indice de réfraction négatif	54
2.7	Conclusion.....	56
Chapitre III : Application du métamatériau dans le domaine des antennes		57
3.1.	Introduction.....	58
3.2	Généralités sur les antennes imprimées	59
3.2.1	Critères de choix d'une antenne	59
3.2.1.1	Représentation en quadripôles	59
3.2.1.2	Diagramme de rayonnement.....	60
3.2.1.3	Gain d'une antenne.....	60
3.2.1.4	Directivité d'une antenne.....	60
3.2.1.5	Rendement.....	61
3.2.1.6	Polarisation.....	61
3.2.1.7	Coefficient de réflexion S_{11} ou Γ	61
3.2.1.7.1	Adaptation et rapport d'onde stationnaire	61

3.2.1.7.2 Impédance d'entrée.....	62
3.2.1.8 Bande passante	62
3.2.2 Structure du patch.....	63
3.2.3 Elément rayonnant.....	63
3.2.4 Substrat.....	63
3.2.5 Techniques d'alimentation	64
3.3 Avantages et inconvénients des antennes patch	64
3.4 Modélisation de l'antenne patch.....	65
3.4.1 Méthode de cavité	66
3.4.2 Méthode de la ligne de transmission.....	66
3.5. Procédure de simulation	68
3.5.1. Dimensionnement.....	68
3.5.2 Choix de l'alimentation.....	68
3.5.3 Implantation dans le logiciel de simulation.....	69
3.6 Etude et conception des antennes.....	69
3.6.1. Antenne patch de référence	69
3.6.1.1 Géométrie de l'antenne	69
3.6.1.2 Modèle analytique.....	69
3.6.1.3 Simulation & Resultats.....	71
3.6.2 Antenne Multibande à fente de forme U.....	72
3.6.2.1 Spécifications géométriques.....	72
3.6.2.2 Circuit équivalent.....	74
3.6.2.3 Résultats.....	76
3.6.2.3.1 Coefficient de réflexion (paramètre S11) en fonction de la fréquence	76
3.6.2.3.2 Diagramme de rayonnement	77
3.6.3 Structure multicouches	79
3.6.3.1 Géométrie de la structure	79
3.6.3.2 Circuit Equivalent.....	80
3.6.3.3 Simulation & résultats	82
3.3.6.3.1 Étude paramétrique.....	82
3.6.3.3.1.1 Influence du substrat.....	82
3.6.3.3.1.2 Influence de la hauteur des substrats	87
3.6.3.3.1.3 Influence de la position du point d'alimentation	87
3.6.3.3.1.4 Influence de la couche d'air	88
3.6.3.4 Caractéristiques de rayonnement de l'antenne optimisée	89
3.6.3.4.1 La fréquence 4.2 GHz	89
3.6.3.4.2 La fréquence 7 GHz	90
3.6.3.4.3 La fréquence 8 GHz	90
3.7 Conclusion.....	91

Chapitre IV : Etude et simulation d'un Biocapteur à base de métamatériaux.....	92
4.1. Introduction et historique	93
4.2. Généralité sur les biocapteurs.....	94
4.2.1. Définition	94
4.2.2. La construction d'un Biocapteur	95
4.2.3 Caractéristiques des biocapteurs	95
4.2.4 Applications de Biocapteur	96
4.2.5 Classification des biocapteurs	97
4.2.6. Les différents types de biocapteurs.....	97
4.2.6.1. Biocapteurs piézoélectriques	97
4.2.6.2. Biocapteurs thermiques	97
4.2.6.3. Biocapteurs optiques.....	98
4.2.6.3.1 Biocapteurs mesurant l'absorbance	98
4.2.6.3.2 Biocapteurs mesurant la fluorescence	98
4.2.6.3.3 Biocapteurs à résonance plasmonique de surface (SPR)	98
4.2.6.4 Biocapteurs à base des métamatériaux.....	99
4.3. Etude et simulation des biocapteurs à base de métamatériaux résonants	100
4.3.1 Principe de bio-détection	101
4.3.2 Biocapteur à base de résonateur ELC	101
4.3.3 Modèle ELC en circuit résonant.....	102
4.3.3.1 Avant dépôt d'éléments biologiques	102
4.3.3.2 Apres dépôt d'éléments biologiques	103
4.3.4 Simulation Numérique	104
4.4. Conclusion.....	108
Conclusion générale.....	109
Références bibliographiques	112
Annexes.....	116
Annexe1	116
I. Introduction.....	116
II. L'interface HFSS.....	116
III. Le processus de HFSS	117
IV. Création des projets	118
V. Types de solution dans HFSS	120
VI. Excitation d'une structure.....	121
VII. Conditions aux limites	122
VIII. Génération des rapports	122
IX. Les étapes à suivre pour créer une excitation	123
Annexe2	127

Liste des Figures

Figure 1. 1: Représentation vectorielle d'une onde plane. (a) Milieu main droite. (b) Milieu main gauche	13
Figure 1. 2: Propagation d'une onde plane à travers un milieu selon le signe de ces paramètres constitutifs (permittivité et perméabilité).....	14
Figure 1. 3: Représentation dans le plan complexe des arguments de ϵ_r , μ_r , de leur produit et de $n..$	16
Figure 1. 4: comportement des rayonnements dans les métamatériaux et milieux ordinaire.....	16
Figure 1. 5: Représentation schématique de cristaux photoniques 1D, 2D, 3D.....	18
Figure 1. 6: Structure fils fins présentant ϵ négative/ μ positive quand $E \parallel z$	19
Figure 1. 7: la perméabilité effective du milieu en fonction de la fréquence.....	20
Figure 1. 8: Structure RAF présentant μ négative/ ϵ positive quand $H \parallel y$	21
Figure 1. 9: Variations de la perméabilité en fonction de la fréquence de travail	22
Figure 1. 10: Motif bidimensionnel du RAF proposé par Balmain et Martin	22
Figure 1. 11 : Motif tridimensionnel proposé par Balmain 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.....	23
Figure 1. 12: Modèle du circuit équivalent du RAF : (a) Configuration d'un RAF double. (b) Configuration simple d'un RAF.	23
Figure 1. 13: Association d'un réseau de tiges avec des SRR périodiques.....	24
Figure 1. 14: Applications des métamatériaux.	25
Figure 1. 15: Image virtuelle reproduite pour un milieu MD et un milieu MG.....	26
Figure 1. 16: Diagramme d'amplitude pour une harmonique de Fourier évanescence pour une lentille parfaite. L'amplitude suit les courbes $\exp(\pm ax)$	26
Figure 1. 17: La cape d'invisibilité de J.Pendry.....	27
Figure 2. 1: Etapes de l'analyse d'un problème de limites.....	30
Figure 2. 2: La cellule unité représentative du milieu modélisé par la théorie de Maxwell-Garnett...	34
Figure 2. 3: homogénéisation dans la théorie de Bruggeman : rôle symétrique des constituants	35
Figure 2. 4: (a) Exemples des résonateurs en anneaux fendus, (b) circuit équivalent	36
Figure 2. 5: Schéma équivalent de la cellule unitaire : (a) d'une ligne classique (main droite) et (b) duale (main gauche).....	37
Figure 2. 6: Maillage bidimensionnel d'une structure comportant des sphères.....	39
Figure 2. 7: Modélisations par éléments finis de structures.....	39
Figure 2. 8: Quelques types d'éléments.	40
Figure 2. 9: Représentation et dimensions d'une unité de cellule de la forme tige	45
Figure 2. 10: (a) Coefficients de réflexion et de transmission en dB ; (b) Parties réelle et imaginaire de la permittivité effective (réseau de tige)	46
Figure 2. 11: (a) Représentation et dimensions du résonateur ELC, $d= 6 \text{ mm}$, $b = 0,3 \text{ mm}$, $g = 0,45 \text{ mm}$ et $l_0 = 2 \text{ mm}$; (b) modèle électrique équivalent en régime quasi statique.....	47
Figure 2. 12: (a) Coefficients de réflexion et de transmission en dB, (b) Parties réelle et imaginaire de la permittivité effective (résonateur ELC).....	48
Figure 2. 13: Configuration de la cellule SRR carrée : (a) Représentation et dimensions, (b) la cellule est mise dans une boîte de calcul HFSS	50
Figure 2. 14: RAF carré:(a) Coefficients de réflexion et transmission en dB,(b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.	51
Figure 2. 15: Distribution du champ électrique E sur la surface du SRR carré.....	51
Figure 2. 16: Configuration de la cellule U SRR (a) Représentation et dimensions : $l_s=w_s=12\text{mm}$, $s=0.33\text{mm}$, (b) la cellule est mise dans une boîte de calcul HFSS.....	52

Figure 2. 17: Représentation et dimensions d'une unité de cellule main gauche $w=5mm, c=s=0.66mm$	54
Figure 2. 19: Métamatériaux main gauche : (a) Réflexion et transmission en dB,(b) Parties réelles et imaginaires des paramètres effectifs	55
Figure 3. 1 : Quadripôle d'antenne [53]	59
Figure 3. 2 : Types de polarisation [54].	61
Figure 3. 3: Bande passante et coefficient de réflexion	62
Figure 3. 4: Géométrie d'une antenne patch [51].	63
Figure 3. 5: Géométrie de base de l'antenne patch [51]	63
Figure 3. 6 : Les fentes rayonnantes d'une antenne patch.....	65
Figure 3. 7 : Schéma descriptif du modèle de la cavité résonante [51].	66
Figure 3. 8: (a) : Calcul des paramètres de l'élément rayonnant ; (b) : lignes de champ [62]	66
Figure 3. 9 : Extension de la longueur physique L [62].	67
Figure 3. 10: Géométrie de l'antenne patch : $w_s=40mm, l_s=50mm, w_p=29.4mm, l_p=39.4mm, h=1.2mm, (W_f,L_f)=(-5.27,0)$	69
Figure 3. 11: le circuit équivalent d'une antenne patch	70
Figure 3. 12: Coefficient de réflexion S_{11}	71
Figure 3. 13: Diagramme de rayonnement (a) 3D (b) 2D (c) directivité.....	72
Figure 3. 14 : Géométrie et dimension du patch (a) : Vue de dessus, (b) Vue de profil.....	73
Figure 3. 15 : Circuit équivalent du : (a) patch, (b) fente, (c) Fente de forme U, (d) antenne proposée	74
Figure 3. 16: Coefficient de réflexion	76
Figure 3. 17: Diagramme de rayonnement dans le plan E pour $F=1,6$ Ghz : (a) en 2D et b) en 3D....	77
Figure 3. 18: Diagramme de rayonnement dans le plan E pour $F=3,3$ GHz : (a) en 2D et b) en 3D. ...	78
Figure 3. 19: Distribution du champ électrique sur l'élément rayonnant de l'antenne.....	78
Figure 3. 20: Géométrie de l'antenne multicouche.....	80
Figure 3. 21: Circuit équivalent de (a) Fente étroite U, (b) Fente étroite T, (c) Antenne patch avec fente U, (d) Antenne patch avec fente T(e) Antenne proposée	82
Figure 3. 22: Amplitude du coefficient de réflexion S_{11} (Substrat Roger RT 5880 $\epsilon_r = 2.2$)	83
Figure 3. 23: Variation du rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence	83
Figure 3. 24: Amplitude du coefficient de réflexion S_{11} (Substrat RT 6002 $\epsilon_r = 2.94$)	84
Figure 3. 25: Variation du rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence	84
Figure 3. 26: Amplitude du coefficient de réflexion S_{11} (Substrat RO 3003 $\epsilon_r = 3$)	85
Figure 3. 27: Variation du rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence	85
Figure 3. 28: Amplitude du coefficient de réflexion S_{11} (FR4_expoy $\epsilon_r = 4.4$)	86
Figure 3. 29: Variation du rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence	86
Figure 3. 30: Variation du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de $h1$	87
Figure 3. 31: Variation du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la position du point d'alimentation	88
Figure 3. 32: Effet de la hauteur HA	88
Figure 3. 33: Diagramme de rayonnement en 2D dans le plan E et dans le plan H	89
Figure 3. 34: Diagramme de rayonnement en 3D dans le plan E et dans le plan H	89
Figure 3. 35: Diagramme de rayonnement en 2D dans le plan E et dans le plan H	90
Figure 3. 36: Diagramme de rayonnement en 3D dans le plan E et dans le plan H	90
Figure 3. 37: Diagramme de rayonnement en 2D dans le plan E et dans le plan H	90
Figure 3. 38: Diagramme de rayonnement en 3D dans le plan E et dans le plan H	91
Figure 4. 1 : Schéma de principe d'un biocapteur.	95
Figure 4. 2 : Construction d'un Biocapteur.....	95

Figure 4. 3 : Pluridisciplinarité du domaine des biocapteurs	96
Figure 4. 4 : Biocapteur piézoélectrique.....	97
Figure 4. 5 : Biocapteur thermique.....	98
Figure 4. 6: (a) Biocapteur de micro-onde, Model biotine-streptavidin [76].....	100
Figure 4. 7: Vue en coupe d'une ligne coplanaire et de la distribution du champ Electrique E et magnétique H	101
Figure 4. 8 : Biocapteur à base d'un ELC :(a)géométrie du résonateur ELC.....	102
Figure 4. 9: Répartition du champ électrique dans le résonateur ELC.....	102
Figure 4. 10: Circuit équivalent du biocapteur proposé.....	103
Figure 4. 11: Environnement de simulation du résonateur ELC avec capacité interdigitée.	106
Figure 4. 12: coefficient de Transmission S21 sans espaces : (a) simulé, (b) calculé.....	106
Figure 4. 13: Coefficient de transmission du biocapteur en présence des échantillons dans la zone de détection.	107
Figure 4. 14: Variation de la de la permittivité relative ϵ_{eff} en fonction de la fréquence de résonance	108
Fig. A. 1: L'interface HFSS.....	116
Fig.A. 2: L'arbre de gestion d'une structure sous HFSS.....	117
Fig.A. 3: le processus HFSS.....	117
Fig. A. 4 : la sélection des unités.....	118
Fig. A. 5: Fenêtre de gestion des différentes modèles à dessiner sur HFSS.....	119
Fig. A. 6: Utilisation des variables dans HFSS.....	119
Fig. A. 7 : Soustraction des objets.....	120
Fig. A. 8: Sélection de type de solution.....	120
Fig. A. 9: création des conditions aux limites (boundary).....	122
Fig. A. 10: Définition d'un Variable non prédéfinie sur HFSS.....	122
Fig. A. 11: création d'une excitation.....	123
Fig. A. 12: Définition des modes d'excitation.....	123
Fig. A. 13: représentation de la ligne d'excitation.....	123
Fig. A. 14: normalisation des impédances.....	125
Fig. A. 15: Définition de solution d'analyse (fréquentielle).....	125
Fig. A. 16: Définition de la plage de fréquence et aussi le type d'analyse.....	126
Fig. A. 17: le contrôle de validation.....	126
Fig. A. 18: Résultats obtenues par HFSS.....	126

Liste des Tableaux

Tableau 3. 1: dimensions de la structure proposée.....	72
Tableau 3. 2: Résultats du Return Loss calculées et simulées	76
Tableau 3. 3: dimensions de la structure supérieure	79
Tableau 3. 4: Variation des paramètres S11 et Vswr en fonction de la fréquence de résonance pour un substrat Rogers RT 5880	83
Tableau 3. 5: Variation des paramètres S11 et Vswr en fonction de la fréquence de résonance pour un substrat Rogers RT 6002	84
Tableau 3. 6: Variation des paramètres S_{11} et Vswr en fonction de la fréquence de résonance pour un substrat Rogers RO 3003	85
Tableau 3. 7: Variation des paramètres S_{11} et Vswr en fonction de la fréquence de résonance pour un substrat FR4_epoxy ($\epsilon_r = 4.4$)	86

Symboles et abréviations

Glossaire des Termes Techniques

3G Third generation
4G : Fourth generation
BIP : Bande Interdite Photonique
CSRR : Complementary Split Ring Resonator
DNG DNG Double Negative
ELC : *Resonateur électrique LC*
ENG : Negative Material
FDTD: Finite Difference Time Domain
FEM: Finite Element Method
HFSS: High Frequency Structure Simulator
MD : Milieu droit
MG : Milieu gauche
MMG : Matériaux main gauche
MNG: μ -Negative Material
MTM: MéTaMantériau
NRW : Nicolson-Ross-Weir
OEM: Onde électromagnétique
PEC: Perfect Electric Conductor
PMC: Perfect Magnetic Conductor
RAF résonateur en anneau fendue (SRR : Split Ring Resonators)
TE: Transverse Electric
TEM: Transverse Electro Magnétique
TM: Transverse Magnetic
TOS: Taux d'Ondes Stationnaires
VSWR: Voltage Stationary Wave Ratio
WIFI Wireless Fidelity
Z: impédance d'onde complexe

Notations utilisées

\vec{k} : vecteur d'onde
 \vec{E} : champ électrique
 \vec{H} : champ magnétique
 \vec{B} : induction magnétique
 \vec{D} : induction électrique
 c : Vitesse de la lumière dans le vide ($= 299\,792\,458\,m \cdot s^{-1}$)
 ϵ_0 : permittivité du vide ($\approx 8.854187 \cdot 10^{-12} \cdot F \cdot m^{-1}$)
 μ_0 : perméabilité du vide ($= 4\pi \cdot 10^{-7} \approx 1.257 \cdot 10^{-6} \cdot H \cdot m^{-1}$)
 ϵ_r : permittivité relative
 μ_r : perméabilité relative
 ϵ : permittivité ($\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$)
 μ : perméabilité ($\mu = \mu_0 \mu_r$)
 ϵ_{eff} : permittivité effective
 μ_{eff} : perméabilité effective
 λ_0 : longueur d'onde dans le vide

λ : longueur d'onde d'étude

Re : partie réelle d'une fonction

Im : partie imaginaire d'une fonction

$S_{21}(dB)$: Coefficient de transmission en dB

$S_{11}(dB)$: Coefficient de réflexion en dB

χ : est la susceptibilité électrique.

σ : Conductivité électrique du milieu

V_p : Vitesse de phase

V_g : Vitesse de groupe

n : Indice de réfraction

ω : fréquence angulaire de l'onde électromagnétique

LB : Bande passante

Introduction

Générale

Introduction générale

Le développement récent des expériences sur les phénomènes d'interactions onde-matière a ouvert de nouvelles perspectives pour la conception d'une nouvelle génération de dispositifs basés sur le contrôle des paramètres électromagnétiques des matériaux.

Dans ce contexte, Les dernières recherches en électromagnétisme ont été marquée par l'apparition d'une nouvelle catégorie de matériaux innovants appelés "métamatériaux". Le contrôle judicieux et la bonne maîtrise de la e propagation de la lumière dans ces milieux a permis d'apporter d'importantes avancées technologiques et scientifiques aussi bien dans le domaine des microondes que dans le domaine de l'optique [1-4].

Les métamatériaux sont des composites artificiels auxquels il est possible d'assigner des propriétés électromagnétiques non disponible à l'état naturel. Il s'agit généralement de structures périodiques diélectriques ou métalliques de taille très inférieure à la longueur d'onde. Ils sont donc assimilables à des matériaux homogènes et peuvent être décrits par une permittivité et une perméabilité macroscopiques effectives. Il en résulte que ces caractéristiques électromagnétiques peuvent être calculées par la théorie de milieu effectif [5] et vont dépendre à la fois des propriétés intrinsèques des inclusions, de leurs paramètres géométriques et de leurs interactions mutuelles.

Nombre de schémas de métamatériaux comprennent une collection d'éléments résonants, possédant deux résonances, l'une électrique et l'autre magnétique. A la résonance électrique le matériau possède une permittivité relative effective de partie réelle négative. De même à la résonance magnétique le matériau possède une perméabilité effective relative de partie réelle négative. La combinaison de ces deux résonances simultanées donne un matériau à indice de réfraction négative où les propriétés intéressantes émergent alors au voisinage de ces résonances.

Le concept de métamatériau fut évoqué pour la première fois dans le domaine de l'optique en 1968, par le physicien russe Victor Veselago [6] dans la publication de son premier article sur ce sujet. Il envisagea de façon théorique la possibilité de créer artificiellement un matériau présentant une permittivité et une perméabilité relative simultanément négative, donc un indice de réfraction négatif. En appliquant les équations de Maxwell, il a démontré qu'une onde qui se propage dans un tel milieu possède des propriétés électromagnétiques renversées par rapport à celles des matériaux « conventionnels », en l'occurrence des vecteurs

d'onde et de Poynting antiparallèles antiparallèle faisant ainsi référence au trièdre inverse des vecteurs \vec{K} , \vec{H} , \vec{E} . Cependant, la technologie de l'époque ne permettait pas leur étude expérimentale.

En 1999, John Pendry [7, 8], imagine concrètement comment fabriquer des métamatériaux possédant cet indice négatif. Il proposa propose deux structures artificielles, métalliques formées d'anneaux concentriques coupés, appelées split-ring resonators (SRR), et de fils métalliques continus, permettant d'obtenir séparément des réponses électriques et magnétiques négatives dans les hyperfréquences. En réunissant les deux réseaux dans une structure périodique composite, il réalisa le milieu proposé par V. Veselago. Ce milieu présentait alors un indice négatif au voisinage de la fréquence de résonance des "SRR". Ce n'est qu'en l'an 2000 que D.R. Smith [9] avait montré expérimentalement que le matériau composite de J. Pendry présentait bien une permittivité et une perméabilité négatives, et donc un indice de réfraction négatif.

Depuis, l'étude des métamatériaux connaît un réel essor dans le monde de la recherche scientifique grâce notamment aux progrès à la fois de la modélisation électromagnétique et de la maîtrise des procédés technologiques de réalisation. Plusieurs nouveaux résonateurs ont été proposés afin d'obtenir des propriétés magnétiques améliorées. Les principaux avantages de ces matériaux artificiels sont la simplicité d'intégration, le faible coût de fabrication et l'efficacité. Ces nouvelles propriétés attractives des métamatériaux ont d'ores et déjà ouvert une voie prometteuse à des applications potentielles dans des domaines aussi variés comme la médecine avec les biocapteurs, les micro-ondes avec les antennes et les composants guidés, la détection et la défense avec les radars, les medias avec les super lentilles. Une autre application emblématique des métamatériaux consiste en la mise au point de dispositifs d'invisibilité et de transparence [10].

C'est en effet aux basses fréquences que l'approche métamatériau est la plus mature et où les milieux les plus exotiques ont été réalisés. Des tentatives de réalisation de ces métamatériaux en infra-rouge et dans le domaine visible ont été également proposées [11].

L'objectif de cette thèse repose sur l'exploitation des propriétés inédites des métamatériaux, dans la gamme micro-ondes pour laquelle existe un intérêt fort en termes de dispositifs. Des cellules métamatériaux unitaires sont développées pour être associées, à des dispositifs micro-ondes.

Organisation du manuscrit

Ce manuscrit comporte quatre chapitres développant les divers aspects du sujet abordé, précédés par une introduction générale, et suivis par une conclusion générale.

Le premier chapitre est une présentation générale des métamatériaux sous forme d'un état de l'art dans lequel sont présentés les principes et les caractéristiques. Des concepts généraux indispensables pour une bonne compréhension de l'étude sur les métamatériaux, sont donnés en premier lieu, suivi d'un rappel théorique de la propagation électromagnétique dans les métamatériaux en partant des équations de Maxwell. Ensuite les différentes méthodes d'étude et de synthèse des métamatériaux sont exposées. La combinaison des réseaux de fils à permittivité négative avec les résonateurs à perméabilité négative, a permis de créer des milieux doublement négatifs. Pour clôturer le chapitre, nous passerons en revue différents domaines d'applications des métamatériaux électromagnétiques.

Le second chapitre est consacré à l'étude et à la modélisation des métamatériaux. La première partie de cette étude sera consacrée à traiter particulièrement la problématique de la détermination des propriétés électromagnétiques de ces composites artificiels. Dans un premier temps, une procédure d'homogénéisation est décrite qui est par la suite utilisée pour extraire les différents paramètres effectifs de cet élément. Cette procédure dite «d'inversion» est basée sur l'utilisation des coefficients de réflexion " S_{11} " et de transmission " S_{21} " obtenus par des simulations sous le logiciel HFSS d'Ansoft. La deuxième partie sera consacrée à une analyse paramétrique des milieux présentant un indice de réfraction négatif en passant par l'étude des résonateurs permettant d'obtenir une perméabilité négative et celle des éléments permettant d'obtenir une permittivité négative.

Le troisième chapitre consiste à l'application des métamatériaux dans le domaine antennaire. L'objectif de cette étude est d'identifier les opportunités qu'apportent les métamatériaux dans les applications antennes et à approfondir le fonctionnement d'éléments rayonnants modélisés directement à partir de métamatériaux. Nous proposerons des nouvelles architectures d'antennes multifréquences qui emploient de nouvelles formes topologiques basées sur les cellules unitaires à indice de réfraction négatif formées de résonateur en forme de U caractérisés par une perméabilité négative associé à un autre résonateur de forme T métalliques présentant une permittivité négative qui permettent d'obtenir des structures compactes et donc facilement intégrables dans les dispositifs micro-ondes.

L'étude menée sur les paramètres pertinents des antennes nous servira à déterminer l'impact des différents paramètres sur les performances de l'antenne, en l'occurrence la forme des diagrammes de rayonnement ainsi que la directivité. Ceci est fait à l'aide de l'outil de simulation électromagnétique "HFSS". Une étude analytique basée sur les lignes de transmission a été aussi proposé pour décrire ces structures à métamatériaux.

Le quatrième chapitre présente l'étude et la simulation d'un biocapteur à base d'un résonateur en double anneau fendu "SRR" avec de multiples fentes, fonctionnant dans le domaine des microondes. En premier lieu, on exposera les généralités sur les biocapteurs et leurs principes de base suivi d'une présentation des différents types de biocapteurs existant, notamment, ceux utilisant les métamatériaux.

Le principe de fonctionnement d'un biocapteur est basé sur le décalage de la fréquence de résonance dû à la variation de la capacité entre les deux anneaux. On peut considérer le SRR comme un circuit résonant LC. A la résonance, il développe un champ électrique intense, localisé et confiné dans la région du gap qui rendra la fréquence de résonance sensible aux petits changements de la permittivité diélectrique. Un modèle théorique basé sur des équations analytiques est développé pour calculer le décalage de la fréquence de résonance à partir des paramètres géométriques de la structure étudiée. Les résultats obtenus à partir de ce modèle sont comparés aux résultats de simulation numérique faite par logiciel Ansoft HFSS et sont en bon accord.

Et nous terminons par une conclusion générale qui résume l'essentiel de ce travail et étale les perspectives possibles.

Chapitre I
Théorie des
métamatériaux
et
domaines
d'application

Chapitre I : Théorie des métamatériaux et domaines d'application

1.1 Introduction

Les dernières recherches en électromagnétisme ont été marquées par l'émergence d'une nouvelle classe de matériaux, innovants qui permettent d'améliorer notre capacité de mieux comprendre et contrôler des phénomènes électromagnétiques dans la matière. Ces nouveaux matériaux dont les constantes diélectriques et magnétiques effectives ont des parties réelles négatives ont été largement étudiés pour leurs potentialités à créer un nouveau concept électromagnétique. Une de ces caractéristiques physiques les plus marquantes de ces matériaux est l'indice de réfraction négatif.

La physique régissant le fonctionnement des métamatériaux fut théorisé pour la première fois par le physicien russe Victor Veselago [6] en 1968. En appliquant les équations de Maxwell à de tels matériaux, il a pu conclure, que ces matériaux avaient un indice de réfraction négatif. En raison de l'absence de matériaux à perméabilité négative rendait, à cette époque, impossible la démonstration expérimentale de ses résultats. Depuis, ce sujet a connu une longue hibernation jusqu'en 1996 et 1999, où Pendry et son équipe ont réalisé des travaux sur les réseaux de fils métalliques ("wire medium" en anglais) [7, 12] et sur les résonateurs en forme d'anneaux coupés (*split-ring resonators* ou SRR) [8] respectivement. Ces deux types de milieux sont constitués de résonateurs dont les tailles caractéristiques sont très inférieures à la longueur d'onde incidente, et permettent respectivement d'obtenir une permittivité et une perméabilité négative, dans une bande étroite de fréquence autour de sa résonance. La première réalisation pratique d'un milieu présentant simultanément une permittivité et une perméabilité négative n'a vu le jour qu'en 2000 [13].

Depuis, cette réalisation le spectre des applications des métamatériaux s'est développé considérablement dans tous les domaines de la physique qui font intervenir la propagation d'ondes tels que le domaine des micro-ondes et le domaine de l'optique.

DEFINITION :

Les Métamatériaux : Le terme « META » est un préfixe grec vient du grec signifiant en langue française « au-delà » ou « un niveau au-dessus ». En d'autres termes, les Métamatériaux sont des matériaux présentant des propriétés que l'on ne rencontre pas a priori dans la nature. Par définition, ce sont des matériaux artificiels ayant des propriétés physiques supérieures aux matériaux naturels, donc ils sont composés d'une structure d'inclusions

périodiques de faibles dimensions par rapport à la longueur d'onde d'excitation, ce qui permet de les assimiler à des matériaux homogènes. Cette définition, dans son expression la plus générale, montre que le concept de métamatériau peut couvrir tous les domaines de la physique. Cette remarque est illustrée dans la littérature par les différents travaux publiés dans les domaines de l'électromagnétisme incluant l'optique, de l'acoustique, et de la mécanique de fluide [14].

Dans ces domaines de la physique des matériaux et en particulier en électromagnétisme, un matériau homogène tel que le diélectrique ou le conducteur, peut être caractérisé par ses paramètres intrinsèques constitutifs qui sont la permittivité (ϵ) et la perméabilité (μ), tandis que pour les matériaux non homogènes tels que les métamatériaux, ils peuvent être caractérisés par des paramètres dits « effectifs », ce qui correspond à un matériau équivalent.

1.2 Concepts généraux

1.2.1 La perméabilité

La perméabilité représente l'opposition d'un matériau au passage du champ d'excitation. Un milieu magnétique 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 magnétique, un milieu ferromagnétique est fortement modifié par l'excitation magnétique, et sa perméabilité n'est pas constante ; elle varie en fonction de B :

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

Dans le domaine microonde, certains matériaux ferromagnétiques [15] et composites antiferromagnétiques tels que MgF_2 et FeF_2 [16] 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.

1.2.2 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 :

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad (1.3)$$

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 :

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

En combinant les équations 1.3 et 1.4 :

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

χ : est la 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 :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_0 + \frac{\sigma(\omega)}{j\omega} \quad (1.7)$$

σ : est 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 [17].

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 : est 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 .

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

1.2.4 Indice de réfraction

L'indice de réfraction n est le rapport entre la vitesse de la lumière dans le milieu en question et celle dans le vide, donc $n = co/c$, où co et c sont les vitesses de la lumière dans le vide et le milieu, respectivement. Plus n est grand, plus petite est la vitesse de la lumière.

1.2.5 Propagation électromagnétique dans un milieu homogène

Pour une meilleure compréhension des métamatériaux (MMs), il est nécessaire de reprendre les bases théoriques et les principes fondamentaux permettant de comprendre le comportement des ondes électromagnétiques dans la matière et dans les milieux d'indice négatif. Ce comportement concernant les matériaux homogènes est principalement contrôlé par ses paramètres constitutifs qui sont la permittivité (ϵ) et la perméabilité (μ). Ce dernier représente la réponse magnétique à une fréquence donnée, tandis que la permittivité décrit la réponse d'un matériau à la composante électrique des ondes électromagnétiques.

.Les ondes électromagnétiques sont des oscillations couplées entre un champ électrique et un champ magnétique. Les relations mathématiques qui décrivent les variations spatiales et temporelles de ces deux types de champ ainsi que leur interdépendance sont les équations de Maxwell

1.2.5.1 Equations de Maxwell

Tout l'électromagnétisme est contenu dans les équations de Maxwell, elles permettent de donner un cadre un peu plus mathématique à la propagation des ondes et décrivent l'interdépendance des champs \mathbf{E} et \mathbf{B} d'une OEM. Pour une onde électromagnétique monochromatique qui se propage dans un milieu homogène, en absence de charges et de courant, les équations de Maxwell s'écrivent sous cette forme [6]:

$$\text{Equation de Maxwell- Faraday} \quad \nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.10)$$

$$\text{Equation de Maxwell- Ampère} \quad \nabla \times \vec{H} = -\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (1.11)$$

$$\text{Avec :} \quad \vec{B} = \mu \vec{H} \quad \text{et} \quad \vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (1.12)$$

\vec{E} : est le champ électrique,

\vec{H} : est le champ magnétique,

\vec{D} : L'induction électrique (déplacement électrique),

\vec{B} : L'induction magnétique,

μ : la perméabilité magnétique, et ε : la permittivité électrique

$$\text{Avec :} \quad \mu = \mu_r \mu_0 \quad \text{et} \quad \varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 \quad (1.13)$$

μ_r et ε_r représentent respectivement la perméabilité relative et la permittivité relative du milieu de propagation, μ_0 et ε_0 représentent respectivement la perméabilité et la permittivité du vide.

L'équation de Maxwell- Ampère nous permet de trouver une relation directe entre le champ électrique, le champ magnétique et les courants électriques.

1.2.5.2 Equation de propagation

La résolution des équations de Maxwell va nous permettre de déterminer l'équation de propagation des champs. Nous ne considérerons ici que le cas d'un milieu de propagation sans pertes caractérisé par une constante diélectrique et magnétique réelle, où il n'y a donc aucune charge et courant. En combinant alors les équations de Maxwell-Ampère et de Maxwell-Faraday, il est possible d'écrire les deux équations différentielles dites de propagation :

$$\Delta \vec{E} - \varepsilon \mu \frac{d^2 \vec{E}}{dt^2} = \vec{0} \quad (1.14)$$

$$\Delta \vec{H} - \varepsilon \mu \frac{d^2 \vec{H}}{dt^2} = \vec{0} \quad (1.15)$$

Les solutions des équations d'onde (1.14) et (1.15) sont parfois très complexes. Cependant, les équations de Maxwell sont linéaires, toute solution peut donc être décomposée en une somme d'ondes planes, comme le veut le principe de superposition. Ainsi, en considérant une onde plane de vecteur d'onde k comme solution particulière de notre équation :

$$\vec{E} = E_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad \text{et} \quad \vec{H} = H_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad (1.16)$$

E_0, H_0 représentent l'amplitude du champ électrique et magnétique respectivement, ω la pulsation qui est définie par :

$$\omega = 2\pi f \quad (1.17)$$

L'onde est représentée fréquemment par un seul de ses champs : en général le champ électrique dans un but de simplification.

Dans l'équation de propagation (1.16), γ est appelée la constante de propagation, elle est définie par :

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (1.18)$$

Avec α l'atténuation, B la constante de phase.

Selon la forme de la constante de propagation γ on définit trois cas :

- $\gamma = \alpha$ est purement réelle : l'onde électromagnétique est évanescence, elle décroît exponentiellement lors de sa propagation.
- $\gamma = j\beta$ est purement imaginaire : l'onde électromagnétique est propagative.
- $\gamma = \alpha + j\beta$ est complexe : l'onde électromagnétique est propagative avec un terme de pertes.

En remplaçant l'équation (1.16), dans l'équation I.14 on obtient :

$$k^2 E + \varepsilon_0 \mu_0 \omega_0 E = 0 \quad (1.19)$$

Où k est le vecteur d'onde dont le carré de son module est défini par :

$$k^2 = \omega^2 \mu \varepsilon \left(1 + \frac{\sigma}{\omega \varepsilon} j \right) \quad (1.20)$$

Dans le cas où la propagation se passe dans un milieu diélectrique, la conductivité devient négligeable devant la permittivité du matériau et le carré du vecteur k peut s'écrire comme suit :

$$k^2 = \omega^2 \mu \varepsilon \quad (1.21)$$

A partir de cette relation de dispersion, Les constantes de la permittivité et de la perméabilité d'un milieu déterminent la dynamique de la propagation d'une onde dans ce milieu. Comme, elle permet de définir la vitesse des ondes électromagnétiques dans le vide.

La solution générale de l'équation d'onde (1.16) pour le champ électrique peut s'écrire donc sous la forme :

$$\begin{aligned} \vec{E} &= E_0 e^{-j\vec{k}\vec{r}} + E_0 e^{+j\vec{k}\vec{r}} \\ \bar{E} &= E_0 e^{-i\omega t + K r} \end{aligned} \quad (1.22)$$

La solution de l'équation 1.22 montre que tout milieu homogène possède deux modes propres. En imposant une excitation extérieure sous la forme d'une onde plane avec une incidence et une polarisation données, soit les deux modes sont excités, ou un seul l'est. Par ailleurs, la substitution de cette équation dans le système de Maxwell nous explicite la relation entre les paramètres effectifs d'un milieu homogène qui définissent le vecteur de l'onde k et la façon dont se propagent les ondes dans celui-ci :

$$k \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \quad \text{et} \quad k \times \vec{H} = \omega \mu \vec{E} \quad (1.23)$$

Notons que la propagation des ondes n'est possible que si le vecteur d'onde le vecteur d'onde k est un nombre réel.

1.2.6 Propagation d'ondes électromagnétiques dans les métamatériaux

Le physicien russe Victor Veselago est le premier qui a montré théoriquement 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. Ces matériaux ont été qualifiés comme Main Gauche "MG" (Left Handed Materials) par la suite.

Bien qu'un tel milieu composite soit formé de plusieurs inclusions hétérogènes, il peut être classé parmi les matériaux homogènes dont les caractéristiques électromagnétiques sont la permittivité effective ϵ_{eff} et la perméabilité effective μ_{eff} . La notion effective est valable tant que la dimension d des structures étudiées est très petite par rapport à la longueur d'onde d'excitation ($d \ll \lambda = c/f = 2\pi c/\omega$) [18, 19] où, f est la fréquence d'excitation, ω est la fréquence angulaire de l'onde propagée et " c " est la célérité de la lumière. Cette condition assure que l'onde électromagnétique propagée est réfractée et non diffractée dans le milieu, et par conséquent, la permittivité effective et la perméabilité effective sont des concepts plausibles.

Même si le milieu composite est complexe, la réponse électromagnétique de la structure peut être exprimée en utilisant les fonctions effectives de (ω) et (ω) . Par conséquent, les équations de Maxwell peuvent être utilisées afin de décrire le comportement du milieu artificiel magnétique.

A partir de l'équation (1.23), nous pouvons déduire qu'avec μ et ϵ simultanément positives le champ électrique, le champ magnétique et le vecteur d'onde forment un trièdre direct. Le flux d'énergie est décrit par le vecteur de Poynting qui s'écrit :

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (1.24)$$

Par conséquent \vec{S} et \vec{k} suivent la même direction.

Nous pouvons également déduire qu'une autre possibilité satisfait cette équation, c'est le cas où μ et ϵ sont simultanément négatives. Dans ce cas, le champ magnétique et le vecteur d'onde forment un trièdre indirect ou main gauche (cf. Figure 1.1), le module du vecteur d'onde K peut aussi se mettre sous la forme :

$$|\vec{k}| = \omega \sqrt{\epsilon \mu} \quad (1.25)$$

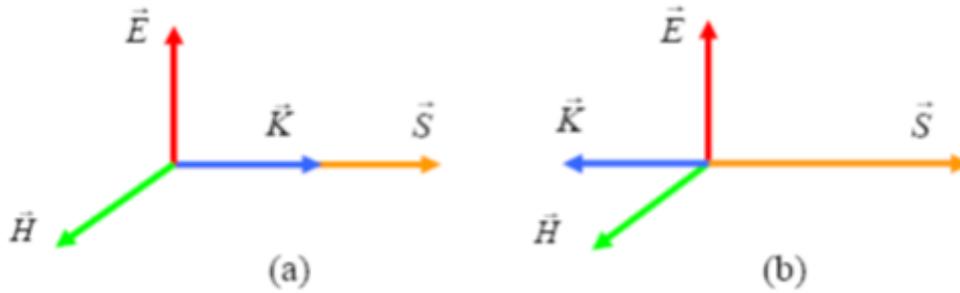


Figure 1. 1: Représentation vectorielle d'une onde plane. (a) Milieu main droite. (b) Milieu main gauche

1.2.7 Classification des matériaux en fonction de leurs permittivités et perméabilités

Les caractéristiques de propagation des ondes électromagnétiques diffèrent suivant le milieu environnant, comme l'illustre la figure 1.2, cette classification est basée sur les différentes valeurs de la permittivité ϵ et de la perméabilité μ .

- **Zone I** : les valeurs de la permittivité et la perméabilité sont positives, par conséquent le vecteur d'onde k est un nombre réel. On parle dans ce cas de milieu main droite dans la mesure où la propagation peut être décrite par le trièdre direct avec les vecteurs champs électrique et magnétique et le vecteur d'onde. : l'onde se propage selon les Z croissants (direction de propagation) et aussi selon Z, se propage la puissance active. En plus les vitesses de phase et de groupe ont le même sens. Les matériaux diélectriques et magnétiques font partie de cette catégorie.
- **Zone II** : représente la situation où la permittivité effective est négative, par conséquent le vecteur d'onde est une valeur imaginaire et l'onde électromagnétique ne se propage pas (onde évanescente) .on est dans les structures à plasma à l'état gazeux et solide Le matériau est opaque : L'onde est évanescente suivant Z. Ces milieux sont appelés des matériaux à permittivité négative (ENG) [13].
- **Zone III** : Cette zone contient les matériaux à perméabilité négative (MNG). L'avantage le plus remarquable de la négativité de la perméabilité est l'amplification de l'onde évanescente dans ces milieux, ce qui conduit à un effet de lentille optique parfaite et des systèmes d'imagerie à très haute résolution [20-25]. Comme le cas précédent, le matériau est opaque, L'onde est évanescente suivant Z et on est dans les mêmes conditions de puissance du cas précédent.

- Zone IV** : les fonctions de la permittivité et la perméabilité sont simultanément négatives. Le trièdre $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$ pour ces matériaux suit la règle de la main gauche avec \vec{E} et \vec{H} sont les vecteurs des champs électrique et magnétique. l'indice de réfraction est négatif ($n < 0$) mais la constante de propagation est positive ($\beta > 0$). L'onde se propage selon les Z décroissants, la puissance active selon les Z croissants, les vitesses de phase et de groupe sont de sens opposés ($\beta \cdot P < 0$)

Il n'existe à ce jour aucun matériau isotrope appartenant aux troisième et quatrième quadrants (avec $\mu < 0$)

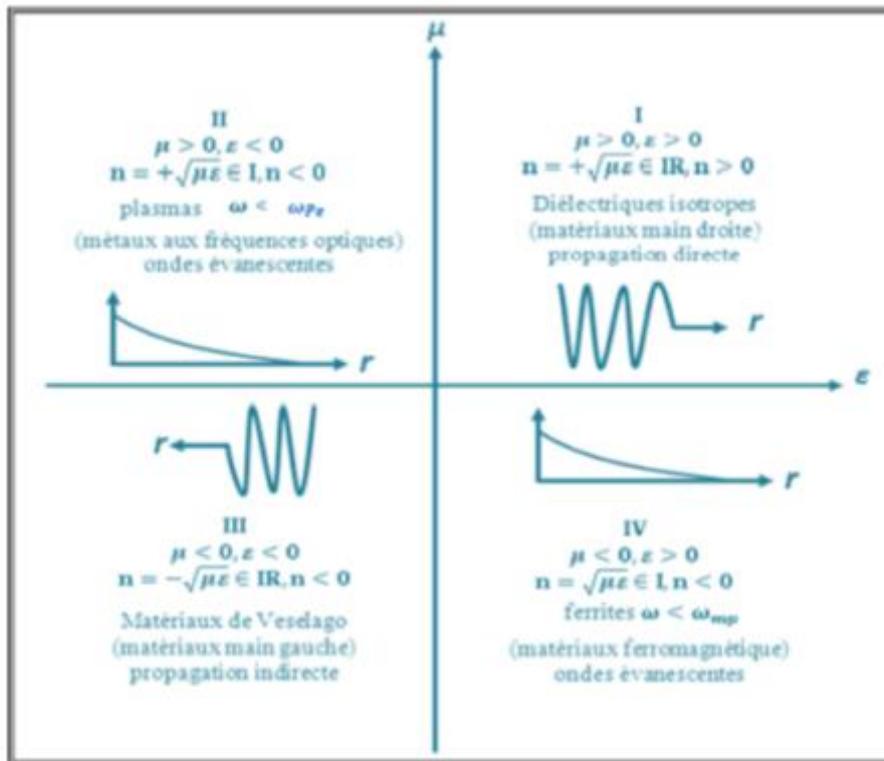


Figure 1. 2: Propagation d'une onde plane à travers un milieu selon le signe de ces paramètres constitutifs (permittivité et perméabilité)

1.2.8 Matériaux à Indice Négatif

Un matériau est défini en partie par son indice de réfraction noté "n". Ce dernier détermine les angles de réflexion et de réfraction du rayon incident selon les lois de Snell-Descartes. Cet indice est supérieur ou égal à 1. Or, avec ces métamatériaux, on peut obtenir un indice de réfraction inférieur à 1, voir même négatif, ce qui fait que le rayon transmis se retrouve du même côté de la normale que le rayon incident.

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

$$n = \pm\sqrt{\varepsilon_r\mu_r} \quad (1.26)$$

Dans les matériaux usuels, la permittivité relative ε_r et la perméabilité relative μ_r sont complexes, en raison des pertes, et possèdent des parties réelles positives, il n'y a donc aucune ambiguïté sur le signe de l'indice.

Mais lorsque les deux parties réelles sont négatives simultanément, il faut considérer avec attention la définition de la racine carrée complexe. En effet, à la vue de cette équation, ce n'est pas évident que pour $\varepsilon_r < 0$ et $\mu_r < 0$ on obtienne $n < 0$.

En se plaçant dans le plan complexe, comme on le voit sur la figure, dans lequel on a :

$$\varepsilon_r = |\varepsilon_r|e^{i\theta_e} \text{ et } \mu_r = |\mu_r|e^{i\theta_\mu} \quad (1.27)$$

L'indice de réfraction devient :

$$n = \sqrt{|\varepsilon_r||\mu_r|e^{\frac{1}{2}i(\theta_e+\theta_\mu)}} \quad (1.28)$$

Comme nos milieux sont considérés comme passifs, les parties imaginaires de ε_r et μ_r sont forcément positives, ce qui impose que $\theta_e \in [0, \pi]$ et $\theta_\mu \in [0, \pi]$. De fait, l'angle de l'indice de réfraction n appartient au même domaine $[0, \pi]$.

Dans le cas d'un milieu doublement négatif, où les parties réelles de ε_r et μ_r sont négatives simultanément, le domaine de définition de l'angle se réduit à $[\frac{\pi}{2}, \pi]$ pour ε_r , pour μ_r et pour n . On a donc bien une partie réelle de l'indice n négative pour $Re(\varepsilon_r) < 0$ et $Re(\mu_r) < 0$.

Pour bien illustrer la racine carrée complexe on prend comme exemple :

$$\varepsilon_r = |\varepsilon_r|e^{-i\pi} \quad (1.29)$$

$$\mu_r(\omega) = |\mu_r|e^{-i\pi} \quad (1.30)$$

Donc

$$n = \sqrt{|\varepsilon_r||\mu_r|}e^{-i\pi} = -\sqrt{|\varepsilon_r||\mu_r|} \quad (1.31)$$

On trouve bien que l'indice de réfraction n est négative pour $\varepsilon_r < 0$ et $\mu_r < 0$

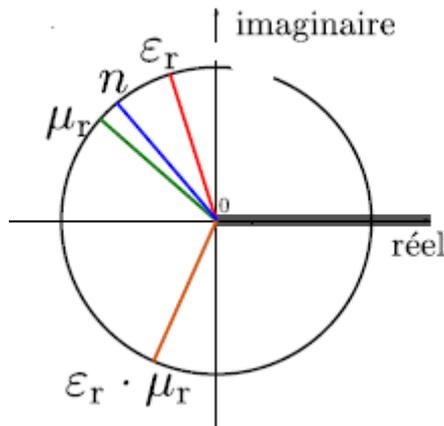


Figure 1. 3: Représentation dans le plan complexe des arguments de ϵ_r , μ_r , de leur produit et de n

1.2.9 Quelques propriétés électromagnétiques des métamatériaux

V. Veselago a démontré aussi d'autres propriétés physiques des métamatériaux [18] :

- le vecteur de POYNTING, p se retrouve opposé à la direction du vecteur d'onde.
- la vitesse de phase, v_φ et la vitesse de groupe, v_g d'une onde électromagnétique sont dans des directions opposées.

Ces différentes propriétés donnent naissance à des nouveaux phénomènes physiques, décrits par Veselago. Il avait prédit que ce type de milieu posséderait des propriétés uniques telles que :

- ✘ l'inversion de la loi de Snell-Descartes. En effet, lors du passage d'un milieu main droite à un milieu main gauche, une onde se verra transmise du même côté de la normale (cf. Figure 1.4)
- ✘ L'inversion de l'effet doppler.

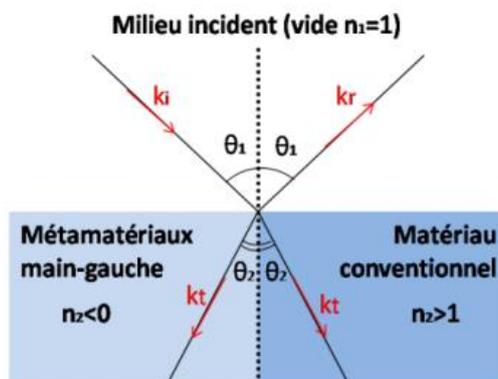


Figure 1. 4: comportement des rayonnements dans les métamatériaux et milieux ordinaire.

1.2.10 Terminologie [26]

Plusieurs synonymes de MMT (métamatériaux) existent dans la littérature pour désigner les Matériaux main gauche (MMG). Ils se résument comme suit :

- ✓ Matériaux main gauche (left-handed materials). Ce terme fut proposé par Veselago [6]. Il souligne la propriété fondamentale des MMT qui est l'opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe.
- ✓ Matériaux doublement négatif (double-negative materials). Les signes négatifs de la permittivité et de la perméabilité sont explicitement mentionnés. Ce terme ne peut donc être utilisé hors contexte.
- ✓ Matériaux à indice de réfraction négatif (negative refractive index materials). Ce terme décrit très bien les matériaux 2D et 3D. Par contre, il ne peut être utilisé pour les matériaux 1D car la notion de d'angle de réfraction perd tout son sens.
- ✓ Matériaux à onde réfléchie (backward wave materials). Ce terme souligne une autre propriété mais ne donne pas de réelle information sur la définition d'un métamatériau car les ondes réfléchies peuvent être également visibles dans des structures classiques.
- ✓ Matériaux de Veselago (Veselago medium). Ce terme rend hommage au scientifique considéré comme le père des MMT. Seulement, il ne donne aucune information physique sur les propriétés du matériau.
- ✓ Matériaux à vitesse de phase négative (negative phase velocity medium). Ce terme permet de pointer du doigt la nouveauté des MMT : utiliser l'information de phase des paramètres S du système au même titre que le module. Jusqu'à maintenant, le module de ces paramètres était le plus utilisé pour réaliser une fonction. Bien que très précis d'un point de vue sémantique, ce terme est très peu utilisé par la communauté scientifique.

1. 3 Métamatériaux

Les matériaux magnétiques artificiels, également appelés métamatériaux, sont souvent des structures périodiques, diélectriques ou métalliques, de période très faible devant la longueur d'onde d'excitation, et qui se comporte comme des matériaux homogènes n'existant pas à l'état naturel. Les propriétés électromagnétiques de ces nouveaux milieux sont modifiées par l'excitation électromagnétique des inclusions formant ces structures [17]. Les métamatériaux ont été créés pour surmonter les limitations des matériaux naturels à certains niveaux de polarisation et de magnétisation dans la bande de fréquence micro-ondes [15, 16]. En effet, les

matériaux souffrent de pertes électriques et magnétiques élevées. On peut citer le cas des matériaux ferromagnétiques.

Il existe plusieurs types de métamatériaux selon leur application dans le domaine des micro-ondes ou de l'optique. Notomi, en utilisant les propriétés d'anisotropie des cristaux photoniques [19] 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.

1.3.1 Métamatériaux à bande interdite photonique

Les matériaux à bande interdite photonique (BIP) ou *cristaux photoniques* sont des structures périodiques de matériaux diélectriques ou métal-diélectriques, modifiant la propagation des ondes électromagnétiques. La propriété la plus utilisée et la plus intéressante lorsqu'on parle des cristaux photoniques met en jeu la notion de bande interdite. En effet, un matériau dont l'indice de réfraction varie périodiquement suivant les différentes directions de l'espace pourra présenter des bandes d'énergies interdites pour les photons. Autrement dit, dans certaine gamme de longueur d'onde de l'ordre de grandeur de la période du matériau, la lumière ne pourra s'y propager et sera donc réfléchi quelle que soit son incidence. Ces gammes sont appelés bandes interdites photoniques. Ces structures périodiques à une dimension sont déjà connues sous le nom de miroirs de Bragg.

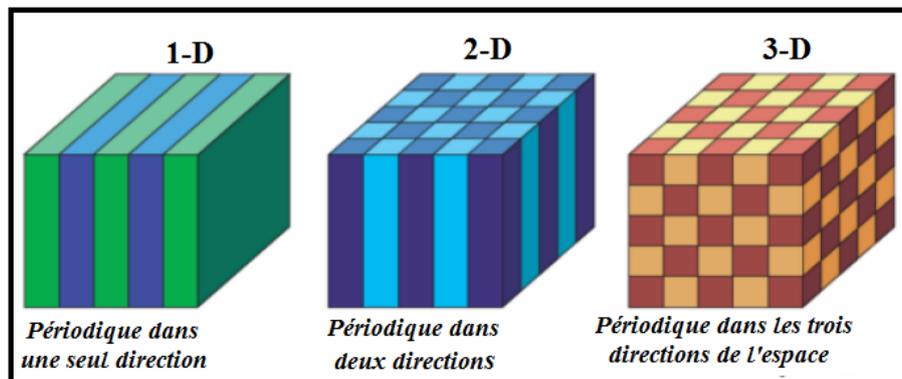


Figure 1. 5: Représentation schématique de cristaux photoniques 1D, 2D, 3D.

NB : 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 deux (02) milieux, on peut appliquer le théorème de Bloch [27]. 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 constitués 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.

La réalisation pratique du premier métamatériau a été obtenue grâce à l'évolution en trois étapes. D'abord, la réalisation d'un milieu avec une permittivité négative. Puis, d'un milieu avec une perméabilité négative. Enfin, la superposition des deux milieux pour obtenir un milieu doublement négatif.

1.3.2 Métamatériaux avec une permittivité négative

La structure avec un $\epsilon < 0$ décrit par Pendry [12] se compose d'une matrice carrée des fils métalliques parallèles infiniment minces et longs incorporés dans le milieu diélectrique (cf. Figure 1.6)

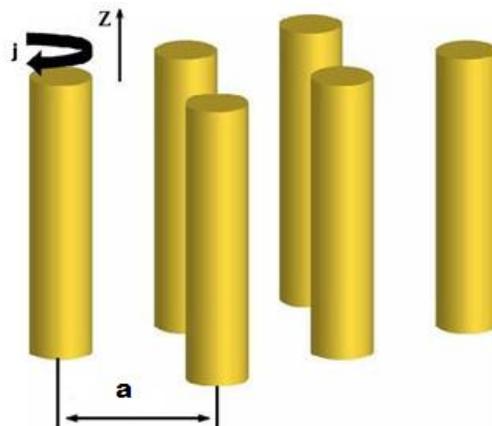


Figure 1. 6: Structure fils fins présentant ϵ négative/ μ positive quand $E \parallel z$.

Pour la situation montrée sur la figure I.5, le milieu est vide, la longueur d'une unité de cellule est a et le rayon d'un fil simple est $r \ll a$. Si la fréquence pour le mode longitudinal de plasma est :

$$\omega_p^2 = \frac{2\pi c^2}{a^2 \ln(a/r)} \quad (1.32)$$

Avec c : la vitesse de la lumière dans le vide.

La permittivité diélectrique effective peut être écrite comme suite :

$$\epsilon_{eff}(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega[\omega - (\omega_p^2 a^2 \epsilon_0) / \sigma \pi r^2]} \quad (1.33)$$

Avec

σ : Conductivité du métal.

ω_p : Pulsation plasma du matériau.

ω : Pulsation de travail.

ϵ_0 : Permittivité du vide.

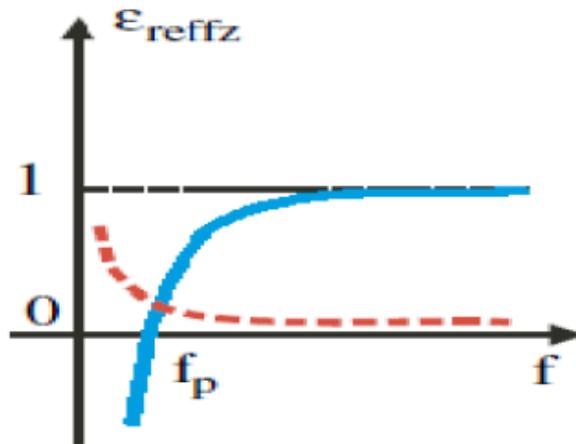


Figure 1. 7: la perméabilité effective du milieu en fonction de la fréquence.

1.3.3 Métamatériaux avec une perméabilité négative

Le magnétisme artificiel consiste à créer un comportement magnétique sans utiliser de matériaux magnétiques mais juste des conducteurs métalliques classiques. Pendry a proposé en 1999 un circuit appelé résonateur à anneau fondu (SRR) [28]. Il s'agit de deux cercles métalliques ouverts imbriqués. Ils sont excités par un champ électromagnétique dont le champ magnétique est dirigé selon l'axe des cercles (cf. Figure 1.8).

La perméabilité négative est obtenue par magnétisme artificiel sur des motifs d'anneaux fendus qui seront appelés par la suite Split Ring Resonators (SRR) ,excité par un champ magnétique parallèle à son axe , la caractéristique typique de ce phénomène en fonction de la fréquence suit une évolution de Lorentz (cf. Figure 1.9) ou correspond à la pulsation de résonance pour laquelle la perméabilité effective devient négative et repasse par zéro à la pulsation désignée comme la pulsation plasma magnétique. Par analogie avec la pulsation plasma électrique .Lorsque l'on s'éloigne de cette résonance, la perméabilité effective tend vers zéro.

Les propriétés uniques de ces technologies habilitantes ont ouvert la voie à l'innovation dans plusieurs applications clés. En effet, les applications potentielles des matériaux artificiels magnétiques sont diverses et comprennent l'amélioration des performances des antennes, l'amélioration des capteurs à ultrasons, les radômes à haute fréquence, etc.

Différents types de résonateurs en anneau fendu « RAF » ou en anglais Split Ring Resonator « SRR » sous plusieurs formes géométriques (carré, circulaire, oméga,...), ont été présente dans la littérature.

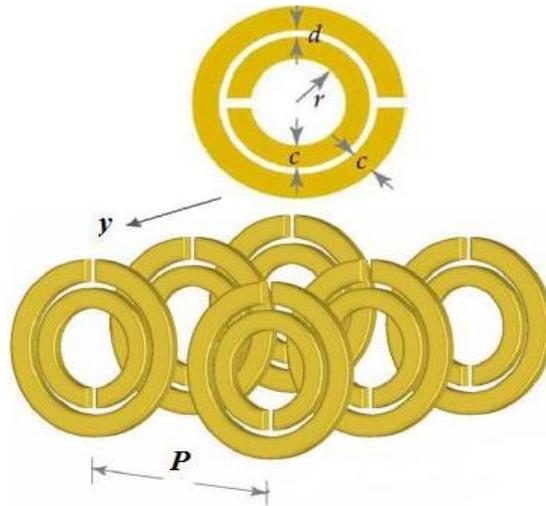


Figure 1. 8: Structure RAF présentant μ négative/ ϵ positive quand $H // y$.

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

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{\frac{\pi r^2}{a^2}}{1 + \frac{2 \cdot \sigma \cdot i}{\omega \cdot r \cdot \mu_0} - \frac{3 \cdot d \cdot c_0^2}{\pi^2 \cdot r^3 \cdot \omega^2}} \quad (1.34)$$

Dans cette structure la perméabilité peut être négative dans une bande de fréquence étroite [28].

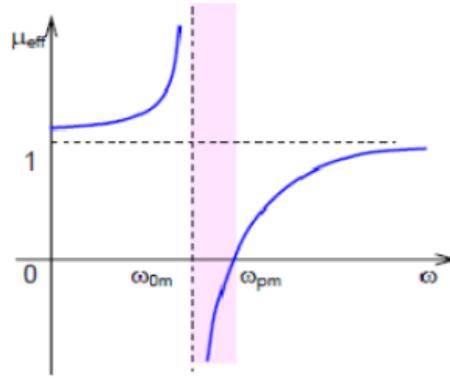


Figure 1. 9: Variations de la perméabilité en fonction de la fréquence de travail

La pulsation de résonance ω_0 est :

$$\omega_0 = \frac{3.d.c_0^2}{\pi^2.r^3} \quad (1.35)$$

La pulsation du plasma ω_{pm} est :

$$\omega_{mp} = \sqrt{\frac{3.d.c_0^2}{\pi^2.r^3.(1-\frac{\pi.r^2}{a^2})}} \quad (1.36)$$

Alors la perméabilité magnétique est négative dans l'intervalle étroit suivant :

$$\omega_0 < \omega < \omega_{mp}$$

Cette structure est anisotrope. Afin de régler le problème d'anisotropie du RAF, une équipe suisse [8] a introduit un motif bidimensionnel appelé Crossed SRR "CSRR" (Résonateur en Anneau Fendu croisé) (cf. Figure 1.10) constitué de deux RAFs de même dimension, Ce motif accroît donc l'isotropie dans deux directions de l'espace.

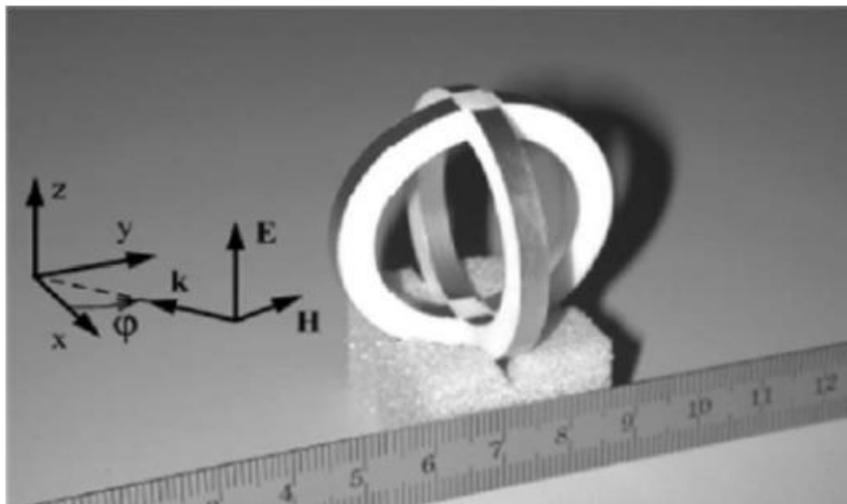


Figure 1. 10: Motif bidimensionnel du RAF proposé par Balmain et Martin.

Les mêmes auteurs parlent aussi d'isotropie tridimensionnelle, (figure 1.11), où les dimensions des trois RAFs sont placés perpendiculaires l'un l'autre. Dans le premier cas (cf. Figure 1.11 (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 différent (cf. Figure 1.11 (b))

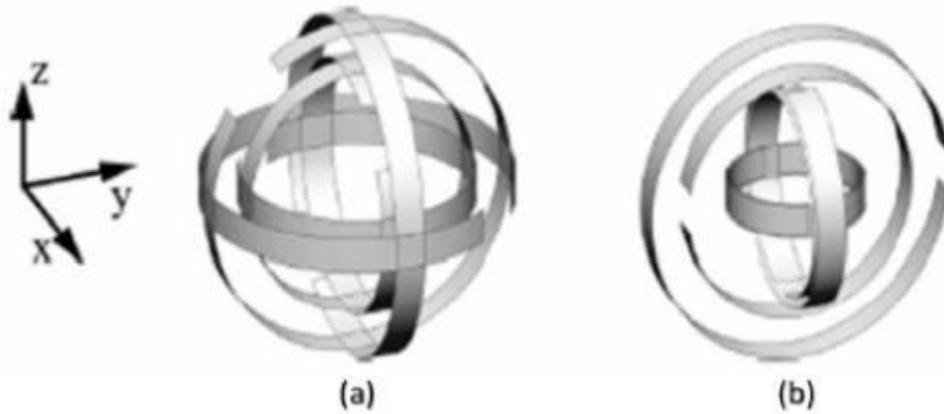


Figure 1. 11 : Motif tridimensionnel proposé par Balmaz et Martin : (a) Structure composée de trois RAFs identiques perpendiculaires l'un à l'autre, (b) Structure composée de trois RAFs de dimensions différents perpendiculaires l'un à l'autre

La figure 1.12 montre le circuit équivalent d'un résonateur en anneau fendu

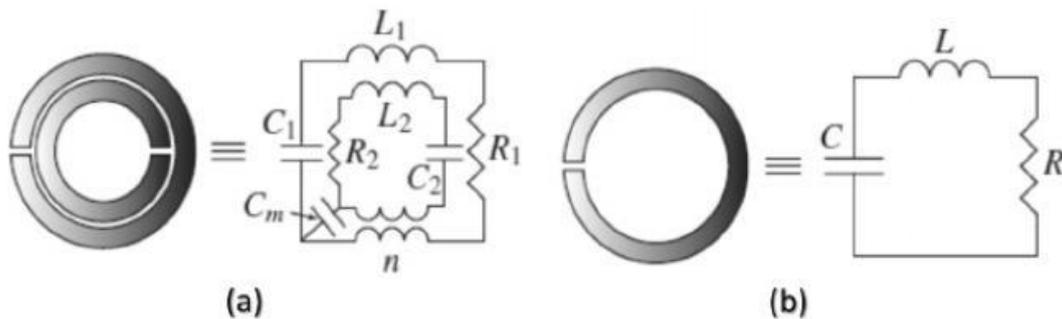


Figure 1. 12: Modèle du circuit équivalent du RAF : (a) Configuration d'un RAF double. (b) Configuration simple d'un RAF.

Dans la configuration anneau double, le couplage capacitif et inductif entre le grand et le petit anneau sont modélisés par une capacité de couplage et par un transformateur (rapport de transformation n), respectivement. Dans la figure 1.12(b), l'anneau est équivalent à un circuit RLC résonateur, avec une fréquence de résonance. Le RAF double est équivalent au RAF simple si le couplage mutuel est faible [29].

1.3.4 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.

La première démonstration expérimentale d'un milieu composite doublement négatif a été présentée par D. Smith en 2000. En s'inspirant des travaux de J. Pendry, il a superposé un réseau de fils et un réseau de SRR (cf. Figure 1.13). Il a observé ainsi une transmission à travers ce milieu dans la bande de fréquence dans laquelle la permittivité et la perméabilité sont négatives. Cette expérimentation a démontré pour la première fois la théorie des milieux main gauche introduite par Veselago, qui prévoit une propagation des ondes électromagnétiques à travers un milieu doublement négatif. Ce fut le premier métamatériau réalisé.

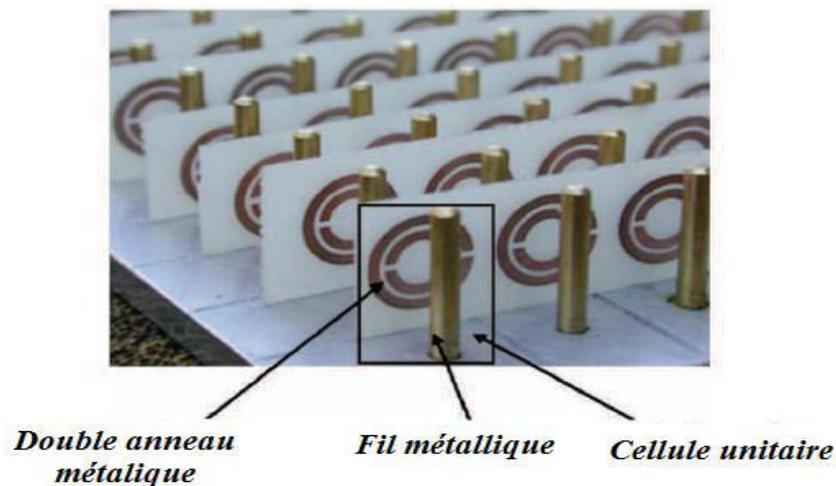


Figure 1. 13: Association d'un réseau de tiges avec des SRR périodiques.

1.4 Domaines d'application

De nombreuses applications ont été développées tout d'abord dans le domaine des fréquences centimétriques et millimétrique, puis dans celui de l'optique. Les principaux domaines où l'on attend de nouveaux produits pouvant intégrer des composants ou des systèmes à base de métamatériaux sont : les technologies de l'information et de la communication, le spatial, la défense et la sécurité, et les nanotechnologies.

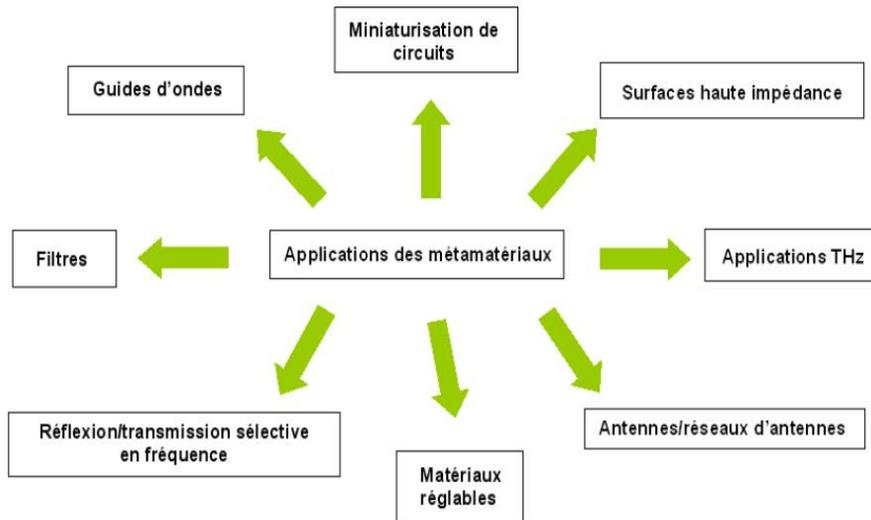


Figure 1. 14: Applications des métamatériaux.

1.4.1 Domaine optique & nanotechnologies

La réalisation de métamatériaux aux fréquences du visible sert dans une grande gamme d'applications de l'optique : systèmes d'imagerie à très haute résolution. Avec le développement des sources large bande térahertz (THz) d'intensité modérée, les signaux térahertz deviennent accessibles pour de nombreuses applications : de la physique de la matière condensée au biomédical, en passant par les techniques de fabrication et autres.

1.4.1.1 Lentilles parfaites

La réfraction négative donne la possibilité de focaliser une onde en utilisant une lentille plane. En effet, les métamatériaux font en sorte que les ondes électromagnétiques focalisent sur un point au lieu de dévier vers l'extérieur. Une lentille classique doit normalement être convexe pour focaliser la lumière, ce qui n'est pas le cas d'une lentille à base de métamatériaux. 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 métamatériau constitué d'un mince film d'argent pris en sandwich entre deux couches de semi-conducteur, pour une fréquence du domaine visible [28].

La figure 1.15 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. Pendry a

montré comment l'amplitude des ondes évanescentes peut être reconstituée par le milieu main gauche (MG) [28].

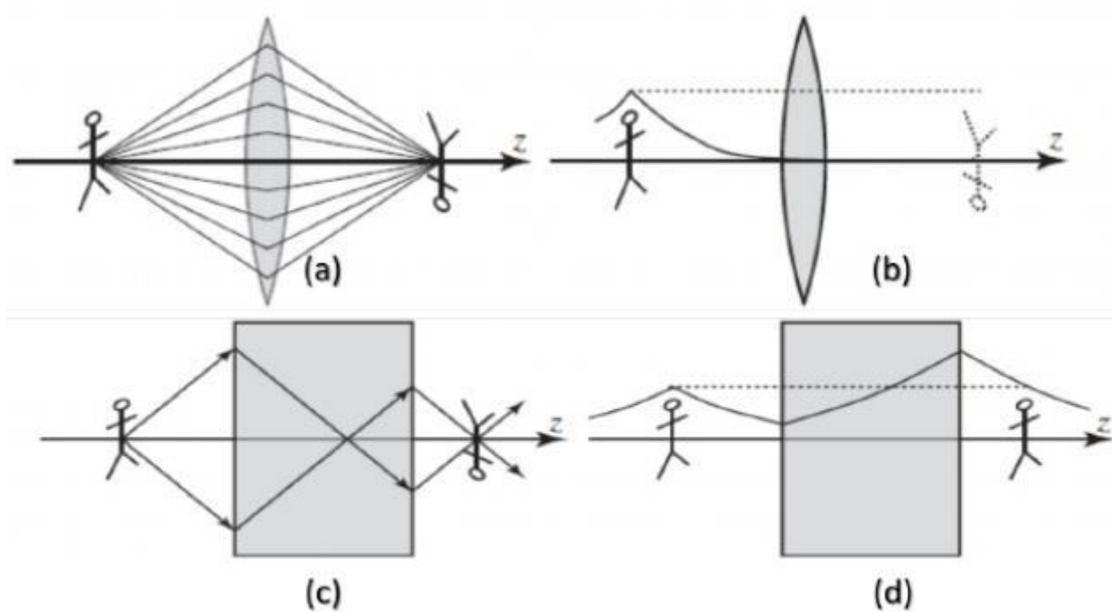


Figure 1.15: Image virtuelle reproduite pour un milieu MD et un milieu MG.

La reconstitution des harmoniques de fourrier évanescentes à $x=2d$ implique l'amplification de chaque harmonique de fourrier à l'intérieur du milieu MG (figure 1.16) [30].

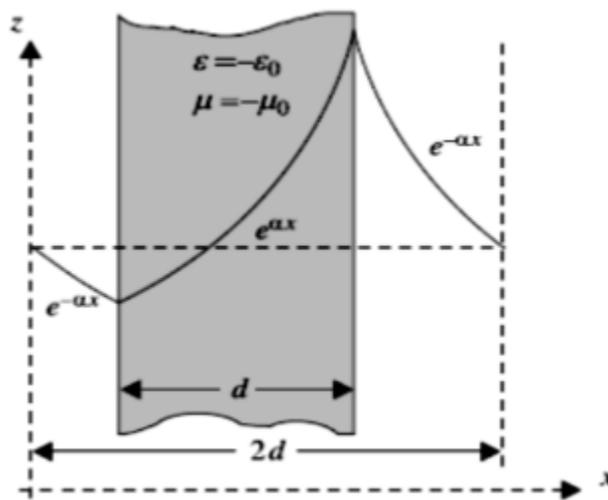


Figure 1.16: Diagramme d'amplitude pour une harmonique de Fourier évanescente pour une lentille parfaite. L'amplitude suit les courbes $\exp(\pm ax)$.

- lentille MD pour des ondes incidentes propagées : La focalisation se produit.
- lentille de focalisation pour ondes évanescentes incidentes : la source d'information n'atteint pas la source.

- plaque MG avec $\varepsilon = \mu = -1$ pour des ondes incidentes propagées : la focalisation se produit.
- plaque MG avec $\varepsilon = \mu = -1$ pour des ondes évanescentes incidentes : l'information atteint la source due à l'augmentation de l'énergie à l'intérieur de la plaque.

1.4.1.2 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 un métamatériau dont les champs électromagnétiques peuvent être contrôlés et manipulés. Cette cape d'invisibilité détourne les ondes centimétriques ou micro-ondes, figure 1.17, cette propriété résulte de la présence de mini circuits de taille inférieure à la longueur d'onde et de l'architecture en anneaux concentriques [20].



Figure 1. 17: La cape d'invisibilité de J.Pendry.

1.4.2 Défense et sécurité

Les métamatériaux doivent permettre de dépasser, d'une certaine manière, les limites inhérentes aux composants RF et microondes classiques qui sont pilotés par la longueur d'onde d'opération qui déterminent directement les dimensions de ceux-ci.

Des études sont en cours dans le monde pour définir de nouveaux matériaux absorbants utilisant les métamatériaux. L'espoir réside essentiellement dans la réalisation de matériaux d'épaisseurs plus faibles en utilisant les différentes formes des SHI (Surface à Haute Impédance) ou les matériaux magnétiques artificiels. Un certain nombre de chercheurs se focalise même sur une « cape d'invisibilité » qui est pour l'instant un concept purement mathématique.

Les métamatériaux peuvent, aussi, être utilisés pour contrôler les ondes térahertz (THz). Beaucoup de matériaux sont transparents aux ondes térahertz. Les substances chimiques

formant les ingrédients de base de substances critiques (drogues, explosifs) ont une réponse caractéristique, type empreinte digitale, différente des matériaux transparents. Ces propriétés permettent de penser que l'imagerie THz sera, à terme, un outil pour les applications de diagnostic et de sécurité.

1.4.3 Technologies de l'information et de la communication

Grâce à la possibilité de mieux contrôler et mieux maîtriser la propagation des ondes EM dans des matériaux de dimensions réduites, les métamatériaux sont envisagés comme de réels candidats pour les applications microondes.

Les avantages escomptés de l'emploi des métamatériaux sont :

- ☞ **La miniaturisation des composants** : composants physiquement petits mais électriquement grands comme par exemple les antennes de taille réduite de 1/10 (au moins) ayant des performances égales ou meilleures que les antennes conventionnelles, ce qui conduit à des réductions d'au moins d'un facteur 5
- ☞ **Un meilleur contrôle des paramètres** de circuits d'adaptation large bande, des composants de déphasage et lignes de transmission préservant une linéarité de phase sur toute la bande de fonctionnement, ce qui correspond à 5 à 10 fois mieux que dans les composants conventionnels
- ☞ **Une opération multi-bande** ; composants multi-bandes dont les fréquences de fonctionnement peuvent être façonnées pour des applications spécifiques et ne sont pas limitées aux seules fréquences harmoniques multiples.

1.5 Conclusion

Ce chapitre constitue un rappel théorique des métamatériaux et des structures périodiques dont nous avons rappelé les caractéristiques fondamentales en partant des équations de Maxwell. Les métamatériaux peuvent présenter une permittivité et/ou une perméabilité négative dans certaines fréquences et dans des directions bien définis. Nous avons pu démontrer théoriquement le sens physique de la propagation des ondes dans un milieu doublement négatif en décrivant quelques propriétés qui en découlent. Nous avons enfin cité quelques applications potentielles des métamatériaux qui ont un rôle très important à jouer dans les nouvelles technologies surtout dans les domaines optiques et des télécommunications.

Chapitre II
Conception et
analyse
des éléments
constituants
les métamatériaux

Chapitre II : Conception et analyse des éléments constituant les métamatériaux

2.1. Introduction

Actuellement plusieurs de travaux de recherche sont dédiés à la conception et à la caractérisation des matériaux composite, ayant des propriétés intrinsèques non présentes dans la nature.

Un métamatériau est simplement une structure que l'on construit pour qu'elle se comporte comme un matériau homogène. Toutefois, l'exploitation technologique de ces matériaux, requiert une compréhension grandissante de leurs possibilités structurelles. La meilleure manière de prédire l'ensemble de leurs propriétés reste la simulation qui requière en premier lieu un modèle théorique pour déterminer un ensemble d'équations régissant les phénomènes physique intervenant dans ces milieux, et par la suite un modèle détaillé numérique pour résoudre ces équations (cf. Figure 2.1).

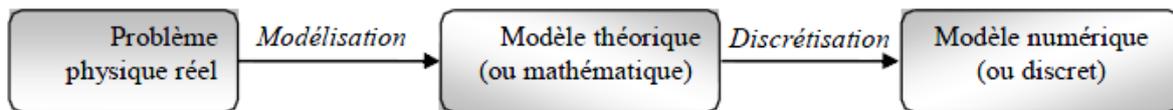


Figure 2. 1: Etapes de l'analyse d'un problème de limites

Deux approches sont alors à envisager, la première consiste à effectuer les calculs sur le matériau réel considéré dans toute sa complexité. Néanmoins, cette technique est extrêmement dispendieuse en raison du nombre important des degrés de liberté. La seconde approche consiste à homogénéiser les métamatériaux en le représentant par des matériaux homogènes équivalents. Cette méthode paraît très attrayante car elle facilite les calculs malheureusement, la justification du processus d'homogénéisation s'avère délicate. Pour limiter les manipulations onéreuses, il est donc crucial de mettre en place des méthodes de simulations précises et efficaces pour modéliser ces matériaux non standards.

Ce chapitre sera consacré à l'étude paramétrique et la modélisation électromagnétique de plusieurs cellules métamatériaux. Afin de pouvoir optimiser leurs profils et mettre en évidence les propriétés des cellules étudiées, des outils et techniques d'analyse généralement dédiés pour ces structures seront présentés. Par le biais d'une conception électromagnétique sous HFSS, différentes cellules métamatériaux unitaires seront analysés et leurs résultats seront commentés. Le travail effectué comporte aussi d'une partie consacrée à l'étude des cellules unitaires complémentaires qui sont plus utilisées dans la conception des circuits RF planaires.

2.2 Milieu effectif

Les métamatériaux sont au centre d'un domaine de recherche en pleine expansion, soumis à une demande croissante en technologies révolutionnaires. L'intérêt pour l'exploration de ces structures est motivé par la possibilité d'un contrôle sans précédent de la propagation des ondes électromagnétiques dans ces milieux artificiels. Les métamatériaux en tant que milieux physiques consistent en des matériaux composites artificiels, constitués d'une matrice d'inclusions périodiques conductrices ou diélectriques de dimension très inférieure à la longueur d'onde. Compte tenu des dimensions des inclusions devant la longueur d'onde de travail, on peut faire l'hypothèse que les composites sont homogénéisables caractérisés par une permittivité et une perméabilité macroscopiques effectives. Ces paramètres peuvent alors être déterminés à l'aide de théories de milieu effectif [31], et vont dépendre à la fois des propriétés intrinsèques des inclusions, de leurs paramètres géométriques et de leurs interactions mutuelles.

2.3 Signification physique des paramètres effectifs

De manière générale, les propriétés électriques et magnétiques des métamatériaux sont déterminées par l'indice de réfraction, l'impédance d'onde, la permittivité complexe et la perméabilité complexe. Ces paramètres permettent de déterminer la réponse du matériau aux ondes électromagnétiques. Une brève description sur la signification physique de ces paramètres macroscopiques attribués aux milieux composites homogénéisés sera faite. Ces milieux sont considérés passifs, linéaires et isotropes.

2.3.1. Permittivité complexe

La permittivité complexe, représente la réponse du matériau diélectrique à une excitation par un champ électrique \vec{E} . La partie réelle est représentative de l'alignement des dipôles électriques avec le champ électrique incident. Ainsi, une valeur positive de cette partie réelle signifie que les dipôles s'alignent parallèlement au champ excitateur tandis qu'une valeur négative représente un alignement antiparallèle.

$$\text{La permittivité complexe est définie par : } \epsilon_r = \epsilon' + i\epsilon'' \quad (2.1)$$

Où :

ϵ' est la constante diélectrique relative, elle dépend principalement de la polarisation du milieu.

ϵ'' est un coefficient représentant les pertes diélectriques et ceux dues aux charges libres.

2.3.2. Perméabilité complexe

La perméabilité complexe est la réciproque de la permittivité et s'applique sur le champ magnétique au lieu du champ électrique.

2. 3.3. Indice de réfraction

L'indice de réfraction complexe « n » nous informe sur la propagation d'une onde au sein du milieu. On le définit par la relation :

$$n = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \quad (2.2)$$

Avec les paramètres ε_r , μ_r qui sont en général complexes.

Si les deux parties réelles de ε_r et de μ_r sont positives, ou lorsque l'une des deux est négative, le milieu est propagatif (cas des matériaux classiques). Lorsque les deux parties réelles de ε_r et de μ_r sont négatives simultanément (i.e. l'indice de réfraction est négatif), (approche de veselago chose qui a été démontré dans le chapitre 1).

2.3.4. Impédance complexe

L'impédance est une notion de première importance en électronique ou dans la description des lignes à transmission. Cette notion peut s'étendre à de nombreux domaines de la physique. L'impédance d'onde est le rapport de la composante du champ électrique et du champ magnétique dans le plan de propagation

$$Z = \frac{|E(\omega)|}{|H(\omega)|} \quad (2.3)$$

Cette définition donne, en utilisant les équations de Maxwell :

$$z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (2.4)$$

L'impédance d'onde complexe z nous renseigne non seulement sur la propagation de l'onde, mais elle apporte aussi une information supplémentaire: elle permet en l'absence de propagation, c'est à dire quand sa partie imaginaire est supérieure à sa partie réelle, de savoir quelle composante de l'onde électromagnétique (le champ \vec{E} ou le champ \vec{H}) est annulée. Si la partie imaginaire de z est positive dans la convention $e^{(j\omega t)}$ ou négative dans la convention $e^{(-j\omega t)}$, le milieu est dit inductif. Il existe au sein de ce milieu un champ magnétique statique. Nous pouvons déduire que l'onde ne peut pas se propager car la composante électrique a été annulée. La réciproque est également vraie si la partie imaginaire de Z est négative.

2.4 La modélisation des structures MMA

L'optimisation de dispositifs exploitant ou contrôlant les métamatériaux requiert le développement d'outils de simulation numérique appropriés. Or il n'est pas envisageable de chercher à simuler de façon exacte ces milieux dans toute leur complexité. Une alternative séduisante consiste à assimiler le comportement de telles structures à celui d'un milieu homogène plus simple. Ces matériaux sont complexes en raison de leur micro structure interne, ce qui rend difficile le développement d'expressions pour la permittivité et la perméabilité effectives aussi bien théorique que numérique. La meilleure manière de prédire l'ensemble de leurs propriétés reste à développer des outils précis et efficaces.

2.4.1 Modélisation analytique

Afin de prédire la réponse électromagnétique des métamatériaux, un certain nombre de modèles analytiques a été développé. A travers ces modèles, les chercheurs ont essayé d'expliquer les phénomènes physiques derrière les caractéristiques uniques de ces structures [8, 32-34]. De manière générale, les modèles théoriques sont importants, puisqu'ils permettent d'apporter une explication physique à des résultats de mesures ou de simulations. Il existe plusieurs méthodes analytiques, parmi lesquelles on peut citer :

2.4.1.1 Théorie de milieu effectif

La présentation exacte d'un milieu hétérogène nécessite un nombre trop important de paramètres, il faudrait en effet avoir accès à toutes les caractéristiques comme les formes, les orientations, et les positions des particules. Il est alors commode d'identifier le matériau hétérogène à un matériau effectif homogène, ayant les mêmes propriétés macroscopiques. Tout l'intérêt de ce concept de milieu effectif réside dans la réduction du nombre de paramètres indispensables à la représentation du milieu. Une onde se propageant dans un milieu hétérogène est atténuée à la fois par des effets d'absorption et de diffusion. Lorsque la longueur d'onde est très supérieure aux dimensions des hétérogénéités, les phénomènes de diffusion peuvent être négligés. Le mélange hétérogène peut alors être homogénéisé [35, 36] et les paramètres électromagnétiques ϵ et μ de ce nouveau milieu sont déterminés dans le cadre de l'approximation quasi stationnaire qui suppose que les champs dynamiques à l'intérieur des inclusions sont spatialement uniformes .

2.4.1.1.1 Théorie Clausius-Mossotti

Développée à la fin du XIXe siècle [37, 38] , elle permet d'établir une relation entre les paramètres macroscopiques ϵ et μ du matériau et les polarisabilités individuelles électriques a

et magnétiques des atomes ou molécules le constituant. Dans cette théorie, chaque atome (ou molécule) du matériau est assimilé à une sphère conductrice parfaite. Sous l'action d'un champ électrique extérieur, les nuages électroniques des couches périphériques se déforment entraînant un déplacement du barycentre des charges. Chaque atome (ou molécule) se comporte alors comme un dipôle. La polarisation totale du matériau se décompose en deux termes, le premier représente l'interaction de chaque dipôle avec le champ appliqué. Le second terme représente les interactions de tous les dipôles entre eux. Lorentz [39] proposa en 1880 une méthode pour le calcul du champ local. Cette méthode consiste à diviser le diélectrique en deux régions dont la frontière de séparation est une sphère appelée sphère de Lorentz. Celle-ci est centrée sur le dipôle ou l'on cherche à calculer le champ local.

2.4.1.1.2 Modèle de Maxwell Garnett :

Le modèle de Maxwell-Garnett [40] découle directement de la relation de Clausius-Mossotti. Elle s'applique bien lorsque l'un des deux constituants peut être considéré comme une matrice continue dans laquelle l'autre constituant est incorporé sous la forme d'inclusions isolées et de géométrie bien définie. L'ensemble des inclusions équivalent est considéré avec un dipôle unique, isolé dans la matrice, dont la polarisabilité est la somme des polarisabilités individuelles (cf. Figure 2.2). Les inclusions sont donc sans interactions entre elles dans l'hypothèse du champ de Lorentz. Il s'agit simultanément de faible volume d'inclusions et de grandes distances inter particules. Le modèle de Maxwell-Garnett est incertain pour les concentrations d'inclusions supérieures à 50% [8, 41].



Figure 2. 2: La cellule unité représentative du milieu modélisé par la théorie de Maxwell-Garnett.

NB : Toutes les inclusions (modélisées par des sphères) sont ramenées à une inclusion unique : elles sont sans interactions.

2.4.1.1.3 Modèle de Bruggeman

Dans le modèle de Bruggeman [42] (ou modèle du milieu effectif approximatif), les deux constituants sont traités comme des inclusions plongées dans le milieu effectif, et soumises aux champs moyens, exprimant ainsi qu'une particule est en interaction avec toutes les autres particules du milieu quelle que soit la distance qui les sépare .

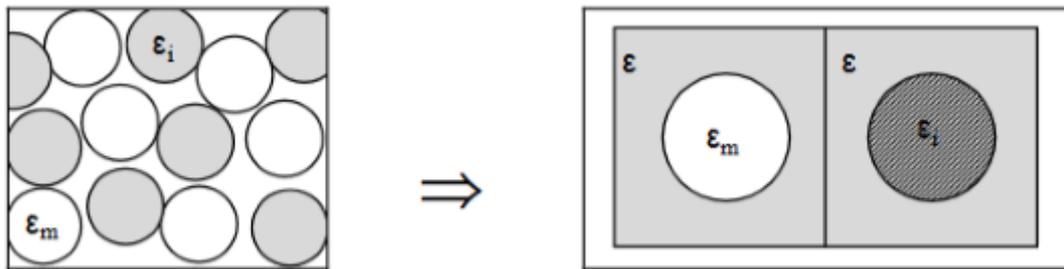


Figure 2. 3: homogénéisation dans la théorie de Bruggeman : rôle symétrique des constituants

2.4.1.2 Modèle en circuit résonnant

Le mécanisme de fonctionnement et les caractéristiques uniques des structures peuvent être analysés par des modèles de circuits, notamment celui des circuits à constantes localisées LC et le modèle de la ligne de transmission. En effet la transposition de ces circuits à l'aide de ces modèles, sous forme d'une cellule élémentaire, permet d'aborder des structures périodiques de dimensions semi-infinies (seul le nombre de couche est fini) avec des temps de calculs négligeables. Dans cette approche, les schémas électriques équivalents modélisés sont des schémas électriques rigoureux qui permettent une meilleure appréhension des phénomènes électriques et magnétiques mis en jeu. Les modèles développés dépendent de la géométrie de l'inclusion et des dimensions des cellules unitaires. Ils prennent en considération les différents couplages au sein même d'une cellule métamatériau et au sein d'un réseau complet (composé de cellules métamatériaux).

2.4.1.2.1 Modèle équivalent en termes d'éléments localisés (L et C)

Le modèle équivalent (sans pertes) en terme localisé de la cellule métamatériau a été largement exploré par plusieurs travaux [43-45] . Le comportement de la structure peut être modélisé par un circuit résonants LC quasi-localisés, constitué d'une boucle inductive reliée à un élément capacitif, dont l'inductance est donnée par la longueur de la trace métallique du résonateur et la capacité par son gap central. Pour les cellules à permittivité négative, seule la capacité formée par le gap centrale couplé avec le champ électrique, inversement aux cellules à perméabilité négative ou l'élément inductif couple avec le champ magnétique. Cette

approche a l'avantage de proposer des formules analytiques permettant de prévoir la position spectrale de la résonance de la surface. La figure 2.4 représente des modèles équivalents de la cellule SRR.

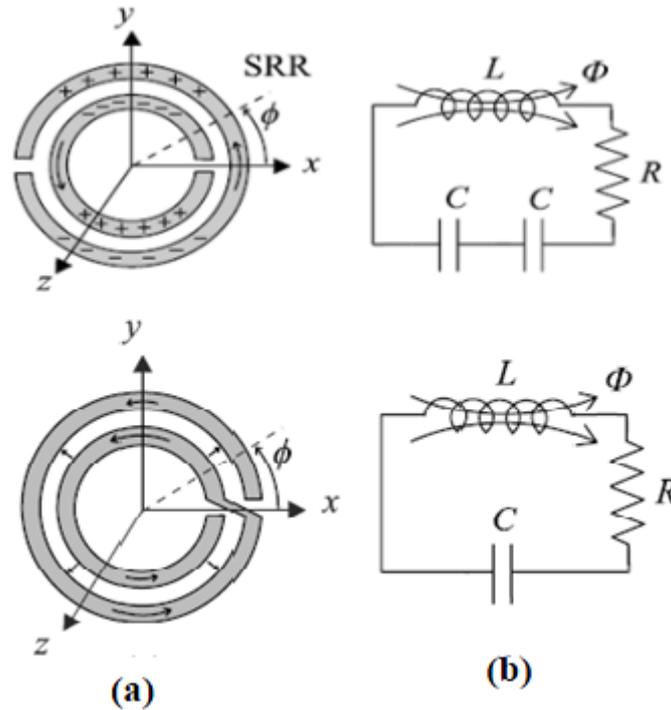


Figure 2. 4: (a) Exemples des résonateurs en anneaux fendus, (b) circuit équivalent

2.4.1.2.2 La modélisation par ligne de transmission

Cette approche a pris ses origines dans l'analogie qui existe entre la propagation des ondes transverses électromagnétiques dans les lignes de transmission et la propagation d'une onde plane dans un matériau homogène et isotrope de permittivité ϵ et de perméabilité μ .

La ligne de transmission sans perte est périodiquement chargée par des éléments localisés : inductances en shunt et capacités en série, ce qui se traduit par le schéma équivalent de la figure 2.5 .Cela signifie que le comportement fréquentiel d'une ligne duale est gouverné par des phénomènes de résonance. Les éléments élémentaires du circuit sont des grandeurs linéiques (par unité de longueur). Les caractéristiques fondamentales d'un modèle de ligne de transmission sont les suivantes (le signe ' est ici utilisé comme moyen de dénoter les grandeurs linéiques) :

Pour une ligne conventionnelle

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{L'_R C'_R} \quad (2.5)$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}}$$

$$\mu_{eff} = \frac{L'_R}{2}$$

$$\varepsilon_{eff} = C'_R$$

$$V_\varphi = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_R}}$$

$$V_g = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_R}}$$

Pour une ligne main gauche

$$\gamma = j\beta = -j \frac{1}{\omega \sqrt{L'_L C'_L}} \quad (2.6)$$

$$\mu_{eff} = \frac{-1}{2\omega^2 L'_L}$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{-1}{2\omega^2 C'_L}$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}}$$

$$V_\varphi = -\omega^2 \sqrt{L'_L C'_L}$$

$$V_g = \omega^2 \sqrt{L'_L C'_L}$$

On remarque que pour la ligne conventionnelle, la vitesse phase et la vitesse de groupe ont le même signe, donc la propagation est de type main droite, alors que pour la ligne duale, elles sont de signes opposés et la ligne de transmission peut supporter des ondes inversées (propagation main gauche).

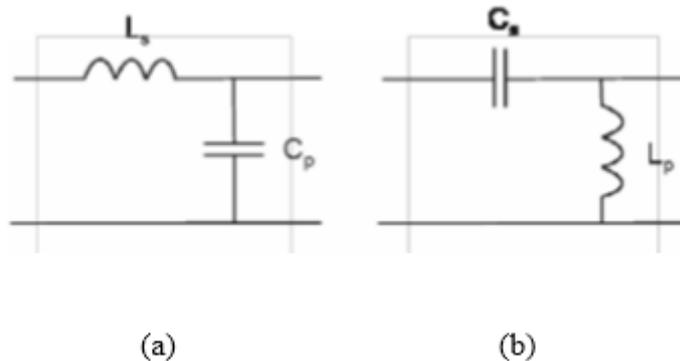


Figure 2. 5: Schéma équivalent de la cellule unitaire : (a) d'une ligne classique (main droite) et (b) duale (main gauche).

2.4.2 Simulation numérique de métamatériaux

Les méthodes analytiques ayant leurs limites, il est très difficile, voire impossible de trouver une méthode analytique suffisamment précise pour prédire au mieux le comportement d'une structure. Il est donc nécessaire de mettre à profit une méthode numérique appropriée pour résoudre les problèmes électromagnétiques dans toute sa complexité. Ces méthodes sont très largement utilisées dans la communauté des métamatériaux. Elles sont devenues une troisième voie de recherche entre la théorie et l'expérience. Elles font office d'expérience virtuelle en approximant numériquement la solution physique des équations de Maxwell. Ainsi, des effets physiques souvent ignorés dans les méthodes analytiques (tel que l'effet du champ proche ou des moments multipolaires d'ordres élevés) sont présents dans ce type de calcul numérique. Les résultats numériques peuvent ainsi contribuer à l'acceptation ou au rejet des théories analytiques et peuvent également indiquer les directions dans lesquelles de nouvelles approches doivent être développées. Il existe de nombreuses méthodes d'analyses numériques, les plus courantes étant les méthodes basées sur des équations différentielles. Parmi celles-ci, les plus utilisées sont la méthode des différences finies temporelles, la méthode des éléments finis (FEM) base du fonctionnement du logiciel utilisé (Ansoft HFSS).

2.4.2.1 Méthode des éléments finis

En analyse numérique, la méthode des éléments finis est utilisée pour résoudre numériquement des équations aux dérivées partielles représentant souvent analytiquement le comportement dynamique de certains systèmes physiques. En électromagnétisme, cette méthode permet de résoudre les équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel. Son principe consiste à faire une approximation par parties de la fonction inconnue, pour résoudre une équation différentielle, en discrétisant la géométrie du problème en plusieurs sous-domaines dont l'ensemble est appelé maillage (figure 2.6). Plus le maillage est fin, plus l'approximation de la solution sera bonne, en revanche la demande en ressources informatiques sera plus importante, donc un temps de calcul allongé.

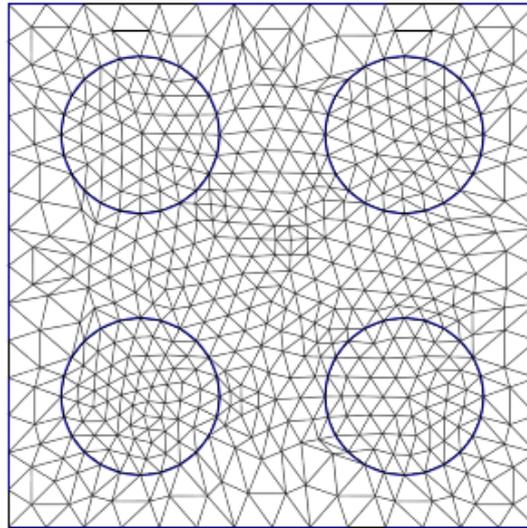


Figure 2. 6: Maillage bidimensionnel d'une structure comportant des sphères.

Dans de nombreux cas, un seul type d'élément de base de maillage est nécessaire pour modéliser un problème donné, mais parfois deux ou plusieurs éléments sont nécessaires pour discrétiser un tel problème. Chaque élément est représenté par des points appelés nœuds géométriques. A chaque élément, on associe des nœuds d'interpolation où l'inconnue sera calculée. Ainsi, à chaque élément résultant de la subdivision, la fonction modélisant le phénomène est définie par une interpolation polynomiale.

$$V = \sum_{i=1}^N \lambda_i V_i \quad (2.7)$$

Le principe de base consiste à trouver la distribution des valeurs nodales λ_i ; qui vérifient les équations aux dérivées partielles et qui remplissent les conditions aux limites.

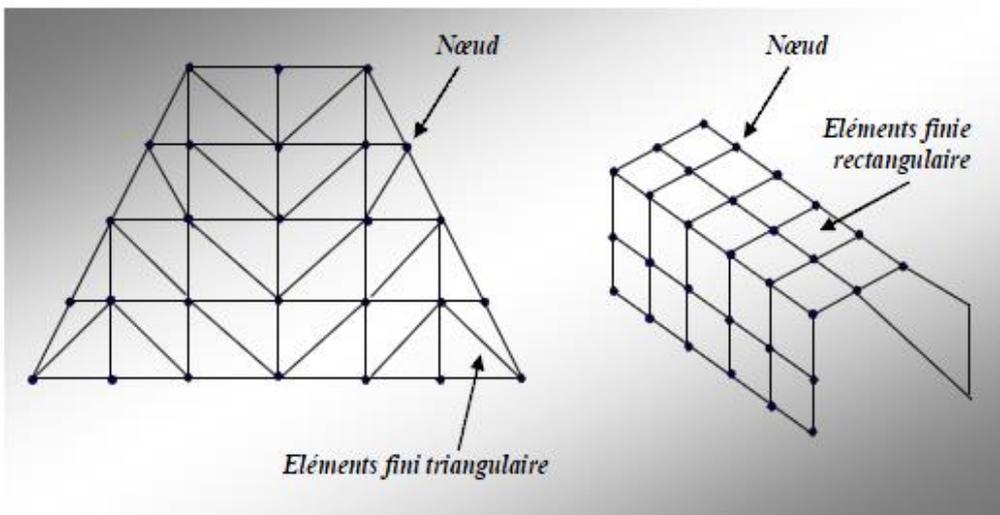


Figure 2. 7: Modélisations par éléments finis de structures

Grâce à la diversité des éléments de base du maillage pouvant être employés, notamment les triangles en 2D ou les tétraèdres en 3D (cf. Figure 2.8). Cette méthode est très répandue pour la modélisation de géométries complexes et les matériaux inhomogènes.

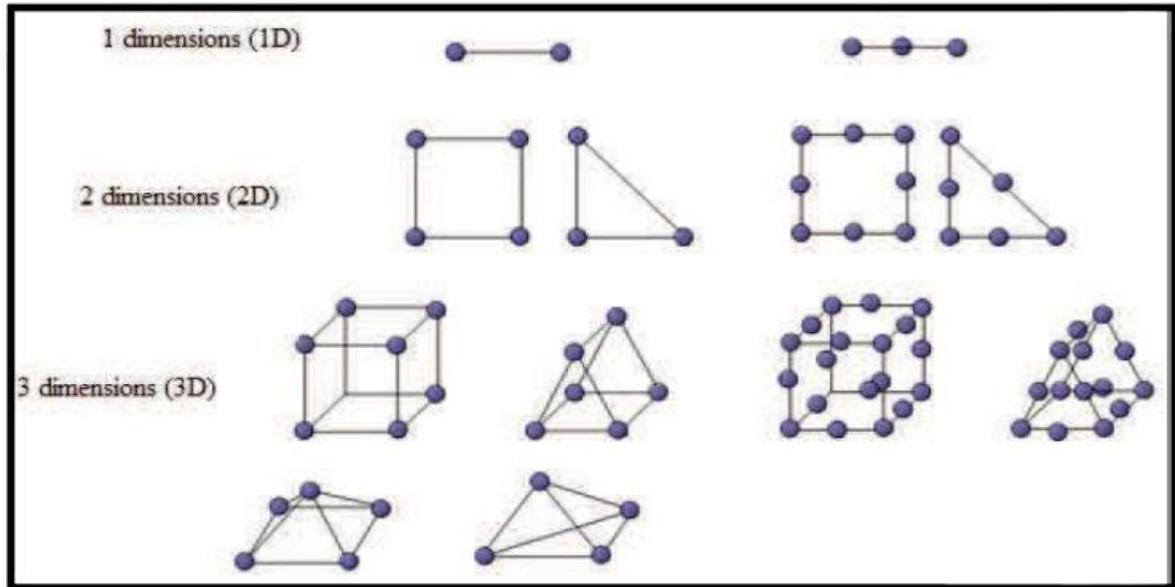


Figure 2. 8: Quelques types d'éléments.

La méthode des éléments finis est extrêmement puissante puisqu'elle permet d'étudier correctement des structures continues ayant des propriétés géométriques et des conditions de charge compliquées ; elle nécessite un grand nombre de calculs qui, à cause de leur nature répétitive, s'adaptent parfaitement à la programmation numérique et à la résolution par ordinateur

2.5 Extraction des paramètres effectifs

Il existe plusieurs méthodes d'extractions des paramètres effectifs. La méthode la plus utilisée dans le domaine des matériaux est l'approche Nicolson-Ross-Weir (NRW) [46, 47]. Elle consiste à calculer les paramètres effectifs des matériaux à partir des coefficients de transmission et de réflexion obtenus en simulations. Cette méthode est dite « d'inversion » car dans l'ensemble elle permet de remonter aux paramètres effectifs du en partant des coefficients de réflexion r et de transmission t par « inversion » des équations de Fresnel.

L'indice de réfraction n et l'impédance z sont premièrement déterminé à partir des paramètres S (les coefficients de réflexion et de transmission). Dès que n et z sont déterminés, la permittivité ϵ et la perméabilité μ peuvent être facilement calculées à partir des relations suivantes :

$$\varepsilon = \frac{n}{z} \quad \text{et} \quad \mu = n * z \quad (2.8)$$

Pour un matériau homogène d'épaisseur d , les coefficients de réflexion et de transmission d'ondes électromagnétiques (EM) peuvent être exprimés en fonction de l'indice de réfraction n et d'impédance Z du matériau [48-50].

$$t^{-1} = \left[\cos(nkd) - \frac{1}{2} \left(z + \frac{1}{z} \right) \sin(nkd) \right] e^{ikd} \quad (2.9)$$

Et

$$\frac{r}{t'} = -\frac{i}{2} \left(z - \frac{1}{z} \right) \sin(nkd) \quad (2.10)$$

Avec $k = 2\pi/\lambda$ représente le vecteur d'onde λ la longueur d'onde incidente en espace libre et $t' = t * e^{ikd}$ est le coefficient de transmission normalisé.

Les relations pour la transmission et la réflexion sont inversées et Z est donné par l'expression suivante :

$$z = \pm \sqrt{\frac{(1+r^2)-t'^2}{(1-r^2)-t'^2}} \quad (2.11)$$

Le fait que le milieu est passive implique que :

$$R_E(z) > 0 \quad (2.12)$$

L'indice de réfraction n est exprimé en fonction de t et r est donné par la relation suivante :

$$\cos(nkd) = X = \frac{1}{2t'} (1 - r^2 + t'^2) \quad (2.13)$$

Avec n est un indice de réfraction complexe qui peut s'écrire sous la forme suivante :

$$n = n' + in'' \quad (2.14)$$

L'équation (2.12) donne donc :

$$e^{(-n''kd)} [\cos(n'kd) + i \sin(n'kd)] = Y = X \pm \sqrt{1 - X^2} \quad (2.15)$$

Pour que l'amplitude de l'onde EM décroisse à l'intérieur de la structure, $|Y| < 1$, donc, le signe de n est déterminé par la condition suivante :

$$n'' \geq 0 \quad (2.16)$$

Comme nous faisons nos calculs dans une boîte de simulation assimilable à un quadripôle (deux *waveport*, soit deux entrées/deux sorties), ainsi les paramètres S issus des simulations s'écrivent sous forme d'une matrice 2×2 :

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

Où les paramètres diagonaux (S_{11} , S_{22}) correspondent à la réflexion de la structure et les paramètres extra-diagonaux (S_{12} , S_{21}) à sa transmission. En plus, le système est supposé réciproque, c'est-à-dire que $S_{11} = S_{22}$ et $S_{12} = S_{21}$.

Les paramètres S_{11} et S_{12} sont donc les coefficients respectivement de réflexion r et de transmission t' de notre structure ;

Les relations peuvent être écrites en fonction des paramètres S

$$z = \pm \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (2.18)$$

$$X = \cos(nkd) = \frac{1}{2*S_{21}} * (1 - S_{11}^2 + S_{21}^2) \quad (2.19)$$

$$e^{inkd} = X \pm i\sqrt{1 - X^2} \quad (2.20)$$

La condition (2.16) permet de déterminer les parties réelle et imaginaire de l'indice de réfraction et aussi le signe de $\text{Re}(n)$, ce qui est très important surtout lorsque le matériau peut potentiellement avoir des régions qui sont de caractères Main Gauche, en d'autres mots des régions où $\text{Re}(n)$ peut être négative.

La partie imaginaire et la partie réelle de n sont données par les relations 2.21 et 2.22 respectivement :

$$n'' = -\frac{1}{kd} [R_e(\ln(Y))] \quad (2.21)$$

$$n' = \frac{\arctan(I_m(Y)/R_e(Y)) \pm m\pi}{kd} \quad (2.22)$$

Où m est un entier.

2.6 Étude des cellules unitaires MMA

Dans ce qui suit, une analyse numérique du comportement électromagnétique des différents résonateurs sera présentée. Divers motifs géométriques ont été proposés pour développer des cellules unitaires métamatériaux. En se basant sur la méthode d'homogénéisation décrite précédemment, une analyse de la réponse électromagnétique de ces structures est faite. Les coefficients de transmission et de réflexion seront obtenus par l'utilisation des simulations sous le logiciel HFSS d'Ansoft.

2.6.1 Etapes de simulation

Le logiciel HFSS est conçu pour modéliser des dispositifs propagatifs en résolvant l'équation différentielle (1.12)

Il s'agit d'un code fréquentiel car cette équation doit être résolue pour chaque valeur de la fréquence. La fréquence est fixée et le champ électrique est calculé. Ce code est tridimensionnel et produit un maillage tétraédrique adaptatif. C'est-à-dire qu'HFSS utilise une méthode d'interpolations combinée avec un processus itératif dans lequel un maillage est créé et automatiquement redéfini dans les régions critiques. Une solution est extraite à partir d'un maillage, puis suivant la convergence de la solution, affine le maillage ou non en discrétisant de manière plus précise les régions sur lesquelles un pourcentage d'erreurs est élevé. Ce processus d'itération mène à une solution avec une bonne approximation de la valeur réelle.

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

1. **Modéliser en 3D La structure** : HFSS permet de représenter n'importe quelle structure, même complexe, à partir de formes de bases (cubes, sphères, cônes, etc.),
2. **Spécification des matériaux pour chaque objet** : choix du matériau, constantes diélectriques, conductivité des matériaux
3. **Spécification des conditions aux limites** : La résolution des équations d'ondes dans une structure quelconque exige la spécification des conditions aux frontières. Il existe un grand nombre de conditions aux limites. Les structures simulées au cours de cette thèse sont le plus souvent des systèmes infinis dans une ou deux directions de l'espace. La simulation de structures infinies est rendue possible grâce à l'utilisation de conditions aux limites « *Perfect E* » et « *Perfect H* » proposées par HFSS®.
 - ✓ **Perfect E (PEC)** : le champ électrique est normal tandis que le champ magnétique est tangentiel à cette surface ainsi que la densité de courant. La composante tangentielle du champ électrique est nulle.
 - ✓ **Perfect H (PMC)** : En effet un PMC présente des conditions aux limites différentes de celles d'un PEC ; le champ magnétique est normal à la surface et le champ électrique est tangentiel à la surface, autrement dit la composante tangentielle du champ magnétique et la composante normale du champ électrique sont nulles à la surface d'un conducteur

magnétique parfait PMC. Par définition, une condition PMC, et par symétrie une condition PEC (*Perfect Electric Conductor*), se décrivent ainsi :

$$PMC \begin{cases} \vec{n} \times \vec{H} = \vec{0} \\ \vec{n} \cdot \vec{E} = 0 \end{cases} \quad (2.23)$$

$$PEC \begin{cases} \vec{n} \times \vec{E} = \vec{0} \\ \vec{n} \cdot \vec{H} = 0 \end{cases} \quad (2.24)$$

Ces conditions nous permettent en premier lieu de fixer la polarisation incidente, transverse électrique (TE) ou transverse magnétique (TM). En plaçant donc les conditions aux limites «*Perfect E* » et «*Perfect H*» de manière appropriée sur les plans de symétries et d'antisymétrie de la cellule unitaire, on peut ainsi à la fois simuler la périodicité du réseau et réduire la taille de la région simulée. Le champ magnétique H doit être parallèle à l'axe des anneaux pour garantir une meilleure excitation magnétique et faire circuler un courant d'induction sur les anneaux.

4. **Identification des sources et (ou) ports d'entrée/sortie** : consiste à injecter la puissance sous forme d'onde électromagnétique à travers la porte d'alimentation déjà définie. Nous avons utilisé le mode « wave-port » tout le long de ce travail.
5. **Configuration des paramètres de simulation** : Fréquence(s), 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 :
 - ✓ La vitesse du calculateur (ordinateur) utilisé.
 - ✓ La complexité de la structure (volume, dimensions etc.)
 - ✓ La bande de fréquence de l'analyse.
7. **Visualisation des résultats** : Le diagramme de rayonnement, paramètres S (+ paramètres z, y etc.)
8. **Discussion et exploitation des résultats par l'utilisateur**

2.6.2 Résonateur à activité électrique

Ce sont des métamatériaux qui ont un comportement électrique et qui sont susceptibles de présenter une permittivité négative dans un spectre donnée, ils sont appelé aussi « résonateur à activité électrique ». Ils ont été largement inspirés par la physique des plasmas. Ces structures se comportent comme des dipôles électriques qui gouvernent la propagation des ondes électromagnétiques.

2.6.2.1 Tiges continues

Nous supposons qu'une onde se propage dans le plan du réseau avec des champs électrique et magnétique respectivement parallèle et perpendiculaire à l'axe des fils.

Les paramètres S_{11} et S_{21} seront présentés afin de montrer la valeur obtenue pour la fréquence de plasma du réseau.

Les tiges ont une largeur de 0,33 mm correspondant à la taille de l'ouverture des résonateurs à activité magnétique.

Notons toutefois que sur la figure 2.9, la longueur des tiges est de 3,63 mm correspondant à la hauteur de la boîte de rayonnement.

Sur la figure 2.10.a, nous notons que la fréquence de plasma ou de coupure est de 23.5 GHz pour la transmission de type passe-haut. Cette figure tend vers l'évolution décrite par le modèle de Drude car l'on peut observer qu'en dessous de la fréquence de plasma, il y a une réjection totale des signaux ; et au-dessus de cette fréquence, il existe une zone de transparence.

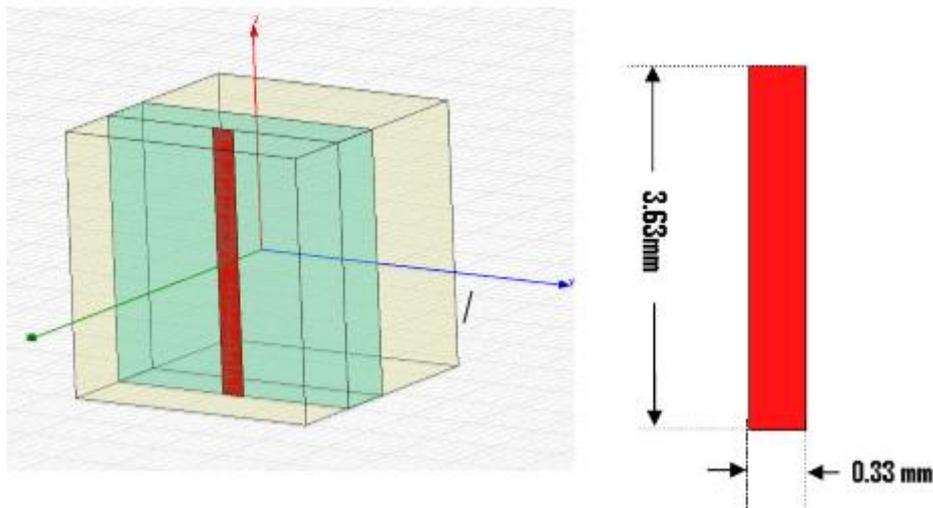
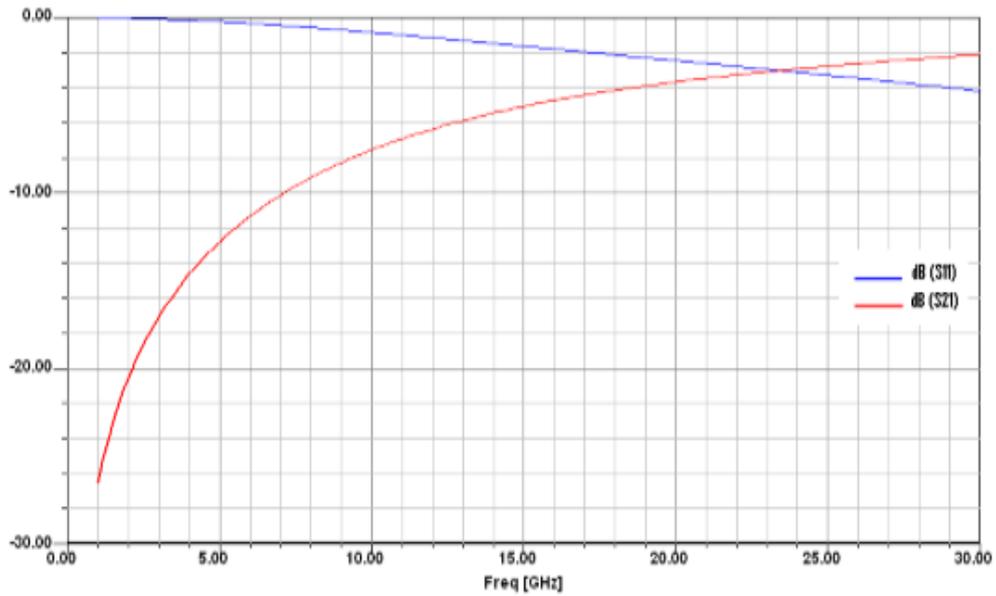
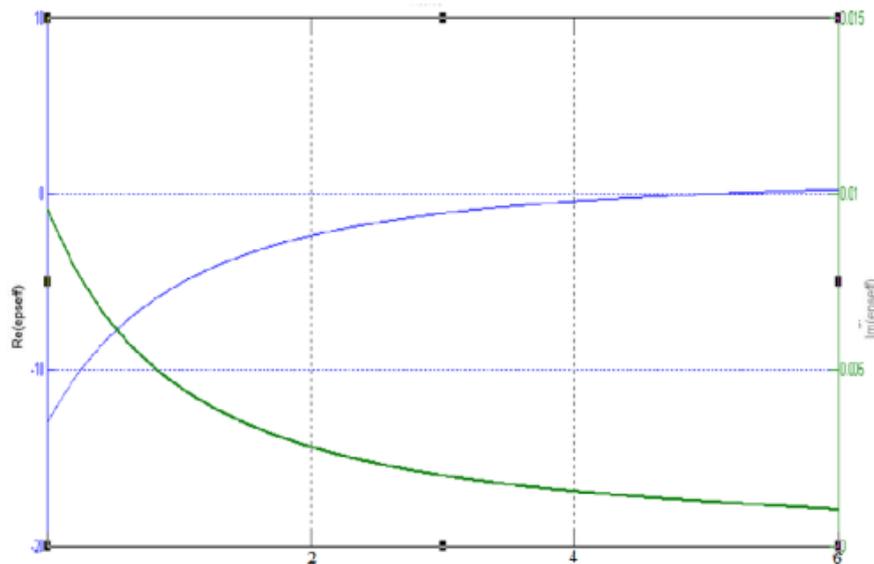


Figure 2. 9: Représentation et dimensions d'une unité de cellule de la forme tige



(a)



(b)

Figure 2. 10: (a) Coefficients de réflexion et de transmission en dB ; (b) Parties réelle et imaginaire de la permittivité effective (réseau de tige)

En ce qui concerne la permittivité effective (cf. Figure 2.10 (b)), $Re(\epsilon_{eff})$ est négative dans la bande de fréquences en dessous de la coupure. $Im(\epsilon_{eff})$ est positive et prend des valeurs de l'ordre de 10^{-3} dans cette même bande.

2.6.2.2 Résonateur ELC

En 2006, les résonateurs électriques LC (ELC) ont été proposés comme alternative aux tiges métalliques de Pendry pour produire des milieux à permittivité négative [22]. Ce résonateur, comme illustré dans la figure 2.11 est constitué de deux boucles inductives reliées à un élément capacitif. L'inductance est donnée par la longueur de la trace métallique du résonateur et la capacité par son gap central. En appliquant un champ électrique parallèle au plan de la capacité formée par le gap central, seule cette dernière couple avec le champ électrique, inversement au SRR de Pendry où l'élément inductif couple avec le champ magnétique. La symétrie du résonateur ELC implique la présence à la fois d'un couplage à un champ électrique et d'un couplage à un champ magnétique. Cependant la symétrie des deux boucles inductives équivalentes mais opposées permet d'annuler le couplage magnétique de la structure, ce qui justifie la réponse purement électrique d'un tel résonateur.

Pour examiner les performances du résonateur ELC, les propriétés électromagnétiques de ces structures sont analysées numériquement en appliquant les conditions périodiques adéquates.

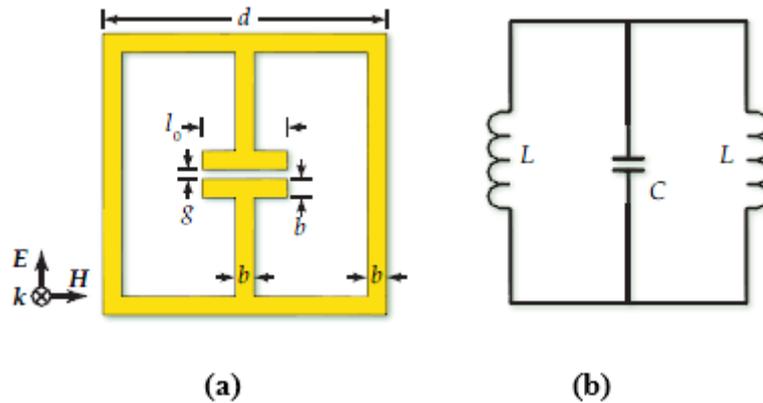


Figure 2. 11: (a) Représentation et dimensions du résonateur ELC, $d= 6$ mm, $b = 0,3$ mm, $g = 0,45$ mm et $l_0 = 2$ mm ; (b) modèle électrique équivalent en régime quasi statique

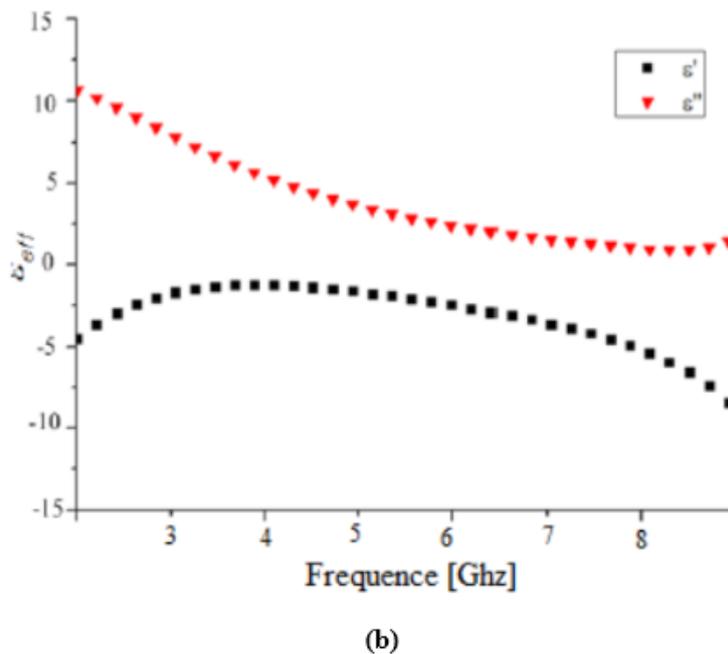
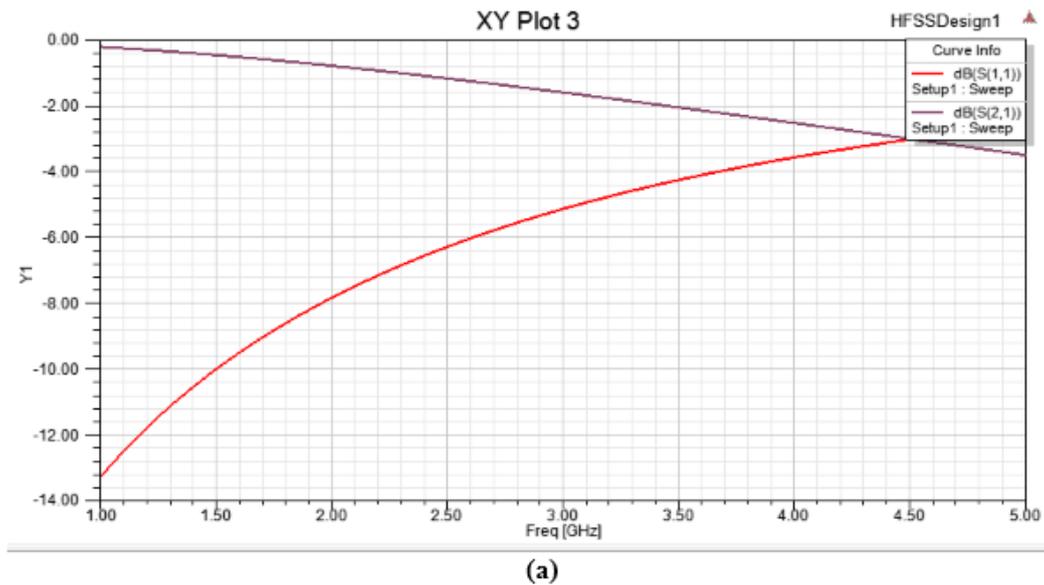


Figure 2. 12: (a) Coefficients de réflexion et de transmission en dB, (b) Parties réelle et imaginaire de la permittivité effective (résonateur ELC)

La figure 2.10(a) présente l'allure des coefficients de transmission et de réflexion associés au résonateur ELC. Nous constatons que le résonateur présente une résonance à 5.9 GHz dont la forme est celle d'un filtre réjecteur de bande.

Les parties réelle et imaginaire de la permittivité effective sont présentées dans la figure 2.10(b). On constate qu'à la résonance, la partie réelle de la permittivité est négative alors que la partie imaginaire est positive.

2.6.3 Résonateur à activité magnétique

Ces structures ont le pouvoir de présenter une perméabilité négative dans une bande de fréquence bien déterminée et ont une réponse similaire aux matériaux ferromagnétiques.

2.6.3.1 résonateur en anneau fendu RAF

Le résonateur en anneau fendu RAF est un anneau métallique avec une fente gravée sur la structure qui montre une résonance magnétique à une fréquence particulière.

Sur une structure à résonateur unique, quand un courant circule dans l'anneau nous avons un moment dipolaire magnétique. L'anneau métallique agit en tant qu'enroulement (l'inductance L) et la fente dans l'anneau crée un condensateur parallèle (capacité C). Donc les RAFs se comportent comme des circuits LC. Avec la structure double, un autre contour métallique est positionné de manière concentrique adjacente au premier contour ce qui permet d'augmenter la capacité équivalente localisée entre les deux anneaux fortement couplés. En conséquence, le champ magnétique devient plus fort dans le milieu, avec augmentation de la valeur effective de la perméabilité du milieu et diminution de la fréquence de résonance.

Sous l'effet de la polarisation par le champ magnétique, on observe un mode de résonance symétrique caractérisé par des courants parcourant les deux conducteurs dans le même sens. En vertu du théorème d'Ampère, ce courant induit un champ magnétique à l'intérieur des anneaux. À la résonance, la direction de ce champ s'inverse par rapport à celle du champ

Le RAF peut avoir différents types de structures. Il peut avoir des anneaux simples ou doubles avec des fentes simples ou multiples. L'anneau peut être circulaire ou carré, et que ce soit sur une ou deux faces du substrat.

Pour des aspects liés à la conception ou à la fabrication, on peut être amené à préférer des boucles de courant carrées plutôt que circulaires ce choix n'affecte pas le comportement du résonateur dans son principe

2.6.3.1.1 RAF CARRE

La structure a été définie sur un substrat de type ROGERS RO4003C caractérisé par une permittivité de 3.38 et de pertes tangentielles de 0.0027 avec une épaisseur de 0.81 mm. Elle est basée sur deux anneaux carrés et fendus, avec une métallisation de cuivre Les dimensions ont été optimisées comme suit :

La taille de substrat : $d = 5.8\text{mm}$;

✓ La largeur de gap entre les anneaux : $g_a = 0.5\text{mm}$;

- ✓ La largeur de fente : $gf = 1\text{mm}$;
- ✓ La largeur de la ligne micro ruban : $w = 0.5\text{mm}$

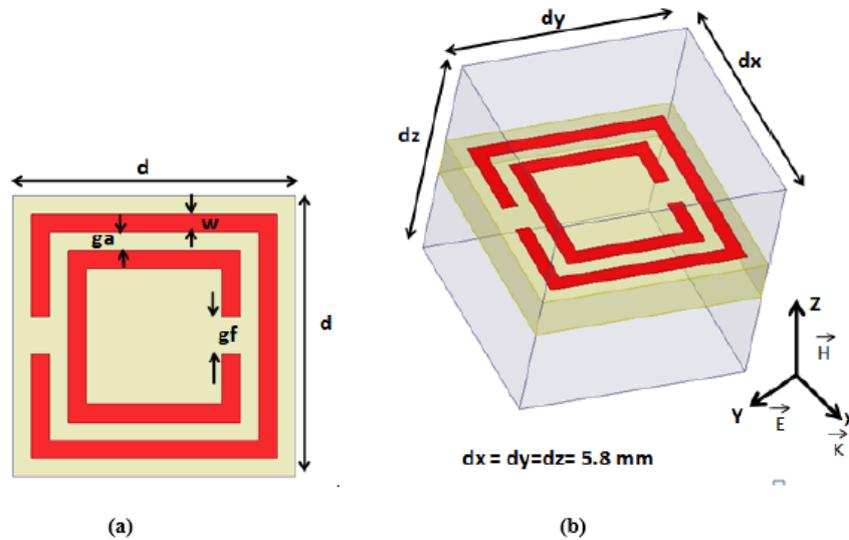
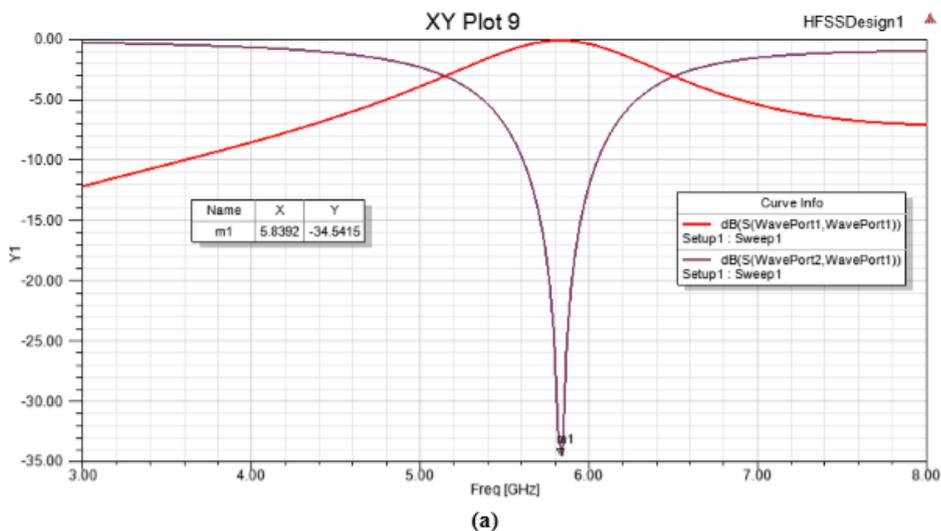
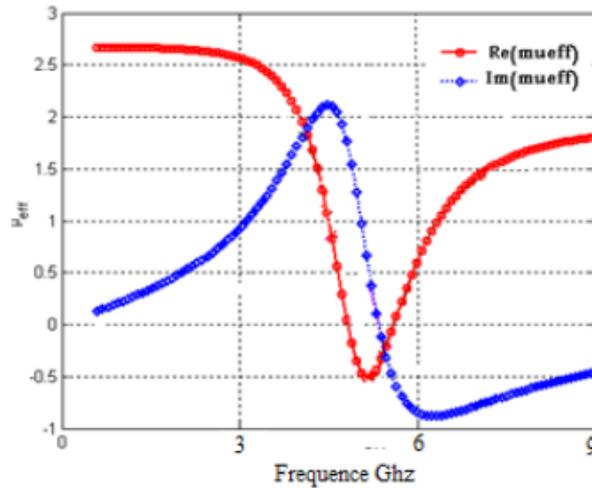


Figure 2.13: Configuration de la cellule SRR carrée : (a) Représentation et dimensions, (b) la cellule est mise dans une boîte de calcul HFSS

L'ensemble des résonateurs et le substrat sont mis dans une boîte de calcul numérique, ayant des murs électrique et magnétique comme conditions aux limites. Ces murs doivent vérifier les conditions d'excitation requises pour la cellule magnétique SRR. Le champ magnétique \vec{H} doit être parallèle à l'axe des anneaux OZ et ceci pour garantir une meilleure excitation magnétique.

Deux murs magnétiques seront appliqué parallèles au plan (XY) et deux murs électriques parallèles au plan (XZ), le champ électrique E est parallèle à OY, tandis que le vecteur de propagation k est suivant l'axe OX





(b)

Figure 2. 14: RAF carré :(a) Coefficients de réflexion et transmission en dB,(b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

La figure 2.14(a) représente les coefficients de réflexion (S11) et de transmission (S21). La fréquence de résonance obtenue est de 5.8 GHz, avec une atténuation de l'ordre de -34.5 dB. Une réflexion (S11) tend vers 0 dB. Ces résultats ont un comportement coupe bande ce qui confirme un phénomène de bande interdite autour de la fréquence de résonance de la cellule Métamatériau.

De même la figure 2.14(b) illustre la partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S. Nous remarquons que la structure simulée présente une partie réelle de la perméabilité $Re(\mu_{eff})$ négative autour de sa fréquence de résonance.

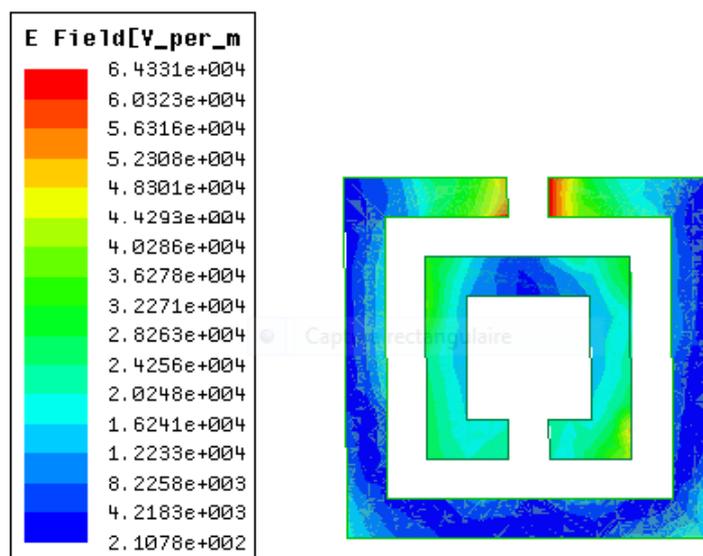


Figure 2. 15: Distribution du champ électrique E sur la surface du SRR carré.

Le champ électrique \vec{E} est concentré sur les bords des fentes et des anneaux, ce phénomène est dû à l'effet capacitif dans ces zones ce qui explique l'accumulation du champ électrique dans l'ouverture de l'anneau

2.6.3.1.2 La cellule SRR U

La nouvelle structure présentée est un RAF en U noté U-RAF. Comme dans les cas précédents, les conditions de périodicité sont appliquées. La structure est composée d'un RAF en U déposé sur une face du substrat comme le montre la figure 2.16. Pour la simulation, nous nous intéressons seulement au cas où le champ électrique est polarisé suivant l'axe z et le vecteur d'onde est suivant l'axe y. Les coefficients de transmission et de réflexion sont présentés dans la figure 2.17(a). Nous pouvons noter qu'à la fréquence de résonance $f_r = 4.4 \text{ GHz}$ et l'U-SRR présente une transmission de $-43,77 \text{ dB}$.

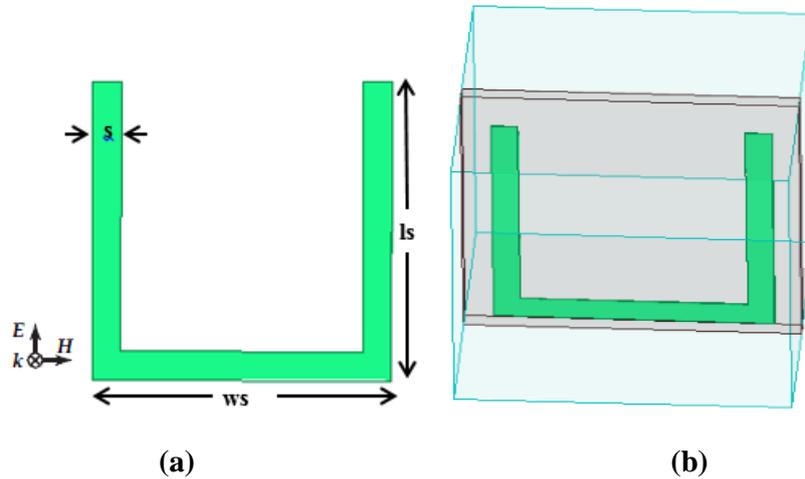
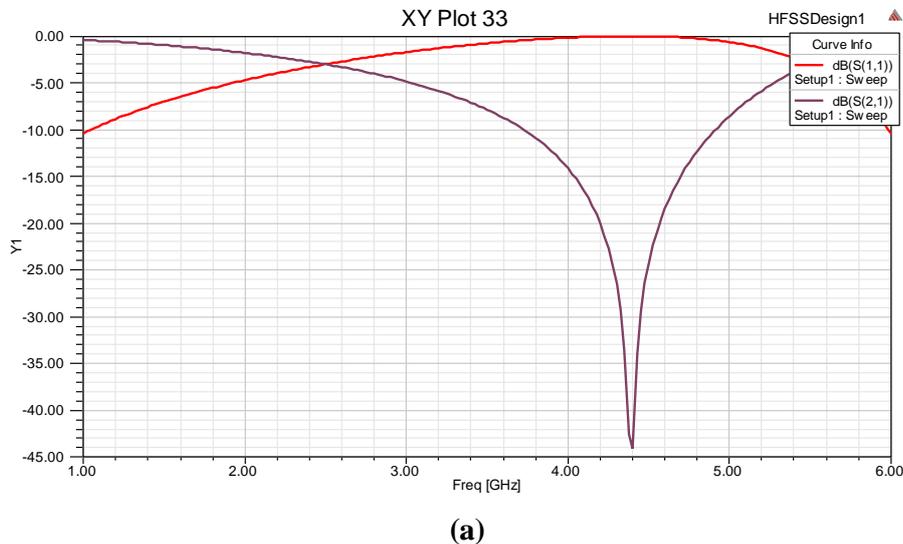


Figure 2. 16: Configuration de la cellule U SRR (a) Représentation et dimensions : $ls=ws=12\text{mm}$, $s=0.33\text{mm}$, (b) la cellule est mise dans une boîte de calcul HFSS



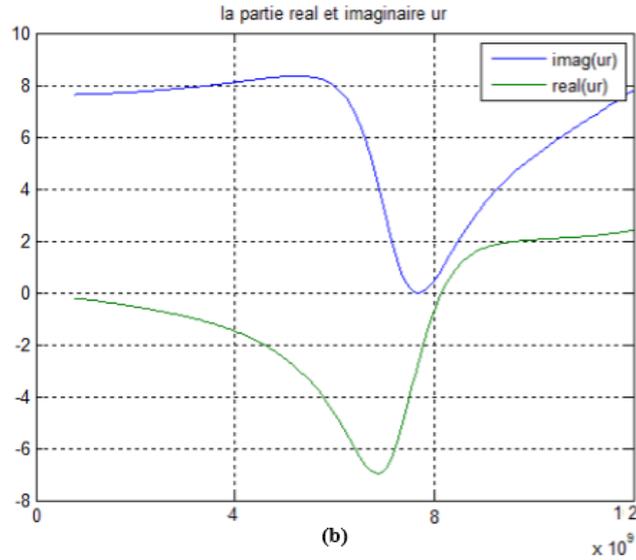


Figure 2.17 : RAF U :(a) Coefficients de réflexion et transmission en dB, (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

2.6.4 Métamatériaux à indice de réfraction négatif

Pour produire le comportement de main gauche, deux particules différentes doivent être combinées dans une cellule unitaire (cf. Figure 2.18), qui fournit une constante diélectrique négative et l'autre qui fournit la perméabilité négative.

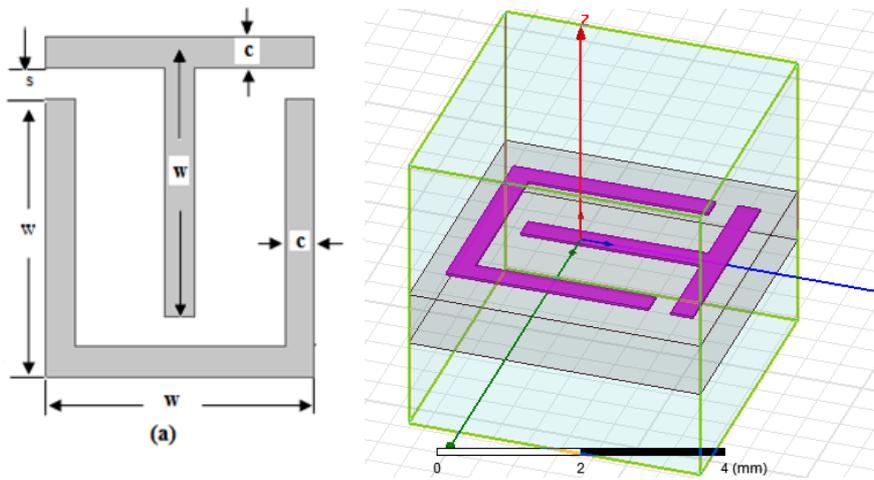


Figure 2. 18: Représentation et dimensions d'une unité de cellule main gauche $w=5\text{mm}$, $c=s=0.66\text{mm}$

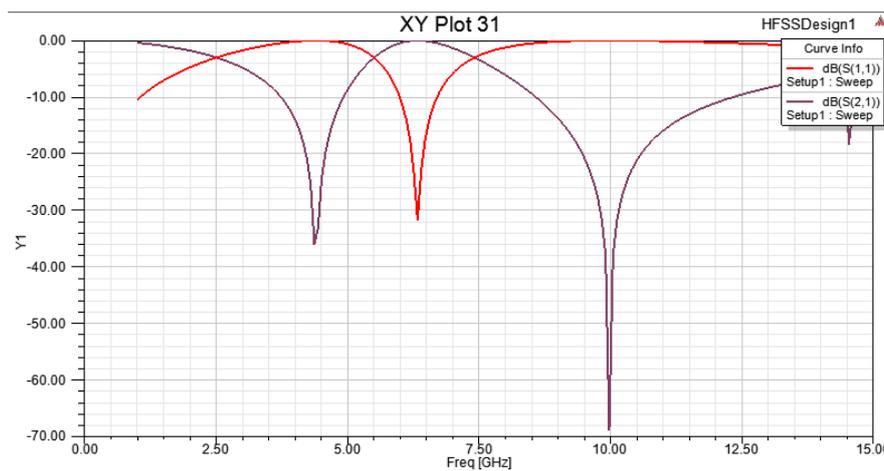
Cette partie est consacrée à l'étude d'un métamatériau Main Gauche qui est constitué d'un assemblage de deux réseaux périodiques. Le premier est un réseau de RAFs en forme de U qui permet d'avoir une perméabilité négative et le deuxième est une tige en forme de T qui montre une permittivité négative.

L'unité de cellule de cette structure est illustrée sur la figure 2.19.

Des conditions de périodicité sont appliquées :

- ✓ Le champ magnétique pénètre à travers les anneaux du RAF et le champ électrique est parallèle à l'axe des tiges.
- ✓ Des murs électriques et magnétiques sont appliqués respectivement selon les axes x et y, et la propagation se fait selon l'axe z.
- ✓ Le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux afin d'assurer l'activité magnétique.

Le champ électrique, quant à lui, excite les tiges pour activer la résonance électrique et ainsi permettre d'avoir une permittivité négative en dessous de la fréquence plasma du réseau. La boîte de rayonnement définie sous logiciel a un volume de $4,5 \times 3,63 \times 3,63 \text{ mm}^3$ et donc la périodicité de la structure étudiée suivant les axes x et z est de 4,5 mm et 3,63 mm respectivement.



(a)

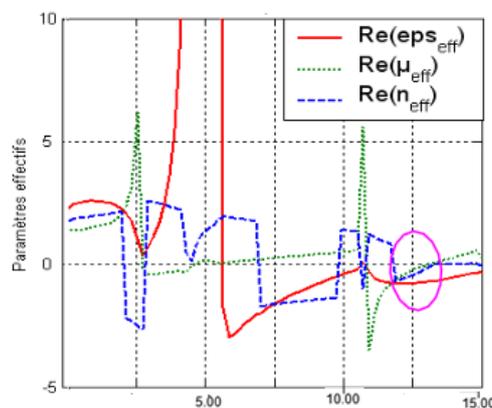


Figure 2. 19: Métamatériaux main gauche : (a) Réflexion et transmission en dB, (b) Parties réelles et imaginaires des paramètres effectifs

L'analyse fréquentielle des paramètres S11 et S21 (coefficients de réflexion et de transmission) montre la présence de deux pics d'absorption à 4,42 GHz, et un autre à 10 GHz.

La figure 2.19(a) présente la variation de la partie réelle des paramètres effectifs $R_e(\epsilon_{eff})$, $R_e(\mu_{eff})$, $R_e(n_{eff})$ en fonction de la fréquence. D'après cette figure, nous remarquons que l'indice de réfraction est négatif dans une bande étroite de fréquence mais nous nous intéressons seulement à la bande de fréquence où $R_e(\epsilon_{eff})$ et $R_e(\mu_{eff})$ sont négatifs. Cette partie présente les caractéristiques d'un milieu Main Gauche.

2.4. Conclusion

Dans ce chapitre, différentes structures constituant un milieu main gauche ont été étudiées et présentées. On a présenté deux résonateurs, le premier à activité magnétique présentant une perméabilité négative et le deuxième à activité électrique ayant une permittivité négative. La méthode basée sur les réseaux de fils et les résonateurs a permis de créer des milieux doublement négatifs en combinant un milieu à permittivité négative avec un milieu à perméabilité négative. Les propriétés électriques et magnétiques des métamatériaux qui sont l'indice de réfraction, l'impédance d'onde, la permittivité complexe et la perméabilité complexe ont été déterminé par application d'une procédure d'homogénéisation. Cette procédure consiste à calculer les paramètres effectifs à partir des coefficients de transmission « S21 » et de réflexion « S11 » obtenus par des simulations sous le logiciel.

Chapitre III
Application du
métamatériau
dans le domaine
des antennes

Chapitre III : Application du métamatériau dans le domaine des antennes

3.1. Introduction

Le développement des nouveaux systèmes de Télécommunications sans fil affectent considérablement notre vie quotidienne. Ce domaine qui a été pendant longtemps réservé à des applications spécialisées, notamment militaires, est devenu un marché important de grand public. Le passage vers le numérique, l'apparition du 3G et du 4G, le remplacement des connexions filaires par le Wifi et le Bluetooth, tous ont permis aux consommateurs l'accès à une large gamme d'information sous forme de données, d'images, de sons, et de films.

L'évolution des terminaux vers les applications multiservices et multifonctions s'accompagne d'une haute intégration, l'antenne partie intégrante du terminal, devra fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences ou sur une large bande, tout en présentant un rendement optimal et des caractéristiques constantes, avec un coût limité. A cela s'ajoute bien entendu les problèmes d'intégration et donc le besoin de concevoir une structure compacte, d'encombrement minimal, et n'ayant pas de problèmes de compatibilité électromagnétique avec les circuits électroniques environnants.

Les dernières recherches en électromagnétisme ont été marquées par l'émergence d'une nouvelle classe de matériaux, appelé métamatériaux, présentant des propriétés électromagnétiques nouvelles. Ces propriétés attractives ont apporté d'importantes avancées technologiques dans le domaine des antennes.

L'utilisation de métamatériaux dans les antennes offre des avantages remarquables par rapport aux antennes conventionnelles : amélioration des diagrammes de rayonnement, de l'efficacité, de la largeur de bande, voire même diminution de la taille de l'antenne.

L'objectif du présent chapitre est de proposer de nouvelles architectures d'antennes miniatures et multifréquences en utilisant la technique inspirée des métamatériaux, dans le but d'améliorer leurs caractéristiques électriques et de rayonnement. Ce type d'antennes est caractérisé par le fait que l'on utilise une seule cellule de métamatériaux pour développer la structure globale contrairement au cas d'antennes à métamatériaux qui nécessitent un réseau de cellules périodique.

3.2 Généralités sur les antennes imprimées

Dans la terminologie anglo-saxonne, on désigne par le terme « patch » (en l'occurrence : *pastille* ou *pavé* en français) toute antenne imprimée ou encore « antenne microruban ». On les nomme ainsi car les premières antennes imprimées rectangulaires étaient constituées par une partie de ligne microruban rayonnante [51]. D'une manière générale, les antennes patches présentent les avantages d'une ligne microruban (faible masse, faible encombrement, structure plane, faible coût) et il est facile 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 quelques dizaines de watts [52].

3.2.1 Critères de choix d'une antenne

Pour choisir un modèle d'antenne pour une application donnée, il faut veiller aux principaux paramètres, à savoir : la fréquence de travail, la directivité, le gain, l'impédance et la puissance rayonnée. Une antenne peut être caractérisée par [53]:

3.2.1.1 Représentation en quadripôles

Une antenne peut être représentée comme un quadripôle (cf. Figure 3.1), défini par les paramètres S

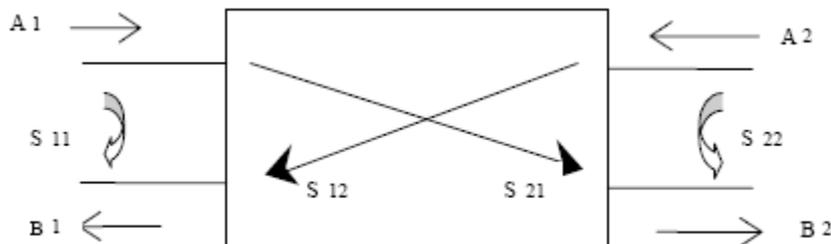


Figure 3. 1 : Quadripôle d'antenne [53]

A_1 , A_2 , B_1 et B_2 , sont des ondes de puissance

On a les relations suivantes :

$$B_1 = S_{11} \cdot A_1 + S_{12} \cdot A_2$$

$$B_2 = S_{21} \cdot A_1 + S_{22} \cdot A_2$$

Le coefficient S_{11} correspond à la réflexion en entrée des quadripôles lorsque $A_2 = 0$.

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 [53].

3.2.1.2 Diagramme de rayonnement

La répartition dans l'espace de l'énergie rayonnée ou reçue est caractérisée par le diagramme de rayonnement de l'antenne. Le diagramme de rayonnement peut être exprimé soit :

- Par la représentation de la répartition de la puissance par unité d'angle solide dans la

direction d'angle solide :
$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{max}} \quad (3.1)$$

Où : P_{max} est la densité de puissance maximale

- En fonction du champ rayonné $E(\theta, \varphi) \left(\frac{V}{m}\right)$

$$P(\theta, \varphi) = \frac{1}{2} \cdot \frac{|\vec{E}|^2}{120} \left(\frac{W}{m^2}\right) \quad (3.2)$$

3.2.1.3. Gain d'une antenne

Le gain d'une antenne est le rapport entre la densité de puissance moyenne rayonnée par l'antenne dans la direction (θ, φ) et la densité de puissance à rayonnement isotrope, les deux antennes étant alimentées par la même puissance.

$$G(\theta) = \frac{2r(\theta)}{\int_0^\pi r(\theta) \sin \theta d\theta} \quad (3.3)$$

Avec : θ : Angle entre une direction courante et l'axe de l'antenne.

Le gain et le diagramme de rayonnement sont intimement liés, on pourra calculer le gain d'une antenne connaissant son diagramme de rayonnement. Le gain maximum de l'antenne exprimée en dB est donné par :

$$G_{max} = 10 \log_{10}(G) \quad (3.4)$$

3.2.1.4 Directivité d'une antenne

La directivité d'une antenne est le rapport de la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction (θ, φ) à la puissance que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle solide pour une même puissance totale rayonnée [54].

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi * \frac{P(\theta, \varphi)}{\eta p_a} \quad (3.5)$$

3.2.1.5 Rendement

Le rendement η d'une antenne traduit sa capacité à transmettre la puissance électrique en entrée P_A sous forme de puissance rayonnée P_R . On le définit comme le rapport entre la puissance totale rayonnée par une antenne et la puissance qui lui est fournie [55].

$$\eta = \frac{P_r}{P_f} \quad (3.6)$$

3.2.1.6 Polarisation

La polarisation d'une antenne est la polarisation de l'onde plane générée par cette antenne dans une direction bien déterminée.

Par convention, la polarisation d'une onde plane correspond à la variation du champ électrique E au cours du temps par rapport à un point d'observation fixe [51].

Il existe trois types de polarisations : rectiligne, circulaire et elliptique (Figure 3.2).

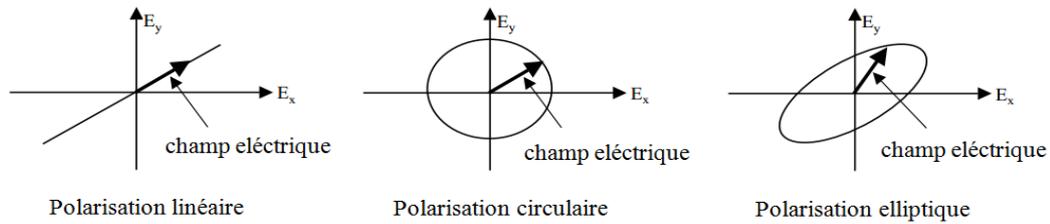


Figure 3. 2 : Types de polarisation [54].

3.2.1.7 Coefficient de réflexion S_{11} ou Γ

3.2.1.7.1 Adaptation et rapport d'onde stationnaire

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), sinon on démontre qu'il apparaît un coefficient de réflexion S_{11} ou $\Gamma = \frac{z_e - z_c}{z_e + z_c} = \frac{\text{onde réfléchie}}{\text{onde incidente}}$ [56].

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

Z_c : Impédance caractéristique de la ligne.

Le rapport d'ondes stationnaires (ROS) est défini comme suit :

$$ROS = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (3.8)$$

Une antenne résonne si la partie imaginaire de son impédance d'entrée est nulle (Pratiquement on prend le minimum de la partie imaginaire),

$$\text{Pour } \Gamma \rightarrow 0 \Rightarrow R_{e\{Z_e\}} \approx Z_c$$

Et dans laquelle la directivité de l'antenne est maximal, et le gain est plus élevé, c'est à dire le rayonnement est plus directif, et c'est la définition pour déterminer la fréquence de résonance.

3.2.1.7.2 Impédance d'entrée

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

$$Z_{e=Z_c} \frac{(1+S_{11})}{(1-S_{11})} \quad (3.9)$$

Z_c = impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

3.2.1.8 Bande passante

La bande passante d'une antenne est déterminé par le domaine de fréquence dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques sollicitées. Elle correspond au transfert maximal de puissance : du générateur vers l'antenne dans le cas d'émission (puissance d'alimentation), et de l'antenne vers le récepteur dans le cas de réception (puissance collectée).

La bande passante peut aussi être définie en fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande. Généralement, elle est prise où le coefficient de réflexion en dB est inférieur à -10 dB, c'est-à-dire là où 90% de la puissance fournie à l'antenne est transformée et le reste est réfléchi [57].

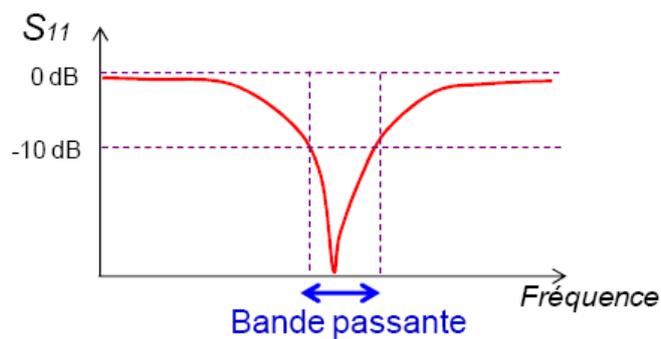


Figure 3. 3: Bande passante et coefficient de réflexion

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

$$LB = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (3.10)$$

3.2.2 Structure du patch

Une antenne patch est une antenne dont l'élément rayonnant est une métallisation imprimée. Elle est constituée d'un plan de masse, d'un substrat diélectrique, et d'une métallisation dont les formes peuvent être variables [52].

3.2.3 Élément rayonnant

Les éléments rayonnants peuvent être de toutes natures géométriques. Les plus simples sont des rectangles, des cercles, des triangles. La forme la plus répandue est le rectangle excité en un point de l'un de ses axes de symétries [58].

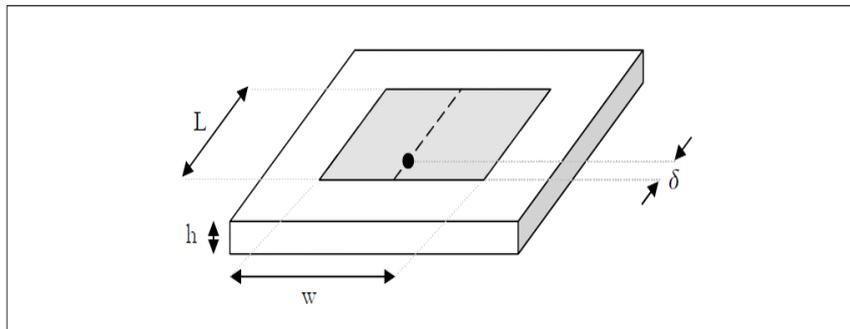


Figure 3. 4: Géométrie d'une antenne patch [51].

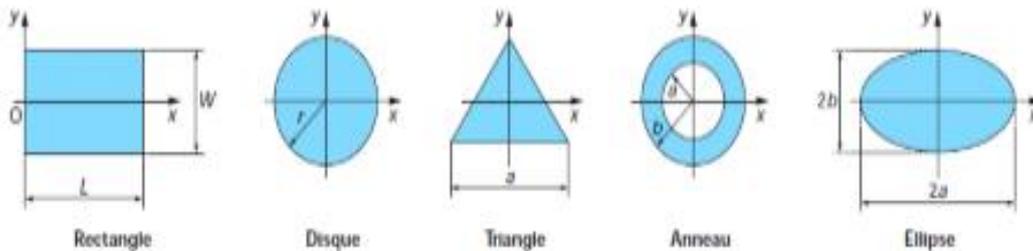


Figure 3. 5: Géométrie de base de l'antenne patch [51]

3.2.4 Substrat

Le substrat est caractérisé par sa permittivité (généralement $1 \leq \epsilon_r \leq 12$), sa hauteur h par rapport au plan de masse ($h \ll \lambda$, $0.003\lambda \leq h \leq 0.05\lambda$) et sa tangente de pertes diélectrique $\tan\delta$ (de l'ordre de 10^{-3}) [59]. Pour la conception des antennes imprimées, on trouve par exemple : des composites à bases de fibres de verre téflon ($2 < \epsilon_r < 3$, $\tan \delta = 10^{-3}$), du polypropylène ($\epsilon_r = 2.2$, $\tan \delta = 3 \cdot 10^{-4}$) mais également des mousses synthétiques ($\epsilon_r = 1.03$, $\tan \delta = 10^{-3}$) [60].

3.2.5 Techniques d'alimentation

L'alimentation joue un rôle très important dans la conception des antennes, elle peut influencer éventuellement le rayonnement et modifier ses caractéristiques. Traditionnellement, il existe quatre modes d'alimentation pour un patch [61]:

- L'antenne patch peut être excitée directement :
 - soit par une sonde coaxiale,
 - soit par une ligne micro ruban.
- Il peut également être excité indirectement en utilisant
 - un couplage électromagnétique
 - ou un couplage d'ouverture et une alimentation coplanaire d'un guide d'onde, auquel cas il n'y a pas un contact direct métallique entre la ligne d'alimentation et le patch.

La technique d'alimentation influence l'impédance d'entrée et les caractéristiques de l'antenne et constitue un paramètre de conception important [61].

3.3 Avantages et inconvénients des antennes patch

Les antennes Microstrip présentent de nombreux avantages comparés aux antennes micro-ondes classiques et leurs applications couvrent le large domaine de fréquence (100 MHz à 100 GHz) [56]. Certains avantages sont les suivants :

- Faible poids, encombrement réduit, configurations conformes possibles.
- Faible coût de fabrication, production en masse possible.
- Polarisation linéaire et circulaire pour les télécommunications.
- Antennes multibandes, multipolarisations possibles.
- Compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit).

Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne [52].

Toutefois, les antennes microruban ont également des limitations que ne présentent pas les antennes traditionnelles :

- Bande passante étroite, souvent associée avec les problèmes de tolérance (géométriques et physiques) ; Généralement faible gain (6 dB).
- La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan.

- Supportent uniquement des faibles puissances (100 mW).

Pertes de rayonnement par ondes de surfaces [52].

Ces limitations sont connues depuis plusieurs années et des progrès considérables ont été réalisés depuis pour améliorer les performances des antennes patch. Notamment, leur bande passante peut être augmentée jusqu'à 70 % en utilisant une configuration multicouche et leur gain peut s'accroître de 30 % en mettant en réseau plusieurs antennes. L'introduction de la couche de substrat en métamatériau, de dimensions sub-longueurs d'ondes, permet d'améliorer également les performances d'une antenne patch ordinaire [52].

3.4 Modélisation de l'antenne patch

La modélisation d'une antenne patch peut se réaliser de deux manières : Si le patch est rectangulaire, il peut être simulé simplement par une portion de ligne de transmission ; s'il est de forme quelconque, elle peut être simulée comme une cavité qui correspond au substrat compris entre l'élément rayonnant et le plan de masse [57].

Le mécanisme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire se comprend aisément à partir de sa forme géométrique. Lorsqu'on excite la ligne d'alimentation avec une source RF, une onde électromagnétique va se propager sur cette ligne puis va rencontrer l'élément rayonnant (de largeur plus grande que la ligne, donc plus apte à rayonner). Une distribution de charge va s'établir à l'interface Substrat / Plan de masse, sur et sous l'élément rayonnant. En fait le rayonnement du patch peut être modélisé par celui de deux fentes parallèles distantes de la longueur L et de dimensions $W \cdot h$. La théorie de l'électromagnétisme nous fournit alors les expressions des champs rayonnés par le patch à une certaine distance d'observation [52].

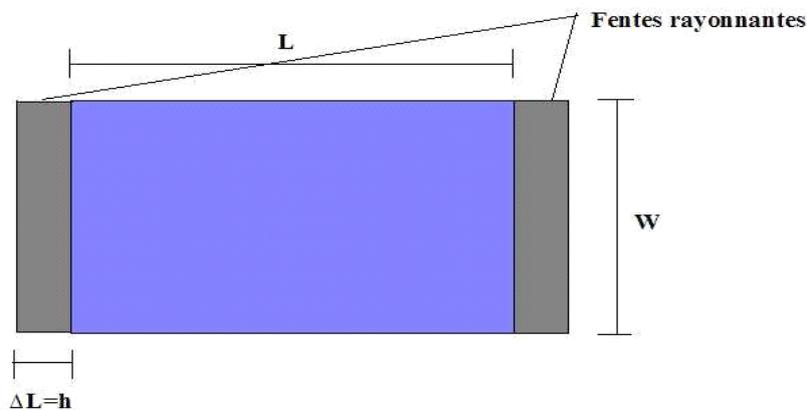


Figure 3. 6 : Les fentes rayonnantes d'une antenne patch

3.4.1 Méthode de cavité

Si nous nous intéressons maintenant à la distribution des charges, nous pourrions montrer par l'étude des composantes tangentielles du champ magnétique que le patch rectangulaire peut se modéliser.

Comme une cavité avec 4 murs magnétiques (bords de la cavité) et 2 murs électriques (formés par les métallisations et dans l'approximation que la composante normale du champ électrique est constante).

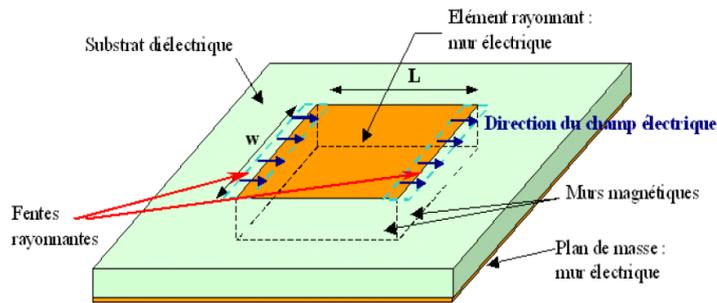


Figure 3. 7 : Schéma descriptif du modèle de la cavité résonante [51]

En posant les équations de propagations avec les conditions aux limites adéquates, on détermine assez facilement les fréquences de résonances de l'antenne patch rectangulaire [62]:

$$f_{min} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{\pi W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{m}{\pi L_{eff}}\right)^2} \quad (3.11)$$

3.4.2 Méthode de la ligne de transmission

Le modèle de la ligne de transmission est le plus simple car il fournit de bonnes interprétations physiques. C'est une méthode des plus adaptées aux patches rectangulaires. Elle permet de les modéliser par des tronçons de lignes micro-rubans dont les caractéristiques sont bien connues [57, 63].

Ce modèle représente l'antenne patch par deux fentes de largeur W et de hauteur h (Figure 2. 8), séparée par une ligne de transmission de longueur L .

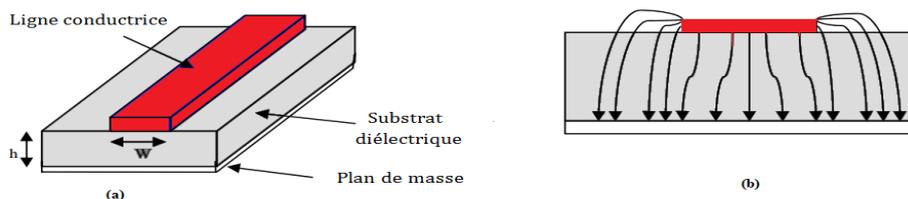


Figure 3. 8: (a) : Calcul des paramètres de l'élément rayonnant ; (b) : lignes de champ [62]

La détermination des paramètres géométriques de l'élément rayonnant est basée sur le :

- ↪ Calcul de la permittivité effective en fonction de la largeur du patch W .
- ↪ Et le calcul de la longueur L du patch en fonction de la permittivité effective.

Sachant que la propagation des ondes dans une ligne micro-ruban 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 [63]:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} (1 + 12h/W)^{-1/2} \quad (3.12)$$

Le patch rectangulaire représente une longueur effective, car le rayonnement se base sur la longueur réelle ainsi que les deux fentes. Pour le patch rectangulaire la longueur L est étendue de deux ΔL (Figure 3.9).

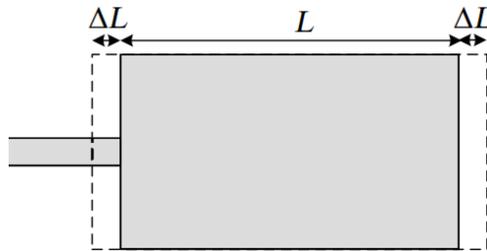


Figure 3. 9 : Extension de la longueur physique L [62].

Cette extension en L est donnée par la formule de Hammerstad [60]:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (3.13)$$

La longueur effective L_{eff} du patch devient alors ;

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad (3.14)$$

Pour une fréquence donnée f_r la longueur effective est donnée par :

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} = \frac{\lambda_g}{2} \quad (3.15)$$

Où λ_g est la longueur d'onde guidée dans milieu effectif.

Cependant, la largeur du patch W est calculée à partir de la formule [60]:

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \quad (3.16)$$

3.5. Procédure de simulation

Cette étape consiste à schématiser la structure réelle qu'on souhaite simuler. Les étapes de la procédure de simulation sont :

3.5.1. Dimensionnement

Comme une première approche, les dimensions du patch vont être calculées. Pour cela on choisit la fréquence de résonance et le type du substrat (la permittivité ϵ_r et la hauteur h) selon le besoin et l'application envisagée, ensuite on dimensionne la structure (calcul des dimensions) en introduisant les équations théoriques (Chapitre 2) dans l'environnement MATLAB (voir annexe). Selon le cas, on pourra calculer :

- la largeur du patch W ,
- l'extension ΔL
- La permittivité effective ϵ_{eff}
- la longueur physique du patch L ,

3.5.2 Choix de l'alimentation

Une fois les dimensions calculées, on procède au choix de l'alimentation. Les éléments rayonnants peuvent être alimentés par diverses techniques comme on a vu dans le chapitre précédent. Dans notre étude, l'alimentation de l'antenne est assurée par un câble coaxial à travers un connecteur SMA d'une impédance caractéristique 50Ω . Le conducteur intérieur du connecteur coaxial s'étend à travers le diélectrique et il est soudé au patch inférieur, tandis que le conducteur extérieur est relié au plan de masse.

3.5.3 Implantation dans le logiciel de simulation

Après l'obtention des dimensions appropriées de l'antenne à simuler, nous allons introduire ces dimensions avec tous les paramètres physiques de l'antenne dans l'environnement de simulation électromagnétique Ansoft HFSS (voir annexe 1), qu'on a choisi pour cette étude. Les caractéristiques de la structure étudiée peuvent être visualisées sous différentes formes : paramètres [S], lieu d'impédance, diagramme de rayonnement à deux ou trois dimensions, représentation des densités de courants, etc...

3.6 Etude et conception des antennes

Durant la conception, nous avons suivi une démarche qui consiste en premier lieu à concevoir l'antenne seul et à étudier ses différentes caractéristiques (coefficient de réflexion,

impédance ...). Ces résultats serviront de référence pour la suite pour comparer les autres antennes développées dans ce manuscrit. En deuxième lieu, une première structure basée sur la modification de la géométrie de l'élément rayonnant par insertion d'une fente en forme de U a été proposé.

3.61. Antenne patch de référence

3.6.1.1 Géométrie de l'antenne

La première étape est de concevoir l'antenne de référence. L'antenne utilisée dans cette étude est une antenne patch rectangulaire de dimension ($W \times L$) mm², fonctionnant à 2.45Ghz, utilisant un substrat de type FR4 d'épaisseur 1.2 mm (h), de largeur (w_s) de longueur (l_s) et de permittivité relative $\epsilon_s = 4.4$. L'antenne patch est alimentée par une sonde coaxiale d'impédance caractéristique 50 Ω . La distance du point d'alimentation par rapport au bord de l'antenne est de (w_f, l_f)

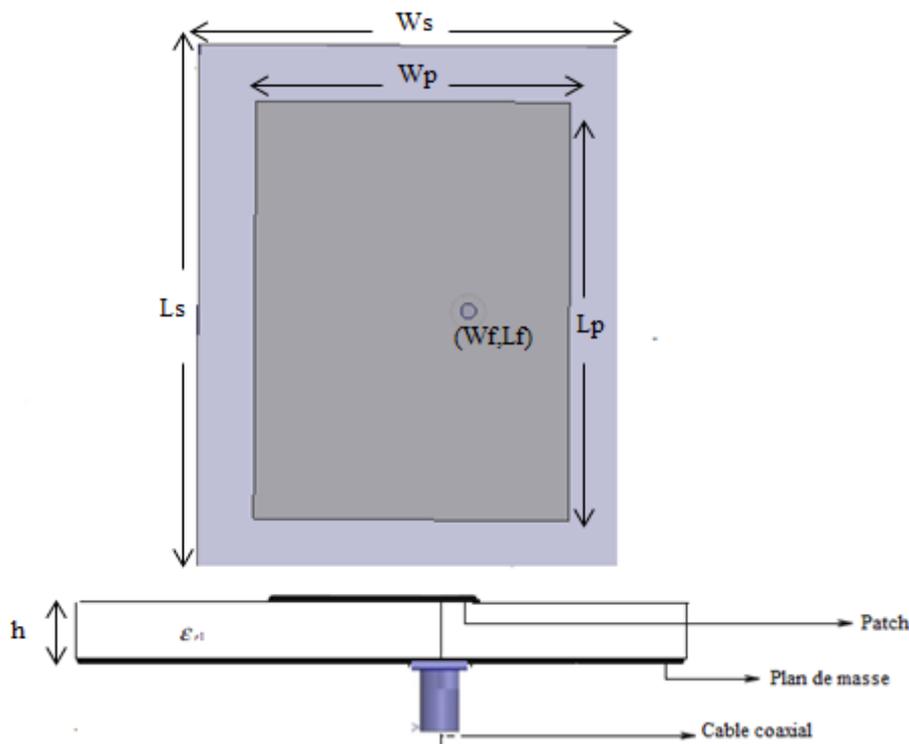


Figure 3. 10: Géométrie de l'antenne patch : $w_s=40\text{mm}$, $l_s=50\text{mm}$, $w_p=29.4\text{mm}$, $l_p=39.4\text{mm}$, $h=1.2\text{mm}$, $(W_f, L_f)=(-5.27, 0)$

3.6.1.2 Modèle analytique

En basse fréquence, une antenne patch ordinaire peut être modélisée par un simple circuit résonant RLC parallèle qui représente l'élément rayonnant (patch) (cf. Figure 11). La sonde d'alimentation est représentée par une inductance L_p [64]

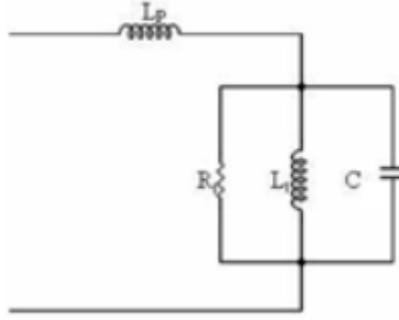


Figure 3. 11: le circuit équivalent d'une antenne patch

Les valeurs de R , C et R sont déterminées par la longueur des lignes de courants et sont donné par les formules [65-68].

$$C_p = \varepsilon_0 \varepsilon_{eff} L \frac{W}{2h} \left[\cos \left(\pi \frac{l_f}{L} \right) \right]^{-2} \quad (3.17)$$

$$L_p = \frac{1}{\omega^2 C_p} \quad (3.18)$$

Et

$$R_p = \frac{c \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{4fh\omega C_p} \left(\cos \left(\pi \frac{l_f}{L_p} \right) \right)^2 \quad (3.19)$$

On définit le facteur de qualité par :

$$Q = \frac{c \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{4fhC_p} \quad (3.20)$$

Donc

$$R_p = \frac{Q}{\omega C_p} \quad (3.21)$$

L : Longueur du patch

W : Largeur du patch

l_f : Point d'alimentation

ε_0 : Permittivité du vide

ε_{eff} : Permittivité effective

c : Vitesse de la lumière

h : Hauteur du substrat

$\omega = 2\pi f$

f : Fréquence de résonance est donnée par :

$$f = \frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{1-D}{1+D \ln \left(\frac{1.123L\sqrt{\varepsilon_{eff}}}{h} \right)} \quad (3.22)$$

Où

$$D = \frac{2h}{\pi B \epsilon_{eff} L} \quad (3.23)$$

et

$$B = \frac{h}{L} \left[\frac{L}{h} + 1.39 + 0.667 \ln \left(\frac{L}{h} + 1.444 \right) \right] \quad (3.24)$$

D'après le schéma équivalent, l'impédance d'entrée est donnée par :

$$Z_p = \frac{1}{\frac{1}{R_p} + j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L_p}} = \frac{j\omega L_p R_p}{R_1 - \omega^2 L_p C_p R_p + j\omega L_p} \quad (3.25)$$

Le coefficient de transmission est exprimé par la relation suivante

$$(\Gamma) = \left| \frac{Z_0 - Z_p}{Z_0 + Z_p} \right| \quad (3.26)$$

Ou Z_0 est l'impédance caractéristique de la sonde coaxiale (50 ohm). Et Le return loss est donné par :

$$Return\ loss = 20 \log(\Gamma) \quad (3.27)$$

3.6.1.3 Simulation & Resultats

La figure (3.12) présente les résultats théorique et numérique donnant la variation du coefficient de réflexion de l'antenne imprimé en fonction de la fréquence de résonance. Théoriquement, l'antenne présente une adaptation de -14,046 dB à 2.38 Ghz, alors que numériquement, elle est de -22.83 dB à 2.070 Ghz.

Le diagramme de rayonnement du gain en 3D est présenté sur la figure 3.13 Il est l'ordre de 5.96 dB avec une directivité de 5.32 dB.

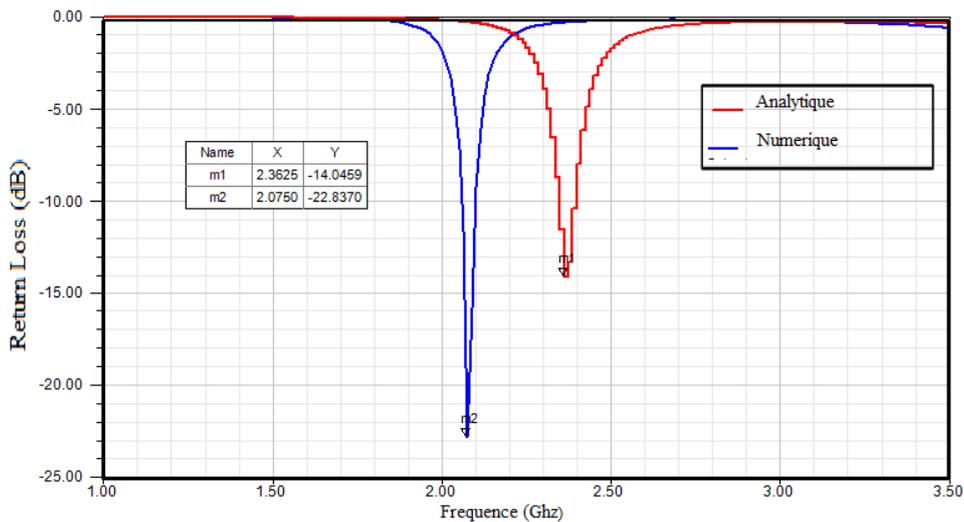


Figure 3. 12: Coefficient de réflexion S11

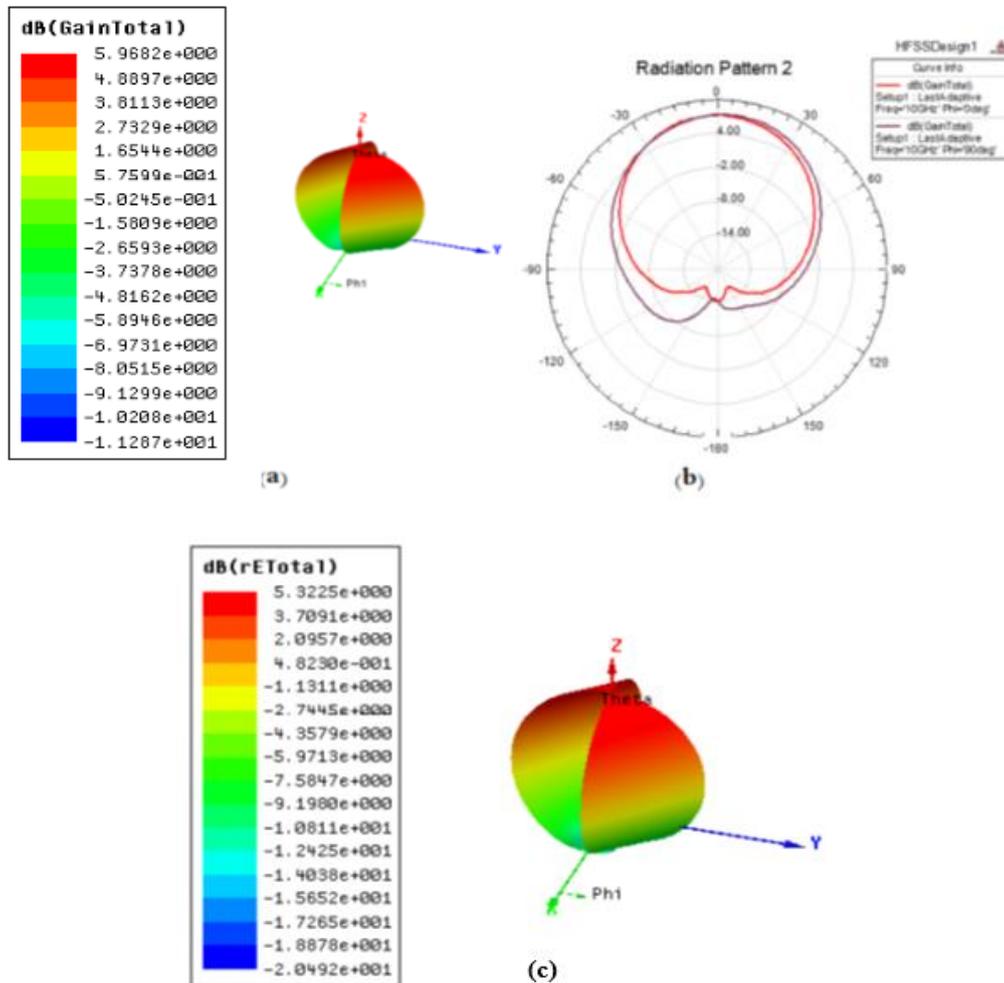


Figure 3. 13: Diagramme de rayonnement (a) 3D (b) 2D (c) directivité

3.6.2 Antenne Multibande à fente de forme U

3.6.2.1 Spécifications géométriques

La 2^{ème} structure proposée consiste à concevoir une antenne patch multibande en utilisant le patch de référence étudié précédemment, ou on a inséré une fente de forme U.

Les dimensions de la structure proposée sont regroupées dans le tableau suivant

L1	W1	Ls	Ws	Wn	S
39.4 mm	29.4 mm	15 mm	18 mm	4 mm	1.2 mm

Tableau 3. 1: dimensions de la structure proposée

Où

Ls : Longueur de la fente latérale

Ws : Longueur de la fente de base

S : Largeur de la fente

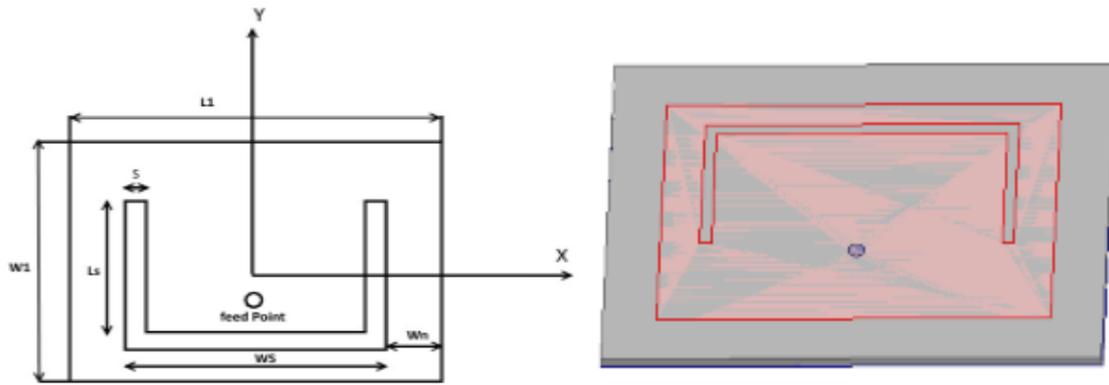


Figure 3. 14 : Géométrie et dimension du patch (a) : Vue de dessus, (b) Vue de profil

3.6.2.2 Circuit équivalent

Les fentes rayonnantes sont des ouvertures percées dans un plan métallique. L'insertion des fentes dans l'élément rayonnant, vont créer non seulement un effet capacitif, mais une modification des trajets de courant et entraîner ainsi une diminution fréquentielle de tous les modes de fonctionnement du résonateur et en introduisant une seconde résonance.

Vu les dimensions étroites de la fente, et en utilisant la théorie de dualité entre le dipôle et la fente, cette dernière peut être considérer comme un dipôle ayant une impédance complexe composée d'une résistance R_s et d'une réactance X_s (cf. Figure 3.15(b)). donc l'impédance peut être écrit sous la forme :

$$Z_s = R_s + jX_s \quad (3.28)$$

Ou

$$R_s = 60 \left[c + \ln(kL_s) - C_i(kL_s) + \frac{1}{2} \sin(kL_s) (S_i(2kL_s) - 2S_i(kL_s)) + \frac{1}{2} \cos(kL_s) \left(c + \ln\left(\frac{kL_s}{2}\right) + C_i(2kL_s) - 2C_i(kL_s) \right) \right] \cos\psi \quad (3.29)$$

Et

$$X_s = \left[2S_i(kL_s) + \cos(kL_s) (2S_i(kL_s) - S_i(2kL_s)) - \sin(kL_s) \left(2C_i(kL_s) - C_i(2kL_s) - C_i\left(\frac{2ks^2}{L_s}\right) \right) \right] \quad (3.30)$$

Ou

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin x}{x} dx \quad (3.31)$$

Et

$$C_i(x) = -\int_0^{\infty} \frac{\cos x}{x} dx \quad (3.32)$$

$C = 0.57222$ (constante d'Euler)

ψ : Angle d'inclinaison de la fente

k : Vecteur d'onde dans l'espace

La fente en forme de U est si mince qu'on peut la considérer comme la combinaison de trois fentes étroites. Deux fentes sont verticales et parallèles aux deux bords rayonnants du patch alors que la troisième est horizontale et perpendiculaire à ces bords.

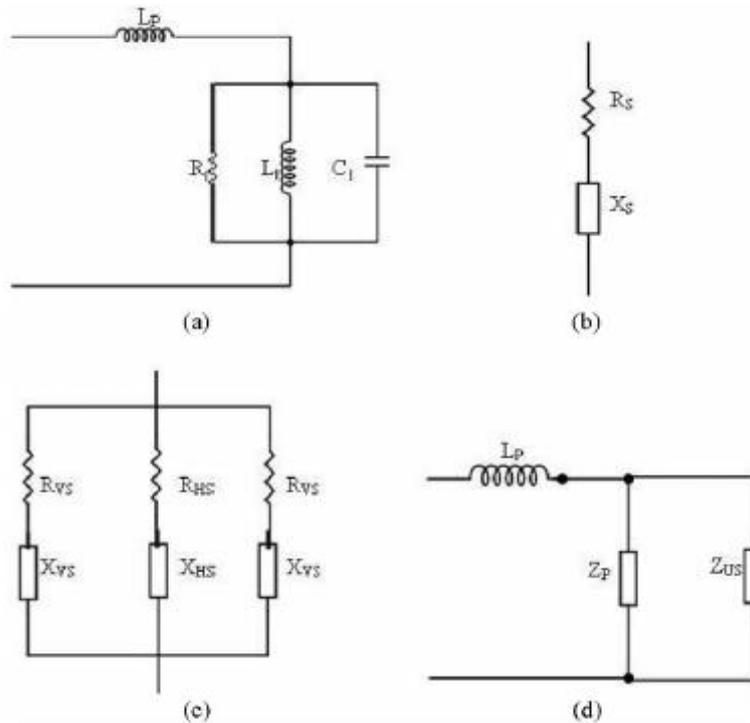


Figure 3.15 : Circuit équivalent du : (a) patch, (b) fente, (c) Fente de forme U, (d) antenne proposée

D'après les schémas équivalents présentés sur la figure 3.15(c) et 3.15 (d), l'impédance d'une fente en forme de U est donnée par :

$$Z_U = \frac{Z_{UV} + 2Z_{UH}}{Z_{UV}Z_{UH}} \quad (3.33)$$

et l'impédance d'entrée de l'antenne proposé par :

$$Z_{in} = j\omega L_f + \frac{Z_P + Z_V}{Z_P Z_V}. \quad (3.34)$$

Connaissant Z , on peut calculer le coefficient de transmission.

3.6.2.3 Résultats

3.6.2.3.1 Coefficient de réflexion (paramètre S_{11}) en fonction de la fréquence

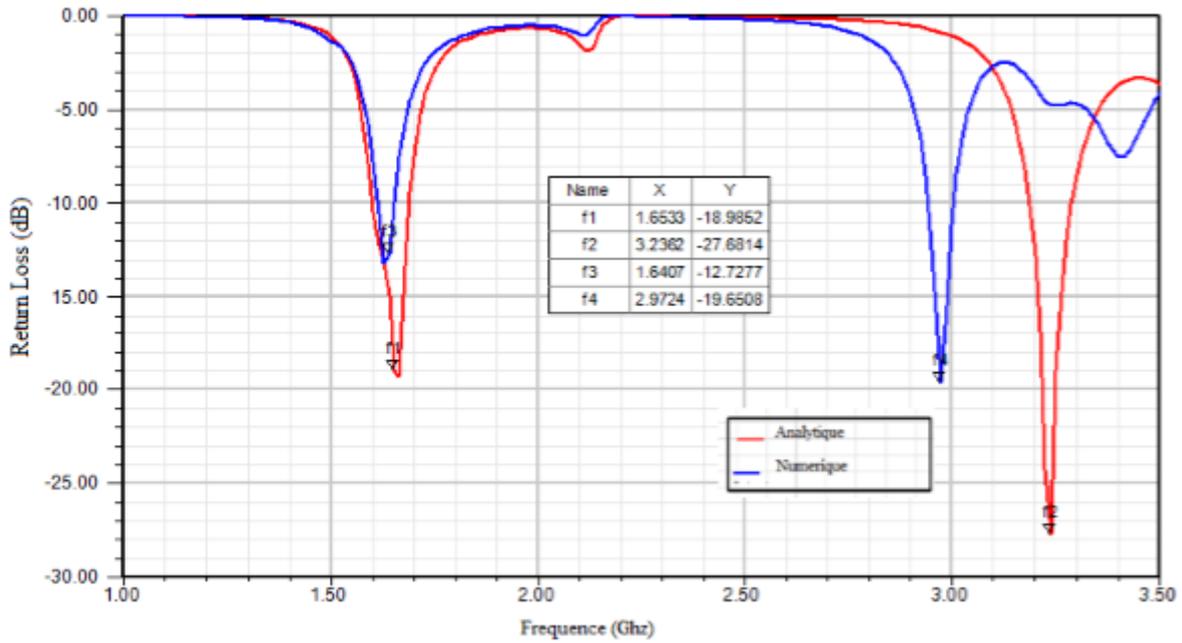


Figure 3. 16: Coefficient de réflexion

La figure 3.16 montre la représentation théorique et numérique du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. Nous remarquons la présence de deux fréquences de résonance, la première fréquence (basse) est due à la résonance du patch, alors que la deuxième (haute) correspond à la résonance de la fente en forme de U. On peut constater aussi que l’ajout de cette fente engendre une diminution de la fréquence de résonance du patch référence, elle passe de 2.45 GHz à 1.663 GHz assurant ainsi la miniaturisation de l’antenne.

On voit aussi qu’il y a une bonne concordance entre les résultats simulés et les résultats calculés

	Fréquence (Ghz)	Atténuation (dB)
Simulées	1.66	-18.96
	2.97	-19.95
Calculées	1.64	-19.95
	3.23	-27.68

Tableau 3. 2: Résultats du Return Loss calculées et simulées

3.6.2.3.2 Diagramme de rayonnement

Les caractéristiques de rayonnement en 2D et 3D de l'antenne aux fréquences de résonance 1,6 Ghz et 3,3 Ghz dans les deux plan E ($\phi = 0^\circ$) et H ($\phi = 90^\circ$) sont représentées sur les figures 3.17 et 3.18 respectivement.

Pour la fréquence de 1,6 Ghz, nous avons remarqué que l'antenne se comporte de façon omnidirectionnelle, par contre pour la fréquence 3,3 Ghz, son comportement est bidirectionnel représenté par les deux lobes principaux trouvés. Le gain est en général assez modeste mais acceptable.

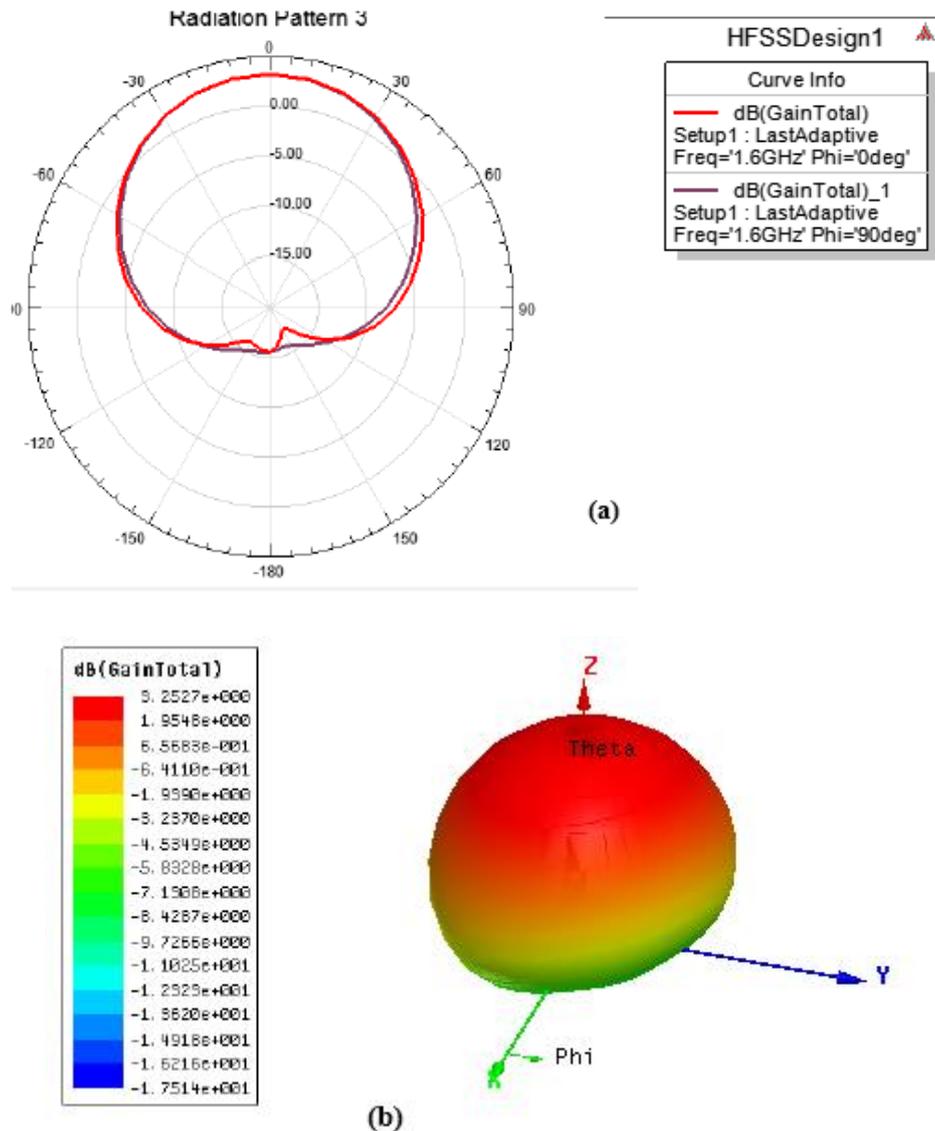


Figure 3. 17: Diagramme de rayonnement dans le plan E pour $F=1,6$ Ghz : a) en 2D et b) en 3D

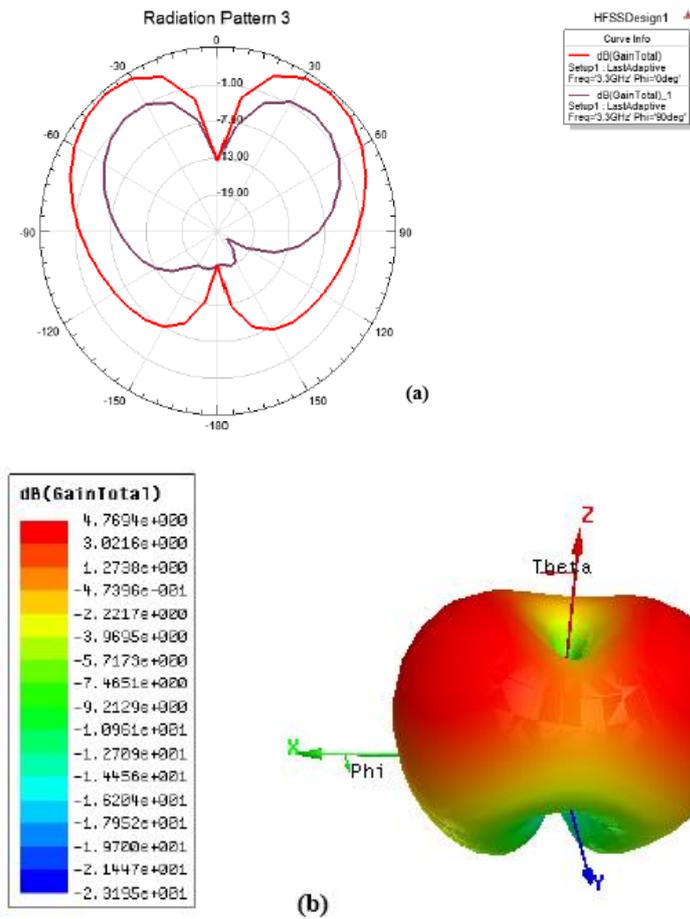


Figure 3. 18: Diagramme de rayonnement dans le plan E pour $F=3,3$ GHz : a) en 2D et b) en 3D.

La figure 3.19, montre la distribution du champ électrique sur l'élément rayonnant de l'antenne. Nous pouvons constater que le champ est maximal et focalisé dans la région de la fente.

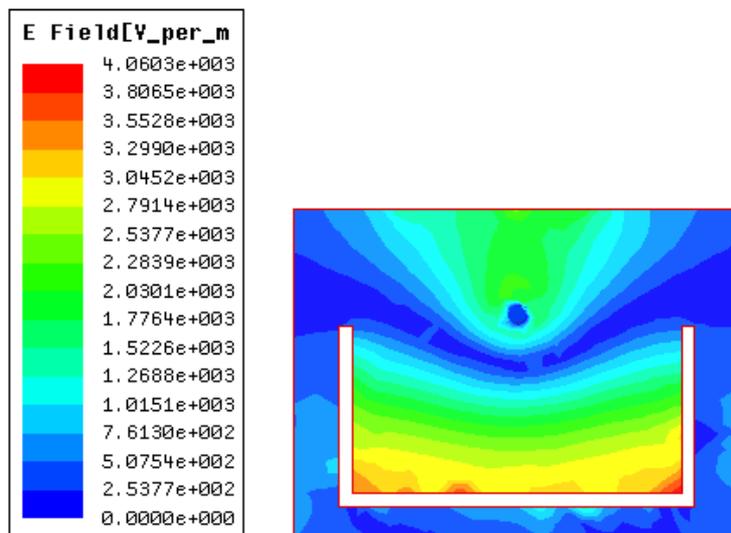


Figure 3. 19: Distribution du champ électrique sur l'élément rayonnant de l'antenne

3.6.3 Structure multicouches

Nous proposons dans cette partie une conception d'une antenne multifréquence pouvant fonctionner dans la bande C.

Pour augmenter le nombre des fréquences de résonance, nous avons pensé à ajouter un deuxième élément résonateur à la structure étudiée précédemment.

3.6.3.1 Géométrie de la structure

L'antenne proposée pour cette application est une antenne multicouche dont l'élément inférieur est la structure précédente de la figure.3.14, alors que l'élément supérieur est le patch de référence ou on a introduit une fente de forme T. Ces deux structures sont séparées par une couche d'air h_a .

Le tableau 3.3 regroupe les dimensions de la structure supérieure

L2	W2	D	Wn2	S
26 mm	18 mm	18 mm	15 mm	1.2 mm

Tableau 3. 3: dimensions de la structure supérieure

L'alimentation de cette antenne multicouche est assurée par une sonde coaxial placé au point de coordonnées (X_f, Y_f) , d'une impédance caractéristique 50Ω qui excite directement le patch inférieur dans ce cas-là, il sera appelé patch actif (directeur), alors que le patch supérieur appelé parasite est alimenté par couplage électromagnétique. Les dimensions des patches sont optimisées de manière à ce que la limite des bandes individuelles de chaque patch seront en quelque sorte juxtaposées, et la structure finale à deux patches aura une large bande passante. En d'autres termes, les tailles des deux patches juxtaposés sont principalement déterminées par la plus faible des deux fréquences de fonctionnement.

La figure 3.19 montre la géométrie et les dimensions de la structure proposée.

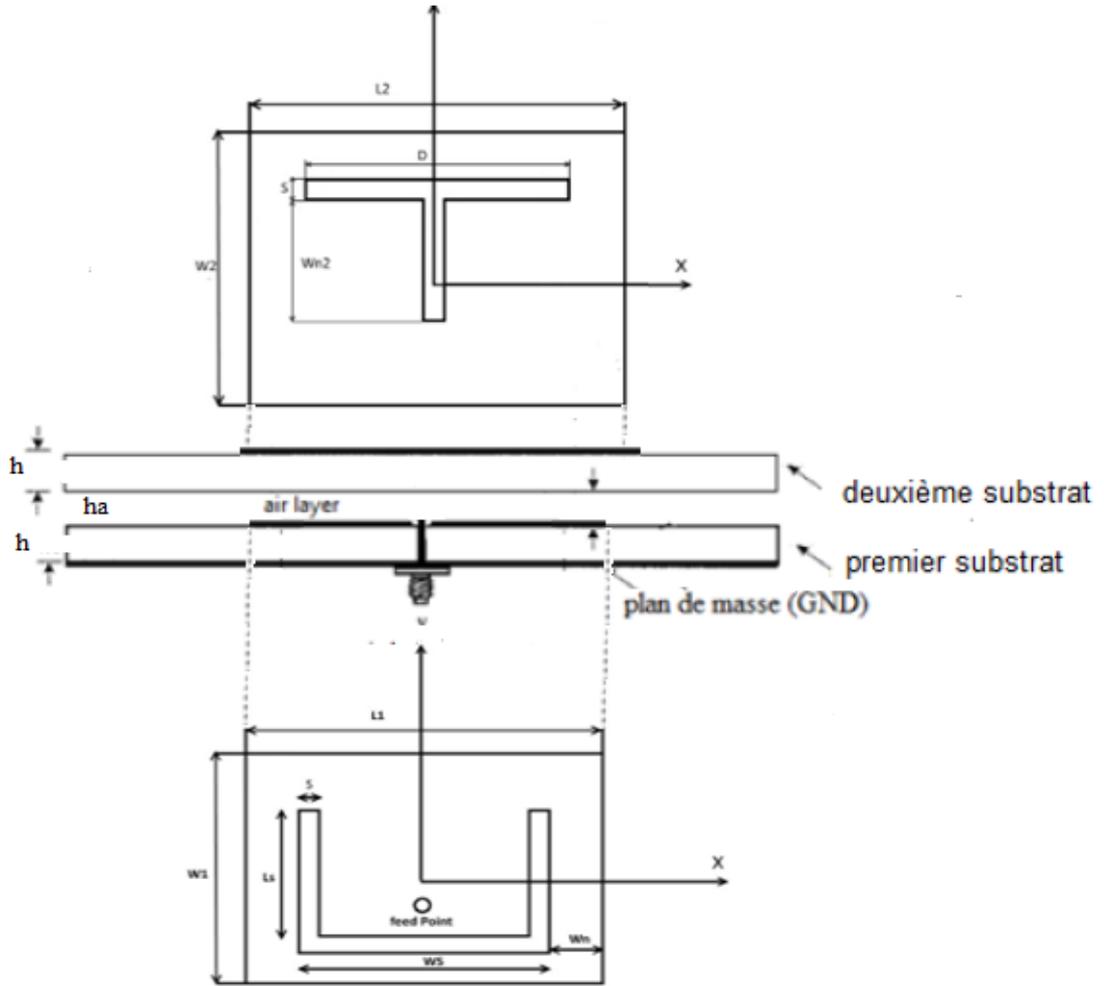


Figure 3.20: Géométrie de l'antenne multicouche

3.6.3.2 Circuit Equivalent

Du à la présence de patch parasite, la configuration multicouche présente deux résonances dues à deux résonateurs. Une résonance est associée au résonateur formé par le patch inférieur et le plan de masse, alors que la deuxième résonance est associée au résonateur formé par le patch supérieur et le patch inférieur. La permittivité effective est donnée par [69]:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_{rs}+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left[1 + \frac{10h}{L} \right] \quad (3.35)$$

Avec

$$\epsilon_{rs} = \frac{\sum_{i=1}^n h_i}{\sum_{i=1}^n \frac{h_i}{\epsilon_{ri}}} \quad (3.36)$$

n: est le nombre de couches qui est égale à 2

Dans la configuration multicouche, la fréquence de résonance du patch directeur (inferieur) est donnée par l'équation 3.22, et la fréquence de résonance du patch parasite (supérieur) peut être calculée par :

$$f_2 = \frac{c}{2(L+2\Delta L)\sqrt{\varepsilon_{eff2}}} \quad (3.37)$$

Avec

$$\varepsilon_2 = \frac{\varepsilon_{rs}+1}{2} + \frac{\varepsilon_{rs}-1}{2} \left[1 + \frac{10 \sum_{i=1}^{i=n} h_i}{L} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (3.38)$$

Et

$$\Delta L = 0.421 \sum_{i=1}^{i=n} h_i \left[\frac{\varepsilon_{eff2}+0.3}{\varepsilon_{eff2}-0.258} \right] \left[\frac{\frac{L}{\sum_{i=1}^{i=n} h_i} + 0.264}{\frac{L}{\sum_{i=1}^{i=n} h_i} + 0.8} \right] \quad (3.39)$$

L'impédance d'entrée de la fente de forme U est donné par l'équation 3.33. Pour la fente de forme T, comme indiqué sur la figure 3.21(b), elle est composée de deux fentes : horizontale et verticale. Son impédance d'entrée est donné par :

$$Z_T = \frac{Z_{TV}+Z_{TH}}{Z_{TV}Z_{TH}} = \frac{Z_{VS}+Z_{HS}}{Z_{VS}Z_{HS}} \quad (3.40)$$

D'après la figure 3.21(e), l'impédance totale de la structure est :

$$Z_{Tot} = j\omega L_p + \frac{1}{\frac{1}{Z_{US}} + \frac{1}{R_3} + j\omega C_3 + \frac{1}{j\omega L_3} + \frac{1}{Z_{HS}}} \quad (3.41)$$

Avec

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, C_3 = \frac{(C_1 + C_2) C_M}{C_1 + C_2 + C_3}, L_3 = L_M + \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \quad (3.42)$$

R_1, L_1, C_1 sont la résistance, l'inductance et la capacité du patch inferieur respectivement

R_2, L_2, C_2 sont la résistance, l'inductance et la capacité du patch supérieur respectivement

C_M, L_M sont la capacité mutuelle et l'inductance mutuelle respectivement, dues au couplage électromagnétique entre le patch inferieur et le patch supérieur et peuvent êtres données par la référence [70].

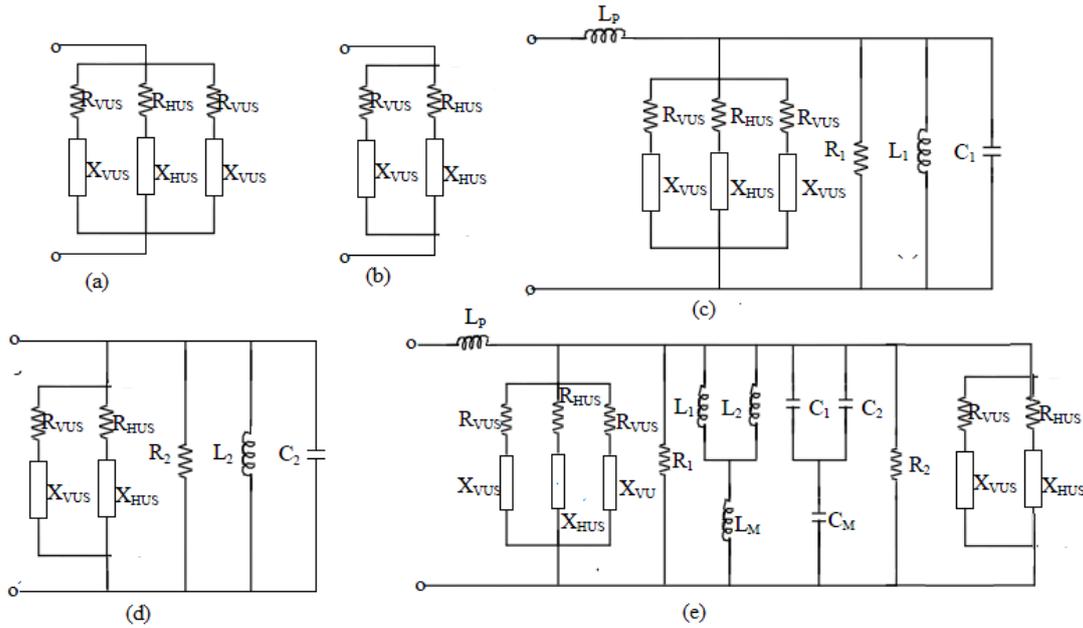


Figure 3. 21: Circuit équivalent de (a) Fente étroite U, (b) Fente étroite T, (c) Antenne patch avec fente U, (d) Antenne patch avec fente T(e) Antenne proposée

3.6.3.3 Simulation & résultats

3.3.6.3.1 Étude paramétrique

Cette partie est consacrée à l'étude de l'influence de quelques paramètres physiques définissant la géométrie de l'antenne proposée sur la fréquence de résonance. Une étude paramétrique a été menée pour comprendre les effets des divers paramètres, notamment en termes d'adaptation sur une large bande de fréquences, afin de les optimiser et d'aboutir à une structure finale efficace.

3.6.3.3.1.1 Influence du substrat

Le but du matériau du substrat d'antenne est principalement à fournir un support mécanique pour les éléments rayonnants et de maintenir l'espacement de précision requis entre le patch et son plan de masse. Le choix du matériau approprié pour une antenne devrait être basé sur la taille du patch souhaité, la bande passante, la perte d'insertion, la stabilité thermique, le coût, etc. Pour les applications commerciales, le coût est l'un des critères les plus importants dans la détermination du type de substrat.

Pour caractériser l'influence du substrat sur la fréquence de résonance et la bande passante de l'antenne, nous avons tracé les variations de coefficient de transmission S11 et Les variations de taux d'onde stationnaire (TOS) ou bien (VSWR) (Voltage State Wave Ration en anglais) en fonction de la fréquence pour différents type de matériaux.

❖ 1^{er} cas : Rogers RT 5880

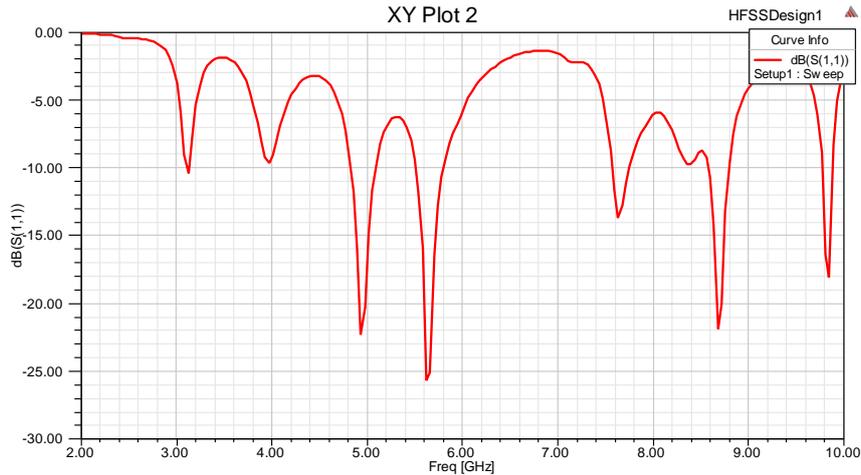


Figure 3. 22: Amplitude du coefficient de réflexion S11 (Substrat Roger RT 5880 $\epsilon_r = 2.2$)

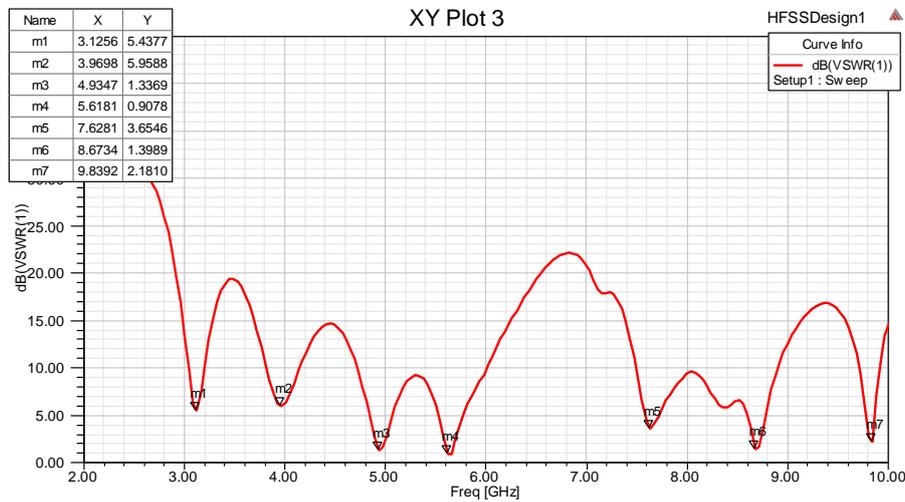


Figure 3. 23: Variation du rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence

Fr	3.12	3.96	4.93	5.61	7.62	8.67	9.83
S11	-10.09	-9.85	-24.00	-25.18	-17.56	-24.00	-16.00
Vswr	5.43	5.95	1.33	1.02	3.65	1.39	2.18

Tableau 3. 4: Variation des paramètres S11 et Vswr en fonction de la fréquence de résonance pour un substrat Rogers RT 5880

On voit que la largeur de la bande s'étale de 3.12 à 9.83 Ghz, mais l'antenne est mal adaptée. L'antenne est bien adaptée, pour une valeur minimale de rapport axial < 2 dB :

- VSWR = 1.028 dB correspondant à la fréquence de résonance $f_0 = 5.6181$ GHz.
- VSWR = 1.3369 dB correspondant à la fréquence de résonance $f_0 = 4.9347$ GHz.
- VSWR = 1.3989 dB correspondant à la fréquence de résonance $f_0 = 8.6374$ GHz.

❖ 2^{ème} cas : Rogers RT 6002

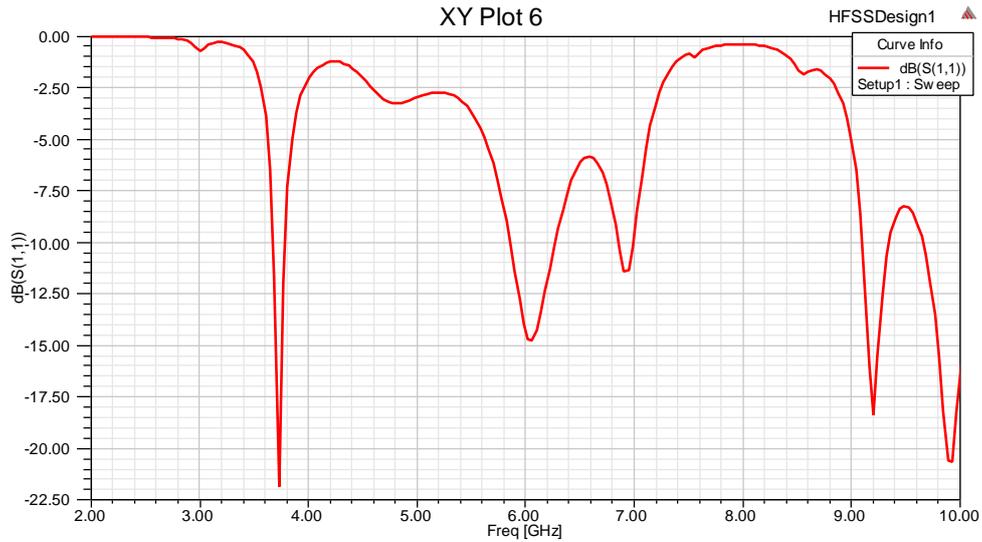


Figure 3. 24: Amplitude du coefficient de réflexion S11 (Substrat RT 6002 $\epsilon_r = 2.94$)

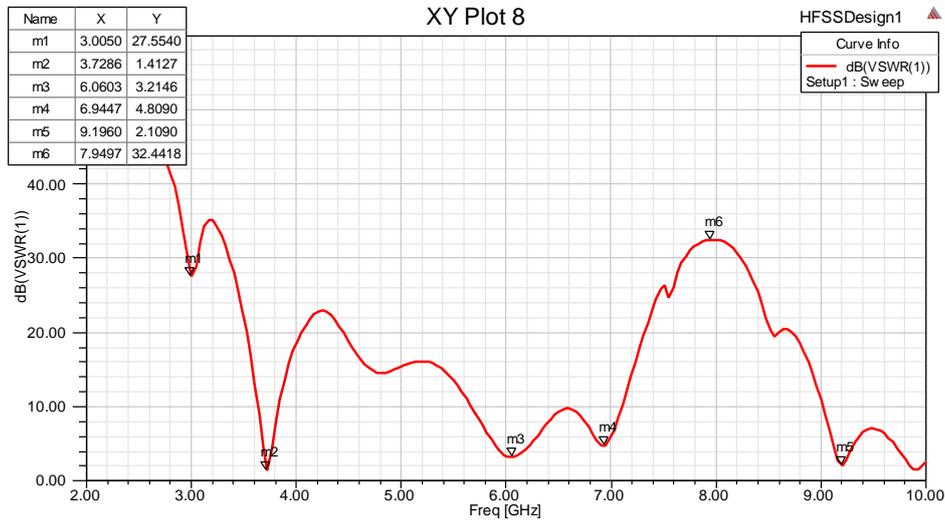


Figure 3. 25: Variation du rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence

Fr	3.72	6.06	6.94	7.94	9.19
S11	-22.00	-14.89	-11.00	-18.00	-20.50
Vswr	1.41	3.21	4.80	32.44	2.10

Tableau 3. 5: Variation des paramètres S11 et Vswr en fonction de la fréquence de résonance pour un substrat Rogers RT 6002

La bande s'étale de 3.72 à 9.19 Ghz et on peut constater une légère amélioration en adaptation par rapport à la structure précédente, mais l'antenne reste toujours mal adaptée.

L'antenne est bien adaptée, pour une valeur minimal de rapport axial $< 2\text{dB}$:

- VSWR = 1.41278 dB correspondant à la fréquence de résonance $f_0 = 3.7286$ GHz.

❖ 3^{ème} cas : Rogers RO 3003

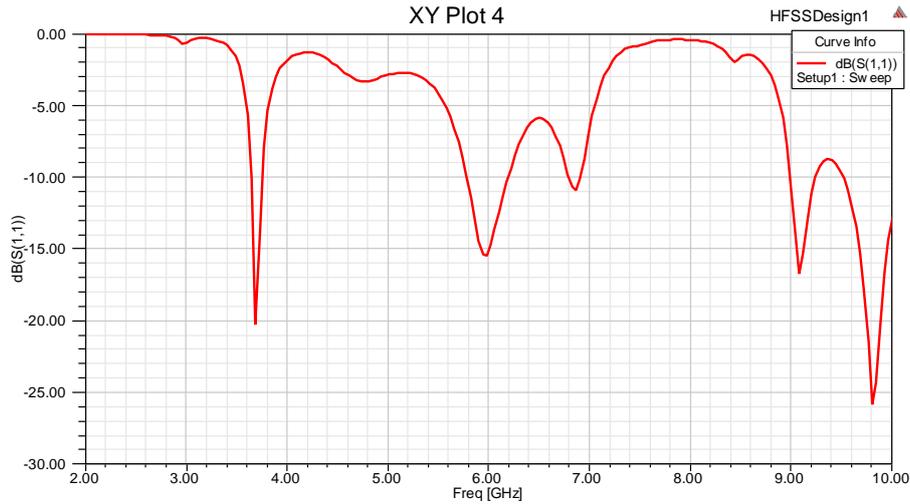


Figure 3. 26: Amplitude du coefficient de réflexion S_{11} (Substrat RO 3003 $\epsilon_r = 3$)

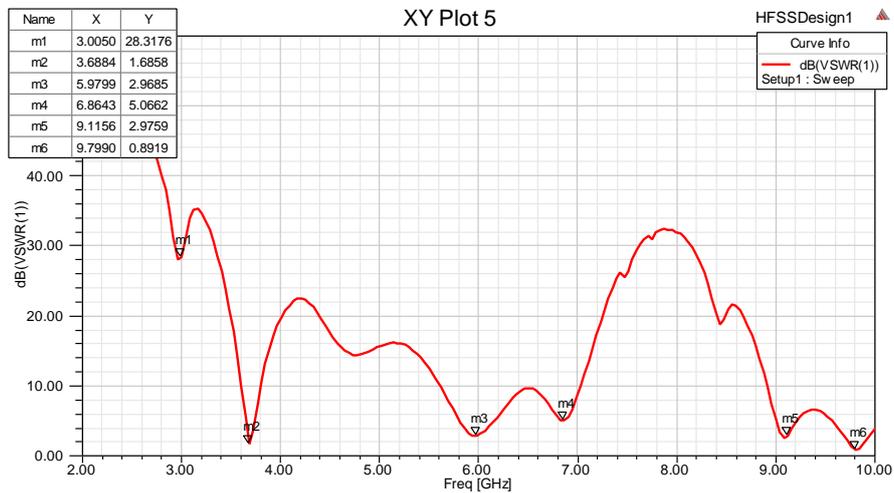


Figure 3. 27: Variation du rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence

.Fr	3.68	5.97	6.86	9.11	9.79
S_{11}	-20.00	-15.50	-11.00	-16.77	-26.00
Vswr	1.68	2.96	5.06	2.97	0.89

Tableau 3. 6: Variation des paramètres S_{11} et Vswr en fonction de la fréquence de résonance pour un substrat Rogers RO 3003

La bande s'étale de 3.68 à 9.79 GHz, il y'a une amélioration de l'adaptation sur une très large bande, mais elle est insuffisante.

L'antenne est bien adaptée, pour une valeur minimal de rapport axial < 2dB :

- VSWR = 1.6858 dB correspondant à la fréquence de résonance $f_0 = 3.6884$ GHz.

❖ 4^{ème} cas : le substrat FR4_expoy ($\epsilon_r = 4.4$)

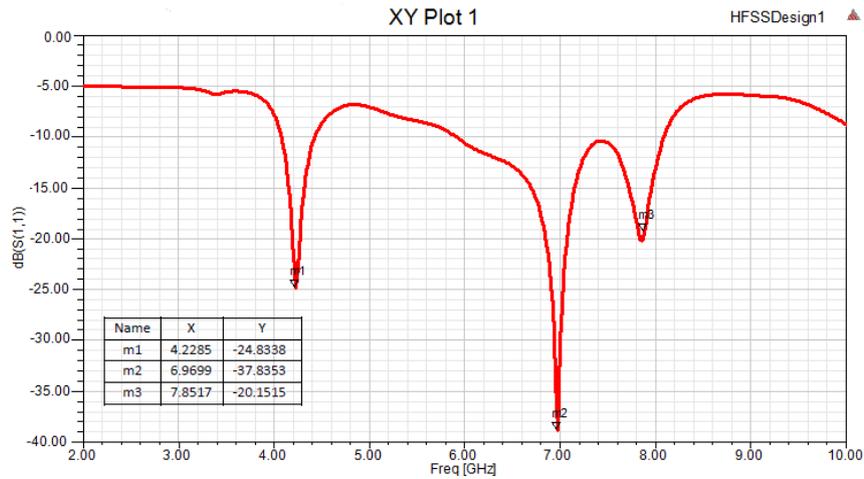


Figure 3. 28: Amplitude du coefficient de réflexion S_{11} (FR4_expoy $\epsilon_r = 4.4$)

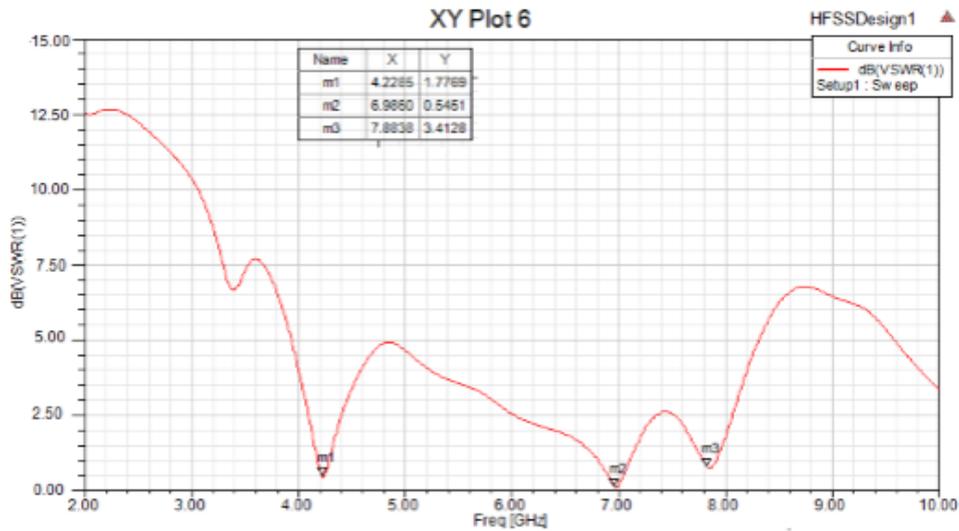


Figure 3. 29: Variation du rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence

Fr (Ghz)	4.22	6.96	7.85
S11 (d B)	-24.83	37.83	-20.15
Vswr (dB)	1.77	1.05	3.41

Tableau 3. 7: Variation des paramètres S_{11} et V_{swr} en fonction de la fréquence de résonance pour un substrat FR4_expoy ($\epsilon_r = 4.4$)

L'antenne est bien adaptée, pour une valeur minimale de rapport axial < 2 dB :

☞ $V_{SWR0} = 1.77$ dB correspondant à la fréquence de résonance $f_0 = 4.2285$ GHz.

☞ $V_{SWR0} = 1.05$ dB correspondant à la fréquence de résonance $f_0 = 6.9880$ GHz.

L'antenne est assez bien adaptée sur la bande [4.2 - 8]. Cette largeur de bande couvrant les applications dans la bande C à savoir les systèmes de communication par satellites.

D'après cette étude, nous constatons que :

- ✓ l'adaptation s'améliore légèrement en augmentant la permittivité du substrat.
- ✓ une adaptation est assurée sur une très large bande passante pour le substrat type epoxy fr4
- ✓ le substrat type epoxy fr4 présente un bon rapport prix/qualité, de ce fait, notre choix va se porter sur ce dernier dans la suite de notre étude.

3.6.3.3.1.2 Influence de la hauteur des substrats

Afin d'étudier l'influence de la hauteur des substrats sur les caractéristiques de l'antenne, nous allons tracer les coefficients de réflexion S_{11} pour différentes valeurs de h_1 .

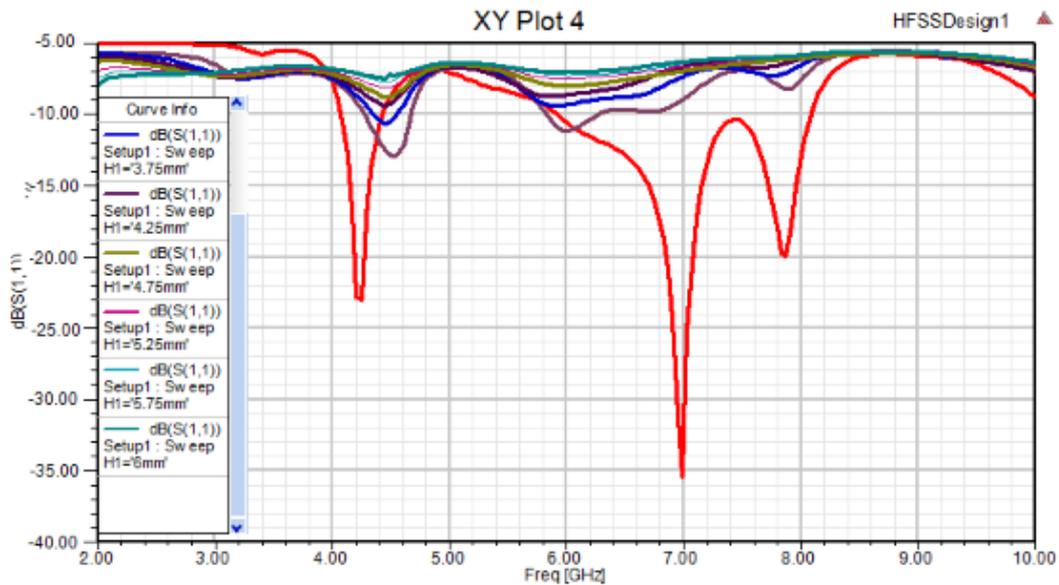


Figure 3. 30: Variation du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de h_1

La Figure 3.30 montre les résultats de la simulation du paramètre S_{11} de l'antenne pour différentes valeurs de h_1 , on peut constater clairement l'augmentation de la largeur de bande avec une bonne adaptation pour une hauteur $h = 1.2\text{mm}$

3.6.3.3.1.3 Influence de la position du point d'alimentation

Le choix de la position du point d'alimentation est un facteur très important pour optimiser l'adaptation de l'antenne. La figure représente la variation du coefficient de réflexion S_{11} pour différentes valeurs du point d'alimentation. On a procédé au changement du point d'alimentation pour différentes valeurs jusqu'à avoir une bonne optimisation des résultats.

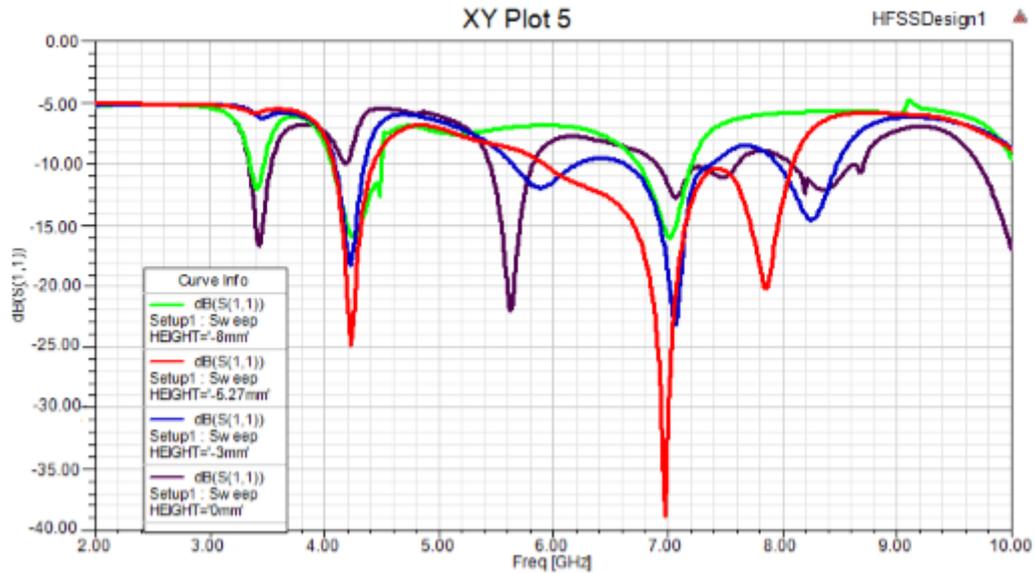


Figure 3. 31: Variation du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la position du point d'alimentation

En analysant les courbes de la Figure 3.31, on constate que pour des variations de la position d'alimentation selon l'axe y allant de $y = 0$ mm à -8 mm, nous obtenons une meilleure adaptation concernant les trois fréquences avec une large bande passante pour une position $y = -5.27$ mm

3.6.3.3.1.4 Influence de la couche d'air

On fait varier h_a de 0 à 8 mm

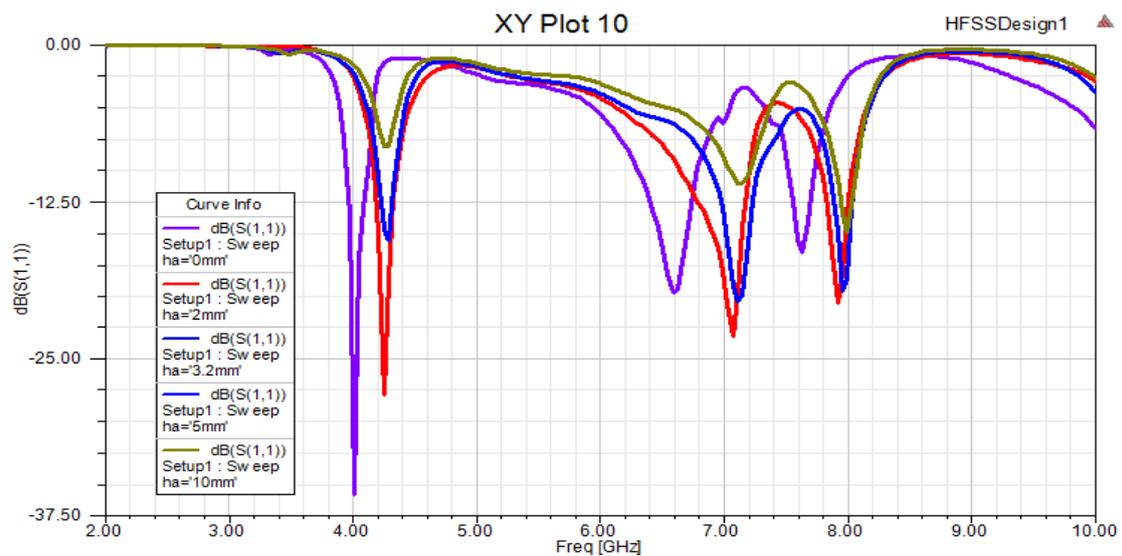


Figure 3. 32: Effet de la hauteur HA

La Figure 3.32 montre les résultats de la simulation du paramètre S_{11} de l'antenne pour différentes valeurs de h_a , on peut constater clairement que h_a n'affectent pas beaucoup la largeur de bande par contre plus La valeur de h_a augmentent plus il y a une diminution du coefficient de réflexion.

3.6.3.4 Caractéristiques de rayonnement de l'antenne optimisée

La précédente partie, relative à l'optimisation de l'antenne, a permis de mettre en évidence le rôle des paramètres critiques sur les différents caractéristiques de l'antenne, nous pouvons déduire une antenne multicouche optimisée dans cette partie fonctionnant dans la bande fréquentielle [3.1 - 10] GHz, avec des niveaux d'adaptation qui restent en dessous de -10 dB.

Les figures ci-dessous représentent le diagramme de rayonnement de l'antenne multicouche dans le **plan E** et dans le **plan H** aux fréquences : 4.2 GHz, 7GHz et 8GHz. De même une représentation du gain en 3D est tracée.

3.6.3.4.1 La fréquence 4.2 GHz

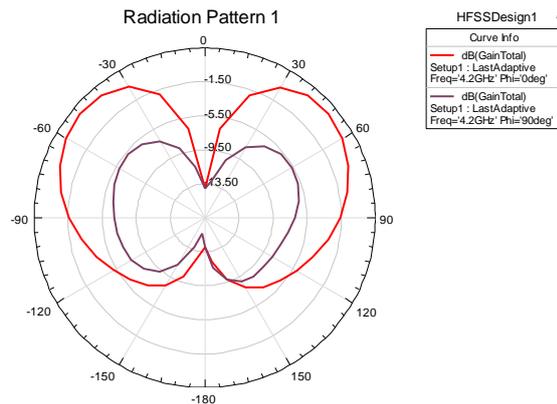


Figure 3. 33: Diagramme de rayonnement en 2D dans le plan E et dans le plan H

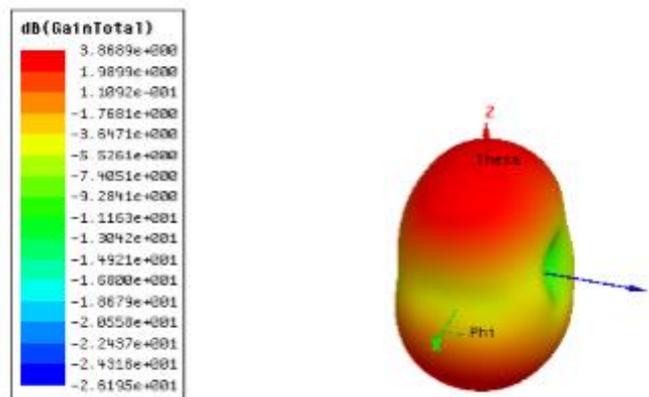


Figure 3. 34: Diagramme de rayonnement en 3D dans le plan E et dans le plan H

Le gain maximal de cette antenne est de l'ordre de 3.86 dB

3.6.3.4.2 La fréquence 7 GHz

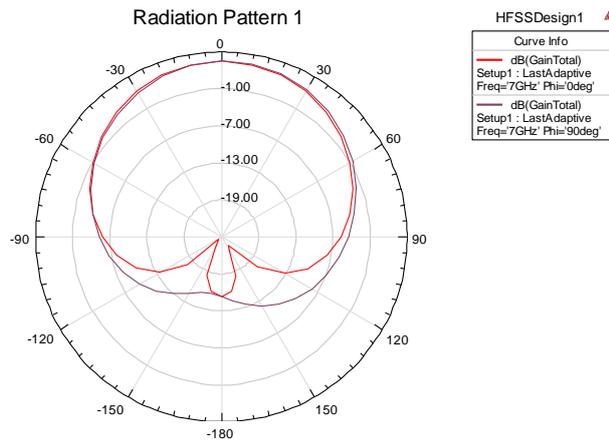


Figure 3. 35: Diagramme de rayonnement en 2D dans le plan E et dans le plan H

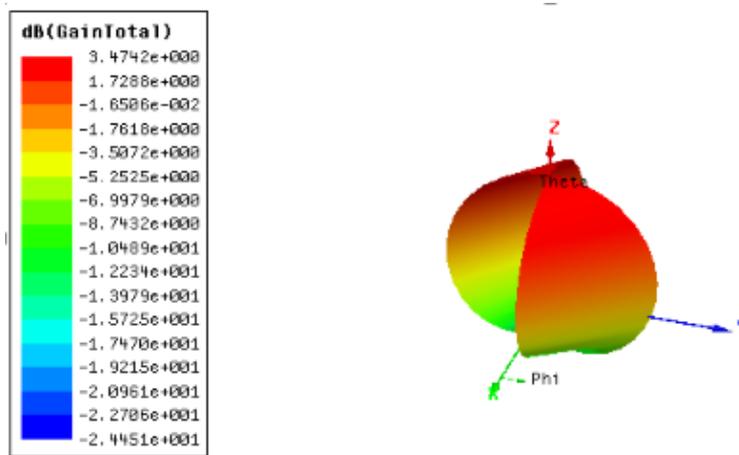


Figure 3. 36: Diagramme de rayonnement en 3D dans le plan E et dans le plan H

Le gain maximal de cette antenne est de l'ordre de 3.47 dB

3.6.3.4.3 La fréquence 8 GHz

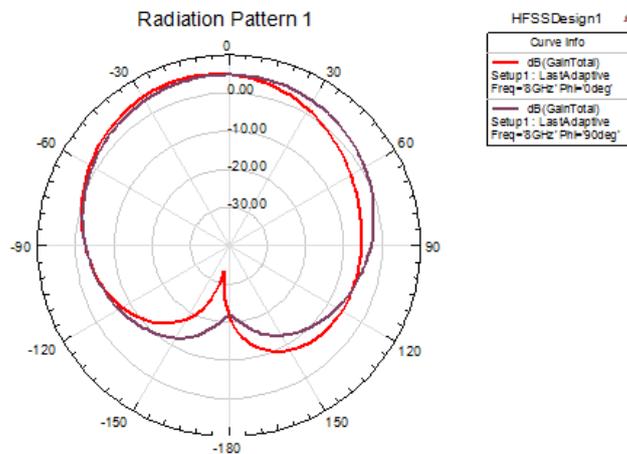


Figure 3. 37: Diagramme de rayonnement en 2D dans le plan E et dans le plan H

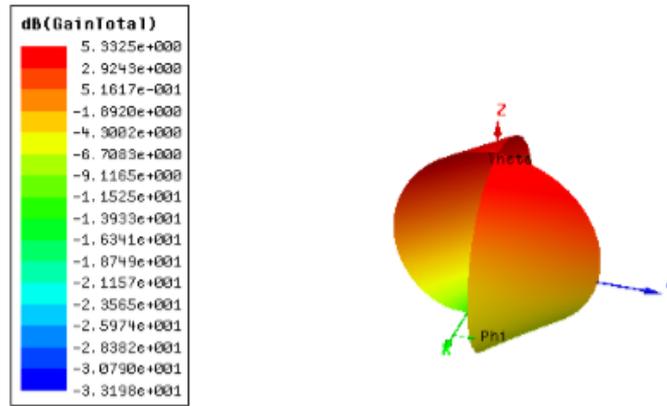


Figure 3. 38: Diagramme de rayonnement en 3D dans le plan E et dans le plan H

On remarque que les diagrammes de rayonnement sont presque omnidirectionnels. Ils présentent une bonne stabilité sur toute la bande de fréquence convoitée et cela au niveau des deux plans principaux E et H. Le gain est en général assez modeste mais acceptable.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, plusieurs nouvelles architectures d'antennes miniatures, multifréquences et inspirées des métamatériaux ont été conçues .nous avons présenté en premier lieu une étude générale sur les antennes imprimées, en présentant le principe de fonctionnement leurs avantages, inconvénients ainsi que les différentes techniques d'alimentation. Les résultats obtenus montrent un comportement multifréquence ainsi que l'obtention de diagrammes de rayonnement de formes différentes, ce qui permet à ces structures d'être de bons candidats pour les applications dans les systèmes de communication sans fils. Un comportement directif a été obtenu pour certaine fréquence de résonance.

Chapitre IV
Etude et simulation
d'un Biocapteur
à base de
métamatériaux

Chapitre IV : Etude et simulation d'un Biocapteur à base de métamatériaux

4.1. Introduction et historique

La détection d'espèces chimique ou/et biochimique, présentent dans les milieux biologiques ou dans l'environnement, nécessite de disposer des moyens d'analyses très performants possédant une grande sensibilité pour des temps de détection plus courts, et avec une maniabilité plus simple. Les outils de détection "classiques" sont encombrants, onéreux à l'achat, mais ont surtout un temps d'analyse souvent long de quelques heures à quelques jours. Une alternative consiste à concevoir des dispositifs possédant des caractéristiques équivalentes en terme de fiabilité, simplicité, rapidité, sélectivité à un moindre coût. Les biocapteurs présentent des potentialités intéressantes pour répondre à ces exigences.

Au cours de ces dernières années, d'importants besoins dans le domaine biomédical ont suscité un vif intérêt pour l'étude des biocapteurs qui permettent une analyse précise et rapide d'éléments biologiques. Différentes stratégies ont été suivies pour le développement de ces biocapteurs afin d'obtenir un dispositif fiable et performant spécifique à la cible.

Ils présentent, de plus, l'avantage de pouvoir être intégré dans des dispositifs automatisables, miniaturisables, ne nécessitant que de très faibles volumes d'échantillon à analyser. Ces grandes avancées sont liés aux avancées technologiques dans des champs disciplinaires différents tels que ; la physique (notamment la microélectronique), la chimie (matériaux innovants), et la biologie.

Le terme « biocapteur » représente la fusion de deux des plus importantes technologies de ce siècle : l'électronique et la biologique leur association permet des dosages rapides, sensibles et spécifiques. Les perspectives, dans le futur sont très prometteuses, avec un champ d'application très large que ce soit dans le domaine du diagnostic biomédical, militaire, environnemental ou l'agro-alimentaire.

Les performances des biocapteurs sont généralement évaluées par leur sensibilité, leur limite de détection, leur gamme linéaire, leur reproductibilité et leur sélectivité. D'autres paramètres incluant le temps de réponse, la stabilité opérationnelle et la stabilité de stockage du capteur s'avèrent aussi indispensables [71].

Le développement des biocapteurs fiable et spécifique à la cible est devenu un enjeu majeur pour répondre aux besoins actuels dans le domaine biomédical. Ces besoins de détection de

plus en plus performant ont suscité un vif intérêt pour l'étude des biocapteurs qui permettent une analyse précise et rapide d'éléments biologiques ce qui a engendré l'émergence de nouvelles solutions technologiques. Les «métamatériaux», apparaissent comme outils très prometteurs pour répondre à ces exigences en raison de leurs nouvelles propriétés électromagnétiques qui n'existent pas dans la nature.

Ce chapitre sera consacré à l'étude et la conception de biocapteur à base de métamatériaux dédiés à l'analyse des espèces biologique aux fréquences micro-ondes. Le principe de bio détection repose sur la modification des conditions de résonance des capteurs par l'introduction des espèces biologiques à proximité voir à leur contact.

4.2. Généralité sur les biocapteurs

4.2.1. Définition

Par définition, Un biocapteur est un outil ou système analytique alliant des technologies différentes issues par exemple de la biologie moléculaire, la microélectronique, l'optique et l'informatique, conçu pour transformer une réponse biologique, généralement une interaction entre deux espèces chimiques en un signal électrique mesurable [72]. La figure 4.1 présente le principe de base d'un biocapteur.

Un tel système est constitué d'un élément de reconnaissance d'origine biologique que l'on appelle « ligand » ou bio-récepteur en contact direct avec un élément (transducteur) chargé de convertir le signal biologique en un signal aisément exploitable, généralement électrique ou lumineux.

Une méthode de transduction doit donner des informations non seulement sur la qualité de la reconnaissance mais aussi sur la quantité d'analytes reconnus. Le choix du transducteur dépendra également de l'application du capteur, du type de réaction, et de la substance détectée.

Les différentes méthodes de transduction permettent de catégoriser les capteurs selon la nature de la propriété physique exploitée pour la reconnaissance moléculaire. A titre d'exemple, on distingue ainsi les biocapteurs basés sur des changements de propriétés optiques, électriques, magnétiques, thermiques, électrochimiques ou massiques.

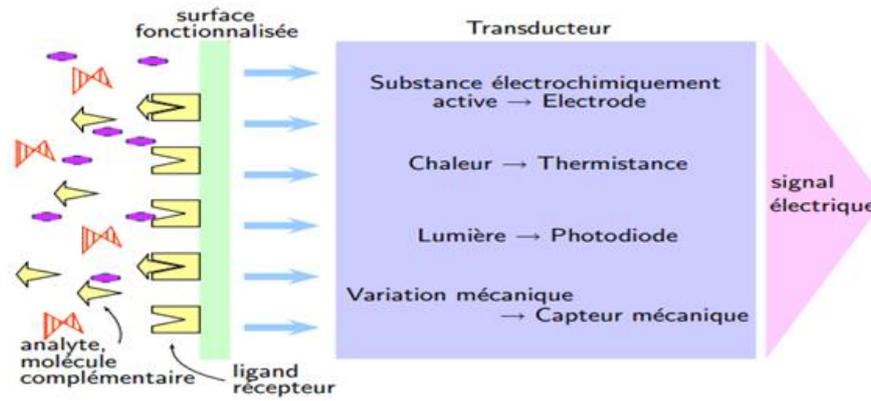


Figure 4. 1 : Schéma de principe d'un biocapteur.

4.2.2. La construction d'un Biocapteur

La construction d'un biocapteur est essentiellement basée sur l'immobilisation du biorécepteur sur le transducteur correspondant. En effet, c'est grâce à la combinaison judicieuse d'un composant biologique et d'un transducteur qu'un biocapteur permet la détection et le dosage d'un composé d'intérêt dans un milieu complexe.

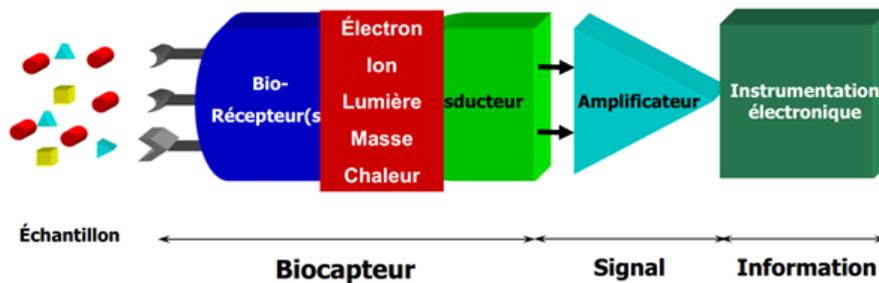


Figure 4. 2 : Construction d'un Biocapteur

4.2.3 Caractéristiques des biocapteurs

Les caractéristiques les plus utilisées sont les suivantes :

- ✓ **Sélectivité** : c'est la capacité du biocapteur à distinguer entre des substrats différents. C'est un paramètre qui dépend principalement du composant biologique, bien que parfois le choix du transducteur puisse contribuer à la sélectivité.
- ✓ **Sensibilité** : Ce paramètre correspond au rapport entre l'accroissement de la réponse du capteur et la variation correspondante de la grandeur à mesurer.
- ✓ **Limite de détection** : C'est la plus petite valeur de la grandeur à mesurer pouvant être détectée par le biocapteur d'une façon significativement différente du bruit de fond.

4.2.4 Applications de Biocapteur

Les sondes de Biocapteur deviennent de plus en plus sophistiquées, principalement dû à une combinaison des avancées dans deux domaines technologiques : la microélectronique et biotechnologie. Les Biocapteurs sont les dispositifs hautement précieux pour mesurer un large spectre des analystes comprenant les composés organiques, les gaz, les ions et les bactéries.

Quelques exemples de ces applications sont :

- **Applications Cliniques et Diagnostiques** : Biocapteur cliniquement appliqué est le moniteur de glucose, qui est employé sur une base courante par les personnes diabétiques pour contrôler leur taux de sucre sanguin.
- **Applications dans l'industrie** : Des Biocapteurs sont employés dans l'industrie alimentaire pour mesurer des hydrates de carbone, alcools et acides.

Une Autre application importante est de trouver les agents pathogènes dans la viande fraîche, la volaille ou les poissons.

- **Applications Environnementales** : Des Biocapteurs sont employés pour contrôler la qualité de l'air et de l'eau. Les dispositifs peuvent être utilisés pour capter des traces des organophosphorés des pesticides ou pour contrôler les niveaux de toxicité des eaux usées.

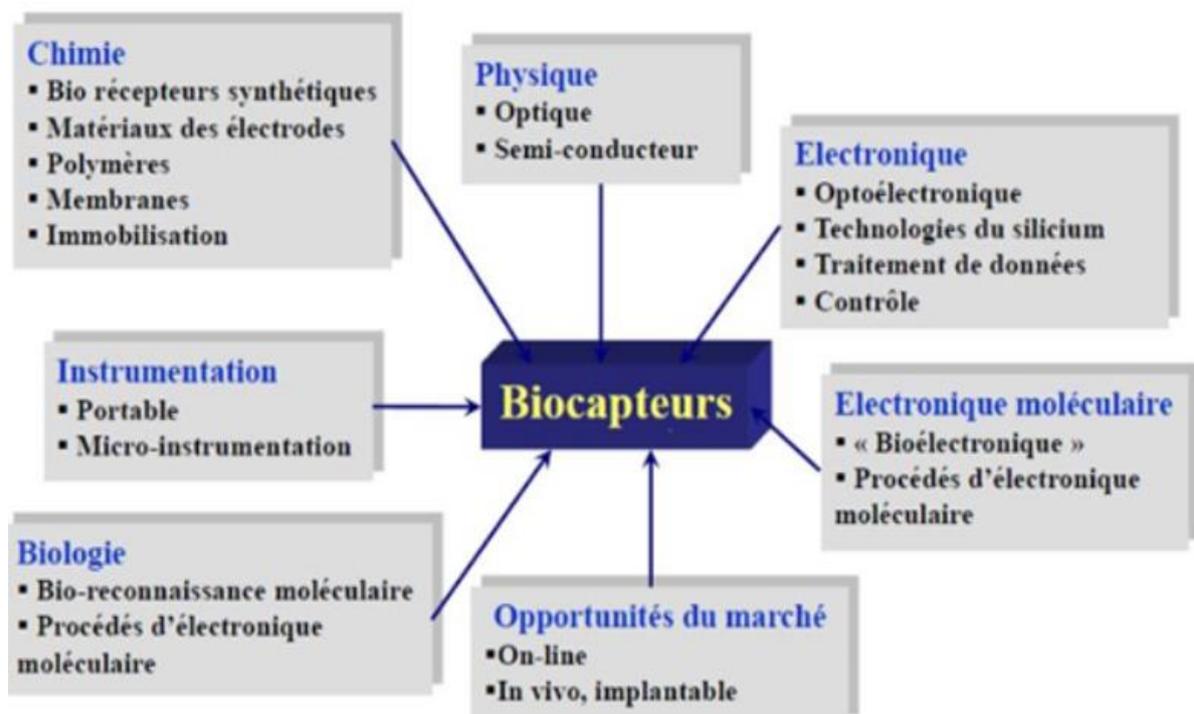


Figure 4. 3 : Pluridisciplinarité du domaine des biocapteurs

4.2.5 Classification des biocapteurs

Les biocapteurs peuvent être classés selon plusieurs paramètres qui sont décrits ci-après [73] :

- ✓ **Classement par type de reconnaissance moléculaire (Biorécepteur)** : biocapteurs enzymatiques (avec une enzyme comme Biorécepteur), biocapteurs immunologiques, biocapteurs microbiens...
- ✓ **Classement par type de transducteur associé** : biocapteurs électrochimiques, biocapteurs optiques, biocapteurs calorimétriques...
- ✓ **Classement par espèce(s) détectée(s)** : les biocapteurs peuvent être classés également suivant les réactions qu'ils permettent de suivre. En effet, on peut les différencier selon le fait qu'ils permettent de suivre directement un analyte ou une activité biologique ou indirectement à travers par exemple le suivi d'une inhibition de l'activité catalytique par des toxiques ou métaux lourds.

4.2.6. Les différents types de biocapteurs

4.2.6.1. Biocapteurs piézoélectriques

Ces biocapteurs [74] sont basés sur la mesure de l'oscillation d'un cristal de quartz sur lequel est immobilisé le composé biologique (cf. Figure 4.4). Ces biocapteurs présentent l'avantage de donner des réponses rapides mais ont une sélectivité qui dépend de la couche active et peuvent manquer de sensibilité en fonction du système oscillant utilisé.

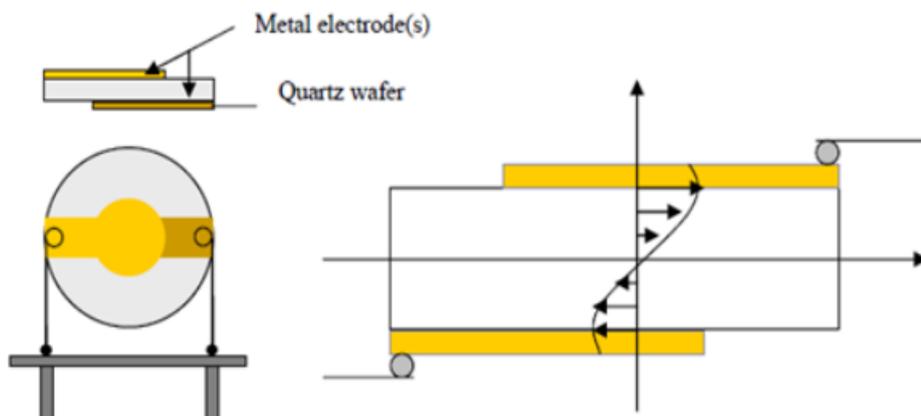


Figure 4. 4 : Biocapteur piézoélectrique

4.2.6.2. Biocapteurs thermiques

Développés [75] dans les années 1970, ces biocapteurs permettent de transformer un signal biochimique en un signal thermique. Un microcalorimètre ou une résistance thermique,

raccordé au composé biologique, permet de mesurer les modifications d'enthalpie ou de température dues à une réaction entre le bio-récepteur et l'espèce à détecter.

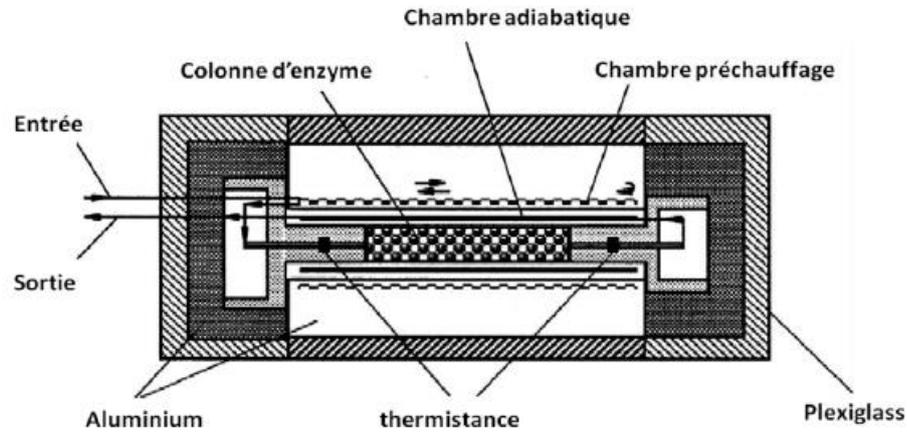


Figure 4. 5 : Biocapteur thermique

4.2.6.3. Biocapteurs optiques

De nombreuses techniques optiques ont été adaptées afin d'être utilisées pour l'élaboration de biocapteurs. Les principales méthodes sont : la mesure de l'absorbance, de la chimiluminescence, de la fluorescence, de la résonance plasmonique de surface ou encore de l'onde évanescente.

4.2.6.3.1 Biocapteurs mesurant l'absorbance

Dans ce type de biocapteurs, l'interaction entre le biorécepteur et l'espèce à détecter induit l'apparition d'une coloration. Par exemple, un anticorps secondaire, marqué par une enzyme (la phosphatase alcaline) va révéler la formation d'un complexe immun (interaction antigène anticorps). En effet, l'ajout du substrat de cette dite enzyme provoque une coloration détectable à une certaine longueur d'onde provoquant une modification de l'absorbance [76].

4.2.6.3.2 Biocapteurs mesurant la fluorescence

Le principe est le même que celui exposé ci-dessus pour les biocapteurs à absorbance. Deux cas de figure se présentent : soit une détection du type light off (diminution de la fluorescence après contact avec la molécule cible) ; soit une détection de type light On (augmentation de la fluorescence après contact avec la molécule cible). La spécificité de ces biocapteurs est accrue par la modification génétique [77].

4.2.6.3.3 Biocapteurs à résonance plasmonique de surface (SPR)

Le plasma de surface est une oscillation collective des électrons libres du métal, mais cette dernière se produit à l'interface entre un métal et un diélectrique. L'application la plus

courante de biocapteur SPR est la détermination des paramètres d'affinité pour les interactions biomoléculaires.

4.2.6.4 Biocapteurs à base des métamatériaux

Les biocapteurs à base des métamatériaux ont suscité un regain d'intérêt intense grâce au développement de la microélectronique qui apporte de nouvelles possibilités et perspectives au domaine biomédical. La miniaturisation des biocapteurs de façon à travailler à une échelle se rapprochant de celle d'une cellule unique nous a permis de bien contrôler et manipuler les onde aux échelles micro et nanométriques facilitant ainsi la compréhension de nombreux phénomènes biologiques. Un intérêt majeur de ces capteurs concerne la possibilité de développer des méthodes de détection directes ne nécessitant pas le recours à des marqueurs spécifiques. De par leur petite taille, leur facilité d'utilisation, leur sensibilité élevée et la possibilité de les utiliser sur site, ce sont des éléments d'analyse particulièrement avantageux et intéressants. Le principe de bio-détection de ces capteurs repose sur l'utilisation de dispositifs planaires résonants qui sont par nature très sensibles à de petites variations de paramètres. Ainsi, l'introduction des espèces sous test sur ces résonateurs implique un décalage de la fréquence de résonance.

Différents biocapteurs à base de SRR ont été développés ces dernières années. En 2008, Lee et al. [78] ont proposé un biocapteur pour la reconnaissance biomoléculaire (biotine-streptavidin) composé de deux paires des SRRs et d'une ligne de transmission planaire (micro-strip) (cf. Figure 4.6 (a)). En 2010 dans un autre article Lee et al. [79] ont proposé un double résonateur planaire simple de DSRR pour la détection biomoléculaire aux fréquences micro-onde (cf. Figure 4.6 (b)). La même équipe de recherche (Lee et al.) a proposé un autre biocapteur pour la détection des biomolécules tel que l'antigène spécifique de prostate (PSA) et l'hormone de cortisol [80].

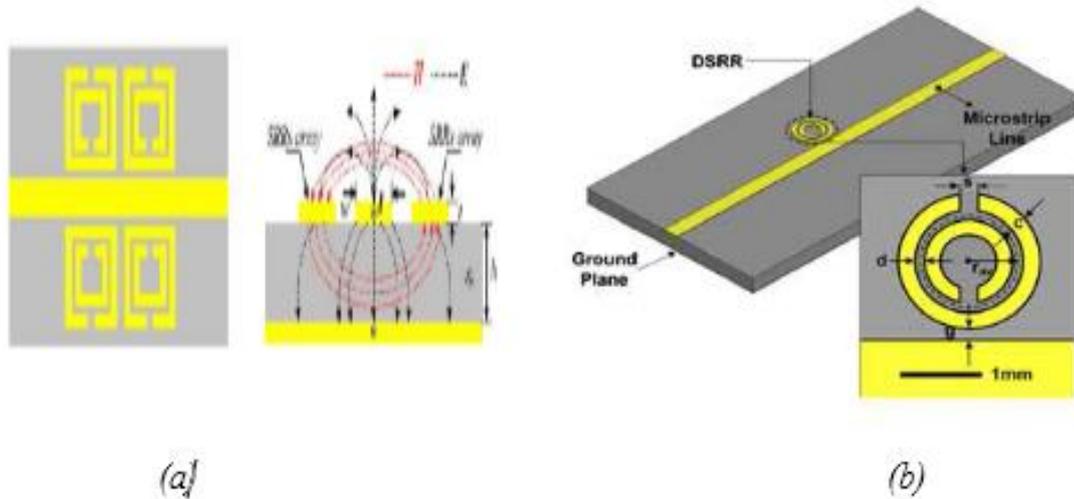


Figure 4. 6: (a) Biocapteur de micro-onde, Model biotine-streptavidin [78].

4.3. Etude et simulation des biocapteurs à base de métamatériaux résonants

Les résonateurs jouent un rôle important dans de nombreuses applications micro-ondes. Ces structures résonantes, qui sont par nature plus sensibles à de petites variations de paramètres semblent être de très bons candidats pour la mise au point de micro-capteurs ultra sensibles. La contrepartie à la sensibilité tient au fait que les dispositifs résonants ne peuvent déterminer

Différents types de lignes de transmission peuvent être utilisés pour la conception de résonateurs hyper-fréquences, comme notamment les lignes coplanaires (cf. Figure 4.7). Les conducteurs métalliques formant la ligne de signal et les lignes de masse sont situés dans le même plan sur un substrat diélectrique. Les ondes électromagnétiques se propagent selon un mode quasi TEM¹ qui est caractérisé par un champ électrique et magnétique perpendiculaire l'un à l'autre et qui sont perpendiculaires à la direction de la propagation. Le champ électromagnétique se trouve fortement localisé au-dessus de la ligne ce qui permet d'avoir une forte interaction entre le champ EM et les substances présentes à la surface du substrat. Par conséquent, l'introduction d'un milieu biologique à la surface pourra engendrer une forte perturbation de la réponse fréquentielle du résonateur qu'il est de coutume se présente sous la forme de paramètres de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} . Les paramètres de réflexion traduisent la réflexion du signal incident tandis que les paramètres de transmission traduisent la propagation du signal à travers le dispositif.

¹ Transverse Electricique Magnétique

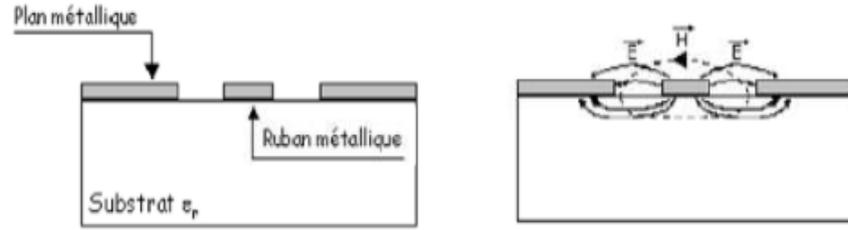


Figure 4. 7: Vue en coupe d'une ligne coplanaire et de la distribution du champ Electrique \vec{E} et magnétique \vec{H}

4.3.1 Principe de bio-détection

Le fonctionnement d'un biocapteur résonant repose sur l'interaction d'un champ électrique avec la matière biologique sous test à la fréquence de résonance de la structure. Le principe de base repose sur la détection d'une variation de la permittivité causée par la présence d'éléments biologiques dans la structure résonante, modifiant en conséquence la réponse électrique du résonateur.

La variation relative de la résonance en fonction de la variation de la permittivité $\Delta\varepsilon$ et les champs électrique et magnétique dans les volumes de la structure est donnée par la relation suivante [11] :

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} = \frac{\int_V (\Delta\varepsilon \vec{E}_0 \vec{E}_1 + \Delta\mu \vec{H}_0 \vec{H}_1) dv}{\int_V (\Delta\varepsilon |\vec{E}_0|^2 + \Delta\mu |\vec{H}_0|^2) dv} \quad (4.1)$$

Avec

Δf_r Variation de la fréquence de résonance f_r

$\Delta\varepsilon$ et $\Delta\mu$ respectivement la variation de la permittivité et la perméabilité

V : volume de perturbation.

\vec{E}_0, \vec{H}_0 désignent les champs électrique et magnétique sans échantillons et \vec{E}_1, \vec{H}_1 en présence des échantillons.

On suppose que la perturbation est suffisamment faible, la distribution des champs reste inchangée ce qui implique que \vec{E}_1, \vec{H}_1 seront négligeables

4.3.2 Biocapteur à base de résonateur ELC

Le biocapteur proposé, est constitué d'un résonateur ELC carrée en cuivre (épaisseur $t=35 \mu\text{m}$, $l=d=5.8\text{mm}$, $b=0.33\text{mm}$) déposé sur un substrat diélectrique de type ROGERS RO4003C caractérisé par une permittivité de 3.38 et de pertes tangentielles de 0.0027 avec une épaisseur

de 0.81 mm. Pour régler la fréquence de résonance du système, une capacité interdigitée de six doigts est placée au gap central du résonateur en parallèle avec l'inductance (cf. Figure 4.8)

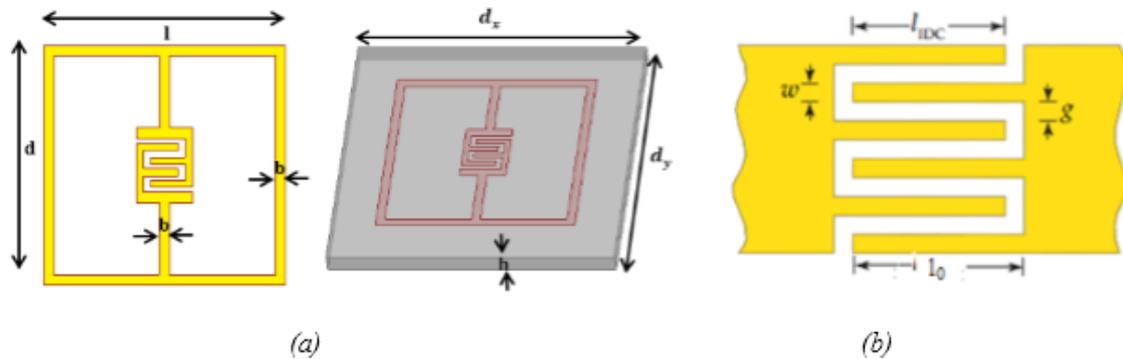


Figure 4. 8 : Biocapteur à base d'un ELC :(a)géométrie du résonateur ELC

$d_x = d_y = 6mm$, $h=0.81mm$; $l=5.8mm$; $b=0.33mm$, $t=0.035mm$ (épaisseur des anneaux), (b) Schéma de la capacité interdigitée : $l_0 = 2mm$, $g=0.33mm$; $w=0.33mm$

L'intérêt d'utiliser ce type de capacité est double. D'une part, cette configuration permet de diminuer la fréquence de résonance des résonateurs sans avoir à augmenter leurs propres dimensions, améliorant ainsi son homogénéisation, et d'autre part, les doigts capacitifs, forment des zones confinées, dans lesquelles les échantillons peuvent se loger et fortement interagir avec le champ électromagnétique concentré dans cette zone ce qui rend la fréquence de résonance sensible aux petits changements de la permittivité diélectrique comme est montré sur la figure 4.9.

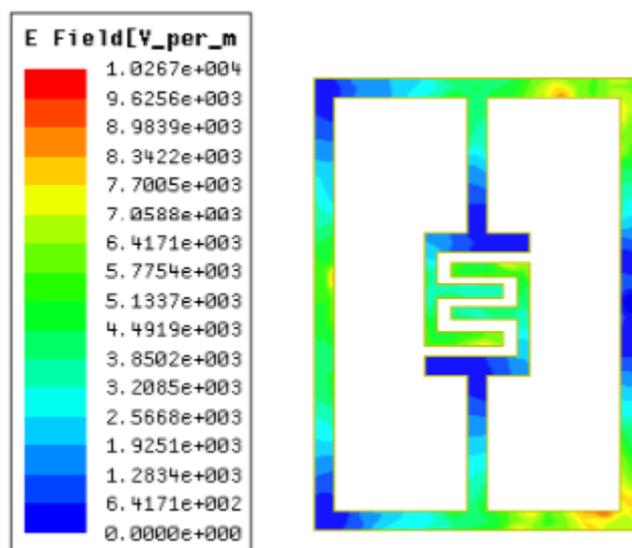


Figure 4. 9: Répartition du champ électrique dans le résonateur ELC.

4.3.3 Modèle ELC en circuit résonant

Le mécanisme de fonctionnement et les caractéristiques uniques des structures ELC à capacité inter digités peuvent être analysés par des modèles de circuits résonants. Cette approche à l'avantage de proposer des formules analytiques permettant de prévoir la position spectrale de la résonance de la surface, en effet lorsque le résonateur ELC est excité par un champ électrique variable dans le temps et normal au plan de l'ELC un courant électrique est créé à l'intérieur de l'anneau. En vertu du théorème d'Ampère, ce courant induit un champ magnétique à l'intérieur de la trace métallique qui s'oppose au champ électrique incident. La structure ELC est considérée comme un résonateur LC quasi localisé (cf. Figure 4.10) dont l'inductance est donnée par la longueur de l'anneau et la capacité par son gap central. Par conséquent la fréquence de résonance est donnée par [75]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.2)$$

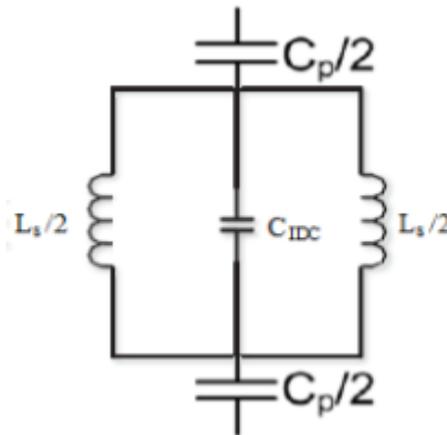


Figure 4. 10: Circuit équivalent du biocapteur proposé

4.3.3.1 Avant dépôt d'éléments biologiques

L'inductance total \$L\$ consiste à une inductance selfique (\$L_s\$) et une inductance mutuelle (\$L_m\$) est peut être exprimé par [81]:

$$L = 4L_s - 4L_m \quad (4.3)$$

$$L_s = \mu_0 t \left(\frac{2b}{l} + \frac{2l}{b} + \frac{l-l_0}{b} \right) \text{ H} \quad (4.4)$$

Ou

\$\mu_0\$: Perméabilité du vide

\$t\$: Épaisseur du résonateur

\$b\$: Largeur de l'anneau

\$l\$: Longueur coté latéral

l_0 : Largeur du gap

Une approximation de l'inductance mutuelle est donné par

$$L_m = \frac{\mu_0}{4\pi} \left[2l \sinh^{-1} \left(\frac{l}{h} \right) + 2(h - \sqrt{h^2 + l^2}) \right] \mu H \quad (4.4) \quad (4.5)$$

On note que $L_s \gg L_m$, alors l'inductance mutuelle est négligeable

Comme illustré dans la figure 4.10, la capacité totale C_0 du résonateur est composé d'une capacité de gap (C_{IDC}) en série avec la capacité du couplage formée entre l'anneau et ses voisins (C_p).

$$C_0 = \frac{C_p C_{IDC}}{C_p + C_{IDC}} \quad (\text{pF}) \quad (4.6)$$

Avec

$$C_p \approx \frac{\varepsilon_{eff} l}{\pi} \ln \left(\frac{2b}{d-l} \right) \quad (\text{pF}) \quad (4.7)$$

d: coté latéral du substrat

La capacité C_{ID} est donnée par la formule suivante [82]:

$$C_{IDC} = \frac{\varepsilon_{eff} 10^{-3}}{18\pi} \frac{K(k)}{K'(k)} (N - 1) l_{IDC} \quad (\text{pF}) \quad (4.8)$$

Ou

N : nombre des doigts, et

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right], & \text{pour } 0.707 \leq k \leq 1 \\ \ln \left[2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right], & \text{pour } 0 \leq k \leq 0.707 \end{cases} \quad (4.9)$$

Avec

$$k = \tan^2 \left(\frac{0.25w\pi}{w+g} \right) \quad (4.10)$$

$$K' = \sqrt{1 - K^2} \quad (4.11)$$

Alors, d'après ces formules, il est clair que la capacité dépend de la permittivité effective du milieu.

4.3.3.2 Apres dépôt d'éléments biologiques

La variation de la fréquence de résonance en présence des matériaux à tester peut être expliquée par le changement de la permittivité de l'environnement. Cette dernière dépend seulement d'élément capacitif, du fait que les espèces biologiques à tester sont non magnétiques. Donc, leur présence n'affecte pas l'inductance et l'expression de la nouvelle capacité est la somme de la capacité du résonateur à vide et la capacité introduite par les éléments biologiques et peut être exprimé par :

$$C_{i0} = C_0 + C_{IDC} \cdot \varepsilon_{sam} \quad (4.12)$$

Ou

Le terme $C_{IDC} \cdot \varepsilon_{sam}$ décrit la capacité des éléments biologiques présents dans la zone de détection et $\varepsilon_{sam} = \varepsilon'_{sam} + j\varepsilon''_{sam}$ est la permittivité complexe de ces échantillons.

La présence des échantillons biologique induit un décalage de la fréquence de résonance qui est directement liée d'après la formule (4.12) à la valeur de la capacité C_{i0} , liée à son tour aux propriétés diélectriques des échantillons analysés et notamment à leur permittivité. La capacité des échantillons et le décalage fréquentiel observé doivent permettre l'identification et l'analyse des échantillons sous test.

Et la fréquence de résonance après dépôt d'espèces f_{0i} devient

$$f_{0i} = \frac{f_0}{\sqrt{\varepsilon_{req}}} \quad (4.13)$$

Et la variation de la fréquence peut être écrite sous la forme suivante :

$$\Delta f_{0i} = f_0 - f_{0i} = f_0 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{req}}} \right) \quad (4.14)$$

4.3.4 Simulation Numérique

Les simulations sont exécutées à l'aide du logiciel commercial HFSS. Un guide d'onde coplanaire est utilisé pour exciter le mode quasi-TEM dans lequel on place le résonateur ELC. Des conditions de limite sont appliquées sur les quatre faces de la cellule unitaire. La structure est excitée par un champ électrique parallèle à l'axe des anneaux à travers *Waveport1* et *Waveport2* de sorte que la propagation est selon l'axe z. Les murs électriques sont appliqués selon l'axe x et les murs magnétiques selon l'axe y.

Le résonateur a dans un premier temps, a été simulé dans un premier temps à vide dans la bande [4 - 8] GHz. La figure 4.12 montre la réponse en transmission à vide du dispositif simulé et calculé. Le comportement spectral de cette structure est similaire à celui d'un filtre réjecteur de bande. La fréquence de résonance simulée est de 7.02 GHz, avec une atténuation de -46.51 dB, mais celle calculé est de 7.48GHz avec une atténuation de -22,49 dB. On peut voire une bonne correspondance entre le calcul et le résultat de simulation.

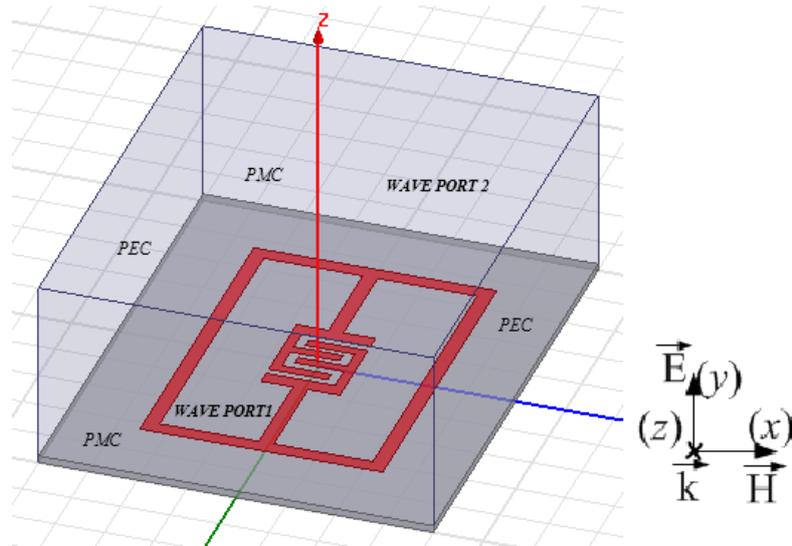
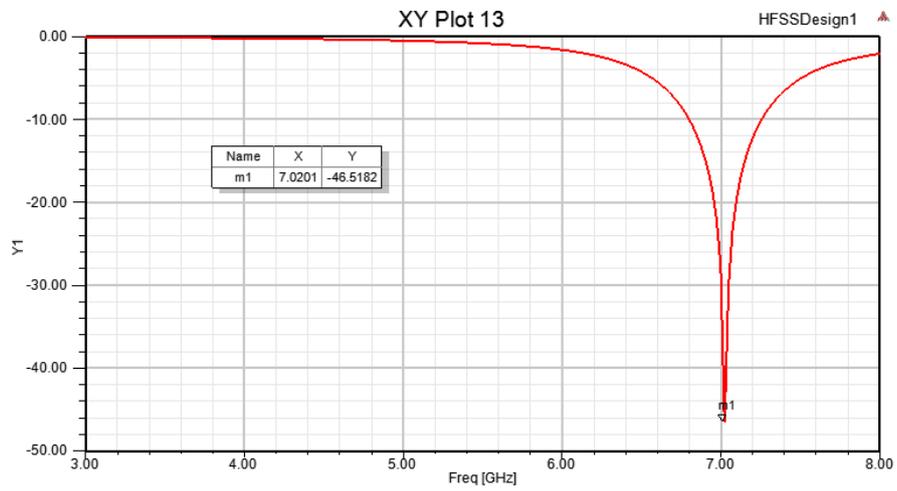
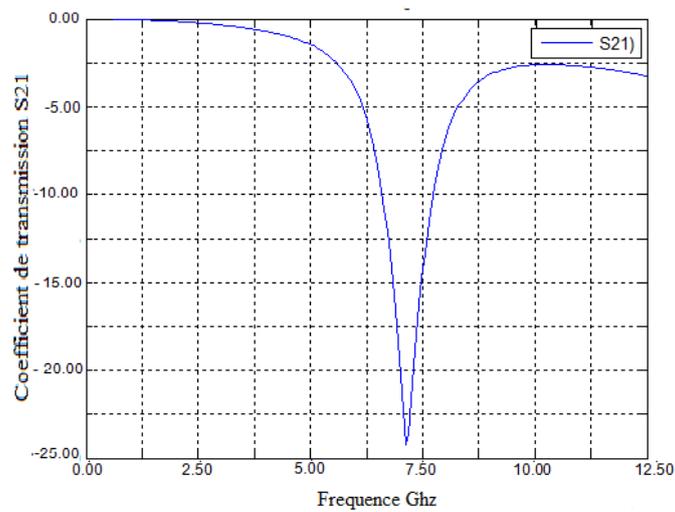


Figure 4. 11: Environnement de simulation du résonateur ELC avec capacité interdigitée.



(a)



(b)

Figure 4. 12: coefficient de Transmission S21 sans espaces : (a) simulé, (b) calculé

Ensuite, différents matériaux ont été déposés sur la capacité interdigitée. Ces matériaux sont caractérisés par des pertes tangentielles de 0.0027, de longueur de 0.425mm et de largeur 0.3 mm et d'épaisseur 0.05 mm.

La Figure 4.13 présente les spectres S_{21} de ces différents matériaux. On peut constater que la fréquence de résonance diminue chaque fois que la permittivité relative augmente. Ceci est dû à l'augmentation de la capacité du biocapteur.

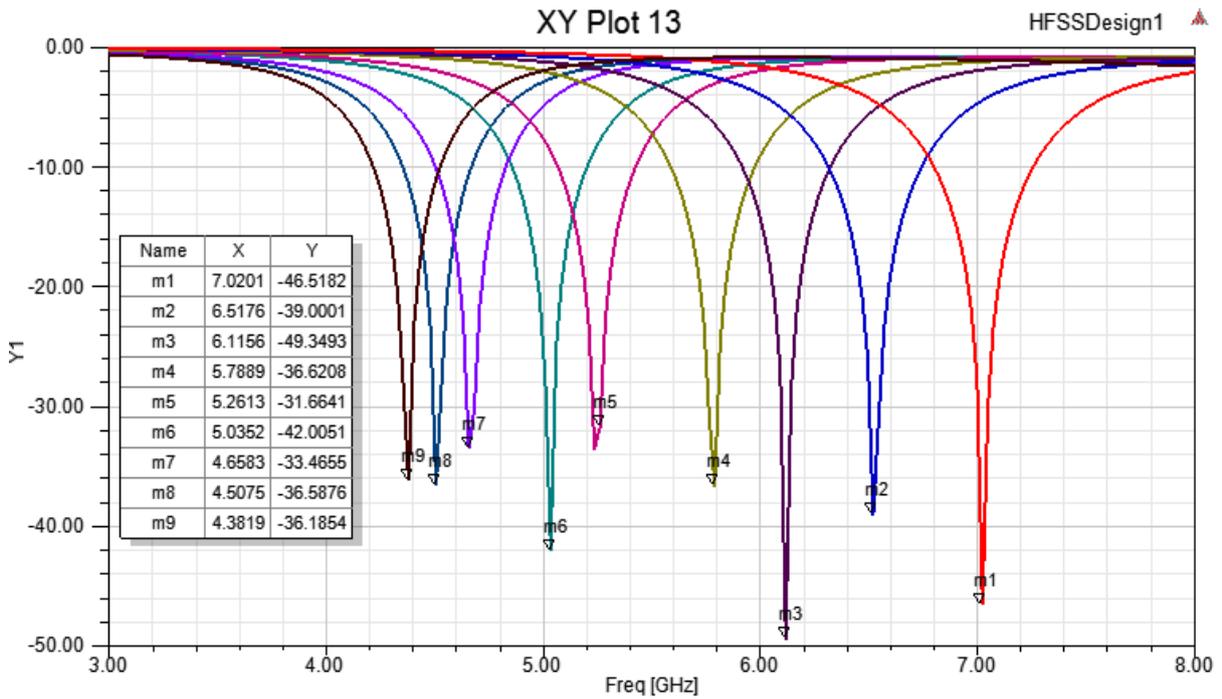


Figure 4. 13: Coefficient de transmission du biocapteur en présence des échantillons dans la zone de détection.

Maintenant nous allons tracer les courbes représentant les variations de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité relative équivalente.

D'après les figures, on peut constater que :

- La permittivité relative est inversement proportionnelle à la fréquence de résonance : quand la permittivité augmente, la fréquence de résonance diminue à cause de l'augmentation de la capacité totale du biocapteur.
- Un bon accord entre les résultats de simulation et les résultats du modèle proposé avec une erreur de 0.3%

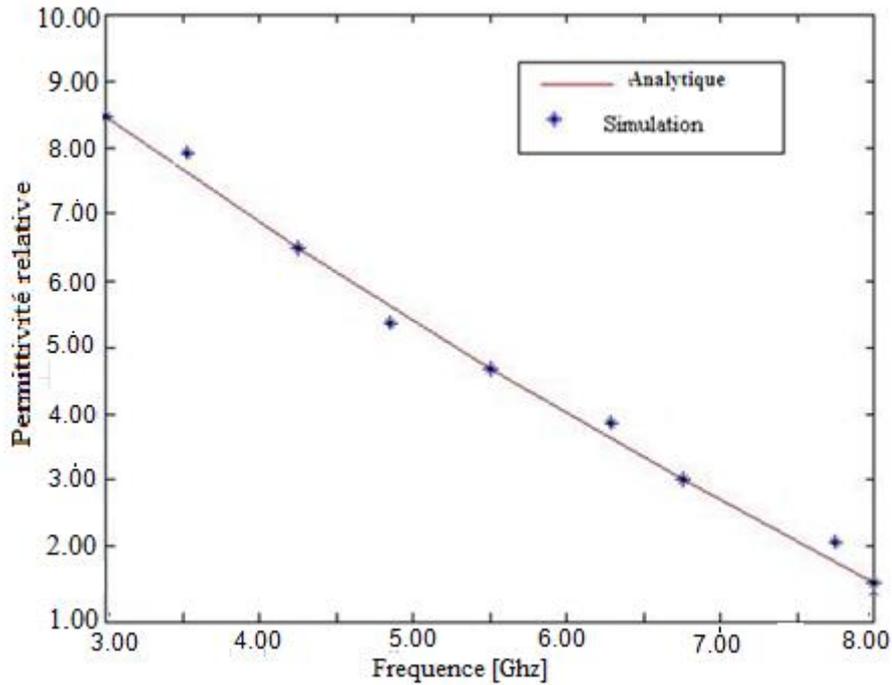


Figure 4. 14: Variation de la de la permittivité relative ϵ_{eff} en fonction de la fréquence de résonance

4.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude d'un biocapteur métamatériau à base du résonateur ELC avec capacité interdigitée. On a commencé par une description générale avec un historique des biocapteurs, suivi d'une présentation des différents types de biocapteurs existant, notamment, ceux utilisant les métamatériaux. Le principe de fonctionnement de ce biocapteur est basé sur le décalage de la fréquence de résonance dû à la variation de la capacité interdigitée. Un modèle théorique basé sur des équations analytiques a été développé pour calculer la variation de la fréquence de résonance à partir des paramètres géométriques de la structure étudiée. Les résultats obtenus à partir de ce modèle sont comparés aux résultats de simulation numérique faite par logiciel Ansoft HFSS et sont en bon accord.

Conclusion

Générale

Conclusion générale

Les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans le domaine de recherche des métamatériaux électromagnétiques et leur application à des dispositifs micro-ondes.

Les performances des circuits et des dispositifs hyperfréquences sont directement liés aux propriétés intrinsèques des matériaux de fabrication. De plus, les contraintes de coût et d'intégration exigent des propriétés intrinsèques plus attractives que celles des matériaux usuels. La récente découverte sur les métamatériaux montre que ce, sont des matériaux structurés résonants, dont la structure interne interagit avec les ondes de sorte à engendrer des réponses inhabituelles, voire non disponible dans les matériaux naturels. La possibilité de mieux contrôler et mieux maîtriser la propagation des ondes électromagnétiques dans ces milieux composites, a permis de concevoir des circuits micro-ondes à une échelle réduite par rapport aux circuits classiques, et avec un faible coût de fabrication.

L'objectif de cette thèse était d'étudier les caractéristiques des métamatériaux composites afin de concevoir des circuits hyperfréquences miniatures à un très bas coût de réalisation par rapport aux circuits classiques.

Après une synthèse bibliographique sur les métamatériaux qui relate plusieurs notions de base de l'électromagnétisme, pour une meilleure compréhension et bonne maîtrise des phénomènes électromagnétiques dans ces milieux, tout en mettant en évidence leur principe de fonctionnement et les principales propriétés qui peuvent être exploitées dans de multiples applications. Des applications potentielles conçues ou réétudiées en se référant aux concepts des métamatériaux ont été citées.

Différents modèles de structures caractérisés soit par une permittivité négative, soit par une perméabilité négative sont présentés. Une analyse paramétrique sur les différents éléments constituant un métamatériau est étudiée, et une méthode d'homogénéisation qui peut s'appliquer à ces milieux est décrite, pour calculer leurs paramètres effectifs tels que la perméabilité, la permittivité et l'indice de réfraction à partir des coefficients de réflexion et de transmission obtenus par simulations réalisées sous le logiciel "HFSS".

L'application des métamatériaux dans le domaine antenne a été discutée. Les propriétés particulières de ces structures constituent une nouvelle vision pour la conception des antennes multi-bandes performantes. Etant donné la sensibilité aux paramètres géométriques des résonateurs, une grande précision est requise pour l'agencement et le positionnement des

résonateurs entre eux et par rapport à leur système d'alimentation. Le comportement des antennes métamatériaux en fréquence est analysé et simulé. La stratégie de simulation a été basée sur le dimensionnement de l'antenne à l'aide de Matlab, puis l'intégration des paramètres structuraux obtenus de l'antenne sous l'environnement "HFSS". L'étude de l'influence de quelques paramètres définissant la géométrie de l'antenne, la position de l'alimentation sur les performances des antennes imprimées multi bandes a été effectuée.

L'étude menée sur les différentes configurations d'antennes à résonateurs confirme son aptitude dans des systèmes de communication multi bandes nécessitant une taille réduite, avec des performances améliorées. Une étude analytique basée sur les lignes de transmission a été aussi proposé pour décrire ces structures à métamatériaux

Le dernier point décrit dans cette thèse est la conception d'un biocapteur à base d'un résonateur en double anneau fendu "SRR" avec multiples fentes. Le but principal de développement de ce biocapteur est l'augmentation de la sensibilité de détection des molécules biologiques en solution de très faible concentration. Son principe de fonctionnement est basé sur le décalage de la fréquence de résonance dû à la variation de la capacité entre les deux anneaux. On peut considérer le SRR comme un circuit résonant LC. A la résonance, il développe un champ électrique intense, localise et confiné dans la région du gap. Cela rend la fréquence de résonance sensible aux petits changements de la permittivité diélectrique. Un modèle analytique du RAF a été également développé pour calculer la fréquence de résonance à partir a partir de la matrice de transfert ABCD. La variation de la fréquence en fonction de la constante diélectrique effective a été aussi étudiée.

Les résultats obtenus à partir de ce modèle sont comparés aux résultats de simulation numérique réalisée par logiciel Ansoft HFSS et ils sont en bon accord.

Plusieurs perspectives peuvent être envisagées à partir des travaux de cette thèse. Tout d'abord, il paraît intéressant de continuer les recherches sur les antennes et les biocapteurs. Pour valider les résultats simulés, il est important de réaliser les structures proposées et effectuer des mesures sur différentes configurations.

Aussi, il reste encore un travail 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

- [1] C. Caloz, T. Itoh, *Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications*, John Wiley & Sons, 2005.
- [2] F. Capolino, *Metamaterials Handbook—Two Volume Slipcase Set: Theory and Phenomena of Metamaterials*, CRC, Boca Raton, (2009).
- [3] N. Engheta, A. Alù, R.W. Ziolkowski, A. Erentok, *Fundamentals of waveguide and antenna applications involving DNG and SNG metamaterials*, *Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*, (2006) 43-85.
- [4] A.K. Sarychev, V.M. Shalaev, *Electrodynamics of metamaterials*, World Scientific, 2007.
- [5] D.R. Smith, J.B. Pendry, *Homogenization of metamaterials by field averaging*, *JOSA B*, 23 (2006) 391-403.
- [6] V.G. Veselago, *The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ* , *Soviet physics uspekhi*, 10 (1968) 509.
- [7] J. Pendry, A. Holden, W. Stewart, I. Youngs, *Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures*, *Physical review letters*, 76 (1996) 4773.
- [8] J.B. Pendry, A.J. Holden, D. Robbins, W. Stewart, *Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena*, *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 47 (1999) 2075-2084.
- [9] R.A. Shelby, D.R. Smith, S. Schultz, *Experimental verification of a negative index of refraction*, *science*, 292 (2001) 77-79.
- [10] D. Schurig, J. Mock, B. Justice, S.A. Cummer, J.B. Pendry, A. Starr, D. Smith, *Metamaterial electromagnetic cloak at microwave frequencies*, *Science*, 314 (2006) 977-980.
- [11] H. Moser, B. Casse, O. Wilhelmi, B. Saw, *Terahertz response of a microfabricated rod-split-ring-resonator electromagnetic metamaterial*, *Physical review letters*, 94 (2005) 063901.
- [12] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, W. Stewart, *Low frequency plasmons in thin-wire structures*, *Journal of Physics: Condensed Matter*, 10 (1998) 4785.
- [13] D.R. Smith, W.J. Padilla, D. Vier, S.C. Nemat-Nasser, S. Schultz, *Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity*, *Physical review letters*, 84 (2000) 4184.
- [14] E. Lheurette, *Métamatériaux à indice négatif de réfraction: des microondes aux fréquences térahertz*, in, *Université des Sciences et Technologie de Lille-Lille I*, 2009.
- [15] A. Hartstein, E. Burstein, A. Maradudin, R. Brewer, R. Wallis, *Surface polaritons on semi-infinite gyromagnetic media*, *Journal of Physics C: Solid State Physics*, 6 (1973) 1266.
- [16] R. Camley, D. Mills, *Surface polaritons on uniaxial antiferromagnets*, *Physical Review B*, 26 (1982) 1280.
- [17] A. De Baas, *Nanostructured metamaterials—Exchange between experts in electromagnetics and material science*, Luxembourg: Publication Office of the European Union, 201 (2010).
- [18] S.N. Burokur, *Mise en oeuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes*, in, *Université de Nantes*, 2005.
- [19] M. Notomi, *Negative refraction in photonic crystals*, *Optical and Quantum Electronics*, 34 (2002) 133-143.
- [20] J.B. Pendry, *Negative refraction makes a perfect lens*, *Physical review letters*, 85 (2000) 3966.
- [21] N. Wan, D. Huang, Q. Cheng, W. Jiang, R. Liu, T. Cui, *Study of active superlens and evanescent wave amplification using an active metamaterial model*, *The European Physical Journal Applied Physics*, 48 (2009) 21101.
- [22] B.-I. Popa, S.A. Cummer, *Direct measurement of evanescent wave enhancement inside passive metamaterials*, *Physical Review E*, 73 (2006) 016617.
- [23] K.-B. Tan, C.-H. Liang, T. Su, B. Wu, *Evanescent wave amplification in meta-materials*, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 22 (2008) 1318-1325.

- [24] H. Lee, Y. Xiong, N. Fang, W. Srituravanich, S. Durant, M. Ambati, C. Sun, X. Zhang, Realization of optical superlens imaging below the diffraction limit, *New Journal of Physics*, 7 (2005) 255.
- [25] N. Fang, X. Zhang, Imaging properties of a metamaterial superlens, *Applied Physics Letters*, 82 (2003) 161-163.
- [26] R. Siragusa, Etude de nouvelles fonctions radiofréquences à base d'antennes à onde de fuite composite main droite/gauche, in, Grenoble, INPG, 2009.
- [27] WIKIPEDIA, in.
- [28] S. Guenneau, S. Enoch, R. Mcphedran, Les ondes sous l'emprise des metamateriaux, *Pour la science*, 409 (2011) 58-63.
- [29] P. Gay-Balmaz, O.J. Martin, Efficient isotropic magnetic resonators, *Applied Physics Letters*, 81 (2002) 939-941.
- [30] R. Marqués, F. Martin, M. Sorolla, *Metamaterials with negative parameters: theory, design and microwave applications*, John Wiley & Sons, 2011.
- [31] A.H. Sihvola, *Electromagnetic mixing formulas and applications*, Iet, 1999.
- [32] R. Marqués, F. Medina, R. Rafii-El-Idrissi, Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials, *Physical Review B*, 65 (2002) 144440.
- [33] B. Sauviac, C. Simovski, S. Tretyakov, Double split-ring resonators: Analytical modeling and numerical simulations, *Electromagnetics*, 24 (2004) 317-338.
- [34] A. Ishimaru, S.-W. Lee, Y. Kuga, V. Jandhyala, Generalized constitutive relations for metamaterials based on the quasi-static Lorentz theory, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51 (2003) 2550-2557.
- [35] S. Berthier, E. Guyon, *Optique des milieux composites*, (1993).
- [36] R. Landauer, The electrical resistance of binary metallic mixtures, *Journal of Applied Physics*, 23 (1952) 779-784.
- [37] R. Clausius, *Die mechanische wärmetheorie. Zweite auflage, abschnitt III*, in, Druck and verlag, Braunschweig, 1876.
- [38] O.F. Mossotti, *Discussione analitica sull'influenza che l'azione di un mezzo dielettrico ha sulla distribuzione dell'elettricità alla superficie di più corpi elettrici disseminati in esso, dai tipi della r. D. camera*, 1846.
- [39] N.W. Ashcroft, N. Mermin, *Solid state, Physics* (New York: Holt, Rinehart and Winston), (1976) 131-151,561.
- [40] J.M. Garnett, Colours in metal glasses, in metallic films, and in metallic solutions. II, *Philosophical Transactions of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical or Physical Character*, (1906) 237-288.
- [41] H. Looyenga, Dielectric constants of heterogeneous mixtures, *Physica*, 31 (1965) 401-406.
- [42] B. Michel, A. Lakhtakia, On the application of the strong property fluctuation theory for homogenizing chiral-in-chiral composites, *Journal of Physics D: Applied Physics*, 29 (1996) 1431.
- [43] A. Ahmadi, H. Mosallaei, Physical configuration and performance modeling of all-dielectric metamaterials, *Physical Review B*, 77 (2008) 045104.
- [44] D. Bruggeman, The calculation of various physical constants of heterogeneous substances. I. The dielectric constants and conductivities of mixtures composed of isotropic substances, *Annals of Physics*, 416 (1935) 636-791.
- [45] E. Ekmekci, G. Turhan-Sayan, Comparative investigation of resonance characteristics and electrical size of the double-sided SRR, BC-SRR and conventional SRR type metamaterials for varying substrate parameters, *Progress In Electromagnetics Research B*, 12 (2009) 35-62.
- [46] D. Schurig, J. Mock, D. Smith, Electric-field-coupled resonators for negative permittivity metamaterials, *Applied physics letters*, 88 (2006) 041109.

- [47] W.B. Weir, Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies, *Proceedings of the IEEE*, 62 (1974) 33-36.
- [48] P. Markoš, C.M. Soukoulis, Transmission properties and effective electromagnetic parameters of double negative metamaterials, *Optics express*, 11 (2003) 649-661.
- [49] A. Nicolson, G. Ross, Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques, *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, 19 (1970) 377-382.
- [50] D. Smith, S. Schultz, P. Markoš, C. Soukoulis, Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients, *Physical Review B*, 65 (2002) 195104.
- [51] D. ZIANI KERARTI ETUDE ET CONCEPTION ANTENNE ULTRA LARGE BANDE, in, TLEMCEN, 2011.
- [52] S. SOLTANE, ETUDE ET CARACTERISATION D ANTENNES IMPRIMEES POUR SYSTEME ULTRA-LARGE BANDE, in, Université de Biskra, 17/11/2015.
- [53] L. Chusseau, Parametres S-Antennes, (2005).
- [54] A. Boyer, ANTENNES -SUPPORT DE COURS, in, 2011.
- [55] A. ZITOUNI Etude et conception d'antennes ULB standards et à bandes rejetées, in, TLEMCEN, Juiilet 2014.
- [56] N. Fortino, Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra-Large-Bande impulsionnels, in, Université Nice Sophia Antipolis, 2006.
- [57] A. Kamil, Conception d'une antenne patch ultra-large bande (3.1 GHz-10.6 GHz), in, Université du Québec, Institut national de la recherche scientifique, 2011.
- [58] D.M. Pozar, *Microwave Engineering 3e, Transmission Lines and Waveguides*, (2005) 143-149.
- [59] A.K. Bhattacharyya, Long rectangular patch antenna with a single feed, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 38 (1990) 987-993.
- [60] C.A. Balanis, *Antenna theory analysis and design*, 1997, International Journal of Aerospace Engineering Hindawi Publishing Corporation <http://www.hindawi.com>, 2010.
- [61] O. KAID, Conception et modélisation d'une antenne pour les communications ULB, in, USTO Oran, Avril 2013.
- [62] M. GUENNACH, Conception d'une antenne "PIFA" multi-bandes pour applications sans fil.
- [63] M. Diblanc, Développement du concept de l'antenne à résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire, in, Limoges, 2006.
- [64] D.M. Pozar, Microstrip antennas, *Proceedings of the IEEE*, 80 (1992) 79-91.
- [65] P. Bhartia, I. Bahl, R. Garg, A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook* (Artech House Antennas and Propagation Library), (2000).
- [66] J. Shrivastava Bhargava, *Aperture Coupled Wide Band Microstrip Antenna Design*.
- [67] G. Kumar, K. Ray, *Broadband microstrip antennas*, Artech House, 2003.
- [68] J.A. Ansari, P. Singh, S.K. Dubey, R.U. Khan, B.R. Vishvakarma, H-shaped stacked patch antenna for dual band operation, *Progress In Electromagnetics Research B*, 5 (2008) 291-302.
- [69] N. Ghassemi, M. Neshati, J. Rashed-Mohassel, A high gain probe-feed microstrip antenna for wideband applications, *Microwave and optical technology letters*, 50 (2008) 3027-3029.
- [70] J.A. Ansari, R.B. Ram, Broadband stacked U-slot microstrip patch antenna, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 4 (2008) 17-24.
- [71] T.P.L. Giang, Support immunologique pour biocapteur: caractérisations physico-chimiques et biologiques, in, Université Paris Sud-Paris XI, 2013.
- [72] L. Clark, Monitoring and control of blood and tissue O₂ tensions Tr, *Am. Soc. Artificial Internal Organs*, 2 (1956) 41.
- [73] M. Marrakchi, Développement et optimisation de biocapteurs à base de biomolécules et de micro-organismes sur microélectrodes interdigitées, in, Ecully, Ecole centrale de Lyon, 2006.

- [74] K. Bizet, C. Gabrielli, H. Perrot, J. Thérasse, La microbalance à quartz électrochimique: perspectives d'application en biologie médicale, *Immuno-analyse & Biologie Spécialisée*, 10 (1995) 205-211.
- [75] U. Harborn, B. Xie, R. Venkatesh, B. Danielsson, Evaluation of a miniaturized thermal biosensor for the determination of glucose in whole blood, *Clinica chimica acta*, 267 (1997) 225-237.
- [76] V. Rizzoli, A. Costanzo, D. Masotti, P. Spadoni, Circuit-level nonlinear/electromagnetic co-simulation of an entire microwave link, in: *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, IEEE, 2005, pp. 4 pp.
- [77] M.A. Bueno, A.K.T. Assis, A new method for inductance calculations, *Journal of Physics D: Applied Physics*, 28 (1995) 1802.
- [78] H.-J. Lee, J.-G. Yook, Biosensing using split-ring resonators at microwave regime, *Applied Physics Letters*, 92 (2008) 254103.
- [79] H.-J. Lee, H.-S. Lee, K.-H. Yoo, J.-G. Yook, DNA sensing using split-ring resonator alone at microwave regime, *Journal of Applied Physics*, 108 (2010) 014908.
- [80] H.-J. Lee, J.-H. Lee, H.-S. Moon, I.-S. Jang, J.-S. Choi, J.-G. Yook, H.-I. Jung, A planar split-ring resonator-based microwave biosensor for label-free detection of biomolecules, *Sensors and Actuators B: Chemical*, 169 (2012) 26-31.
- [81] T. Chen, S. Li, H. Sun, Metamaterials application in sensing, *Sensors*, 12 (2012) 2742-2765.
- [82] I.J. Bahl, P. Bhartia, *Microwave solid state circuit design*, John Wiley & Sons, 2003.

Annexes

Annexe1

I. Introduction

Dans cet annexe, on va exposer le simulateur HFSS (High Frequency Structure Simulator), et on va détailler son processus de fonctionnement (la création des structures, l'analyse, l'excitation, les conditions aux limites,...). Ensuite on va analyser un exemple d'antenne pour enfin comparer les résultats.

HFSS est un logiciel qui calcule le comportement électromagnétique d'une structure. Pour analyser ce comportement en détails, le logiciel met à notre disposition des outils d'interprétation post-traitement. Il effectue une modélisation électromagnétique par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis.

Un projet HFSS est un dossier qui contient un (ou plusieurs) modèle(s) appelé(s) **design**, chaque modèle contient une structure géométriques conditions aux limites et les matériaux utilisés, ainsi que les solutions de champs électromagnétiques et les interprétations post-traitement. Tous ces composants peuvent être atteints par la fenêtre **Project Manager** dans l'environnement HFSS.

Dans ce chapitre on s'intéresse aux différents aspects de ce logiciel utilisé dans notre projet.

II. L'interface HFSS

L'interface et l'arbre HFSS sont présentés respectivement sur les figures A.1 et A.2.

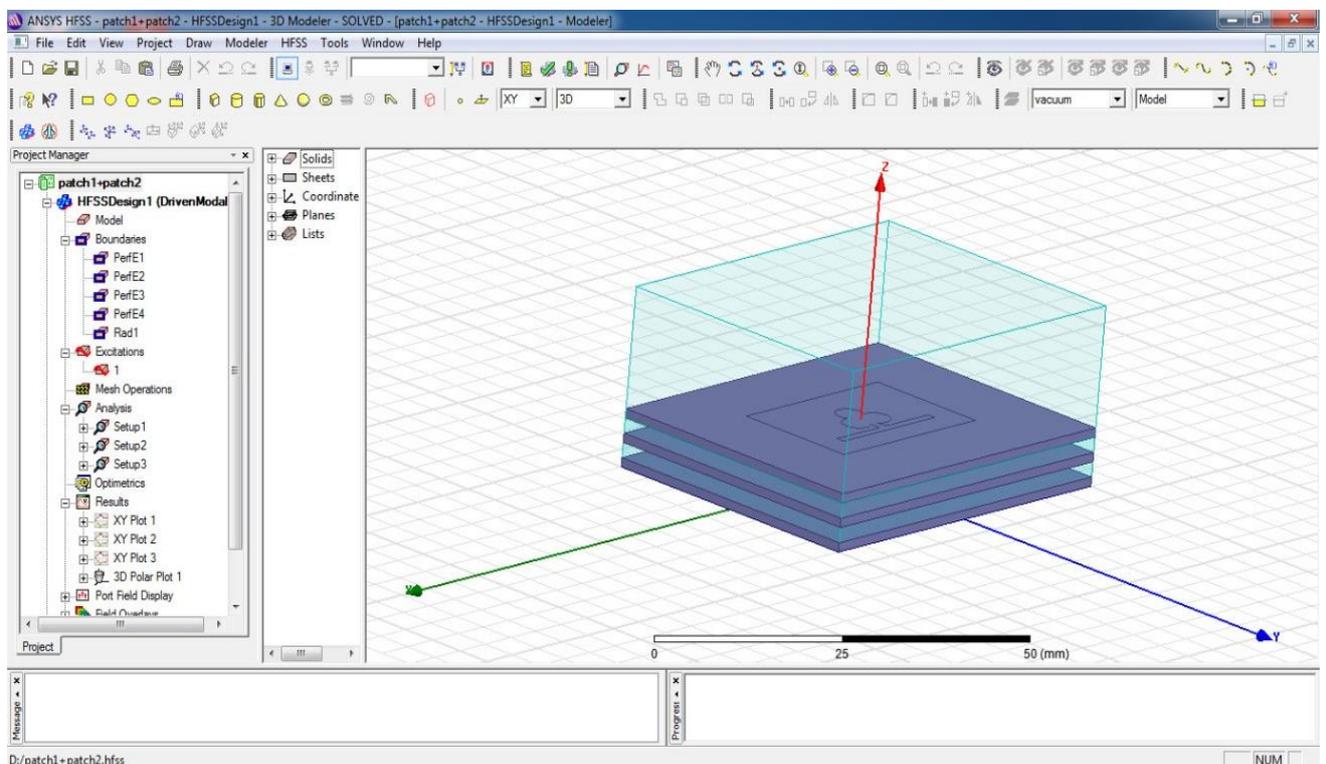


Fig. A. 1: L'interface HFSS.

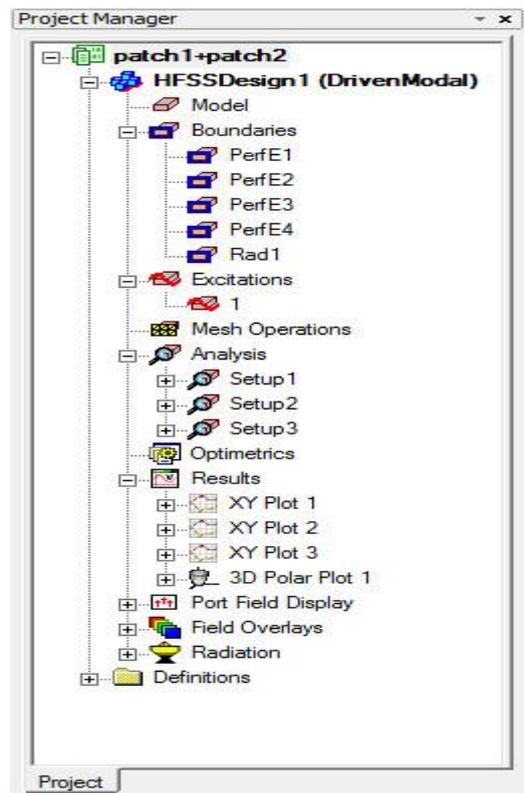


Fig.A. 2: L'arbre de gestion d'une structure sous HFSS.

III. Le processus de HFSS

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

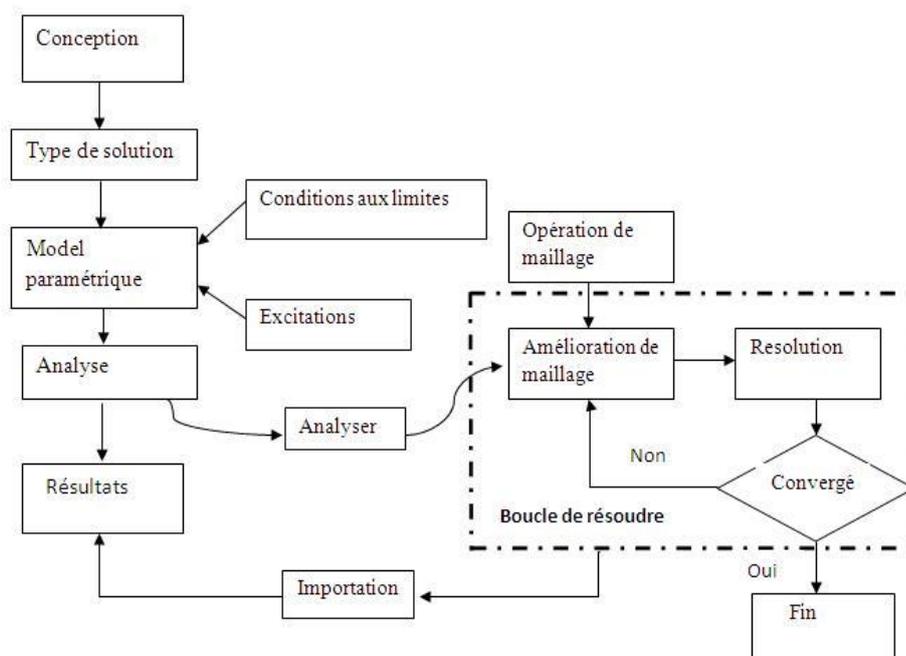


Fig.A. 3: le processus HFSS

IV. Création des projets

Sur le menu File, cliquer New. Vous spécifiez le nom du projet quand vous le sauvez utiliser lchemin : File>Save ou File>Save As. Pour un projet précédemment sauvé on utilise la commande : File>Open.

Pour concevoir une structure sur HFSS, suivre ce procédé général. Noter qu'après avoir inséré une conception, vous n'avez pas besoin d'exécuter les étapes séquentiellement, mais elles doivent être accomplies avant qu'une solution puisse être produite.

❖ Insérer une conception de HFSS dans un projet.

1) Sur le menu de projet, cliquer sur Insert HFSS Design.

HFSS Design par défaut, où n est l'ordre dans lequel la conception a été ajoutée au projet. La fenêtre du modéliser 3D apparaît à la droite de la fenêtre de gestion de projet. Nous pouvons maintenant créer modèle de la géométrie.

Nous pouvons choisir le **Rescale** à la nouvelle option d'unités pour adapter les dimensions aux nouvelles unités. Dégager le **Rescale** à la nouvelle option d'unités (par défaut) pour convertir les dimensions en nouvelles unités sans changer la structure.

Cliquer sur OK pour appliquer les nouvelles unités au modèle.

La nouvelle conception est énumérée dans l'arbre de projet. Elle est appelée

❖ Placement des unités du modèle de la mesure

Nous pouvons alors choisir de montrer les dimensions du modèle dans les nouvelles unités, ou adapter les dimensions du modèle aux nouvelles unités.

Pour placer les unités du modèle de la mesure :

1. Sur le menu du modéliseur 3D, cliquer sur **units**. La zone de dialogue d'unités de modèle d'ensemble apparaît (figure A.4).



Fig. A. 4 : la sélection des unités.

2. Choisir les nouvelles unités pour le modèle à partir de la liste déroulante d'unités choisies.

❖ Dessiner un modèle :

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

s pouvez créer les objets 3D en employant les commandes de l'aspiration de HFSS (HFSS's > Draw > commands). Des objets sont dessinés dans la fenêtre du modéliseur 3D (figure A.5).

A. Utilisation des variables du projet

HFSS nous permet de définir les variables pour les associer à certains paramètres de la structure, comme les dimensions, les propriétés des matériaux... (cf. Figure A.6).

L'utilisation des variables pour associer les dimensions simplifie les éventuels changements de ce dernier. Par exemple dans notre cas pour changer les excitations et dimensions du plot il suffit de changer la valeur de la variable correspondante.

Pour déterminer une variable, il faut sélectionner **Project > Project Variables** et entrer son nom, sa valeur et son unité. Une fois qu'une variable a été définie on peut utiliser son nom en place de sa valeur. HFSS nous permet aussi d'utiliser des fonctions mathématiques de variables définies.

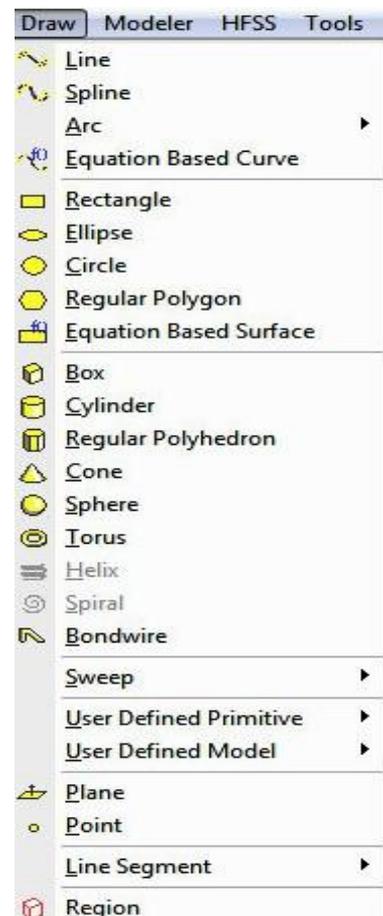


Fig. A. 5: Fenêtre de gestion des différentes modèles à dessiner sur HFSS.

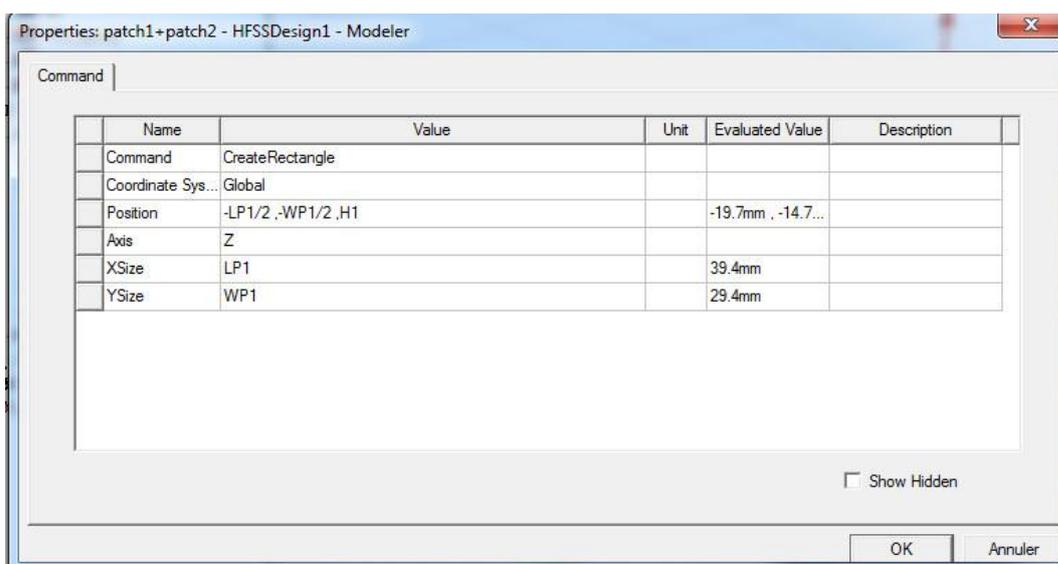


Fig. A. 6: Utilisation des variables dans HFSS

b. Soustraction des objets (figure A.7)

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

- ✓ On dessine l'objet principal ainsi que les objets qu'on souhaite soustraire de celui-ci.
- ✓ On sélectionne l'objet principal.
- ✓ En appuyant sur le bouton **CTRL** on sélectionne les objets que l'on veut soustraire.

- ✓ On clique sur **Subtract** 

- ✓ Objets listés dans la partie "**Tool Parts**" sont à soustraire des objets listé sous "**Blank Parts**".
- ✓ Si l'on veut que HFSS garde une copie des objets soustraits on coche l'option **Clone tool objects before subtract**.
- ✓ On appuie sur **OK**.

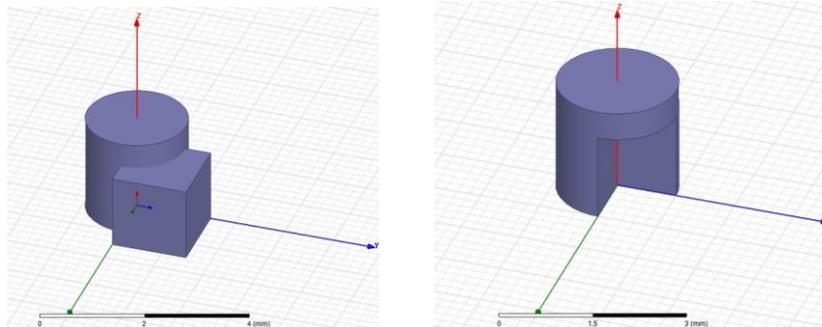


Fig. A. 7 : Soustraction des objets.

V. Types de solution dans HFSS

La première étape de faire une simulation est de déterminer le mode de solution qu'on souhaite réaliser. Les types d'accès et les résultats obtenus dépendent du type de solution sélectionnée. Alors Sur le menu de HFSS, cliquer sur **solution Type** et la fenêtre de dialogue de type de solution apparaît (figure A.8).

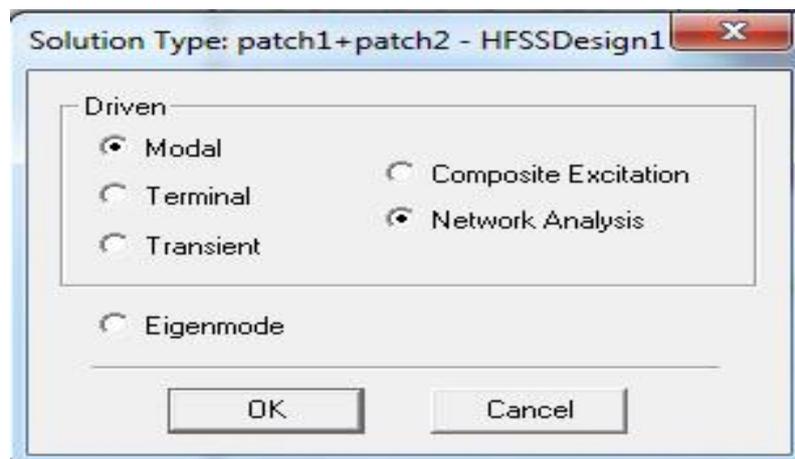


Fig. A. 8: Sélection de type de solution.

La deuxième étape est de Choisir le type de modèle dans les types de solution.

HFSS met à notre disposition trois différents types de solution, chacun optimisé pour un problème spécifique :

- **Driven Modal** : On utilise ce type quand on veut calculer les paramètres **S modal-based** d'une structure passive en haute fréquence comme les lignes coplanaires, les guides d'ondes et les cavités résonantes. Dans ce cas les paramètres S seront calculés en fonction des ondes incidentes et réfléchies.
- **Driven Terminal** : On utilise ce type quand on veut calculer les paramètres **S modal-based** de lignes de transmission à plusieurs conducteurs. Dans ce cas les paramètres S seront calculés en fonction de la tension et du courant aux accès.
- **Eigenmode**: On utilise ce type pour calculer les modes de résonance d'une structure. Le logiciel fournira la fréquence de résonance de la Structure et la distribution du champ électromagnétique à ces fréquences.

VI. Excitation d'une structure

Après avoir dessinée une structure, pour que le logiciel soit capable de faire la simulation, il faut exciter la structure.

❖ Standards types d'excitation utilisés par HFSS

Il existe différents types d'excitation, listés dans le tableau (Tab A.1). Le plus souvent, on utilise des Wave Ports mais dans notre cas on ne peut pas utiliser ce type d'accès parce que les surfaces qui sont relié aux excitations se trouvent dans la structure. Donc on utilise d'autre type d'accès (les accès localisés ou "Lumped Port" dans HFSS) .Ces accès sont automatiquement adaptés aux générateurs internes et les charges de HFSS (50ohm).

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

Tab. A. 1: Types d'excitations proposées par HFSS

VII. Conditions aux limites

Cliquer sur le bouton droit sur les surfaces ou les limites puis sélectionné :

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

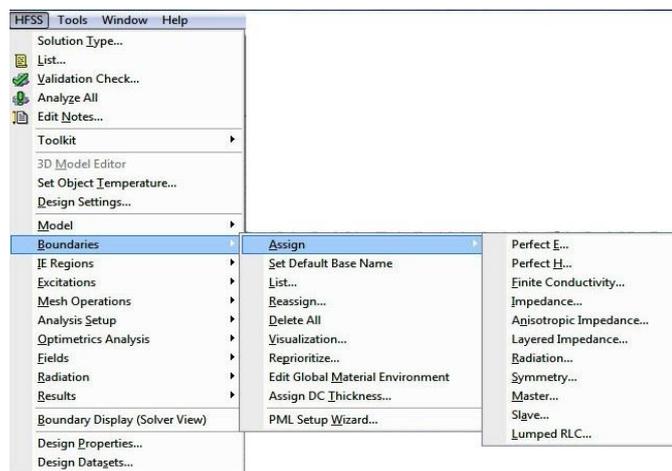


Fig. A. 9: création des conditions aux limites (boundary).

VIII. Génération des rapports

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

On peut aussi définir les relations mathématiques à partir des résultats obtenus : dans la fenêtre

Traces on appuie sur **Output variables...** et on entre l'expression et le nom de variable que l'on veut définir.

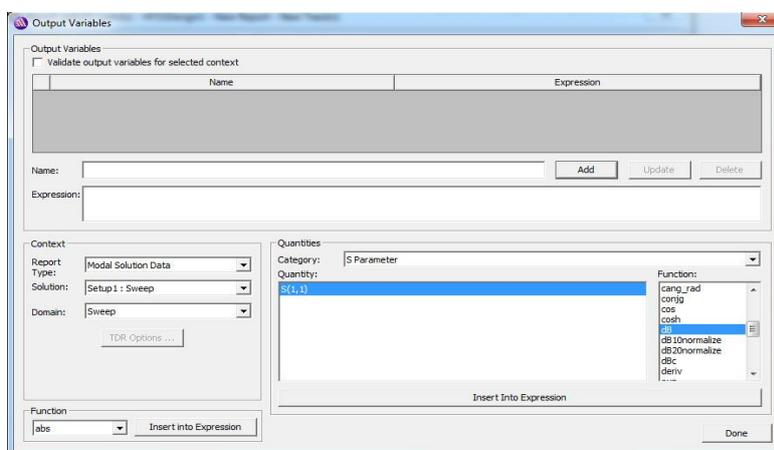


Fig. A. 10: Définition d'un Variable non prédéfinie sur HFSS.

IX. Les étapes à suivre pour créer une excitation

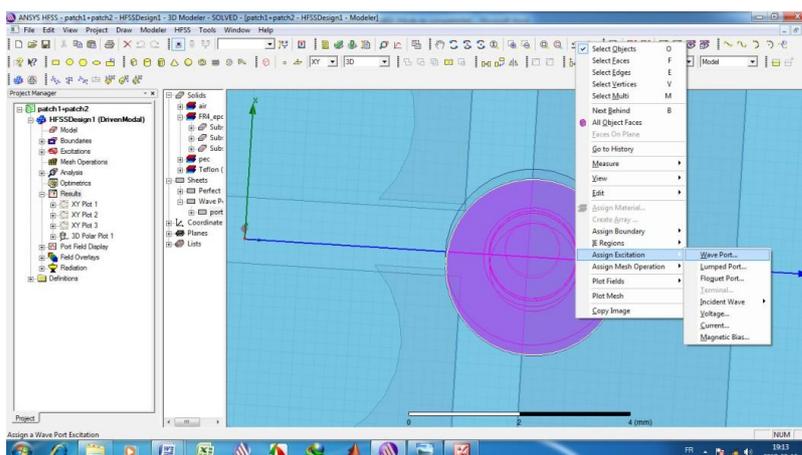


Fig. A. 11: création d'une excitation.

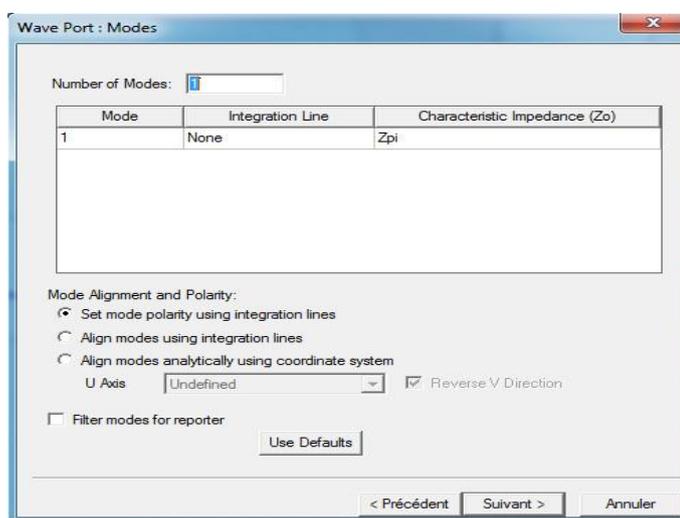


Fig. A. 12: Définition des modes d'excitation.

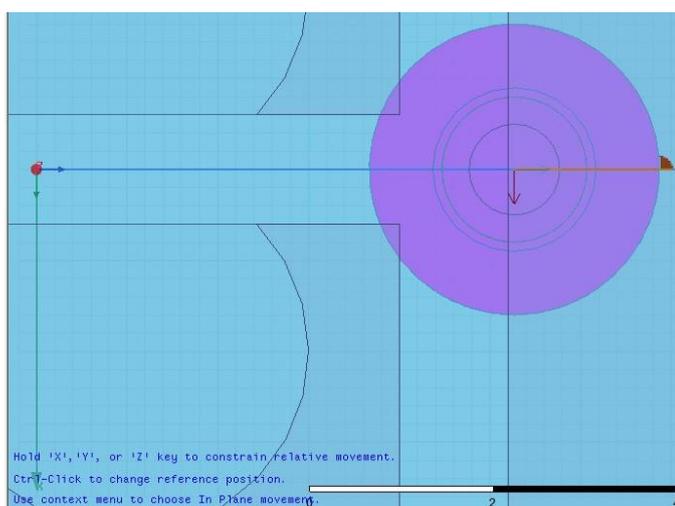


Fig. A. 13: représentation de la ligne d'excitation.

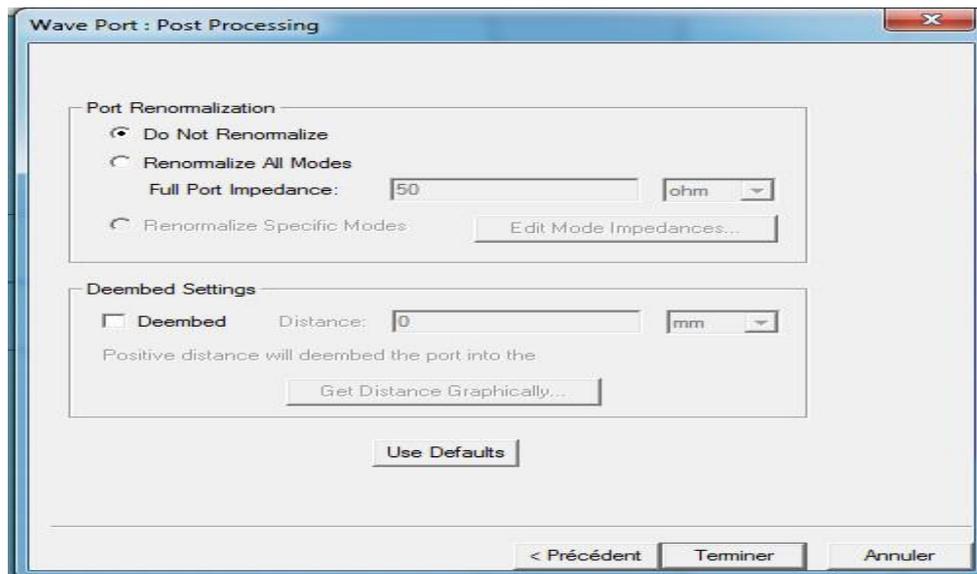


Fig. A. 14: normalisation des impédances.

❖ L'analyse :

C'est la partie la plus intéressante après la création de structure, dans la quel on précise la plage de fréquence et le type de pas (Figures A.15, A.16).

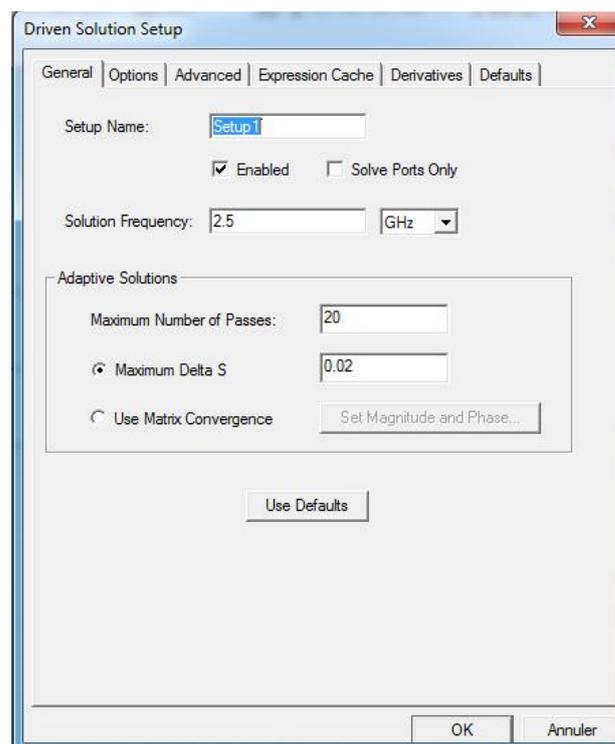


Fig. A. 15: Définition de solution d'analyse (fréquentielle).

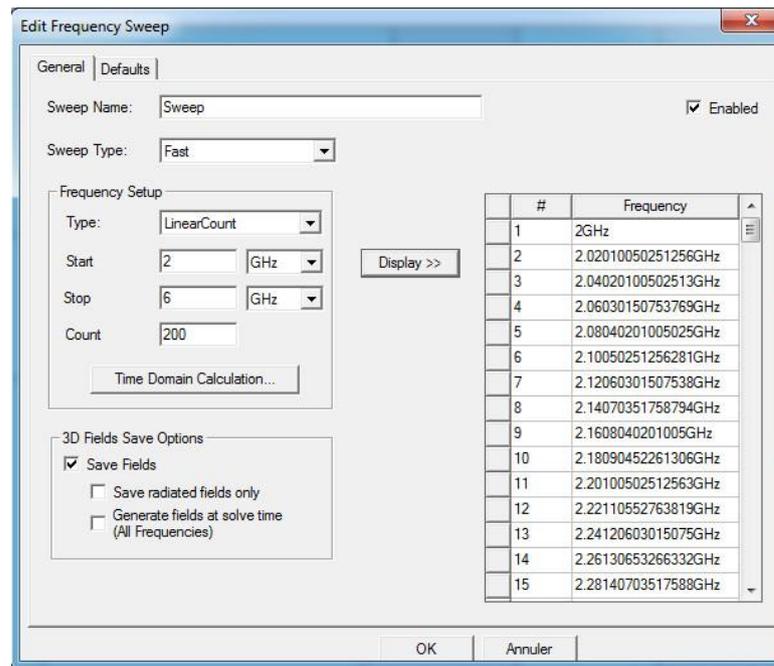


Fig. A. 16: Définition de la plage de fréquence et aussi le type d'analyse.

❖ Validation :

Cette étape est responsable pour la détection des erreurs de conception et l'analyse et même chose pour l'excitation et les conditions aux limites.

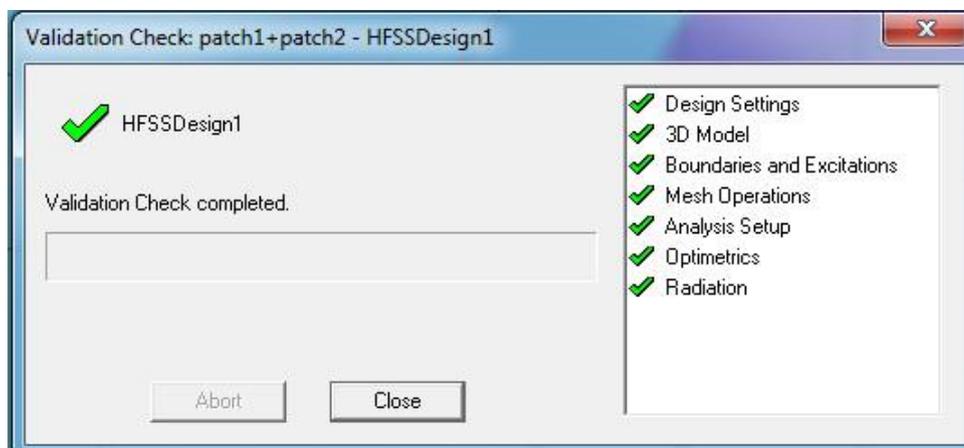


Fig. A. 17: le contrôle de validation.

❖ Les résultats

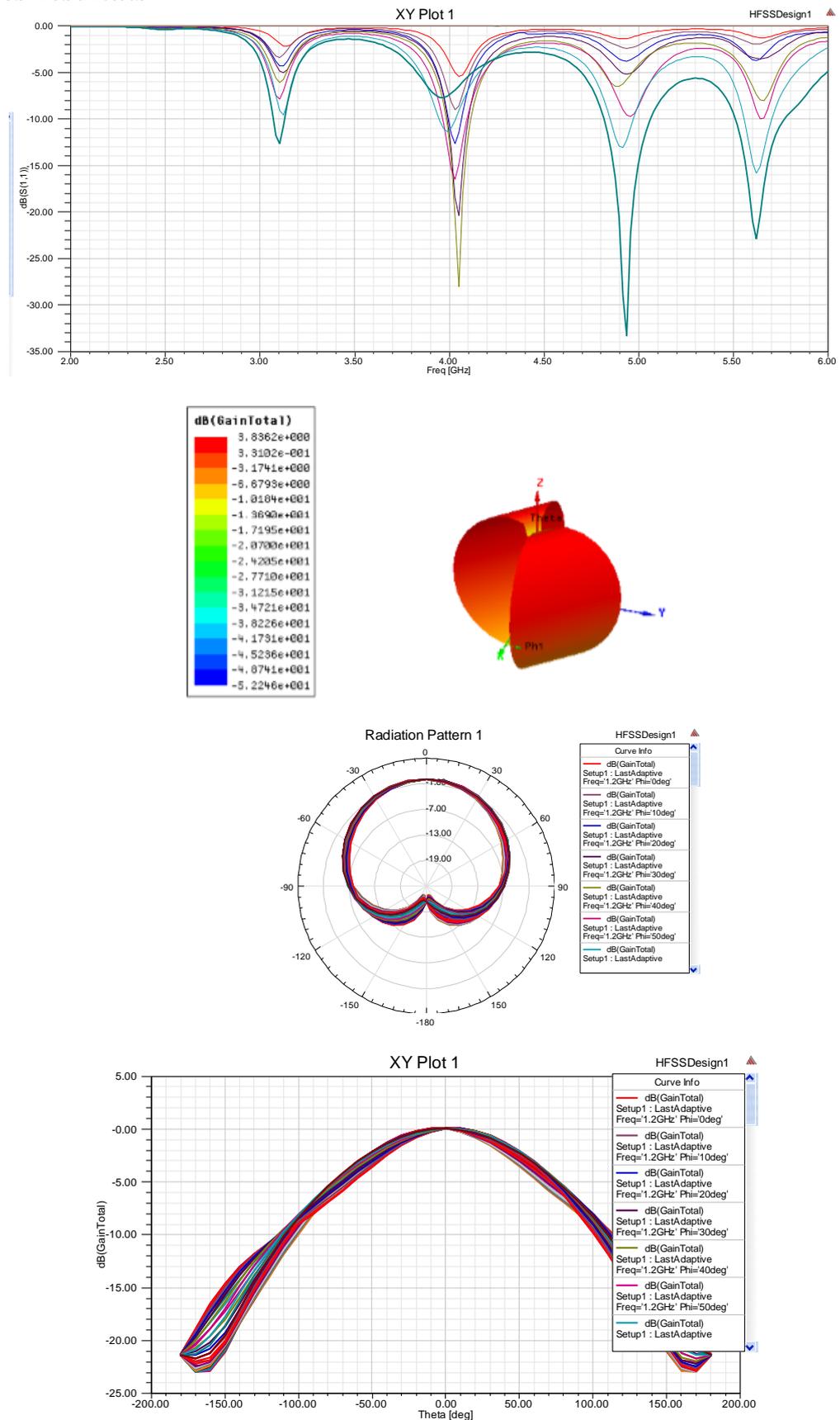


Fig. A. 18: Résultats obtenues par HFSS.

Annexe2

Calcul des dimensions théoriques du patch

Pour simplifier et précisé le calcul on va poser les équations précédentes sur un logiciel de calcul(MATLAB),

```
function[] = calcul_Antenne
global k0 W L
f = input( ' Donnez le fréquence de Résonance f on Ghz: ');
Er = input ( ' donnez diélectrique constant de substrat Er ');
h = input( 'donnez la hauteur de substrat h in mm: ');
h=h/1000;
f=f*1e9;
c = 3e8;
k0=2*pi*f/c;
Rin = 50;
W = ( c / ( 2 * f ) ) * ( ( 2 / ( Er + 1 ) )^0.5);
Er_eff = (Er+1)/2 + (( Er -1 )/2)*(1/(sqrt(1+(12*(h/W)))));
L_eff = c/(2*f*sqrt(Er_eff));
a1 = ( Er_eff + 0.3 ) * ( ( W / h ) + 0.264 );
a2 = ( Er_eff - 0.258 ) * ( ( W / h ) + 0.8 );
delta_L = (0.412 * ( a1 / a2 )) * h;
L = L_eff - 2*delta_L;
t = 0:pi;
g1(t);
I1 = quad(@g1,0,pi);
G1 = I1/(120*pi*pi);
g12(t);
I12 = quad(@g12,0,pi);
G12 = I12/(120*pi*pi);
yo = (L/pi)*(acos(sqrt(2*Rin*(G1+G12))));
lambdaeff=(c/f)*sqrt(Er_eff);
LGP = (lambdaeff/4)*2+L;
WGP = (lambdaeff/4)*2+W;
LGP1 = L+6*h;
WGP1 = W+6*h;
str=['width = ', num2str(W*1000), ' mm']
str=['length = ', num2str(L*1000), ' mm']
str=['the inset feed point distance = ', num2str(yo*1000), ' mm']
str=['minimum GP length = ', num2str(LGP*1000), ' mm']
str=['minimum GP width = ', num2str(WGP*1000), ' mm']
str=['minimum GP length = ', num2str(LGP1*1000), ' mm']
str=['minimum GP width = ', num2str(WGP1*1000), ' mm']

end.
```