

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER**

En : Télécommunications

Spécialité : Systèmes de Télécommunication

Par :

GUENNAD Wafaa

HATTAB Ilham

Sujet

**Etude et Conception d'antennes Originales Fractales A Base des Méta-Matériaux
Pour les Applications Sans-Fil**

Mr B. BENADDA

Professeur

Univ. Tlemcen

Président

Mr M. ABRI

Professeur

Univ. Tlemcen

Encadrant

Mlle S. BERHAB

Maitre de conférences (B)

Univ. Ourgla

Co- Encadrante

Mr H. CHAKER

Maitre de conférences

Univ. Sidi Belabes

Examineur

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier DIEU le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

Nous tenons nos vifs remerciements accompagnés par des sentiments les plus dévoués à notre encadreur **Mr ABRI MEHEDJI** professeur à l'université Abou-Bekr Belkaïd et notre Co-encadreur **BERHAB SOUAD** pour leurs soutiens, leurs disponibilités et leurs précieux conseils tout au long de ce travail.

Nous tenons également à remercier messieurs les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance, tout particulièrement : Le professeur **Mr B.BENADDA** pour nous avoir fait l'honneur de présider le jury de cette mémoire. Nous souhaitons exprimer notre gratitude à maître de conférences **Mr H. CHAKER** pour avoir fait de lecteur notre mémoire afin d'évaluer ce mémoire. Nous les remercions vivement pour l'intérêt que vous avez porté à ce travail et pour les précieux conseils et remarques.

Nous adressons nos remerciements et notre sympathie à nos chers enseignants du département de Télécommunication pour toutes les connaissances acquises au cours de notre formation.

Finalement, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à tous nos amis de la promotion du département de Télécommunication de l'université de Tlemcen.

Dédicaces

A mon cher père et ma chère mère

Pour le grand amour dont ils m'ont entouré depuis ma naissance

pour

Leur patience, leurs sacrifices et leurs encouragements.

A mon mari

A mon frère Samir et mes sœurs Marwa, Safaa, et la petite

Farah

En leurs souhaitant la réussite dans leurs vies

A toute ma famille et ma belle Oum elkhir

A tous ceux qui j'aime et qui m'aiment

Uham

Dédicaces

A mes très chers parents

Zui étaient présents pour moi durant toute ma vie.

Mon cher oncle Madani Ahmed

A mes frères et mes sœurs

Soria et son marée brahim, hinda, Abdelmalik, hayat,

chaima et ma petite sœur nour el houda

A toute ma famille, ma grande famille, et mes amis

Wafaa

ملخص

تطور مجال أنظمة الاتصالات بسرعة وبسرعة في العقود الأخيرة، مما أدى إلى ظهور تقنيات جديدة لتصميم مكونات الميكروويف. في الوقت الحاضر، يجب أن تكون جميع أنظمة الاتصالات الوظيفية مؤهلة وذات حجم صغير. أحد المكونات الرئيسية لسلسلة الإرسال اللاسلكي هو الهوائي. لهذا الغرض، إنه موضوع اهتمام كبير في البيئة الأكاديمية والصناعية. يتم إحضار مصممي الميكروويف لتطبيق تقنيات "التكلفة المنخفضة، الوزن المنخفض، الحجم والسماكة. في هذا السياق، تمت الموافقة على نتائج مهمة في هذا المجال. ومع ذلك، فإن تصغير أجهزة الميكروويف لا يزال يمثل تحديًا للباحثين. نقترح كجزء من هذه الأطروحة، تهجين طريقتين مؤهلتين موثوق بهما لتصغير مكونات الميكروويف: مواد متشعبة وتكنولوجيا كسورية.

تهدف دراستنا إلى دراسة وتصميم هوائيين: في البداية، هوائي التصحيح ULB حيث يتم استخدام RAF الدائري وتقنية بنية الأرض المعيبة (DGS) لتحسين الأداء ولزيادة النطاق لتتمكن من استخدام هذا الهوائي في تطبيقات ULB / SLB Ultra ذات النطاق العريض. ثم، هوائي مستو كسوري يعتمد على مواد التعريف (RAF) المخصصة للتطبيقات.

كلمات البحث: هوائي تصحيح الشريط الصغير، عرض النطاق الترددي، هوائيات مستوية، تصغير الهوائي،

هوائيات كسورية، مواد التعريف، تطبيقات RAF

Résumé

Le domaine des systèmes de communication a connu un développement conséquent et rapide au cours des dernières décennies, donnant lieu à des nouvelles techniques de conceptions de composants hyperfréquences. A l'heure actuelle, tous système de communication fonctionnel doit être qualifié performant et de taille miniature. L'un des principaux composants d'une chaîne de transmission sans fil est l'antenne. Pour cet effet, elle fait l'objet d'une très grande attention à la fois dans le milieu académique et industriel. Les concepteurs en hyperfréquences sont amenés à mettre en œuvre des technologies « faible coût, aspect faible poids, volume et épaisseur. Dans ce contexte, des résultats significatives ont été approuvés dans ce domaine. Néanmoins, la miniaturisation des dispositifs hyperfréquences reste toujours un défi relevé pour les chercheurs. Nous proposons dans le cadre de ce mémoire, une hybridation de deux techniques qualifiées fiable pour la miniaturisation des composants hyperfréquences : les méta matériaux et la technologie fractale. Notre étude aura pour objectif d'étudier et concevoir deux antennes. Dans un premier temps, une antenne patch ULB où le RAF circulaire et la technique de structure à plan de masse irrégulier (Defected Ground Structure, DGS) est utilisé pour améliorer les performances et d'augmenter la bande pour pouvoir utiliser cette antenne dans les applications à Ultra et Supra large bande ULB / SLB. Ensuite, une antenne planaire fractale à base de méta matériaux (RAF) dédiée pour les applications sans fil.

Mots clés : DGS, ULB, SLB, CST, antenne patch micro ruban, bande passante, Antenne Planaires, miniaturisation d'antenne, antennes fractales, méta matériaux, RAF Applications sans fil, CST Microwave studio

Abstract

The field of communication systems has been developing rapidly and rapidly in recent decades, giving rise to new microwave component design techniques. At present, all functional communication systems must be qualified and of miniature size. One of the main components of a wireless transmission chain is the antenna. For this purpose, it is the subject of a great deal of attention both in the academic and industrial environment. Microwave designers are brought to implement technologies "low cost, low weight appearance, volume and thickness. In this context, significant results were approved in this area. Nevertheless, the miniaturization of microwave devices remains a challenge for researchers. We propose as part of this thesis, a hybridization of two methods qualified reliable for the miniaturization of microwave components: metas materials and fractal technology. Our study will aim at studying and designing two antennas. At first, an ULB patch antenna where the circular RAF and the defected ground structure (DGS) technique is used to improve the performances and to increase the band to be able to use this antenna in ULB / SLB Ultra and Supra broadband applications. Then, a fractal planar antenna based on Meta materials (RAF) dedicated for applications.

Key words: DGS, ULB, SLB, CST, micro-ribbon patch antenna, bandwidth, planar antenna, antenna miniaturization, fractal antennas, Meta materials, RAF Wireless applications, CST Microwave stud

Liste des acronymes

A)

B)

BIE Bande Interdites Electromagnétique

BIP cristal photonique

C)

CST Microwave Studio

D)

DPS Double PoSitive

DNG Double NeGative

E)

ENG Electric NeGative

EM ondes Électromagnétiques

F)

FSS Fréquence Sélectives Surfaces

G)

H)

I)

L)

LH main gauche

LHM Left handed Materials

M)

MMG Matériaux Main Gauche

MNG Magnetic NeGative

N)

NRW Nicolson-Ross-Weir

O)

P)

PBG Photonic Band Gap

R)

RAF Résonateurs en Anneau Fendu

RH main droite

S)

SRR Split Ring Resonator

SSF Surfaces Sélectives en Fréquence

1)

1D une seule dimension

2)

2D deux dimensions

3)

3D trois dimensions

Table des matières

Remerciements.....	i
Dédicaces.....	ii
Résumé en arabe.....	iv
Résumé.....	v
Abstract.....	vi
Liste des acronymes.....	vii
Table des matières.....	ix
Liste des figures.....	xiii
Introduction générale.....	1
Chapitre I	Généralité sur les antennes

I.1	Introduction	4
I.2	Définition	4
I.3	LES CARACTERISTIQUES DES ANTENNES	5
I.3.1	Caractéristiques électriques	6
I.3.2	Les caractéristiques de rayonnement	7
I.4	Antennes imprimées	9
I.4.1	Historique	9
I.5	L'antenne patch	10
I.5.1	Description d'une antenne patch	10
I.5.2	Les différentes formes de l'élément rayonnant	10
I.6	La miniaturisation	11
I.6.1	Définition des antennes miniatures	11
I.7	Modification du plan de masse (DGS)	11
I.7.1	Caractéristiques de DGS	12
I.8	Antenne alimentée par proximité avec DGS	12
•	Antenne alimentée par proximité	12
I.9	Conclusion	15

Chapitre II

Etat de l'art des métas matériaux

II.1 Introduction.....	18
II.2 Définition.....	18
II.3 Historique	19
II.4 Généralités sur les matériaux.....	19
II.4.1 Bandes Interdites Photoniques.....	19
a. Miroir de Bragg : un cristal photonique unidimensionnel.....	19
b. Cristaux photoniques à deux et trois dimensions	20
II.4.2 Bandes Interdites Electromagnétiques.....	20
II.5 Principe des métas matériaux	21
II.5.1 La propagation électromagnétique dans un milieu Homogène.....	23
II.5.2 Vecteur de Poynting	23
II.5.3 Nouvelle classification des matériaux	23
a. Matériaux à perméabilité négative (MNG) [9].....	25
b. Matériaux à permittivité négative (ENG).....	28
c. Matériaux doublement négative (DNG).....	30
d. Matériaux doublement Positive (DPS).....	31
II.5.4 Extraction des paramètres effectifs.....	31
II.5.5 Modélisation des métas matériaux par ligne de transmission.....	34
II.5.6 Les exemples des structure a base des métas matériaux.....	40
a. Applications liée aux antennes	43
1) Antenne micro ruban.....	43
2) Antennes patch.....	43
B. Applications liée aux filtres	43
1) Dispositif photoélectrique	43
2.6 Conclusion.....	45
BIBLIOGRAPHIES:	46

Chapitre III

La technique Fractale

III.1 Introduction	50
III.2 Définition des fractales	50
III.3 Descripteurs fractals	51

III.3.1 Dimension fractal	51
III.3.2 L'autosimilarité.....	51
III.4 Les différentes formes fractals.....	52
III.4.1 Les courbes fractals	52
• La courbe de Koch	52
• Les fractals de Hilbert et Peano	53
• Fractal de Minkowski	54
III.4.2 Les surfaces fractales	54
• Le triangle de SIERPINSKI :	54
• Le tapis de SIERPINSKI [17]	55
• L'étoile de Koch :	56
III.4.3 Les volumes fractals	57
• Le tétraèdre de Sierpinski	57
• L'éponge de Sierpinski Menger.....	57
III.5 Application des fractales	58
III.6 Les antennes fractales	58
III.6.1 Antenne fractale de SIERPINSKI :	58
III.6.2 Antenne fractale de MINKOWSKI :	58
III.7 Quelques application des antennes fractales	59
III.7.1 Antenne fractale de Minkowski modifiée pour tri-bande Application	59
III.7.2 Un nouveau patch bi-bande miniaturisé à base Antenne fractale pour la récupération d'énergie RF	61
III.7.3 Une nouvelle conception d'antenne GPS bi-bande compacte basée sur géométrie pré-fractale, type Minkowsk.i	64
III.7.4 Antennes multi-bandes pour application GPS/Galileo/TéléMesure MicroSat []	66
III.8 Conclusion	68

Chapitre IV

Simulation et résultat

IV.1 Introduction	72
a. Antenne ultra large bande	73

IV. 2	Antenne ultra-large bande à base de méta matériaux	73
IV .2.1	Structures d'antenne ultra-large bande	73
A.	Géométrie de l'antenne de conception	73
IV.2.2	Simulations et résultat	74
A.	Coefficient de réflexion (S11)	74
B.	Le Gain	74
IV .2.2	Antenne à structure de sol défectueuse (DGS)	75
A.	La première étape	75
A.1	la deuxième étape	77
IV .2.3	Etude paramétrique	77
A.	Effet de la largeur du patch	78
A.1	RAF carré	79
A.	Antenne à (DGS) et les métas matériaux	81
B.	Antenne à (DGS) et les métas matériaux optimisée	83
IV.2.5	Comparaison antenne avec et sans DGS et avec DGS et métas matériaux	86
IV .3	Antenne multi bande	87
IV .3.1	Géométrie de l'antenne de conception	87
IV.3.2	Le substrat utilisé	88
IV.4	Simulations et résultat	88
IV.4.1	Simulation d'antenne fractale	89
IV.4.1.1	Simulation d'Antenne fractale de Minkowski	90
IV.4.1.2	Simulation d'antenne fractale de Sierpinski	90
IV.5	Antenne fractale hybride	93
IV.5.1	Géométrie de l'antenne proposée	93
□	Résultat de simulation	94
IV.5.2	Etude paramétrique	94
IV.6	Antenne de structure fractale a base métas matériaux	95
IV.6.1	RAF carré	95
IV.6.2	Simulation d'une antenne fractale hybride proposée avec méta ou centre du plan de masse	97
IV.7	Comparaison antenne fractale, antenne hybride fractale et antenne hybride fractale avec métas matériaux	100

IV.8 Conclusion	101
Référence bibliographique	
Conclusion Générale.....	103
Annexe.....	104

Liste des figures

Chapitre I

Figure I 1 Principe de transmission par onde électromagnétique.	3
Figure I 2: Polarisation du champ électromagnétique.....	7
Figure I 3 Structure d'une antenne patch.....	7
Figure I 4 différentes forme d'éléments rayonnants	8
Figure I 5 Différent forme de structure DGS	9
Figure I 6 Structure d'une antenne alimentée par proximité	10
Figure I 7 Antenne à couplage par proximité à rejection d'harmoniques.....	10
Figure I 8 Coefficient de réflexion de l'antenne avec DGS.....	11
Figure I 9 Coefficient de réflexion pour différentes positions de la fente	12

Chapitre II

Figure II.1: Représentation schématique des cristaux photoniques 1D ,2D, 3D [34].	20
Figure II.2 : Représentation vectorielle d'une onde plane : (a) milieu main droite, (b) milieu main gauche [23]......	23
Figure II.3 : Classification de matériaux.	24
Figure II.4 : Trièdre indirect caractérise par la règle de la main gauche et la main droite.	25
Figure II.5 : Evolution de la permittivité complexe de l'or suivant le modèle de Drude la partie réelle ligne continue et la partie imaginaire ligne discontinue [20].....	26
Figure II.6 : Rouleau suisse introduit par Pendry [21].	26
Figure II.7 : Perméabilité calculée et mesurée pour un rouleau suisse de 35-tours [22].	27
Figure II.8 : cellules unitaires de méta matériaux constitués de SRR et de pistes métalliques continues [20].	27
Figure II.9 : structure fils fins.....	29
Figure II.10 : les fils métallique minces [27].	29
Figure II.11 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du résonateur en double $\ll\Omega\gg$ de période 3.63 mm [35]......	30

Figure II.12 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du résonateur en double << s >> [35].	30
Figure II.13 : circuit équivalent d'une ligne de transmission modifiée (sans pertes) [37].	30
Figure II.14 : circuit d'une ligne mais droite [37].	34
Figure II.15 : variation de la constante de phase (b) d'une ligne mais droite en fonction de la fréquence [37].	35
Figure II.16 : circuit d'une ligne main gauche [37].	36
Figure II.17 : variation de la vitesse de groupe et de la vitesse de phase d'une ligne mais gauche en fonction de la fréquence [37].	37
Figure II.18 : variation de la constante de phase (b) d'une ligne main gauche en fonction de la fréquence [37].	38
Figure II.19 : courbe de dispersion, fréquence en fonction de b (deux sens de propagation) [37].	38
Figure II.20 : modèle géométrique de l'antenne. (a) Terre de l'antenne avec le nouveau SRR, (b) angle ligne d'alimentation, c) l'antenne prototype fabriquée, d) les quatre étapes du processus de conception de l'antenne [38].	39
Figure II.21 : magnitude de S11 (a) pour les antennes 1 à 4, (b) pour l'antenne 4, obtenues par simulation et des mesures [38].	40
Figure II.22 : Permittivité et perméabilité réelles de la cellule unitaire du méta matériau [38].	41
Figure II.23 : Illustration schématique de la géométrie de la cellule unitaire DNG [40].	41
Figure II.24 : Coefficient de réflexion calculé pour le patch chargé avec différents substrats [40].	42
Figure II.25 : (a) réseau de méta matériaux ; (b) Identification de la taille de l'unité de méta matériau et du circuit équivalent [39].	43
Figure II.26 : (a) courbes S11 et T1 des filtres à méta matériaux [39].	44
Figure II.27 : (a) Courbes de permittivité et de perméabilité des filtres à méta matériaux à différentes fréquences [39].	45

Chapitre III

Figure III.1 : fractale de koch	52
Figure III.2 : fractale d'Hilbert [12].	53
Figure III.3 : Forme géométrique après plusieurs itérations [14].	54
Figure III.4 : Génération de la fractale de Minkowski [15].	54
Figure III.5 : L'approche de copie multiple.	55
Figure III.6 : Approche de décomposition.	55
Figure III.7 : Le tapis de Sierpinski.	56

Figure III.8 : Etoile de koch.....	57
Figure III.9 : Tétraèdre de Sierpinski.....	57
Figure III.10 : Eponge de Sierpinski-Menger-ordre 3.....	57
Figure III.11 : Exemple d'une antenne de Sierpinski de type monopole.....	59
Figure III.12 : schéma de l'antenne monopole patch avec une géométrie fractale modifiée de Minkowski et un plan de masse modifié.....	60
Figure III .13: le modèle de générateur initial pour la création d'une antenne patch fractal...	61
Figure III.14: coefficient de réflexion simulée pour le plan de masse modifié et plan de masse complet.....	61
Figure III.15 : coefficient de réflexion pour LP3=3.45 mm et 3.1 mm.....	62
Figure III.16: (a) Antenne microruban de tapis Sierpinski de deuxième ordre et (b) patch microruban de tapis Sierpinski modifié.....	64
Figure III.17: Antenne fractale bi-bande fabriquée.....	64
Figure III.18: coefficient de réflexion du microruban de tapis Sierpinski de second ordre antenne patch et microruban de tapis Sierpinski modifié et inséré antenne patch.....	65
Figure III.19: la procédure de génération itérative d'un pré-fractal de type Minkowski (MPLF) (a) le générateur, (b) microruban antenne carré (l'initiateur), (c) la 1ère itération.....	66
Figure III.20: le coefficient de réflexion d'antenne proposé simulé.....	67
Figure III.21: Antenne pyramidale tri-bande à base de triangles de Sierpinski.....	68
Figure III.22: coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne tri-bande à base de triangles de Sierpinski dans (a) la première bande, (b) la seconde bande et (c) la troisième bande.....	69

Chapitre IV

Figure IV. 1: L'antenne patch micro ruban circulaire classique.....	80
Figure IV. 2 : Coefficient de réflexion (S11)	81
Figure IV. 3 : Gain (dB) en fonction de la courbe de fréquence (GHz) sans DGS.....	81
Figure IV. 4 : Conception de l'antenne proposée avec DGS dans une première étape	82
Figure IV. 5 : Coefficient de réflexion (S11)	83
Figure IV. 6 : Conception de l'antenne proposée avec DGS dans la deuxième étape.....	84
Figure IV. 7 : Coefficient de réflexion (S11)	84

Figure IV. 8 : Variation du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs en fonction de la fréquence.	85
Figure IV. 9 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF carré.....	86
Figure IV. 10 : Configuration de la simulation de la cellule unitaire RAF carré.....	86
Figure IV. 11 : Coefficient de réflexion (S11)	87
Figure IV. 12 : Représentation d'une permittivité et perméabilité	87
Figure IV. 13: Répartition du champ électrique sur le résonateur à la résonance ($f_r = 3.5\text{GHz}$)	87
Figure IV. 14 :L'antenne avec le résonateur en anneau fendu.....	88
Figure IV. 15: Coefficient de réflexion (S11).	88
Figure IV. 16 : Gain pour différentes valeurs de la fréquence	89
Figure IV. 17 : Coefficient de réflexion initial et optimisé.....	90
Figure IV. 18 : Diagrammes de rayonnement mesurés pour l'antenne proposée avec le système de géo datage en 3D et sur le plan E ($\phi = 0^\circ$) et le plan H ($\phi = 90^\circ$) à : (a) 3,8 GHz, (b) 5.8 GHz, (c) 10.5 GHz	92
Figure IV. 19: La Distribution de courant.....	92
Figure IV. 20: structure de l'antenne. (a)Vue de face. (b) Vue en perspective.....	94
Figure IV. 21: Coefficient de réflexion (S11)	95
Figure IV. 22 : Le gain en fonction de la fréquence.....	95
Figure IV. 23 : structure de l'antenne. (a)Vue de face. (b) Vue en perspective.....	96
Figure IV. 24 : Coefficient de réflexion (S11).	96
Figure IV. 25 : structure de l'antenne. (a)Vue de face. (b) Vue en perspective.....	97
Figure IV. 26: Coefficient de réflexion (S11).	97
Figure IV. 27 : structure de l'antenne. (a)Vue de face. (b) Vue en perspective.....	98
Figure IV. 28 : Coefficient de réflexion (S11).	98
Figure IV. 29 : structure de l'antenne. (a)Vue de face. (b) Vue en perspective.....	99
Figure IV. 30: Coefficient de réflexion (S11).	100
Figure IV. 31 : Coefficient de réflexion (S11).	101
Figure IV. 32 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF carré.....	101
Figure IV. 33 : structure de l'antenne. (a)Vue de face. (b) Vue en perspective.....	102
Figure IV. 34 : Coefficient de réflexion (S11)	103

Figure IV. 35 : Diagramme de rayonnement 3D pour les fréquences 2.45 GHz ; 4.9 GHz et 5.41 GHz respectivement.	104
Figure IV. 36 Le gain en fonction de la fréquence.....	105

Liste des tableaux

Tableau IV.1: Dimensions de l'antenne	76
Tableau IV. 2: Variation de largeur du patch(r_i).....	78
Tableau IV.3: Dimensions de La cellule	79
Tableau IV.4 : Dimensions de l'antenne.....	83
Tableau IV.5: Comparaison antenne avec et sans DGS et avec DGS et métas matériaux .	87
Tableau IV.6: Les paramètres de la première et la deuxième itération de Sierpinski.....	93
Tableau IV.7 : Comparaison entre les résultats obtenus.....	99

Introduction Générale

Introduction générale

Le développement rapide des systèmes de communication a mené vers la création et l'innovation de nombreuses technologies. Dans le domaine des circuits microondes, ce développement marquant a participé excessivement à l'amélioration des performances des antennes imprimées et aussi mené des challenges élevés afin de réduire significativement la taille des antennes en particulier celles dessinées pour les applications sub-GHz (RFID, LTE, PMR...). La conception des antennes avec des tailles miniatures présente l'un des défis actuels les plus ciblés par les ingénieurs radiofréquences. Le marché de télécommunications actuelles exige des antennes électriquement petites avec multiplication des différents standards de communication (WIFI, WIMAX, Bluetooth, UMTS, WLAN, 4G...) ou des antennes disposées une bande passante très large afin d'assurer la compatibilité des différentes normes et accéder à de nombreux services à partir du même appareil.

De multiples techniques de miniaturisation d'antenne existent et passent toutes par un compromis entre la taille et les performances, notamment la bande passante et/ou rendement de rayonnement. Les techniques de miniaturisation peuvent être classées en deux grandes familles :

- La miniaturisation par structuration
- La miniaturisation par modification du substrat

De nombreux matériaux ont donc été conçus pour permettre la miniaturisation des antennes. Ces matériaux sont classés en deux grandes catégories :

- Les matériaux naturels
- Les matériaux artificiels

Les matériaux naturels regroupent les matériaux diélectriques ou magnétoélectriques disponibles dans la nature et possèdent intrinsèquement des propriétés électromagnétiques particulières. Toutes fois, les matériaux artificiels connue sous le nom « méta matériaux » présentent une nouvelle classe des matériaux, distingués par des caractéristique non naturelles et c'est là leur intérêt. L'apparition du méta

matériaux a fait sensation dans le monde des télécommunications par la présence de nombreux avantages .Ils ont un très large spectre d'applications. Dans le contexte de ce mémoire, nous nous intéressons uniquement à celles qui servent le but de la miniaturisation et l'amélioration des performances d'antenne. La base des méta matériaux et plus précisément de l'emploi de structures périodiques afin de changer les propriétés d'objets provient de l'optique (Bragg 1915). L'idée d'appliquer ces matériaux à l'électromagnétisme est proposée pour la première fois par le physicien russe Victor Veselago en 1960. Il existe plusieurs types de méta matériaux en électromagnétisme dont les plus connus étant ceux susceptibles de présenter à la fois une permittivité et une perméabilité négatives. Ces matériaux ont vu leur développement à partir des années 1999, J. Pendry a montré la possibilité d'obtenir ces caractéristiques à travers des structures métalliques périodiques formées de résonateurs en anneau fendu (RAF) caractérisés par une perméabilité négative avec un arrangement de réseau de fils métalliques présentant une permittivité négative. A partir des années 2000 jusqu'à nos jours, un nouveau concept s'est ouvert pour la conception des antennes microbandes et depuis la recherche sur les méta matériaux n'a cessé de continuer.

En plus de cette technologie, il y a une autre technique récemment utilisée qui est la géométrie fractale. Cette technique a été proposée comme méthode de miniaturisation d'une antenne multi bande.

La technologie des antennes fractales est utilisée pour obtenir une nouvelle génération d'antenne avec certaines fonctionnalités des multi bandes qui ont été souvent considéré comme impossible au années 1980.

Les fractales sont des formes géométriques composé de plusieurs itérations d'une seule forme élémentaire. On peut trouver leur application dans divers domaines (les algorithmes de compression d'image, les circuits intégrés, la conception des filtres ...). Dans lequel la géométrie fractale est combinée avec la théorie électromagnétique afin de chercher de nouvelles classes de rayonnement, de propagation et de problèmes de diffusion ou la théorie et la conception des antennes sont devenues l'un des domaine les plus prometteurs de la recherche en électrodynamique fractale, et les antennes fractales sont révélés être le plus grand fondamental révolution dans la technologie des antennes

Dans ce sens, l'objectif de ce manuscrite est de concevoir des antennes fractales miniatures à base de métamatériaux. Pour cela, deux catégories d'antennes sont conçus, la première remplit le caractère multi bande et la deuxième l'ultra large bande. Il s'agit de concevoir des éléments de faible encombrement et de performances élevées qui s'intègrent facilement aux systèmes de télécommunications.

Pour cela, notre étude a porté sur l'exploitation du logiciel CST Microwave studio (outil de simulation et de modélisation professionnel en 3D) qui par sa facilité de simulation, nous a permis de bien interpréter et de mieux expliquer les résultats.

Ce travail est scindé en quatre chapitres, annexe et une bibliographie. Il est présenté comme suit.

Le premier chapitre sera consacré à une vue globale sur les antennes. Nous avons présentées ses principales caractéristiques et on touche les antennes imprimées. Ensuite, nous avons abordé la technique de la miniaturisation.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'état de l'art sur les métamatériaux, Nous nous sommes appuyés sur une classification particulière afin d'inscrire les métamatériaux dans le prolongement des matériaux disponibles à l'état naturel. Nous nous intéressons à matériaux à perméabilité négative ou MNG (Magnetic Negative), Cette dernière sera la mise en œuvre des travaux de cette mémoire. Ce chapitre sera clôturé par trois applications des métamatériaux.

Dans le troisième chapitre, nous nous intéressons aux techniques de fractale leur géométrie et leur application, puis quatre exemples d'application d'antenne fractale sont présentés et discutés.

Dans le quatrième chapitre, nous avons intéressés par l'étude et la conception des antennes ultra large bande et multi-bande. Au premier lieu, nous avons étudié des antennes partielles ULB avec métamatériaux et sans DGS et une autre avec DGS en fin faire la comparaison entre ces différentes antennes. Au second partie, nous avons étudié des antennes fractales et nous avons faire une hybridation entre deux techniques fractales même nous avons ajouté méta pour améliorer les résultats.

Enfin notre travail s'achève par une conclusion générale.

Chapitre I
Généralité sur les antennes

I.1 Introduction

Dans nos jours, les antennes jouent un rôle très important dans plusieurs applications, qui s'étendent différents domaines, elle est une partie indispensable de n'importe quel dispositif de communication sans fil.

L'évolution actuels des communications impose des innovations importantes au niveau de la conception des systèmes et des antennes associées, dont les formes aujourd'hui très diverses varient beaucoup selon les utilisations : télécommunications mobiles, radars, satellites, etc. La simplicité des circuits et les exigences de moins de congestion et de faible volume, poids et coût sont toujours demandés. La miniaturisation est une façon de répondre à ces exigences [1].

Ce chapitre introductif sera consacré en premier lieu généralité sur les antennes, nous l'offrons brièvement leur définition et leurs caractéristiques. Par la suite, on présentera les antennes imprimées, qui correspond à notre étude. Il suffit de soumettre son historique dans quelque ligne et on précisera les antennes patches, on donnera leur description et quelque différent forme. Ainsi, la définition des antennes miniature. Enfin, on présentera la technique DGS qui sert à la miniaturisation des antennes.

I.2 Définition

L'antenne est une dispositif permettant de transformer l'énergie électrique en énergie électromagnétique en émission ou en réception. Une antenne peut émettre dans toutes les directions (antenne omnidirectionnelle) ou dans une direction définie (antenne sectorielle ou directionnelle) [2]. La figure I.1 présente un système de communication sans fil simplifié est Composé d'une antenne d'émission et d'une antenne de réception séparés par un canal de propagation dans lequel le signal émis transite avant d'être reçu.

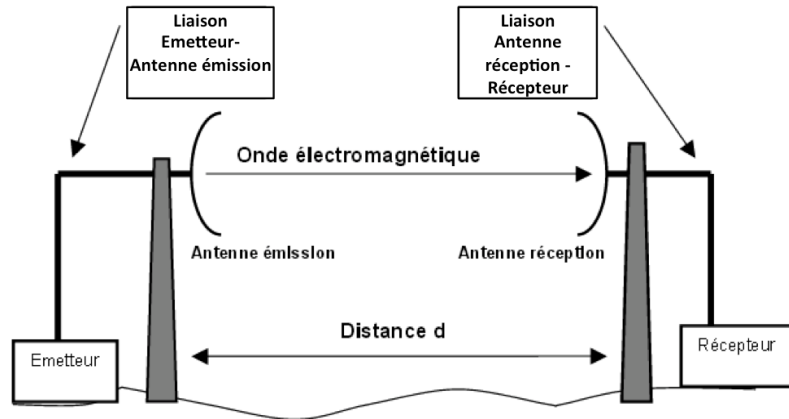


Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-1 : Principe de transmission par onde électromagnétique.

Une antenne en émission ou en réception, est définie selon son mode de fonctionnement. En émission, elle a pour rôle de transformer la puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur en une puissance rayonnée, on parle d'un transducteur. En réception, la puissance rayonnée peut être captée par une autre antenne. On parle d'un capteur et un transformateur de puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée. En conséquence, une antenne est un dispositif, qui peut être exploité soit en émission ou en réception et avec les mêmes propriétés rayonnantes. On dit que le fonctionnement d'une antenne est réciproque et cela est dû au théorème de réciprocité. Par conséquent, les qualités qui seront annoncées pour une antenne dans les deux modes de fonctionnement, sans que cela soit précisé dans la plupart des cas [3].

Cependant, dans quelques cas exceptionnels pour lesquels les antennes comportent des matériaux non linéaires ou bien anisotropes, elles deviennent non réciproques.

I.3 Les caractéristiques des antennes

Deux grandes familles sont distinguées :

- Caractéristiques électriques.
- Caractéristiques de rayonnement.

I.3.1 Caractéristiques électriques

I.3.1.1 L'impédance d'entrée

Une antenne est définie par deux bornes d'entrée A et B. Soit V_e la tension entre les bornes A et B et I_e le courant d'alimentation de l'antenne. L'impédance d'entrée de l'antenne est donnée par la formule suivante :

$$Z = \frac{V_e}{I_e} \quad (\text{eq.I.1})$$

I.3.1.2 Coefficient de réflexion

D'une façon générale, lorsqu'une onde incidente change de milieu de propagation ou rencontre une nouvelle interface; une partie de cette onde incidente est réfléchiée et l'autre partie est transmise dans le nouveau milieu. Le coefficient de réflexion Γ et le coefficient de transmission T, quantifient ces deux parties respectivement. Ils sont liés par l'expression (I.2), qui traduit la conservation de l'énergie [4] :

$$|\Gamma|^2 + |T|^2 = 1 \quad (\text{eq.I.2})$$

Le coefficient de réflexion d'une antenne est le rapport entre l'impédance caractéristique et l'impédance d'entrée de l'antenne :

$$\Gamma = \frac{Z_{ant} - Z_0}{Z_{ant} + Z_0} \quad (\text{eq.I.3})$$

Il peut également s'exprimer en décibel comme suit : [1.2]

$$S_{11}[dB] = 20 \log_{10}(|\Gamma|) \quad (\text{eq.I.4})$$

I.3.1.3 Rapport d'onde stationnaire

Le Rapport d'Onde Stationnaire ou ROS est le rapport des valeurs maximales et minimales de l'amplitude de l'onde stationnaire. En anglais, il est connu par le VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*), qui peut également s'exprimer à partir du coefficient de réflexion. Sa formule est donnée par l'expression suivante [5] :

$$ROS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (\text{eq.I.5})$$

I.3.1.4 Bande d'utilisation

C'est la bande de fréquences que l'antenne peut émettre ou recevoir sans changement appréciable de ses caractéristiques de gain, d'impédance, de directivité et de polarisation. Elle ne doit pas créer de distorsion sur le signal lorsque ce dernier y circule aussi bien en émission qu'en réception. La transformation du champ électromagnétique en tension électrique s'effectue via un quadripôle (antenne + périphériques) possédant une fonction de transfert [6]. La définition de la bande d'utilisation fait intervenir des notions très diverses. Elle est limitée par les paramètres suivants :

- Le Rapport d'onde stationnaire ROS maximal admissible (désadaptation de l'antenne par rapport aux systèmes d'émission et / ou de réception), par exemple $ROS < 2$.
- La variation du gain de l'antenne.
- La déformation du diagramme de rayonnement en fonction de la fréquence.

Pour les antennes constituées d'éléments rayonnants résonnants (dipôles demi -onde, antenne microbande) qui ont une bande d'utilisation faible, on définit la largeur de bande en pourcentage % comme suit [6] :

$$Bp (en\%) = 100 \times \frac{F_s - F_i}{F_c} \quad (\text{eq.I.6})$$

Où : F_c : la fréquence centrale d'utilisation pour laquelle l'antenne est conçue,

F_s et F_i : les fréquences limites supérieures et inférieures, respectivement (pour un ROS donné)

I.3.2 Les caractéristiques de rayonnement

I.3.2.1 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est la représentation graphique de la fonction caractéristique de l'antenne. Il représente l'intensité de rayonnement $U(\theta, \varphi)$, ce qui permet d'attribuer les directions de rayonnement les plus efficaces de l'antenne. Sa représentation est caractérisée par un lobe principal et des lobes secondaires. Lorsque l'on désire établir une liaison directe entre deux points A et B, il faut que la direction de rayonnement maximal coïncide avec la direction AB. Par conséquent, la puissance rayonnée hors de cette direction est inutile, elle peut même perturber des liaisons situées dans d'autres directions. Il est donc

nécessaire d'affiner le lobe de rayonnement principal et de réduire au minimum le niveau des lobes secondaires [7].

I.3.2.2 Puissance rayonnée

La puissance rayonnée est la puissance qui traverse une sphère de rayon infini [8].

Afin de déterminer la puissance de rayonnement on intègre le vecteur de Poynting sur une surface sphérique.

Le vecteur de Poynting dans la zone de rayonnement est défini par :

$$\vec{P}_{ray} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} (\vec{E} \times \vec{H}^*) \quad (\text{eq.I.7})$$

La puissance rayonnée à travers une sphère de rayon infini est donnée par:

$$W_{ray} = \lim_{r \rightarrow \infty} \oint \vec{P}_{ray} \cdot \vec{n} \, ds \quad (\text{eq.I.8})$$

Avec :

\vec{n} : est un vecteur normal à tout point de la surface de la sphère.

I.3.2.3 Directivité

La directivité d'une antenne caractérise la façon dont cette antenne concentre le rayonnement dans certaines directions de l'espace.

La directivité c'est le rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée par la valeur moyenne de cette intensité de rayonnement d'une antenne isotrope [8] [9].

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U_{max}}{\frac{1}{4\pi} \int U \, d\Omega} \quad (\text{eq.I.9})$$

Avec :

U : Intensité de rayonnement,

dΩ : Angle solide.

La directivité n'a pas d'unité. En général, on l'exprime en décibels :

$$D(\theta, \varphi) \, dB = 20 \log D(\theta, \varphi) \quad (\text{eq.I.10})$$

I.3.2.4 Gain

Le gain G (θ, φ) dans la direction (θ, φ) est une grandeur proche de la directivité. Il considère les pertes intrinsèques de l'antenne [9]

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (\text{eq.I.11})$$

η : l'efficacité de l'antenne, elle varie dans l'intervalle [0 -1], représente les pertes de l'antenne.

I.3.2.5 Polarisation

La polarisation est un paramètre très important dans la caractérisation d'une antenne [10]. La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est donnée par la direction du champ électrique \vec{E} . Si \vec{E} garde une direction constante dans le temps, on parle d'une polarisation rectiligne. Si la direction varie avec le temps de telle sorte que si, en un point donné, on schématise les positions successives de champ \vec{E} et l'extrémité du vecteur représentatif décrit un cercle ou une ellipse, on dit alors que le champ rayonné est en polarisation

Circulaire ou elliptique. Les différents types de polarisation sont donnés par la figure I.2 [11] [12].

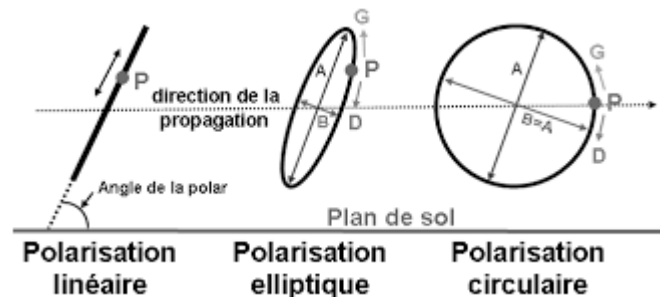


Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-2:

Polarisation du champ électromagnétique [12].

I.4 Antennes imprimées

I.4.1 Historique

Le concept d'antennes imprimées a été proposé pour la première fois par **DESCHAMPS** en 1953 aux U.S.A, et en France par **BAISSINOT** et **GUTTON** en 1955. Le phénomène de rayonnement provenant des discontinuités dans les strip-lines fût observé et étudié par **LEWIN** en 1960. En 1970 **BYRON** a décrit la structure planaire, qui est composée

d'une plaque conductrice gravée sur un substrat diélectrique, caractérisé par une permittivité diélectrique ($\epsilon_r < 10$) et repose sur un plan de masse. Les premières réalisations étaient essentiellement réservées pour les applications militaires, un peu plus tard, dans les années 1990, des antennes pratiques ont été développées par **HOWEL** et **MUNSON**, ce qui a conduit un véritable passage au stade industriel [2].

I.5 L'antenne patch

I.5.1 Description d'une antenne patch

Dans sa structure de base, les antennes patch se compose ont trois éléments constitutifs, un patch se présente comme une surface métallique, supportée par un matériau non conducteur, appelé substrat diélectrique caractérisé par sa permittivité ϵ_r , de faible épaisseur h et sa tangente de perte $tg\delta$ recouvrant une surface métallique nommé plan de masse comme est bien indiqué (Figure I.3) [13].

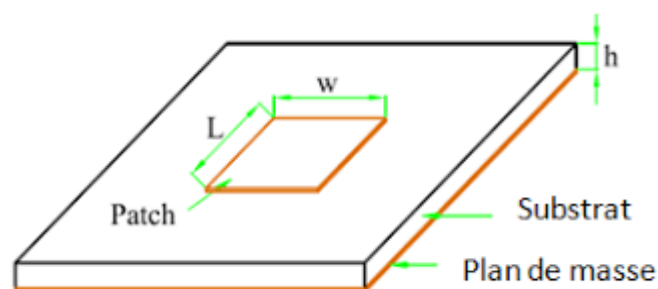


Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-3 Structure d'une antenne patch.

Le patch généralement fabriqué à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or, afin d'assurer une conductivité élevée et il peut prendre n'importe quelle forme possible. Toutefois, les formes régulières (*carré, circulaire*) sont les plus optées afin de simplifier l'analyse des structures. Le patch rayonnant et les lignes d'alimentation sont habituellement photogravés sur le substrat diélectrique [2]

I.5.1.1 Les différentes formes de l'élément rayonnant

La figure I.4 montre les différentes formes de l'élément rayonnant, ces formes peuvent être rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle, ce sont les plus courantes car

elles offrent une grande facilité d'analyse et de fabrication, mais également un diagramme de rayonnement très intéressant.

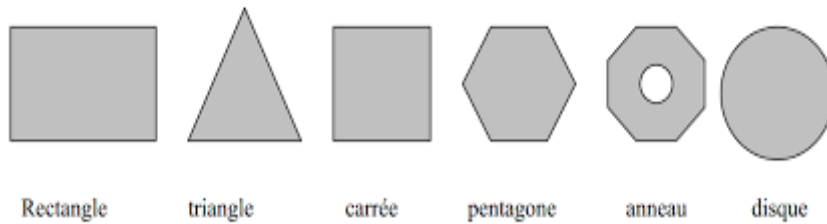


Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-4
différentes forme d'éléments rayonnants

I.6 La miniaturisation

I.6.1 Définition des antennes miniatures

Une antenne miniature généralement définie comme ayant des propriétés "d'étroitesse" en termes de dimensions et de longueur d'onde. Typiquement, on considère qu'une antenne est miniature si elle présente des dimensions inférieures au quart de la longueur d'onde [6]. Selon l'application visée, Elle consiste à trouver le meilleur compromis, entre : la taille, la bande passante et l'efficacité.

De nombreuses techniques, ont été utilisées pour réduire la taille des antennes pour une fréquence donnée [14] .parmi ces techniques la technique DGS.

I.7 Modification du plan de masse (DGS)

La technique DGS est connue sous le nom Defected Ground Structure en anglais, qui sert à introduire des modifications dans la structure du plan de masse, afin de modifier la distribution de courant dans le plan de masse [14].

Tout défaut introduit dans le plan de masse d'un circuit microonde, conduit à une augmentation de la capacité effective et de l'efficacité. La propriété de résonance du DGS permet de trouver des applications dans un certain nombre de circuits hyperfréquences tels que les filtres, les antennes et les amplificateurs...etc [15]. En plus, la DGS présente un effet d'onde lente, permet une réduction de taille considérable requise pour la miniaturisation des systèmes.

La figure I.5, présente quelques exemples des structures DGS: (a) haltère, (b) en forme de spirale, (c) Haltère en forme de H, (d) en forme de U (e) haltère à tête de flèche.

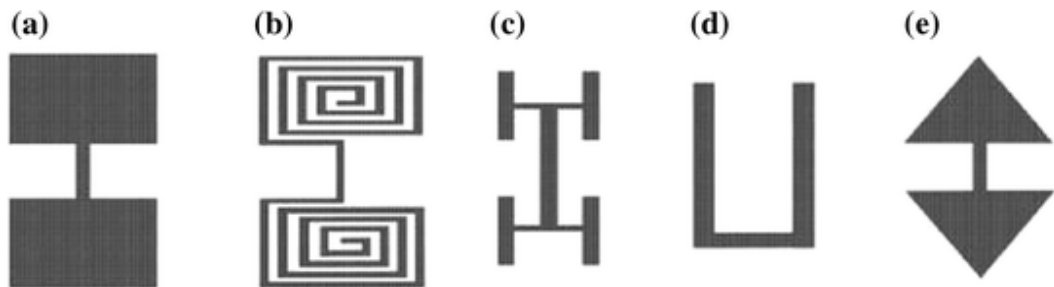


Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-5 *Différentes formes de structure DGS.*

I.7.1 Caractéristiques de DGS

La technique DGS est exploitée dans de nombreuses applications, dans des circuits passifs et actifs en raison de ses avantages majeurs. Chaque forme DGS est définie par ces caractéristiques distinctives. Un exploitateur de DGS doit sélectionner judicieusement la forme appropriée pour répondre aux exigences d'une application donnée.

La méthode DGS peut accorder différentes caractéristiques de leurs géométries gravées au plan de masse. Elle a été largement utilisée comme divers filtres à micro-ondes tels que le passe-bas, le passe-bande, coupe-bande.

En conception d'antenne cette méthode a été utilisée pour supprimer les harmoniques et la polarisation croisée d'une antenne patch. Elle a été aussi utilisée pour améliorer l'isolation d'une antenne patch à double polarisation [16].

I.8 Antenne alimentée par proximité avec DGS

I.8.1 Antenne alimentée par proximité

La meilleure bande passante pouvant atteindre 13% est réalisable en utilisant l'alimentation par couplage de proximité illustrée par la figure I-6. L'avantage de cette technique d'alimentation réside dans l'affaiblissement du rayonnement parasite et la facilité du couplage, ce dernier peut être optimisé par l'ajustement des dimensions de la ligne. Cependant elle est très difficile à mettre en œuvre [17].

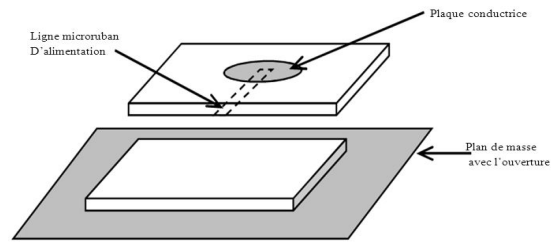


Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-6 Structure d'une antenne alimentée par proximité

La réduction d'harmonique engendré par tout élément hyperfréquence est assurée par intégration d'un filtre dans l'antenne qui a une répudiation d'harmonique. Ce dernier est été proposé par **B.Nadia, Z.Ammara** et al dans [18].

La structure globale de l'antenne proposée est montrée sur la figure suivante.

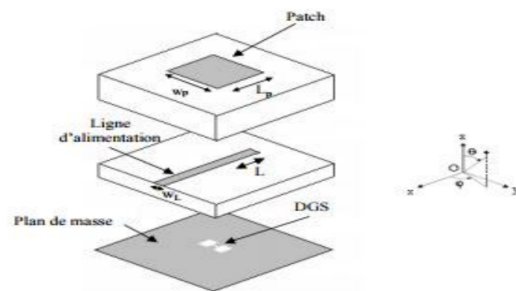


Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-7 Antenne à couplage par proximité à rejection d'harmoniques.

Les dimensions de l'antenne proposée représenté par le tableau suivant :

Tableau I.1 : dimension de l'antenne en millimètre

W_p	W_L	L_p	L
34.9 mm	2.845 mm	34.2 mm	18.4 mm

La suppression de la 2ème harmonique est faite après une étude théorique sur les antennes à couplage par proximité avec une ajustassions de la longueur de pénétration L de la ligne d'alimentation d'impédance caractéristique 50Ω et la 3ème harmonique se serve la bande interdite créée par la structure.

La modification de la forme gravée sur le plan de masse permet de créer une bande interdite centrée à une fréquence fixée à partir des dimensions de la fente. La figure I.8 montre le coefficient de réflexion simulé de l'antenne.

L'optimisation de la valeur de L à 18.4 mm et la gravure d'une fente dans le plan de masse faite dans [I.11] arrive à désadapter la 2ème et la 3ème harmonique correspondant respectivement aux fréquences 4.9 GHz et 7.35 GHz.

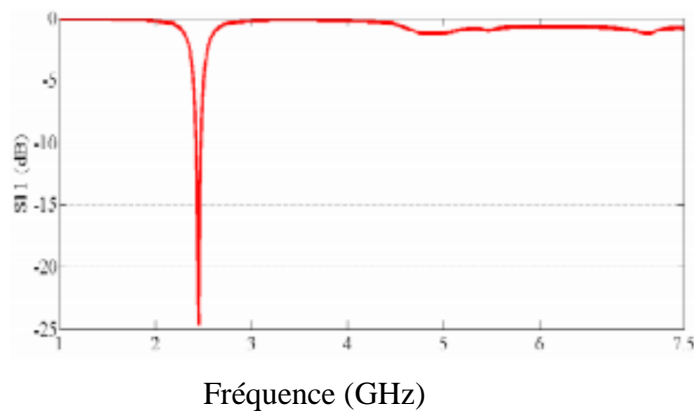


Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-8
Coefficient de réflexion de l'antenne avec DGS

La figure I.9 montre que le déplacement de la position de la fente dans la direction de la ligne d'alimentation entraîne non seulement une dégradation de l'adaptation à la fréquence de travail de 2.45 GHz, mais provoque l'apparition des minima à des fréquences autre que 7.35 GHz, mais la désadaptation est conservée à cette fréquence.

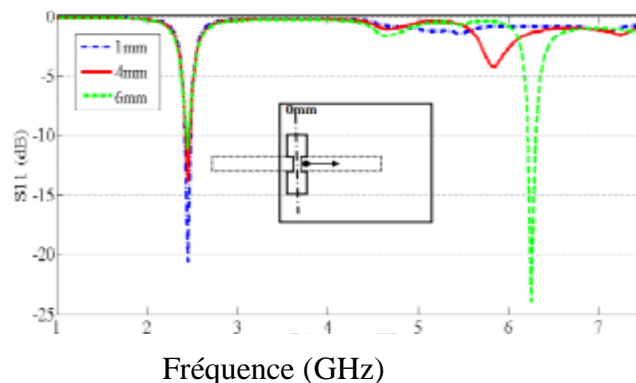


Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-9
Coefficient de réflexion pour différentes positions de la fente

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons dressé généralité sur les antennes en termes de définition et ses caractéristiques. Puis nous avons présenté l'historique des antennes imprimés ainsi les descriptions antenne patch et les différents forme. Nous avons passé à définir les antennes miniature en plus nous avons abordé la technique DGS et enrichir par une application.

En fin Nous avons terminé ce chapitre par une conclusion.

REFERENCES BEBLIOGRAPHIQUE

- [1] CHETOUAH FAROUK, 'Étude et modélisation des antennes miniatures basées sur des matériaux diélectriques', Thèse de doctorat, Université FERHAT ABBAS SETIF-1 Faculté de Technologie Laboratoire d'Instrumentation Scientifique "LIS», le 18 octobre 2018.
- [2] BOUDGHENE Stambouli Hadjer et BOUNEBBAB Sabiha, 'Étude et Conception d'Antennes à Résonateurs Diélectriques', Mémoire master d'Université TLEMCEN, le 22 juin 2017.
- [3] MEFTAHI Amina et OUZZIR Rabia, 'Conception des nouvelles topologies des antennes multi fonctionnelle', Mémoire master d'Université TLEMCEN 2016 – 2017.
- [4] Emmanuel Dreina. 'Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multi capteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G'. Physique [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2010. Français.
- [5] Mme Anna NIANG, 'Antennes miniatures et structures électromagnétiques avec circuits non-Foster', Thèse de doctorat de L'Université PARIS-SACLAY PREPAREE A "L'UNIVERSITE PARIS-SUD " ECOLE DOCTORALE N° 575 Ecole Doctorale EOB (Electrical, Optical, Bio-physics and Engineering), Thèse présentée et soutenue au « C2N – Centre de Nanosciences et de Nanotechnologies, Orsay », le « 09 Janvier 2017 ».
- [6] Mr N.BOUKLI-HACENE, Melle BELHADEF Yamina, 'Conception d'antenne PIFAS large bande de télécommunication mobiles' ; Thèse de Doctorat Présentée A L'Université de Tlemcen, 2012.
- [7] ZIANE CHERIF Abderrahman et Benhaddoudi abderrahim, 'Conception, modélisation et réalisation d'une antenne micro ruban triangulaire miniature ULB', Mémoire master de Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent, 2016/2017.
- [8] ABRI.M, DIDOUH Soumia, 'Contribution à la conception, l'optimisation et la réalisation des réseaux d'antennes imprimées de types nœud-papillon larges bandes : modélisation par des circuits équivalentes' Thèse présentée à l'Université de Tlemcen faculté de technologie pour l'obtention du diplôme de Doctorat en juin 2015.
- [9] ABRI.M, MOULAY Mohammed, 'Exploitation du modèle de la ligne de transmission pour la conception des antennes imprimées multi-bandes dédiées aux applications sans fil ', Thèse présentée à l'Université de Tlemcen faculté de Technologie pour l'obtention du diplôme de Doctorat, le 03 mars 2016.

[10] M. Messaoudene, M. ABRI and H. Abri Badaoui, 'Conception et Optimisation des Réseaux d'Antennes à Encoches Par un Modèle Equivalent Rigoureux à Trois Ports Modifié Pour Systèmes UMTS', 9ème Conférence sur le Génie Electrique Bordj El Bahri, 14 -15 Avril 2015.

[11] Gwenaël DUN, 'Modélisation et optimisation de chambres Anechoiques pour applications CEM ', Thèse de doctorat présentée à l'Ecole nationale supérieure des télécommunications de BRETAGNE le 14 Décembre 2007.

[12] Hafedh Ben IBRAHIM GAHA ; 'Analyse et Conception des Antennes Fractales Applications aux Télécommunications Large Bande' ; INPT-ENSEEIH de Toulouse & UTM-ENI de Tunis, le 18 Juillet 2007.

[13] Mr. MAHAMAT HASSANE Abdallah, 'Optimisation et conception des topologies d'antennes ULB pour détection des objets', THESE Présentée A L'UNIVERSITE DE TLEMENEN Pour l'obtention du diplôme master, le 24 Mai 2016.

[14] Mr. ARAB Tarek, Etude des matériaux composites (Titanate oxyde) : application pour la réalisation des substrats d'antennes miniatures, Université SETIF-1 UFAS (ALGERIE) Mémoire Pour l'obtention du Diplôme de MAGISTER le 04 juillet 2014.

[15] BERHAB Souad, 'Modélisation Rigoureuse par une Méthode Itérative des Structures Imprimées de Type DGS pour les Applications sans Fil', Soutenue publiquement, en 08 juillet 2017, Université de Tlemcen.

[16] Ibra Dioum. Conception de systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO : application aux petits objets nomades communicants. Autre. Université Nice Sophia Antipolis; Université Cheikh Anta Diop de Dakar, 2013. Français. Soumis on 23 Jan 2014.

[17] DEGHEFEL Walid et MERZOUGUI Rami, 'Etude et conception d'une antenne patch ultra large bande ULB à bande rejetée', Université Mohamed Boudiaf - M'SILA, Mémoire Pour l'obtention du Diplôme de Master, 2017.

[18] BENDAHMA Nadia et ZEGHOUDI Ammara, 'Optimisation des Antennes Multi-bandes à Plan de masse Partiel et les Filtres', Mémoire master d'Université TLEMENEN, le 21 juillet 2017.

Chapitre II

Etat de l'art sur les métas matériaux

II.1 Introduction

Les métas matériaux suscitent l'intérêt des chercheurs depuis une dizaine d'années, et tout au long de cette période, On a assisté une vraie mutation des différentes branches l'électromagnétisme et optique. L'électromagnétisme classique est considéré comme l'un des plus grands domaines de la physique.

La théorie de l'électromagnétisme classique est la base de nombreuses techniques qui affectent considérablement notre vie (*communications sans fils,...*). Il n'est donc pas facile d'ajouter de nouvelles choses aux théories établies. En l'électromagnétisme, tout matériau homogène peut être décrit par ses paramètres constitutifs qui sont la perméabilité et la permittivité, Mais lorsque l'un de ces paramètres ou les deux à la fois sont négatifs nous parlons des matériaux qui s'appellent les métas matériaux main gauche ou LHM (Left Handed Materials). Les métas matériaux sont issus de travaux visant à obtenir un indice de réfraction négatif. Ce terme recouvre désormais une très large gamme d'objets et d'applications, auxquelles il faut ajouter les circuits planaires à base de résonateurs capacitifs et inductifs. Les premiers échantillons réalisés pour obtenir un indice de réfraction négatif étaient constitués d'éléments rayonnants de petite taille arrangés périodiquement. C'est la réponse dipolaire électrique ou magnétique de ces éléments rayonnants qui donne les propriétés de permittivité et de perméabilité de ce type de méta matériau [1].

Ce premier chapitre sera consacré à la présentation de l'état de l'art des métas matériaux dans lequel un aperçu historique avec les caractéristiques les principales propriétés. À la fin de ce chapitre, nous allons présenter présenté quelque application dans ces domaines.

II.2 Définition

En physique le terme méta matériaux désigne dans son ensemble des matériaux composites artificiels, qui présentent des propriétés électromagnétiques qui sont ne retrouve pas introuvable dans les matériaux naturels [1], alors Les métas matériaux sont des matériaux ayant des propriétés au-delà de ce l'on peut espérer observer dans des matériaux naturels. Plus précisément, dans le domaine électromagnétisme et en optique, les métas matériaux présentent des propriétés nouvelles propriété susceptibles qui on exciter l'imagination des chercheurs et des ingénieurs dans le domaine d'électronique : l'indice de réfraction négatif, l'effet de doppler inverse. [2].

Les métas matériaux, comme leur nom l'indique, sont des matériaux artificiels ayant pu accéder des propriétés physiques supérieures aux matériaux naturels. « *META* » est un préfixe grec signifiant « *au-delà* » ou « *un niveau au-dessus* », comme dans métaphysique ou métalogue.

II.3 Historique

La première spéculation sur l'existence des matériaux à indice de réfraction négatif et la prévision de leurs propriétés fondamentales a été démontrée par le physicien russe *Victor Vaselego*, en 1967 [3].

Cependant, la première vérification expérimentale de l'existence de l'indice négatif s'est produite après trois décennies plus tard. en 1996, *Pendry* a proposé des fils métalliques minces qui présentent une perméabilité négative à des fréquences microondes [4].

Trois ans après, le même chercheur *Pendry* a présenté une nouvelle structure appelée résonateur en anneau fendu (*SRR : Split Ring Resonator*), qui fournit la perméabilité négative [5].

En combinant les deux structures proposées par *Pendry*, L'indice de réfraction négatif a été vérifié par Smith et Schultz, Où il est considéré comme la première vérification expérimentale [6].

II.4 Généralités sur les matériaux

II.4.1 Bandes Interdites Photoniques

Les matériaux à Bandes Interdites Photonique ou PBG (*Photonic Band Gap*) sont des structures périodiques dans lesquelles la propagation des ondes pour certaines bandes de fréquences et certains angles d'incidence de l'onde excitatrice est interdite [7]. Il existe deux types :

A. Miroir de Bragg : un cristal photonique unidimensionnel

De point de vue historique, le premier matériau BIP ou cristal photonique a été réalisé, par le physicien anglais William Laurence Bragg, en 1915.

Miroir de Bragg est une structure périodique à une seule dimension. Il est obtenu par alternance périodique de couches planes de deux diélectriques de permittivités différentes ϵ_1 et ϵ_2 et d'épaisseurs optique $\lambda g/4$ [8].

A. Cristaux photoniques à une seule et deux et trois dimension

La première réalisation, connue sous le nom de la << *Yablonovite* >> qui fonctionnant aux longueurs d'onde centimétrique, et présentée par *Yablonovitch*, en 1991 [7]. Elle consiste à un bloc de plexiglas usiné dans trois directions différentes séparées de 120° permettant de reproduire la structure cristalline du diamant. En conséquence, nous pouvons avoir une bande interdite complétée quelle que soit la direction de propagation ou de polarisation de l'onde.

Les cristaux photoniques bidimensionnels sont les plus utilisés dans la réalisation BIP.

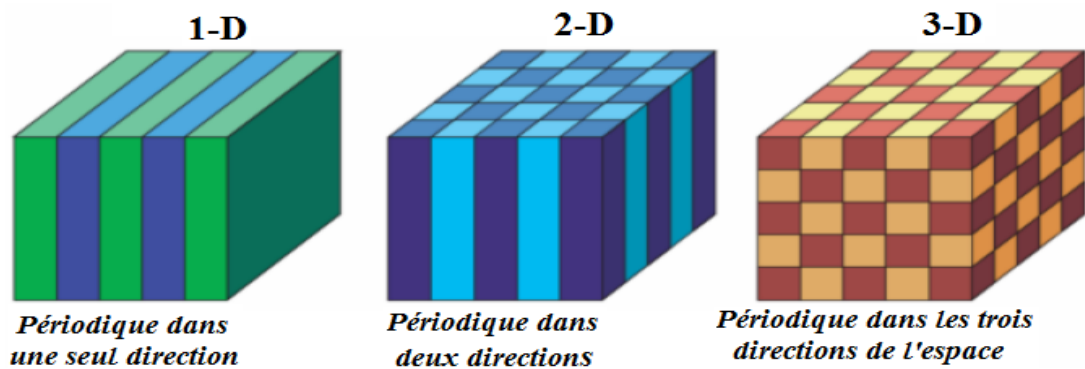


Figure II.1: Représentation schématique des cristaux photoniques 1D, 2D, 3D [27].

NB : Les différences de couleurs correspondent à une différence d'indice de réfraction [27].

II.4.2 Bandes Interdites Electromagnétiques

Dans le domaine des antennes et des composants micro-ondes, nous parlons des matériaux à **Bande Interdites Electromagnétique (BIE)** [8]. Le premier texte présentant l'association d'une antenne et d'une structure périodique est un brevet déposé par *Marconi* et *Franklin*, en 1919 [9].

Les applications importantes des matériaux à **BIE** concernent l'amélioration des performances des antennes comme le diagramme rayonnement, la directivité et la taille [8]. En fait, il est possible de supprimer les ondes de surface qui se propagent sur le support d'antenne afin de réduire le rayonnement vers l'arrière ainsi que le détartage en utilisant une surface à haute impédance réalisée par *Sievenpiper* [9]. Par ailleurs, la phase du coefficient de réflexion est nulle à la fréquence de résonance [8]. En comparaison avec les plans de masse continus, il n'est pas nécessaire que cette surface soit placée à une distance de $\lambda/4$ de l'élément rayonnant [10].

D'autre part, d'autres structures ont été proposées pour augmenter la directivité d'une antenne comme celle à la base des cavités de type *Fabry-Pérot*, suggérée par Thévenot [11], par ailleurs, nous trouvons la solution d'Enoch qui consiste à un empilement de six grilles en cuivre espacées par la mousse de faible permittivité très proche de l'air [12].

Les surfaces **FSS** (*Frequency Selective Surfaces*), ou **SSF** (*Surfaces Sélectives en Fréquence*) [11] ont été utilisées pour des applications militaires à partir des années 1960 afin de rendre les objets non détectables par les radars comme les avions furtifs [13], à la fin des années 60, dont la première réalisation de **FSS** a été de réduire la Surface Equivalente Radar (**SER**) des antennes dans les avions, passent du domaine militaire au domaine public [8]. Les surfaces sélectives en fréquences sont aussi des méta-matériaux formées de cellules périodiques, qui une fois placées au-dessus de l'antenne monopole à une certaine distance deviennent directeur d'ondes électromagnétiques vers l'avant de l'antenne. Les chercheurs ont souvent utilisé cette structure pour augmenter le gain de l'antenne, réduire l'angle 3dB et augmenter la directivité totale de l'antenne tout en gardant une masse légère de l'antenne ainsi qu'un faible profil [14].

Dans la surface sélective Si le côté conducteur est illuminé par des ondes harmoniques de différentes fréquences, certaines fréquences seront transmises avec une atténuation minimale, certaines fréquences seront totalement réfléchies, et d'autres seront partiellement transmises et partiellement réfléchies. Cette surface a pour rôle d'effectuer une sélection en fréquence des ondes incidentes [15].

II.5 Principe des métas matériaux

II.5.1 La propagation électromagnétique dans un milieu Homogène

Soit une onde électromagnétique monochromatique qui se propage dans un milieu homogène (les propriétés ne dépendent pas de la position de fonctionnement) [8].

Les équations de Maxwell dépendant du temps sont décrites par [14] :

$$\nabla \times \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{eq. II-1})$$

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{eq. II-2})$$

Dans le cas des milieux linéaires, homogènes, isotropes, et en prenant la transformée de Fourier des équations constitutives pour les métas matériaux

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{eq. II-3})$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (\text{eq. II-4})$$

A rappeler que :

\vec{E} : Champ électrique

\vec{H} : Champ magnétique

\vec{B} : L'induction magnétique

\vec{D} : L'induction électrique

ϵ : permittivité électrique

μ : la perméabilité magnétique

Avec :

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (\text{eq. II-5})$$

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \quad (\text{eq. II-6})$$

ϵ_r et le μ_r sont respectivement, la constante diélectrique et la perméabilité liées à la fréquence. Afin de définir correctement la propagation des ondes, nous avons besoin également des relations constitutives dans le domaine fréquentielle [14]. Si nous avons une onde plane, qui se propage selon la direction z, des caractères ondulatoires ($e^{j\omega t}$) et préexponentiel ($e^{-\gamma z}$) sont associés aux champs électromagnétiques \vec{E} et \vec{H} [8]. L'équation de propagation s'écrit alors [8] :

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad (\text{eq. II-4})$$

$$\vec{H} = \vec{H}_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad (\text{eq. II-5})$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (\text{eq. II-6})$$

\vec{E}_0 : L'amplitude du champ électrique

\vec{H}_0 : L'amplitude du champ magnétique

α : atténuation

β : constante de phase

II.5.2 Vecteur de Poynting

La première étude théorique sur la possibilité d'existence des Métras matériaux a été publiée par le physicien russe **V. G. Veselago**, en 1968, [16], cet théoriquement a montré la possibilité d'avoir des matériaux avec une permittivité et une perméabilité négatives simultanément [17].

Les métas matériaux sont des matériaux artificiels composés d'une structure d'inclusions périodiques de faibles dimensions par rapport à la longueur d'onde d'excitation, ils présentent des propriétés que l'on ne rencontre pas dans les milieux homogènes classiques [8].

Veselago a Observé 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 [17]. Ces matériaux sont nommés les Matériaux Main Gauche « *MMG* » ou en anglais Left handed Materials « *LHM* ». Dans les matériaux ordinaires, le champ électrique \vec{E} , le champ magnétique \vec{H} et le vecteur d'onde \vec{K} forment un trièdre direct, tandis que pour les métamatériaux \vec{E} , \vec{H} et \vec{K} forment un trièdre indirect, qui caractérise la règle de la main gauche comme le montre la figure II.2 [17].

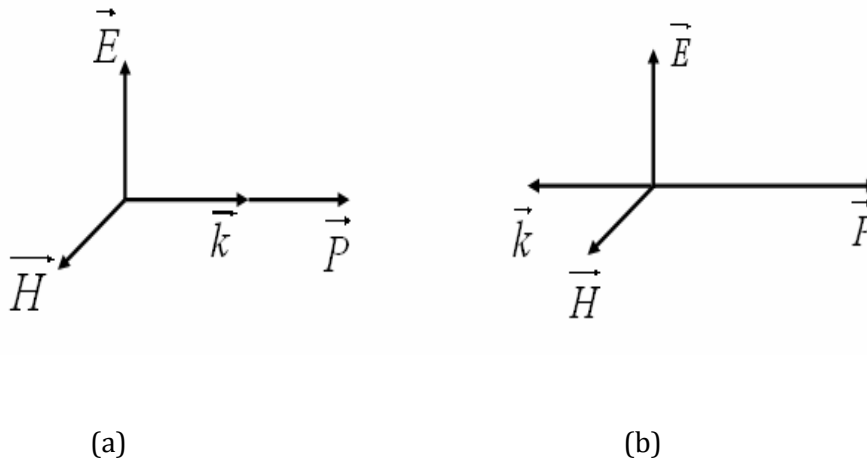


Figure II.2 : Représentation vectorielle d'une onde plane : (a) milieu main droite, (b) milieu main gauche [23].

II.5.3 Nouvelle classification des matériaux

Cette classification est basée sur les différentes valeurs de la permittivité ϵ et de la perméabilité μ , et par conséquent sur les valeurs de l'indice de réfraction n et de la constante de phase définies par [18] :

$$n^2 = \epsilon \mu \quad (eq. II-7)$$

$$\beta = w\sqrt{\epsilon\mu} \quad (eq. II-8)$$

Nous distinguons quatre catégories de matériaux selon le signe de leur permittivité et perméabilité [8].

- $\epsilon > 0$ et $\mu > 0$: il s'agit des matériaux mais droite ou **DPS** (*Double PoSitive*) matériels : l'onde électromagnétique est propagative. Cette classe représente les matériaux classiques comme les diélectriques.
- $\epsilon < 0$ et $\mu > 0$: il s'agit des matériaux à permittivité négative ou **ENG** (*Electric NeGative*) matériel. Effectivement, dans de ce cas, l'onde électromagnétique est évanescente. cette classe représente le cas des plasmas.
- $\epsilon < 0$ et $\mu < 0$: il s'agit des matériaux mais gauche ou **DNG** (*Double NeGative*) matériels .en effet, dans de ce cas, l'onde électromagnétique est aussi propagative. Cette classe représente le cas des métras matériaux.
- $\epsilon > 0$ et $\mu < 0$: il s'agit des matériaux à perméabilité négative ou **MNG** (*Magnetic NeGative*) materials. Effectivement, dans de ce cas, l'onde électromagnétique est évanescente .cette classe représente le cas des ferrites.

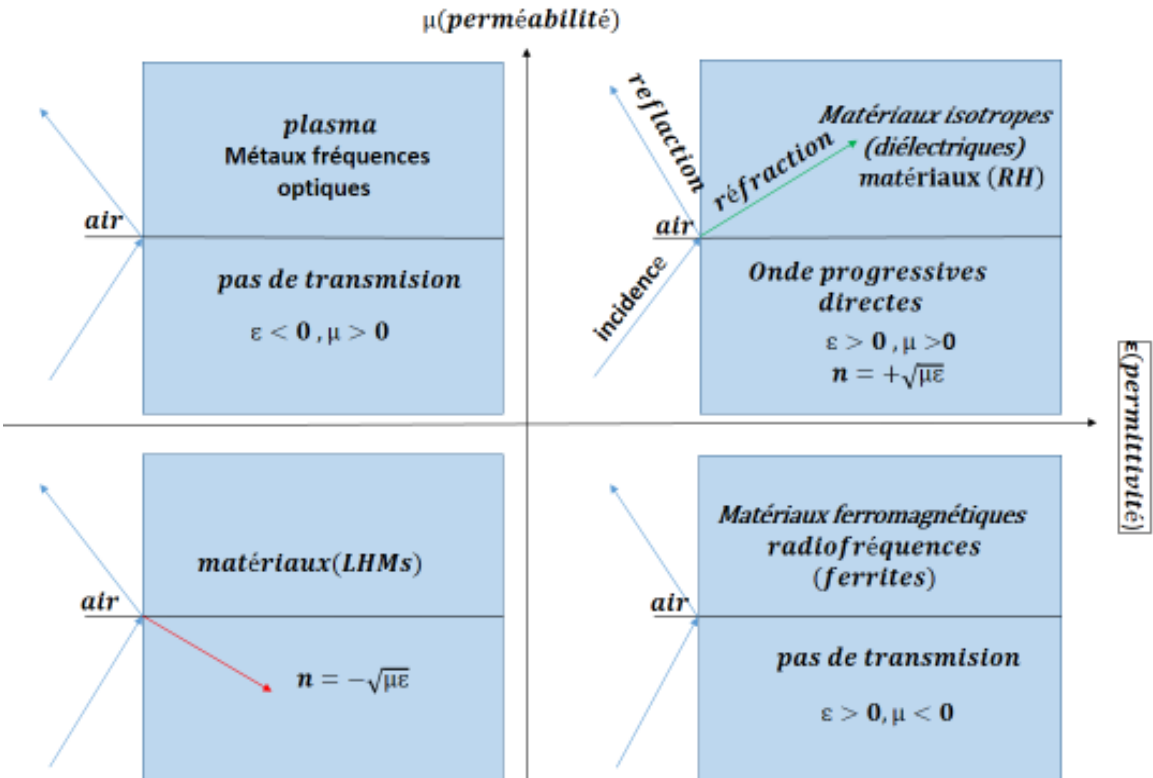


Figure II.3 : Classification de matériaux.



Figure II.4 : Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche et la main droite [8].

A. Matériaux à perméabilité négative (MNG) [8]

Dans ces matériaux l'indice de réfraction et la constante de phase sont imaginaires $n, \beta \in imm$. L'onde est évanescente suivant \vec{z} , la puissance active est nulle et la puissance réactive est suivante $\vec{z} \cdot \vec{SRR}$ (*Swiss-Roll*), est une structure artificielle à résonance magnétique sans avoir recours à un matériau magnétique, chaque rouleau suisse individuel est composé d'un cylindre de rayon $R = 8 \text{ mm}$ sur lequel est enroulée une spirale conductrice isolée de N tours et de longueur 200 mm . L'espacement entre deux tours consécutifs est noté par d_c . Sans contact électrique entre les couches. Quand un champ magnétique alternatif est appliqué selon l'axe du cylindre, un courant est induit dans le conducteur. la capacité crée complétée donc le circuit résonant et circuler le courant. La structure avait un résonait dans le domaine des radiofréquences, car l'amplitude générée était significative. L'inégalité $\lambda \gg R$ étant respectée, le milieu constitué d'un réseau de rouleaux suisses pouvait donc être considéré comme un milieu homogène.

La relation permettant de calculer la perméabilité effective est d'après [19].

$$\mu_{\text{eff}} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma i}{\omega R \mu_0 (N-1)} - \frac{dc c_0^2}{2\pi^2 R^3 (N-1)\omega^2}} \tag{eq. II-9}$$

c_0 : vitesse de la lumière dans le vide

ω : pulsation angulaire

σ : feuille spirale à une conductivité

ϵ : permittivité d'un l'isolant entre les couches conductrices

F : taux de remplissage de matériau qui magnétiquement actif

La perméabilité effective peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$\mu_{\text{eff}} = 1 - \frac{F \omega^2}{\omega^2 - \varphi^2 + i\Gamma \omega} \tag{eq. II- 10}$$

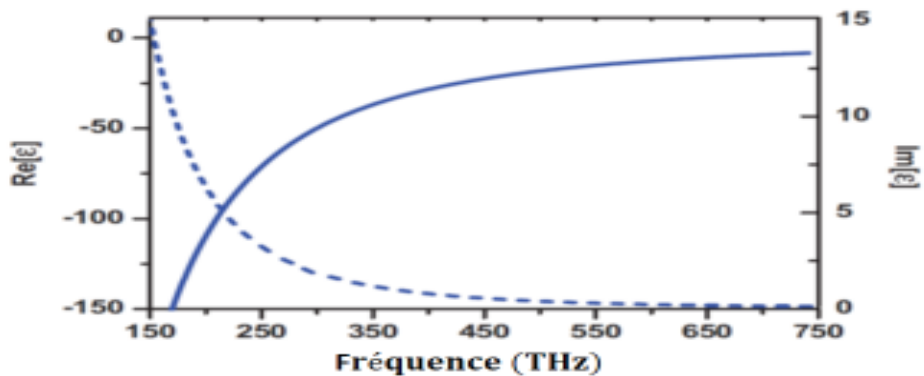


Figure II.5 : Evolution de la permittivité complexe de l'or suivant le modèle de Drude la partie réelle ligne continue et la partie imaginaire ligne discontinue [20].

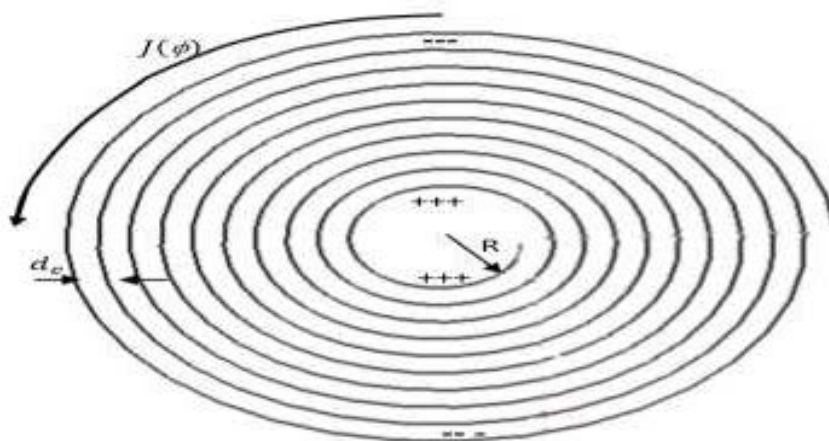


Figure II.6 : Rouleau suisse introduit par Pendry [21].

La pulsation de résonance est donnée par :

$$\omega_{\square} = \sqrt{\frac{dc \epsilon_s^2}{2\pi^2 R^2 (N-1)}} \tag{eq. II- 11}$$

L'amortissement de la résonance est donné par le facteur :

$$\Gamma = \frac{2 \sigma}{\omega R \mu (N-1)} \tag{eq. II-12}$$

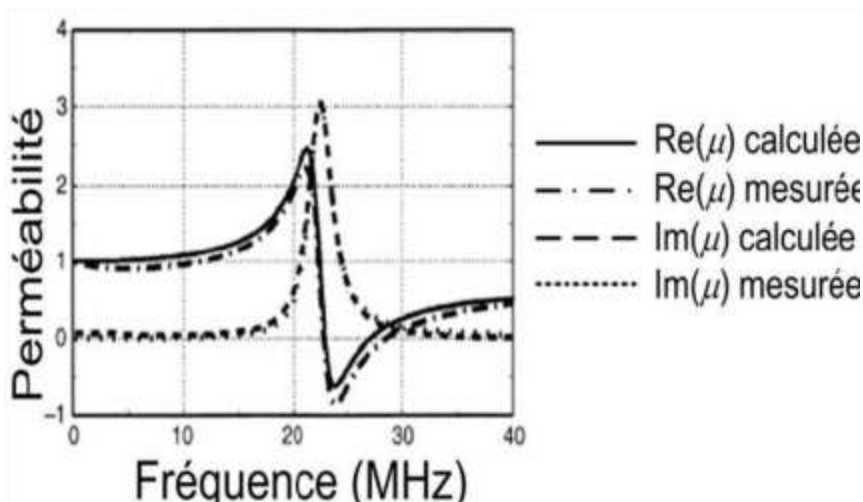


Figure II.7 : Perméabilité calculée et mesurée pour un rouleau suisse de 35-tours [22].

La structure rouleau suisse résonne seulement quand le champ magnétique est appliqué selon l'axe du rouleau. En outre, lorsque le champ électrique est parallèle aux cylindres, une absorption est observée pour les ondes transverses incidentes.

Différents types de Résonateurs en Anneau Fendu (RAF) ou Split Ring Resonator (SRR) sous plusieurs formes géométriques (*carré, circulaire, oméga,...*) avec un seul anneau ou double anneaux ont été par la suite introduits par la même équipe de recherche de *Pendry* afin de limiter l'absorption de la structure rouleau suisse [21].

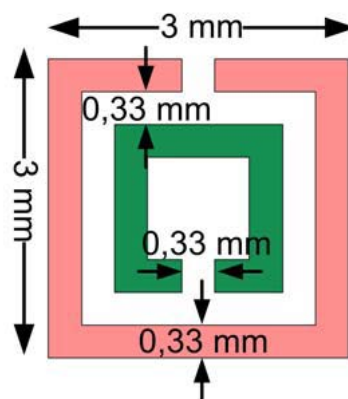


Figure II.8 : cellules unitaires de méta matériaux constitués de SRR et de pistes métalliques continues [20].

B. Matériaux à permittivité négative (ENG)

A partir le modèle de Drude , Le comportement des électrons dans un métal est celui d'un plasma ,il est distingué par deux fréquences caractéristiques qui sont la fréquence de collision associée aux temps de libre parcours moyen et la fréquence plasma. En dessous de cette fréquence, les métaux présentent une permittivité négative [24].

La permittivité des métaux suit le modèle de Drude et défini par l'expression suivante :

$$\epsilon(f) = 1 - \frac{f_{pe}^2}{f(f + j.f_c)} \quad (\text{eq. II-13})$$

f_{pe} : La fréquence plasma électrique donnée par l'équation suivant

$$\omega_p = \sqrt{\frac{n e^2}{\epsilon m}} \quad (\text{eq. II- 14})$$

n : la densité d'électrons

e : la charge élémentaire

m : la masse

τ : le temps de collision

f_c : la fréquence de collision

La fréquence de collision f_c donnée par l'équation suivant $\omega_c = \frac{1}{\tau}$

En se basant sur les valeurs des éléments de l'équation ω_p .la fréquence plasma électrique se situe typiquement dans le domaine du visible et de l'ultraviolet.

En va mentionné quelque exemple dans le tableau suivant :

la fréquence	La matière
2184 THz	L'or
3570 THz	L'aluminium
1788 THz	Le cuivre

Pour avoir une permittivité négative dans le domaine des micro-ondes, **J. Pendry** a proposé d'abaisser la fréquence plasma électrique [24,25], Autrement dit Diluer le métal en créant un réseau périodique de fils métalliques minces séparés par l'air, comme le montre la figure. Par conséquent, la densité des électrons baisse dans l'équation (ω_p), car il revient à définir un milieu effectif régité également par le modèle de Drude, où n devient m_{eff} [23]. tout fois, le courant qui circule le long des

tiges métalliques induit un champ magnétique agitant à son tour sur les charges en rendant leur masse effective plus élevée $m \rightarrow m_{eff}$ [8].

$$n_{eff} = \frac{n\pi r^2}{a^2} \quad (\text{eq. II- 15})$$

$$m_{eff} = \frac{\mu_0 e^2 \pi r^2 n}{2\pi} \ln\left(\frac{a}{r}\right) \quad (\text{eq. II-16})$$

n : la densité d'électrons dans les tiges métalliques

r : leur rayon

a : l'espace (le pas du réseau)

L'effet combiné de la dilution du milieu et de l'augmentation de la masse effective permet donc de diminuer la fréquence plasma électrique. Cette astuce a permis de créer un milieu présentant une permittivité négative exploitable dans le domaine des micro-ondes [23].

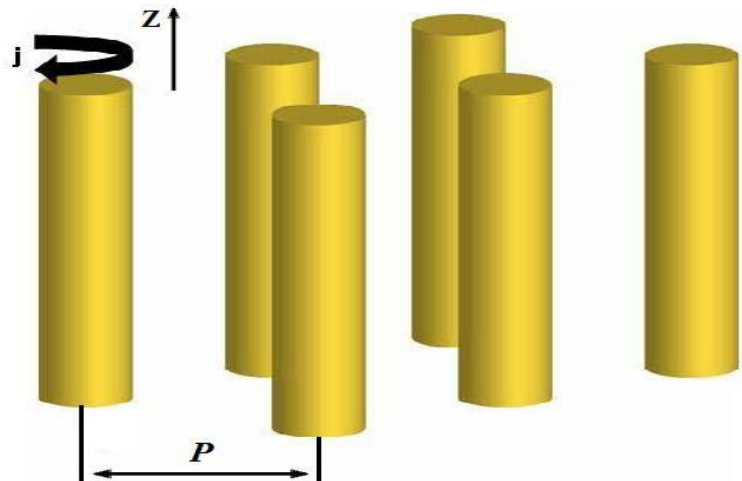


Figure II.9 : structure fils fins[23].

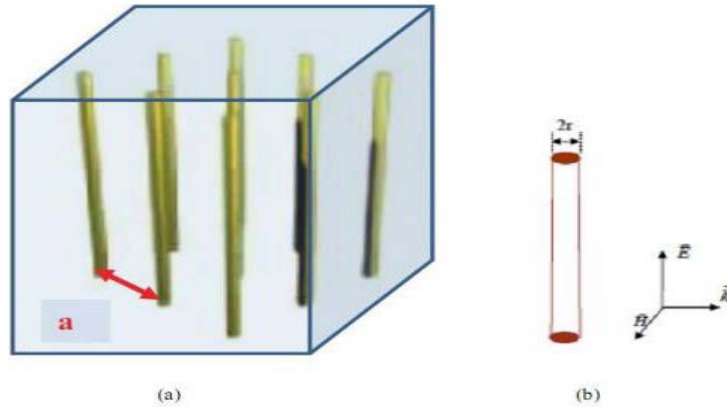


Figure II.10 : les fils métallique minces [26].

C. Matériaux doublement négative (DNG)

Les matériaux **DNG** sont les matériaux qui doit révéler à la fois une permittivité ϵ et une perméabilité μ relatives négatives [8, 27], peuvent être réalisés par deux types de cellules : *des cellules imbriquées ou combinées*.

- **Cellules imbriquées** : cette cellule composite montre un phénomène doublement négatif à la fréquence de résonance. ce type imbrique deux cellules unitaires basiques : (*type MNG et type ENG*). En effet, l'équipe de **D.R. Smith** a proposé une structure comportant une cellule SRR ayant une activité magnétique et un réseau de tiges ayant une activité électrique [28].
- **Cellules combinées** : elles sont basées sur un seul motif pour garantir les deux activités magnétique et électrique [8]. Citons l'exemple des motifs sous la forme de « Ω », introduit par l'équipe de **N. Engheta** [29] et des motifs sous forme de « s » grâce à une collaboration entre l'université Zhejiang en Chine et le Massachusetts Institute of Technology aux Etats-unis [30]

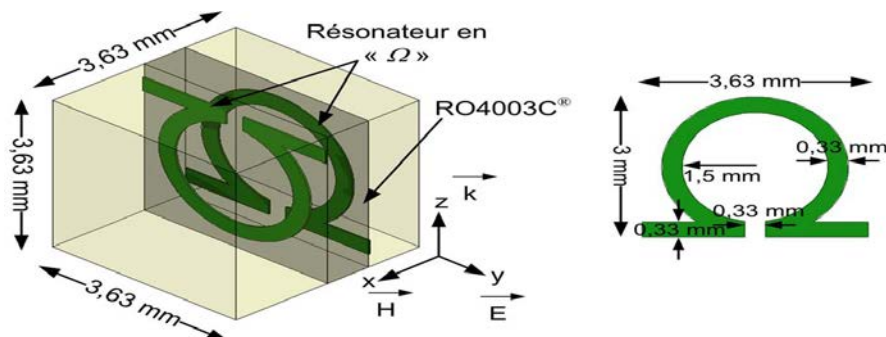


Figure II.11 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du résonateur en double « Ω » de période 3.63 mm [31].

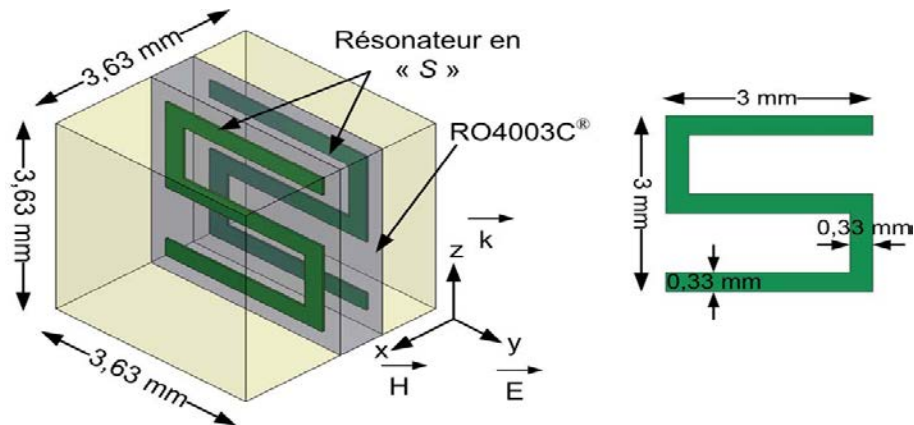


Figure II.12 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du résonateur en double << S >> [31].

D. Matériaux doublement Positive (DPS)

Les caractéristiques de propagation des ondes électromagnétiques diffèrent selon le milieu entourant. En effet, les caractéristiques de transmission « *Classique* » sont obtenues pour des valeurs de permittivité relative ϵ_r et de perméabilité relative μ_r positives, où ces matériaux présentant une forte permittivité ou une forte Perméabilité [20]. Les diélectriques ayant une permittivité positive $\epsilon > 0$ et une perméabilité positive $\mu > 0$ permettent la propagation des ondes dans le même sens que le vecteur de Poynting [27].

II.5.4 Extraction des paramètres effectifs

Cette méthode consiste en un système homogène qui peut être remplacé par un système hétérogène dans lequel les réponses électromagnétiques sont les mêmes.

La procédure d'homogénéisation consiste à modéliser le problème de structure périodique pour la période transversale P_t , éclairé par une onde incidente plane normale, par le problème de réflexion sur l'épaisseur du matériau d et les paramètres ϵ_{eff} et μ_{eff} . [20]. On suppose que les dimensions transversales de la structure infinie du problème sont la forme unidimensionnelle figure [20].

Dans notre travail, La méthode que nous avons utilisée repose sur la mesure tout particulièrement aux paramètres Effectifs des structures étudiées (indice, impédance, perméabilité et permittivité) [32]. Ces paramètres réels seront dérivés des coefficients de transmission et de réflexion

complexes du segment de matériau composite simulé avec la simulation électromagnétique, *CST MWS* [32].

Bien que cette relation s'applique aux couches de n'importe quelle épaisseur. Le calcul des paramètres effectifs en inversant ces relations nécessite de prendre les précautions nécessaires pour un changement rapide des coefficients de réflexion et la transmission se produit lorsque l'épaisseur de la plaque est proche de la moitié de la longueur d'onde du matériau. Extraire les paramètres actuels de la structure, une fois que les coefficients de réflexion et de transmission sont connus, nous avons utilisé une méthode inverse qui permet d'obtenir les paramètres effectifs à partir des résultats de mesure des paramètres S l'échantillon de matériau dont les paramètres constitutifs ne sont pas connus est placée dans un guide d'ondes a plaques parallèles et est éclairée par une incidence *TEM*. Les coefficients de réflexion et de transmission, en forme des paramètres S sont mesurés en certains plans de référence situés à une distance d_1 et d_2 de l'échantillon [32].

Les paramètres S est donnée par :

$$S_{11} = \frac{R_{01}(1 - e^{i2nk_0d})}{1 - R_{01}^2 e^{-i2nk_0d}} \quad (\text{eq. II-17})$$

$$S_{21} = \frac{(1 - R_{01}^2)e^{i2nk_0d}}{(1 - R_{01}^2)e^{-i2nk_0d}} \quad (\text{eq. II-18})$$

$$R_{01} = \frac{z-1}{z+1} \quad (\text{eq. II-19})$$

S_{11} : Paramètres de réflexion.

S_{21} : Paramètres de transmission

d : l'épaisseur du matériau homogène

k : représente le vecteur d'anode dans le vide de l'onde plane incidente

Par ailleurs, pour calculer la permittivité effective et la perméabilité effective de la structure périodique à partir des coefficients de transmission (t) et de réflexion (r), nous utilisons la méthode de Nicolson-Ross-Weir (*NRW*) qui est couramment utilisée dans la caractérisation des matériaux [33,34]. Les équations de fresnel c'est une méthode de résolution directe : $(r, t) = f(\epsilon_{eff}, \mu_{eff})$ [8]

Les coefficients de transmission et de réflexion des ondes Électromagnétiques (*EM*) à travers un matériau homogène d'épaisseur d sont donnés en termes d'indice de réfraction n et d'impédance Z du matériau, par les relations suivantes [32].

$$t^{-1} = [\cos(nkd) - \frac{i}{2} \left(z + \frac{1}{z} \right) \sin(nkd)] \quad (\text{eq. II-20})$$

$$\frac{r}{t} = -\frac{i}{2} \left(z - \frac{1}{z} \right) \sin(nkd) \quad (\text{eq. II-21})$$

L'impédance du matériau est définie donc par la relation suivante :

$$z = \pm \sqrt{\frac{(1+r)^2 - t^2}{(1-r)^2 - t^2}} \quad (\text{eq. II- 22})$$

Le choix du signe devant la racine carrée de z est déterminé par le fait que : $Re(z) > 0$. cette équation est due au fait que le milieu est passif [9].

Le but est d'inverser les équations " t " et " r/t " afin d'avoir les expressions de n et Z en fonction de t et de r . Dès que n et Z sont obtenus, la permittivité ϵ et la perméabilité μ peuvent être facilement calculées à partir des relations suivantes, Où Ces deux relations permettent de donner une interprétation directe du matériau.

$$\epsilon = \frac{n}{z} \quad (\text{eq. II-23})$$

$$\mu = nz \quad (\text{eq. II- 24})$$

L'expression de n en fonction de t et de r est obtenue alors de la même façon :

$$\cos(nkd) = X = \frac{1}{2t} (1 - r^2 + t^2) \quad (\text{eq. II-25})$$

Et nous pouvons déduire la formule suivante à partir de l'équation ($\cos(nkd)$) :

$$e^{(-n^2kd)} [\cos(\hat{n}kd) + i \sin(n'kd)] = Y = X \pm \sqrt{1 - X^2} \quad (\text{eq. II-26})$$

L'indice de réfraction est complexe et peut s'écrire de la manière suivante :

$$n = n' + in'' \quad (\text{eq. II-27})$$

Avec :

$\begin{cases} |Y| \\ n'' > 0 \end{cases} \rightarrow$ Afin que l'amplitude de l'onde électromagnétique décroisse à l'intérieur de la structure utilisée [8].

Les parties imaginaire et réelle de l'indice de réfraction peuvent s'écrire à les équations suivantes [8] :

$$n'' = -\frac{\ln |Y|}{kd} \quad (\text{eq. II-28})$$

$$n' = \frac{\arctg\left(\frac{\text{Im}(Y)}{\text{Re}(Y)}\right) \pm m\pi}{kd} \quad (\text{eq. II- 29})$$

II.5.5 Modélisation des méta matériaux par ligne de transmission

Dans cette partie, nous présentons une approche basée sur les lignes de transmission afin d'exploiter les propriétés des méta matériaux dans le domaine des micro-ondes [8].

Pour démontrer et expliquer les phénomènes main gauche et main droite on utilise le circuit équivalent (figure II.13) [35].

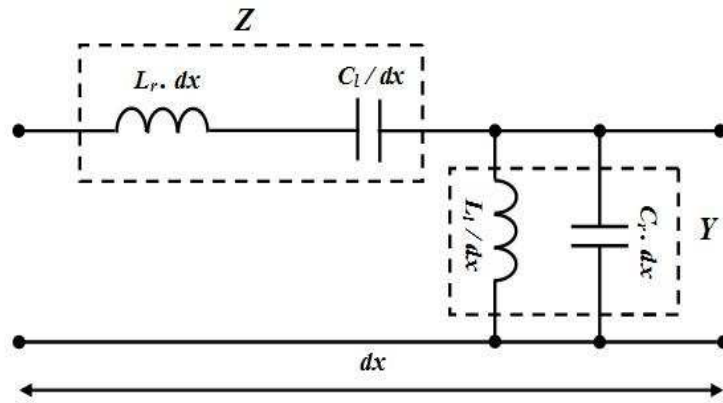


Figure II.13 : circuit équivalent d'une ligne de transmission modifiée (*sans pertes*) [35].

Les équations des télégraphistes qui caractérisent ces lignes de transmission sont décrites [34] :

$$\begin{cases} \frac{dV}{dX} = -ZI = -j\omega \left(L_r - \frac{1}{\omega^2 C_1} \right) I \\ \frac{dI}{dX} = -ZV = -j\omega \left(C_r - \frac{1}{\omega^2 L_1} \right) V \end{cases} \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} V = v(X) \\ I = i(X) \end{cases} \quad (\text{eq. II-30})$$

La solution de ces équations donne les équations d'ondes suivantes [34] :

$$\begin{cases} \frac{d^2 V}{dX^2} - \gamma^2 = 0 \\ \frac{d^2 I}{dX^2} - \gamma^2 = 0 \end{cases} \quad (\text{eq. II-31})$$

γ : est la constante de propagation (*équation 35*).

$$y = \alpha + j\beta = \sqrt{zy} \quad (\text{eq. II-32})$$

Les solutions des équations d'ondes sont :

$$\begin{cases} V(X) = V_0^+ e^{-\gamma X} + V_0^- e^{+\gamma X} \\ I(X) = I_0^+ e^{-\gamma X} + I_0^- e^{+\gamma X} \end{cases} \quad (\text{eq. II-33})$$

V_0^+ et I_0^+ sont la tension et le courant dans le sens direct de l'onde transmise.

V_0^- et I_0^- sont la tension et le courant dans le sens opposé de l'onde transmise.

(33) et (61) sont les fréquences de résonance de circuit main droite et de circuit main gauche w_r , w_l respectivement :

$$\begin{cases} w_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \text{ (rad.m/s)} \\ w_l = \frac{1}{\sqrt{L_l C_l}} \text{ (rad.m/s)} \end{cases} \quad (\text{eq. II-34})$$

(33), (61) sont les fréquences de résonance série et parallèle sont w_{se} , w_{sh} respectivement :

$$z = j(wL_r - \frac{1}{wC_l}) \quad (\text{eq. II-35})$$

$$y = j(wC_r - \frac{1}{wL_l}) \quad (\text{eq. II-36})$$

Le coefficient de propagation est : $\gamma = \sqrt{z.y}$

Les équations (33) et (34) conduisent à écrire l'équation de la constante de phase :

$$y = j\sqrt{2 + \frac{w^2}{w_r^2} + \frac{w_l^2}{w^2}} \quad (\text{eq. II- 37})$$

L'impédance caractéristique est donnée par les équations suivantes (*à partir des équations*

1-13 et 1-18) [35] :

$$Z_c = \sqrt{\frac{z}{y}} = \sqrt{\frac{wL_r - 1/wC_l}{wC_r - 1/wL_l}} \quad (\text{eq. II-38})$$

Ce qui nous donne

$$Z_c = Z_l \sqrt{\frac{(w/w_{se})^2 - 1}{(w/w_{sh})^2 - 1}} \quad (\text{eq. II- 39})$$

$$\text{Avec } Z_l = \sqrt{\frac{L_l}{C_l}} \quad (\text{eq. II-40})$$

Et nous introduisons aussi l'impédance [35].

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (\text{eq. II-41})$$

Remarque :

A. pour la ligne main droite, Si l'on annule l'impédance Z_l et l'admittance Y_l le modèle de la figure (13) se réduit à un circuit main droite (**RH**) ou ligne conventionnelle (figure II. 14) [35].

$$Z_l = \frac{j}{wC_l} = 0 \quad (\text{eq. II- 42})$$

$$y_I = \frac{J}{\omega L_I} = 0 \quad (\text{eq. II- 43})$$

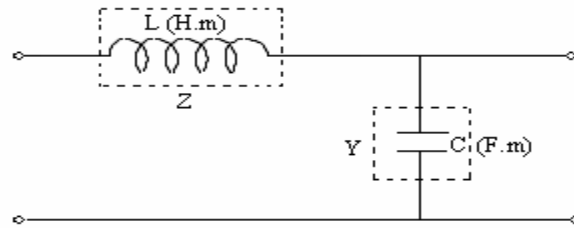


Figure II.14 : circuit d'une ligne mais droite [35]

On aura donc :

$$\text{Constante de propagation est : } \gamma = j \cdot \beta \quad (\text{eq. II- 44})$$

$$\text{L'Impédance et l'admittance sont : } z = jL\omega \text{ et } Y = jC\omega \quad (\text{eq. II-45})$$

$$\text{Constante de phase est : } \beta = \omega\sqrt{L \cdot C} > 0 \quad (\text{eq. II-46})$$

$$\text{L'impédance caractéristique est : } Z_C = \sqrt{L/C} \quad (\text{eq. II-47})$$

$$\text{Vitesse de phase est : } V_{ph} = \frac{1}{\sqrt{LC}} > 0 \quad (\text{eq. II- 48})$$

$$\text{Vitesse de groupe est : } V_g = \frac{1}{\sqrt{LC}} > 0 \quad (\text{eq. II-49})$$

Dans ce cas la vitesse de phase et la vitesse de groupe sont égales :

$$V_{ph} = V_g = \omega_r \quad (\text{eq. II-50})$$

La variation de la constante de phase de la ligne purement main droite est présenté sur la figure suivante, toutes les valeurs de la constante de phase sont positives [35] :

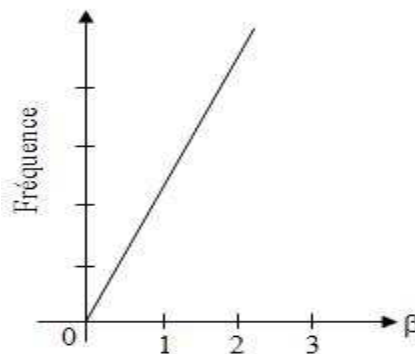


Figure II.15 : variation de la constante de phase (b) d'une ligne mais droite en fonction de la fréquence [35].

B. pour la ligne main gauche, Si on annule l'impédance Z_r et l'admittance Y_r , on obtient un circuit main gauche (**LH**) (Figure II.16). C'est un cas purement théorique car il y a toujours des segments de ligne entre les éléments localisés C_L et L_L . On suppose cependant que leur influence est négligeable à la fréquence de travail [35].

$$\begin{cases} Z_r = j\omega L_r = 0 \\ Y_r = j\omega C_r = 0 \end{cases} \quad (\text{eq. II-51})$$

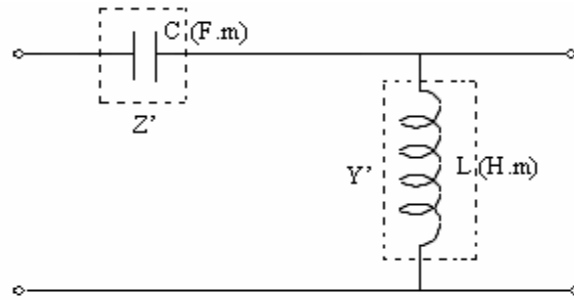


Figure II.16 : circuit d'une ligne main gauche [35].

On aura donc :

L'impédance et l'admittance sont : $Z' = \frac{1}{j\omega c}$ et $Y' = \frac{1}{jL\omega}$ (eq. II- 52)

Constante d'atténuation est : $\gamma = \sqrt{Z'Y'} = \frac{1}{j\omega\sqrt{LC}} = -j \frac{1}{\omega\sqrt{LC}}$ (eq. II-53)

Constante de propagation est : $\beta = -\frac{1}{\omega\sqrt{LC}} < 0$ (eq. II- 54)

L'impédance caractéristique est : $Z_C = \sqrt{L/C}$ (eq. II-55)

Vitesse de phase est : $\begin{cases} V_{Ph} = -\omega^2\sqrt{LC} \\ V_{Ph} = -\omega^2/\omega_1 < 0 \end{cases}$ (eq. II- 56)

Vitesse de groupe est : $\begin{cases} V_g = \omega^2\sqrt{LC} \\ V_g = \omega^2/\omega_1 > 0 \end{cases}$ (eq. II-57)

Ce qui nous donne un indice de réfraction : $n = \frac{c_0}{V_{Ph}} = -\frac{c_0}{\omega^2\sqrt{LC}}$ (eq. II-58)

C_0 : vitesse de la lumière dans le vide.

A partir de cette dernière équation on constate qu'il est possible effectivement d'obtenir un indice de réfraction négatif, et aussi une vitesse de phase et une vitesse de groupe opposé [35].

$$V_{ph} = -V_g = -\omega^2/\omega_1 \quad (\text{eq. II-59})$$

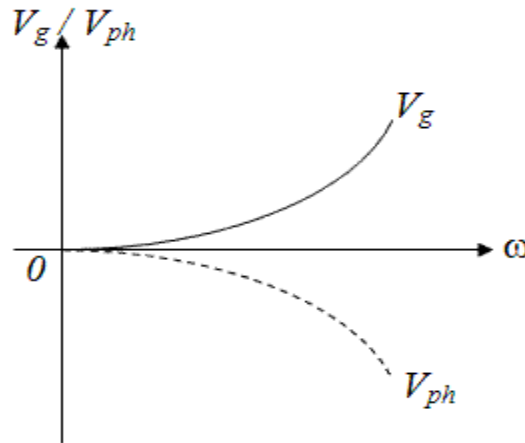


Figure II.17 : variation de la vitesse de groupe et de la vitesse de phase d'une ligne main gauche en fonction de la fréquence [35].

La variation de la constante de propagation de la ligne purement main gauche est présentée sur la figure suivante, on voit bien que la constante de phase est négative sur toute la gamme de fréquences [35] :

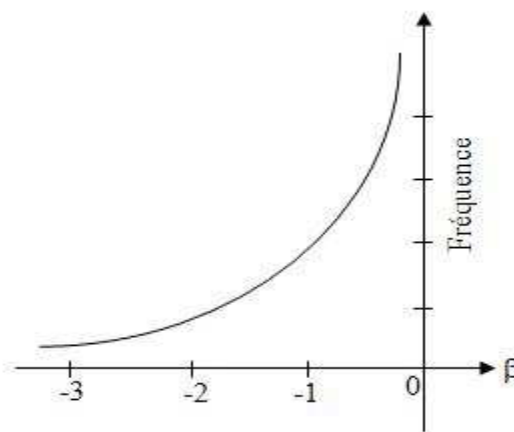


Figure II.18 : variation de la constante de phase (β) d'une ligne main gauche en fonction de la fréquence [34].

C. Diagramme de dispersion d'une ligne compensée « main droite – main gauche » (**RH-LH**)

La variation de la constante de propagation d'une ligne composite (la constante de phase) est donnée par l'équation suivante [35] :

$$\gamma = \alpha + j\beta = js(w) \left[\sqrt{\left(\frac{w}{w_1}\right)^2 + \left(\frac{w_1}{w}\right)^2 - kw_1^2} \right] \quad (eq. II-60)$$

Avec : $K = L_r C_r + L_L C_L \text{ (s/rad)}^2$

$$S(w) = \begin{cases} -1 & \text{si } w < \min(w_{se}, w_{sh}) \\ +1 & \text{si } w > \max(w_{se}, w_{sh}) \end{cases} \quad (eq. II-61)$$

On peut, à partir de l'équation précédente, tracer le diagramme de dispersion $w = p(h)$ de cette ligne.

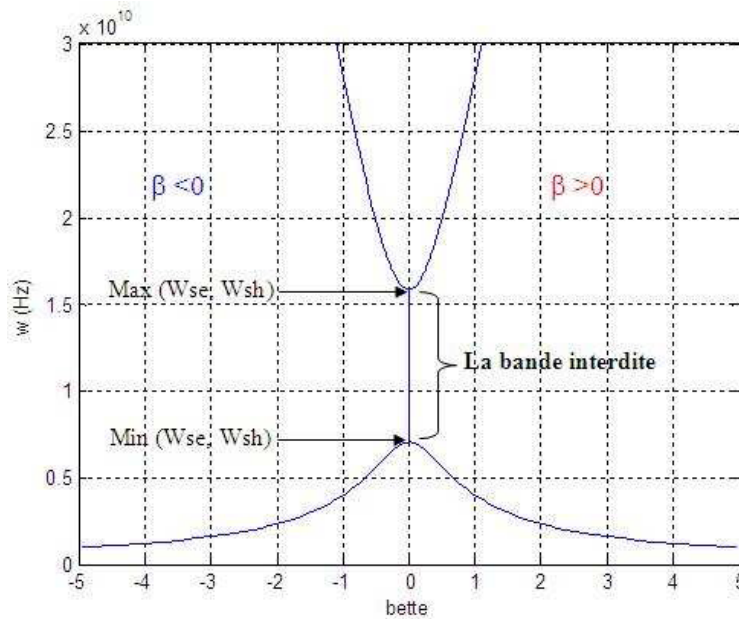


Figure II.19 : courbe de dispersion, fréquence en fonction de b (deux sens de propagation) [35].

La figure II .19 montre qu'il y a 3 zones de fréquences dans lesquelles la constante de phase β prend des valeurs particulières (on notera β^- la constant de propagation dans le sens direct) [35].

- l'onde a une constante de propagation β^- négative lorsque la fréquence est inférieure au minimum des deux fréquences (w_{se} et w_{ph}) ($f \leq \min(w_{se}, w_{ph})$) [35].
- l'onde à une constante de propagation β^- nulle (pas de propagation) entre $\min(w_{se}, w_{ph})$ et $\max(w_{se}, w_{ph})$. On définit alors une bande interdite [35].
- l'onde a une constante de propagation β^+ positive au-dessus de $f \geq \max(w_{se}, w_{ph})$.

On retrouve le fonctionnement de la ligne de transmission conventionnelle [35].

Remarque

- si $w_1 \neq w$, nous avons un casnon équilibré et donc la présence d'une bande interdit
- si $w_1 = w$, nous avons un cas équilibré et donc l'absence de la bande interdite .dans ce cas, la transmission est continue entre la bande mais gauche et la bande mais droite ainsi, nous avons l'égalité suivante

$$\sqrt{L_r C_L} = \sqrt{L_L C_r} \quad (\text{eq. II- 62})$$

II.5.6 Les exemples des structures a base des méta matériaux

a. Applications liée aux antennes

1) Antenne micro ruban

Dans les systèmes de communication sans fil actuelle, les antennes à polarisation circulaire (CP) sont utilisées pour les liaisons de communication afin de réduire l'effet de perte naturelle des récepteurs. L'étude présentée dans [36] a pour objective de concevoir une antenne fente micro ruban à double bande basée sur un résonateur en anneau divisé en parallèle avec La polarisation qui peut être utilisée pour les applications *sans fil* et *Wi MAX* est présentée. Le substrat utilisé dans [36] est le FR-4 avec $\epsilon_r = 4.4$ et une épaisseur de 1.6 mm, la taille d'antenne patch prototype est $40 \times 40 \text{ mm}^2$, comme le montre la figure.

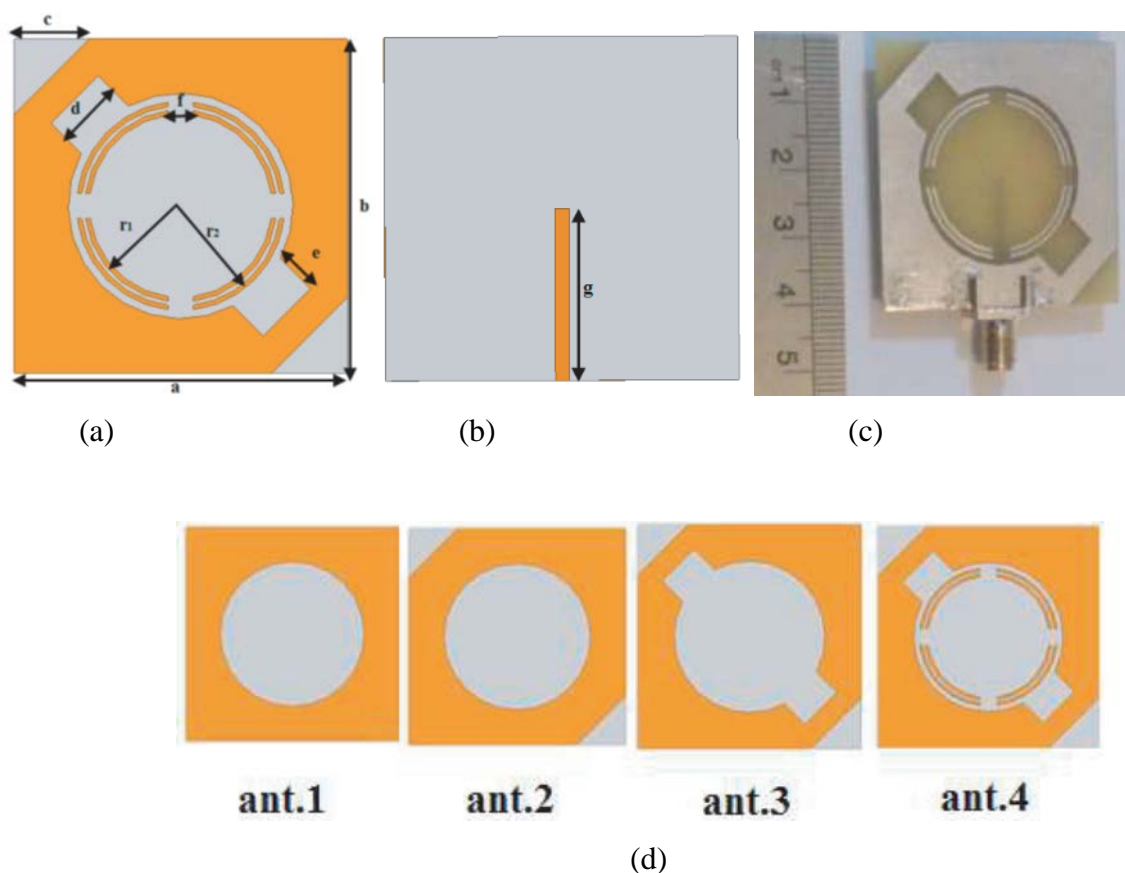


Figure II.20 : modèle géométrique de l'antenne. (a) Terre de l'antenne avec le nouveau SRR, (b) angle ligne d'alimentation, c) l'antenne prototype fabriquée, d) les quatre étapes du processus de conception de l'antenne [36].

Logiciel qui utilisé dans [36] pour les simulations est **HFSS** (*High Frequency Structure Simulator*). Les résultats expérimentaux sont présentés et comparés à des simulations. Pour VSWR, diagrammes de rayonnement et rapport axial. L'analyse périodique a été utilisée pour extraire les paramètres méta matériaux.

La figure II. 21 ci-dusse représente l'amplitude de s_{11} pour les antennes 1 à 4.

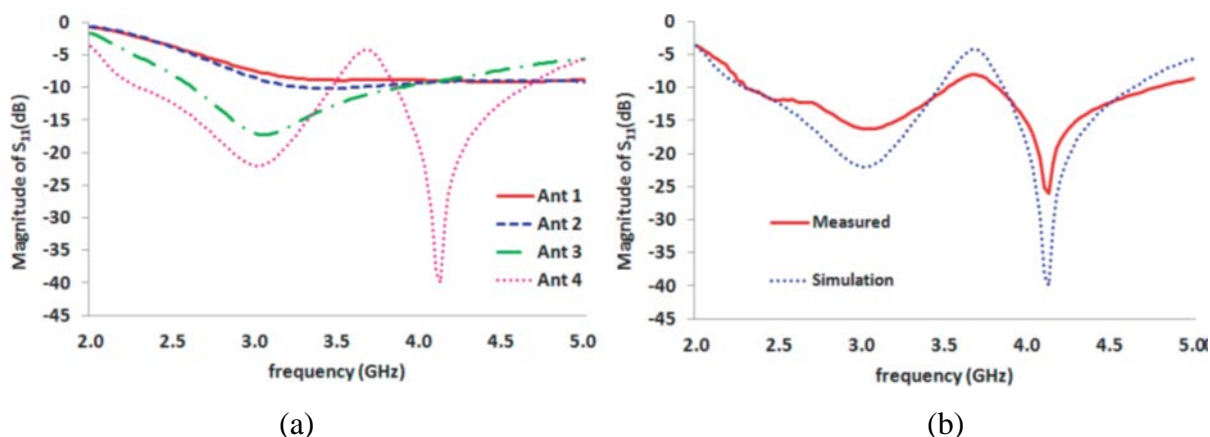


Figure II.21 : magnitude de S_{11} (a) pour les antennes 1 à 4, (b) pour l'antenne 4, obtenues par simulation et des mesures [36].

La figure II. 21 (a) montre l'amplitude de S_{11} pour les antennes 1 à 4 de la figure II.21 (d) dans la plage de 2 à 5 GHz. Comme La première antenne (**Ant. 1**) n'a aucune résonance dans la plage de 2 à 5 GHz lorsque les deux [36].

La figure II. 22, montré la permittivité et la perméabilité de la cellule unitaire proposée dans l'antenne

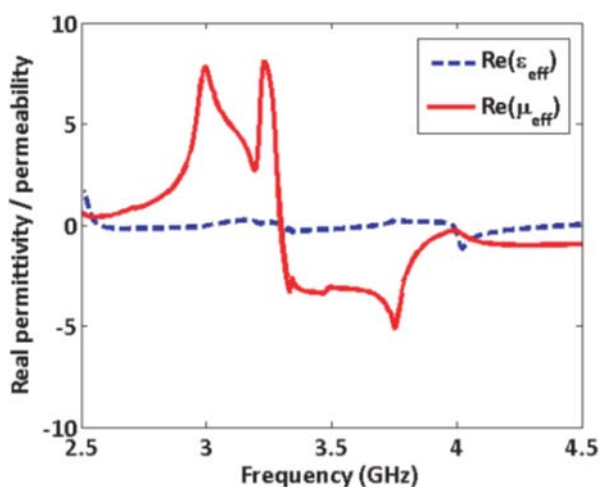


Figure II.22 : Permittivité et perméabilité réelles de la cellule unitaire du méta matériau [36].

Comme indiqué dans la figure II .22, les particules montrent une partie réelle négative de la permittivité et de la perméabilité à la fréquence large de bande comprise entre 3,2 et 4 GHz où l'antenne proposée génère une polarisation circulaire à cet endroit la fréquence [36].

2) Antennes patch

Une application potentielle de substrats de milieu double négatif pratiquement dispersifs sur la miniaturisation des dimensions d'antennes patch est explorée. En utilisant la théorie de la ligne de transmission, il est montré que l'utilisation d'un matériau double négatif pratiquement dispersif ne pourrait pas offrir une caractéristique de large bande comme un support double négatif hypothétique non-dispersion hypothétique [37].

La bande de fréquence de 7,7 GHz a été choisie par **Santosh Kumar Jha** dans [37] comme antenne à correction de fréquence en raison du milieu DNG diffus avec $\epsilon_r = \mu_r = 0.9$ à 7,7 GHz. En utilisant le substrat partiellement rempli avec un double centre négatif, les dimensions de l'antenne de correction peuvent être considérablement réduites. Ces dimensions sont représentées comme suit $a = 3,2$ mm, $b = 0,25$ mm, $c = 2,62$ mm, $d = 0,25$, $e = 0,3$ mm, $f = 0,46$ mm, $g = 3,0$ mm et $h = 0,25$ mm.

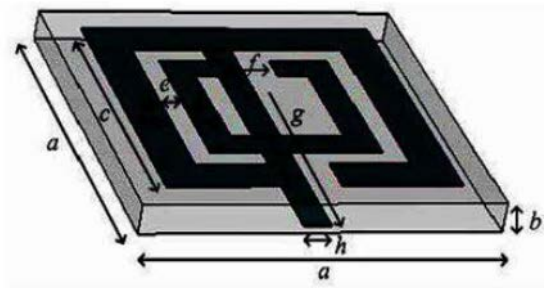


Figure II.23 : Illustration schématique de la géométrie de la cellule unitaire DNG [36].

Les résultats calculés pour la longueur de correction de $0.2\lambda_0$ montrent que, bien que l'utilisation d'un modulateur double négatif se disperse réellement, cette performance à large bande ne peut pas être prise en charge en tant que double. Que l'approche est en perspective et qu'il est important de minimiser l'antenne du patch [37]. CST Microwave Studio est utilisé pour récupérer les paramètres S de la cellule d'unité de matériau DNG. Ensuite, nous pouvons extraire les paramètres constitutifs effectifs des paramètres S par les méthodes démontrées dans la littérature [38] [39].

La figure II. 24 montre le coefficient de réflexion calculé pour le patch chargé avec différents substrats.

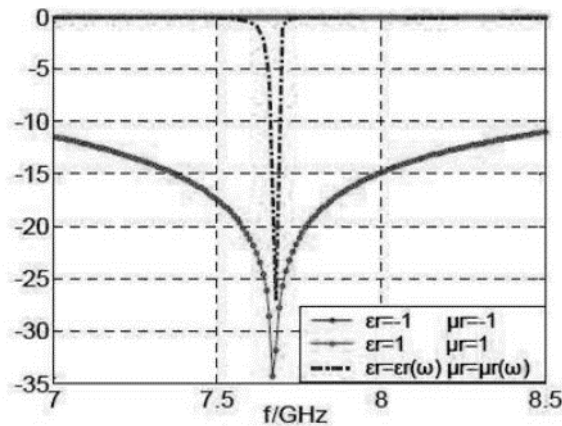


Figure II.24 : Coefficient de réflexion calculé pour le patch chargé avec différents substrats [37].

Les résultats montrent que: (a) lorsque l'antenne patch est entièrement chargée par le substrat avec $\epsilon_r = \mu_r = 1$, l'antenne ne peut émettre au-delà de 7,7 GHz (*ligne continue*), car sa longueur électrique est seulement $0.2\lambda_0$ et beaucoup plus courte que la limite de demi-longueur d'onde; (b) lorsque la moitié de l'antenne patch est chargée par le substrat parfait de **DNG** non dispersif avec $\epsilon_r = \mu_r = -1$, elle peut fonctionner en bande large (*marquée d'un cercle*); et c) s'agissant du milieu **DNG** pratiquement dispersif, bien qu'il ne puisse offrir des performances à large bande comme le substrat hypothétique de **DNG** non dispersif, il fonctionne bien à 7,7 GHz (*ligne Dash*) et la prédiction théorique semble être validée[37].

b. Applications liée aux filtres

1) Dispositif photoélectrique

Ont étudié **Y. Yang, Y. Xu, B. Zhang et al** dans [40], un nouveau filtre méta matériau flexible à triple bande bloquant la bande, qui permet trois fonctions de blocage de fréquence dans la bande **THz** sont conçues. Le matériau est doux et flexible, qui peut se conformer aux surfaces courbes. De plus, le matériau convient à de nombreuses applications, et la conception fournit une nouvelle idée et méthode pour la facilité d'utilisation des méta matériaux dans la région **THz**.

Les figures II. 25 et II.26 ont été illustrées dans l'étude [40]. La figure II.25 (a) montre une structure de réseau de cellules périodique du filtre à méta matériaux conçu, qui est transformée à partir de la combinaison classique d'unités de méta matériaux. La Figures II.25 (b) illustre le méta

matériau et son schéma équivalent. La structure peut être équivalente à un RLC circuit résonant, qui génère des courants induits sous l'excitation de phénomènes électromagnétiques incidents vagues

La partie métallique utilisée dans [40] pour la structure est en cuivre, conductivité $5,8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$, et Les matériaux utilisés par le substrat sont du polyimide. Le matériau a une élasticité favorable et Excellente performance, l'isolation constante est de 3,5. Le module de métadonnées est simulé à **CST2017**. La condition aux limites est un ensemble de X et Y en tant que cellules unitaires, qui simulent des surfaces en rotation infinies. Dans la direction Z , le groupe est Ouvert pour indiquer l'occurrence verticale de l'onde électromagnétique sur une surface Filtre de méta matériaux, les paramètres peuvent alors être le filtre de méta matériaux.

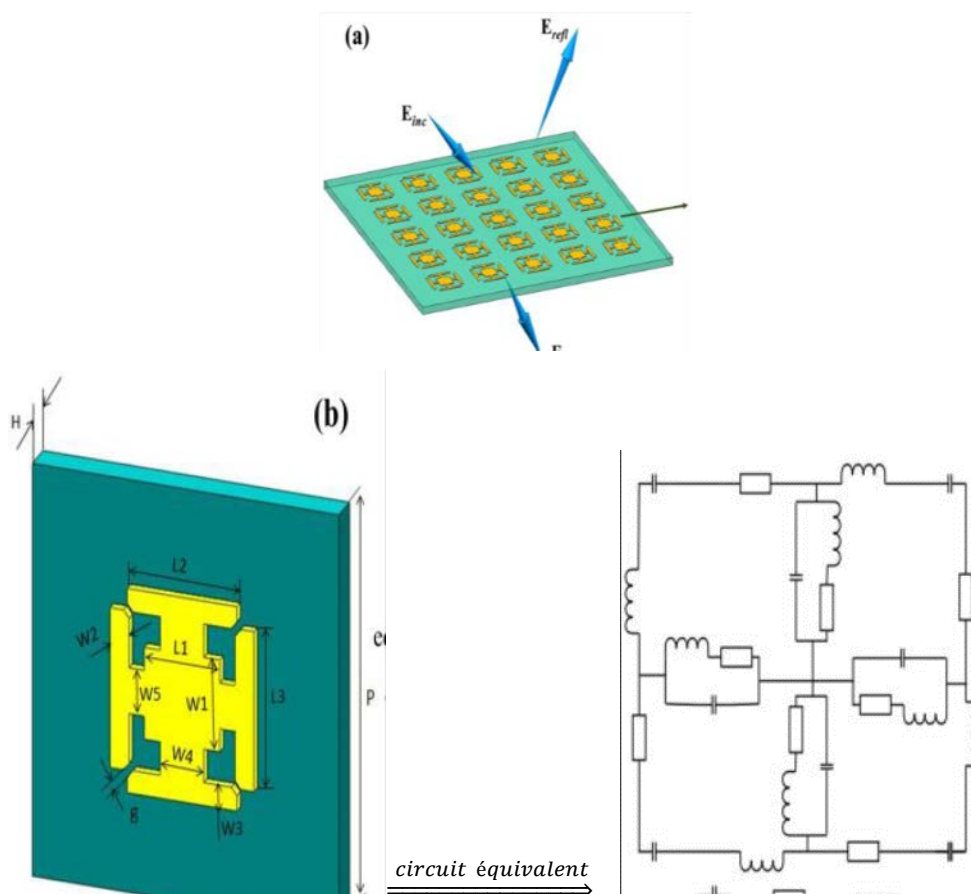


Figure II.25 : (a) réseau de méta matériaux ; (b) Identification de la taille de l'unité de méta matériau et du circuit équivalent [40].

La figure II. 26 (a) illustre le diagramme de paramètres S du filtre de méta matériau irradié par une onde TE. Dans ce diagramme, les points de résonance des filtres de méta matériaux sont 107.3, 167.45 et 209.2. GHz, et les largeurs de bande à 3 dB sont 14,13, 11,03 et 22,44 GHz.

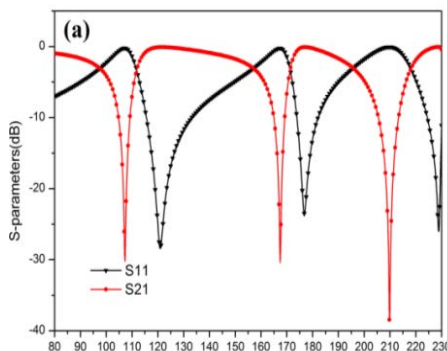


Figure II.26 : (a) courbes S11 et 21 des filtres à méta matériaux [40].

Figure II.27 (a) c'est une courbe qui montre les trois pics de perméabilité du méta matériaux Sont m_1 , m_2 et m_3 , et leurs points de fréquence correspondent à 107.17, 166.41 et 209.75 GHz. Cette découverte coïncide avec le point de résonance arrêtant la bande pour le filtre méta matériaux car Le changement de perméabilité réglera la transmission des ondes électromagnétiques et améliorera ainsi Générer des points de sonnerie.

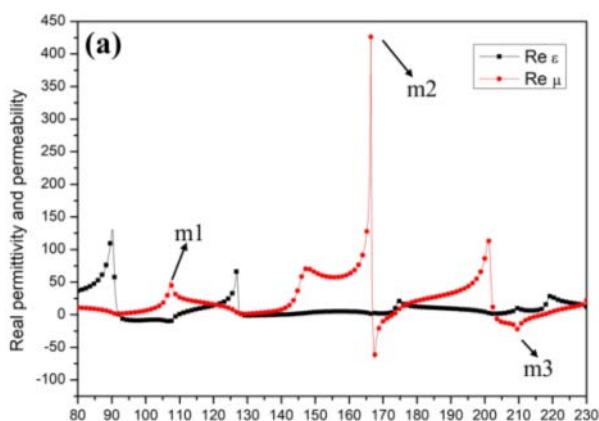


Figure II.27 :(a) Courbes de permittivité et de perméabilité des filtres à méta matériaux à différentes fréquences [40].

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les méta matériaux qui représentent une nouvelle technologie permettant la miniaturisation des circuits de télécommunications tout en garantissant des avantages bien meilleurs. On a Divisé en trois parties

La premier partie, nous avons basé sur les définitions des structures périodiques notamment les méta matériaux qui présentent des propriétés intrinsèques surprenants, à savoir l'obtention d'une

permittivité et ou une perméabilité négatives une classification des métas matériaux a été ensuite présentée en fonction du signe des paramètres effectifs de ces éléments (*ENG, MNG et DNG*).

Dans la seconde partie nous avons modélisé les différents types des lignes de transmission (*main droite ainsi que la main gauche*). Nous avons mentionnés le calcul des paramètres de chaque type de ligne de transmission (*main droite ainsi que la main gauche*), Telles que la vitesse de phase, la vitesse de groupe, l'impédance caractéristique..., ensuite une présentation de diagramme de dispersion des deux types des lignes (***RH et LH***) et la comparaison entre la variation de la constante de propagation des lignes main droite et des lignes main gauche a été effectuée.

La troisième partie nous avons cité quelques exemples d'application des métas matériaux dans deux domaines : *Domaine des antennes et des filtres*, Dans l'objectif de trouver les efficacités des métas matériaux dans le domaine le circuit microonde

Le chapitre suivant où nous allons utiliser l'application de fractale Pour accéder de bons résultats pour atteindre la miniaturisation des circuits de télécommunications.

II.7 BIBLIOGRAPHIES:

- [1] Christophe Caloz, Tatsuo Itoh "Electromagnetic Metamaterials: Transmission line theory and microwave applications", JOHN WILEY&sons, 2006.
- [2] Alain PRIOU, "Matériaux composites en électromagnétisme : Matériaux chargés, matériaux électroniques et métamatériaux", Techniques de l'ingénieur, Tl.e 1165.
- [3] V.G.Veselago ,"The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ " , soviet physics USPEKHI, Vol .10, No .14, pp .509-514, January –February 1968.
- [4] Mohammed El amine CHAIB"Modélisation et caractérisation de fonctions électroniques générées par des dispositifs à méta matériaux" Février 2012.
- [5] V. Veselago: "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of μ and ϵ ," Soviet Physics Uspekhi, Vol. 92, no. 3, pp. 517-526, 1967.
- [6] J. B. Pendry, A. J. Holden, W. J. Stewart and I. Youngs: "Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures," Physical Review Letters, Vol. 76, No. 25, pp. 4773-4776, 17 June 1996
- [7] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins and W. J. Stewart : "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," IEEE Transactions on microwave theory and technique, Vol. 47, No. 11, pp. 2075-2084, November 1999.
- [8] R. A. Shelby, D. R. Smith, S. Schultz: "Experimental verification of a negative index of refraction," Science, Vol. 292, pp. 77-79, 2001.
- [9] E.Yablonovitch,"photonic band-gap structures". Journal of the optical society of America B, Vol.10, No.2, pp.283-295, 1993
- [10] Belgacem Aouadi " en technologies de l'information et de la communication "le 21/11/2015
- [11] M.Thevenot,C.Cheypre,A.Reinex ,and B .jecko,"Directive photonic band gap antennas", IEEE transactions on microwave theory and techniques ,Vol.47,No.11,pp.2115-2122,November 1999.
- [12] s.enoch,G.tayeb,P.Sabouroux,N.Guérin,and P .Vincent ,"A metamaterial for directive emission", Physical Review Letters ,Vol .89,No.21,213902,November 2002.
- [13] 35 Mats Halldin. Radome (wikipedia), 2005. [http://fr.wikipedia.org/wiki/Fichier: NavyRadome. Jpg](http://fr.wikipedia.org/wiki/Fichier:NavyRadome.jpg)
- [14] AMINE HABANI"ÉTUDE, CONCEPTION ET REALISATION DES ANTENNES À POLARISATION LINEAIRE 1 CIRCULAIRE POUR LES COMMUNICATIONS CORPORELLES DANS LES MINES SOUTERRAINES"juin 2018
- [15] N.Burokur,"Mise en œuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes ".Thèse de Doctorat,Université de Nantes,Ecole Doctorale Sciences et Technologies de L'information et des Matériaux ,Novembre 2005.
- [16] V.G.Veselago ,"The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ " , soviet physics USPEKHI, Vol .10, No .14, pp .509-514, January –February 1968.

- [17] OUKEBDANE Mohamed. BELKACEM Mohamed "Etude des antennes ULB à bande de rejection en utilisant le résonateur en anneau fendu et son complémentaire" 22 Juin 2017
- [18] Mohammed El amine CHAIB "Modélisation et caractérisation de fonctions électroniques générées par des dispositifs à métra matériaux" Février 2012.
- [19] J.B.Pendry, A.J.Holden, D.J.Robbins, and W.J.Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol, 47, No, 11, pp. 2075-2084, November 1999.
- [20] Mr. ZOUBIRI Bachir "Modélisation et simulation non-linéaire des réseaux d'antennes actives à métamatériaux" 07/10/2018
- [21] J.B.Pendry, A.J.Holden, D.J.Robbins, and W.J.Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol, 47, No, 11, pp. 2075-2084, November 1999.
- [22] 11a
- [23] Tahar BOUGOUTAIA "ANALYSE ET CONCEPTION DES ANTENNES MICROSTRIP A BASE DE METAMATERIAUX" 24/05/2018
- [24] R. W. Ziolkowski, "Design, fabrication, and testing of double negative metamaterials", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 51 (2003), 1516-1529.
- [25] D. Seetharamdoo "Étude des métamatériaux à indice de réfraction négatif : paramètres effectifs et applications antennaires potentielles", Thèse de doctorat, Université de RENNES I, (2006).
- [26] Benmostefa Naima « modélisation des structures électromagnétiques millimétriques agiles a base des met matériaux : application aux filtres », thèse de doctorat, Tlemcen, 2014.
- [27] Abdelghani GUEMARI. Imad KHALDI. Mohammed khemisti Zobeidi "Métamatériaux à indice de réfraction négatif Application aux antennes patch" 25/05/2016
- [28] D.R.Smith, W.J.Padilla, D.C.Vier, S.C.Nemat-Nasser, and S.Schultz, »Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity", Physical REVIEW Letters? Vol, 84, No. 18, pp.4184-4187, may 2000.
- [29] M.M.I.Saadoum and N. Engheta, "A reciprocal phase shifter using novel pseudo-chiral or Omega medium", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 5, pp. 184-188, april 1992.
- [30] H.Chen, L.Ran, J.Huangfu, X.Zhang, K.Chen, T.M.GRZEGORCZYK, And J.A.Kong, "left-handed metamaterials composed of only S-shaped resonators", Physical Review E. VOL. 70, No, 5, 057605, november 2004.
- [31] Shah Nawaz BUROKUR "Mise en oeuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes" Le 25 novembre 2005 à l'École Supérieure d'Électronique de l'Ouest (Angers)

- [32] NACER Abdelghani" Etude de structures à base de métamatériaux pour applications aux circuits micro-ondes et antennes : Cas du résonateur en anneau fendu" décembre 2011
- [33] w.b.weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies", proceed of the IEEE, vol, 62, No 1, pp. 33-36, January [34] G.Du,X.Tang and F.Xian,"tri-bnd metzmaterial-inspired monopole antenna with modified S-SHAPED Resonator ", progress in Electromagnetics
- [35] Didier VINCENT, Abdalmdjide BENGHALIA"ETUDE DE STRUCTURES COPLANAIRES À MÉTAMATERIAUX ET À COUCHE MAGNÉTIQUE"Soutenue le : 30 / 11 / 2010
- [36] Azadeh Pirooj¹, Mohammad Naser-Moghadasi¹,Ferdows B. Zarrabi², *, and Alireza Sharifi¹"A Dual Band Slot Antenna for Wireless Applications with Circular Polarization"Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 71, 69–77, 2017
- [37] Santosh Kumar Jha. "Dimension Miniaturization of a Micro Strip Antenna with Dispersive Double Negative Medium Substrates". Journal of Technological Advances and Scientific Research; Volume. 1, Issue 3, July-September 2015; Page: 119-123 DOI: 10.14260/jtasr/2015/15.
- [38] R. W. Ziolkowski, "Design, fabrication, and testing of double negative metamaterials," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 51, no. 7, pp. 1516-1529, July 2003.
- [39] B.-I. Wu, W. Wang, J. Pacheco, X. Chen, T. Grzegorzcyk and J. A Kong, "A Study of Using Metamaterials as Antenna Substrate to Enhanced Gain," Progress In Electromagnetics Research, vol. 51, pp. 295-328, 2005.
- [40] Y. Yang, Y. Xu, B. Zhang et al., Investigating flexible band-stop metamaterial filter over THz, Optics Communications (2019), <https://doi.org/10.1016/j.optcom.2019.01.023>.

Chapitre III
La technique Fractale

III.1 Introduction

L'évolution moderne de la télécommunication est portée pour la production des composants radios fréquence miniature ainsi la multiplication et la variété des standards de communications radio-mobiles (GSM : Global System for Mobile communication, DCS : Digital cellular system, UMTS : Universal Mobile Télécommunications System, WLAN : Wireless Local Area Network, Bluetooth, TV Numérique... etc.).

Ce développement technologique exigeant pour son emploi, des antennes compactes multi-bande et/ou large bande, permettant notamment d'assurer la compatibilité des différentes normes ou accéder à des nombreux services à partir du même appareil. Afin de préserver des antennes à caractères multi-bandes, plusieurs techniques ont été exploitées, parmi ces techniques la technique fractale.

Une antenne fractale présente une spécificité géométrique qui leur confère la possibilité de résonner sur plusieurs fréquences, en gardant éventuellement les mêmes caractéristiques électromagnétiques [1].

Ce chapitre sera destiné à la présentation de la technique fractale, la géométrie fractale, descripteurs fractals et les différentes formes fractales existant dans la littérature. Dans l'objectif de montrer l'intérêt de cette technique pour les circuits microondes, nous présenterons deux exemples sur les antennes fractales de type Sierpinski et Minkowski et on terminera par présentation de quatre applications sur ces antennes fractales pris du domaine de télécommunication.

III.2 Définition des fractales

Le terme fractal vient à partir de l'adjectif latin 'fractus', signifié irrégulier ou brisé. Elle est classée comme un nouveau domaine, afin de classer les structures géométriques [2]. Le concept de la géométrie fractale est introduit pour la première fois par le mathématicien Français **BENOIT MANDELBROT** dans la première édition de son livre « *les Objets fractals : forme hasard et dimension* », paru en 1975 [3].

Les courbes fractales sont générées d'une manière itérative, afin d'obtenir des structures autosimilaires. Si les paramètres de la fractale sont maintenus constants à chaque itération, la fractale résultante est appelée *déterministe*, sinon si l'un de ces paramètres se

modifie d'une façon aléatoire le long de l'opération de génération, on parle d'une fractale *aléatoire* [4].

Tandis que, les géométries fractals sont inventées dont l'objectif de concevoir des antennes multi-bandes et de taille miniature. Elles peuvent aussi exploiter pour concevoir des antennes large-bandes et aussi des antennes avec des diagrammes de rayonnement directives [5].

III.3 Descripteurs fractals

III.3.1 Dimension fractal

La dimension fractale caractérise le comportement auto-similaire de la surface, c'est le nombre quantifiant le degré d'irrégularité et de fragmentation d'un ensemble géométrique [6]. En 1937, Abraham S. Besicovitch et Harold. D. Ursell donnèrent la définition de la dimension compatible avec la dimension euclidienne usuelle basée sur les avancées d'Hausdorff dans le domaine des fractales.

Dans le cas relativement simple des objets fractals à homothétie interne, comme le flocon de Von Koch, dits aussi auto-similaires : semblables à eux-mêmes quel que soit le facteur d'agrandissement, obtenus par un processus homothétique itératif de rapport constant (à un déplacement près : rotation ou symétrie → similitude), la formule de la dimension se réduit simplement à :

$$d = \frac{\log n}{\log k} \quad (\text{eq.III.1})$$

Avec :

n : le nombre de sous-ensembles obtenus lors du processus de réduction de facteur $1/k$.

$1/k$: rapport d'homothétie (pour notre flocon, $n = 4$, $k = 3$).

La formule (eq.III.1) est applicable aux lignes et les surfaces usuelles. Un objet est fractal si sa dimension d'Hausdorff est strictement supérieure à sa dimension topologique.

III.3.2 L'autosimilarité

L'existence du concept d'autosimilarité existe depuis longtemps. On dit qu'une figure qui préserve une certaine symétrie interne, en dépit des variations d'échelles est autosimilaires [7].

L'autosimilarité est une propriété très importante dans les objets fractals. Elle se présente sous diverses formes complexes trouvées dans la nature possédant une propriété d'invariance par dilatation. Les côtes maritimes, les réseaux fluviaux, les reliefs montagneux, les nuages, le réseau capillaire sanguin, les alvéoles pulmonaires, les circonvolutions du cerveau, les arbres et autres végétaux et aussi l'univers lui-même sont divisés en blocs de construction hiérarchisés.

Leurs détails structuraux observés à différents niveaux de grossissements, peuvent être vus comme une réplique à échelle réduite du tout.

Le mécanisme de construction des structures fractales mathématiques, c'est l'itération d'une même opération à différentes échelles de nombre infini de fois. Ce mécanisme conduit à des structures où l'on retrouve le motif de base réduit d'un certain facteur à tous les niveaux d'observation. La propriété de symétrie par dilatation est appelée autosimilarité ou invariance par changement d'échelle.

III.4 Les différentes formes fractals

Il y a plusieurs formes fractales, classées sous trois catégories :

III.4.1 Les courbes fractals

- **La courbe de Koch**

La fractale de Koch est l'une des premières courbes fractales, sa construction est assez simple. On commence par une ligne initiatrice droite, On divise cette ligne en trois parts égales et le segment du milieu sera remplacé par deux autres segments de la même longueur. C'est la première translation réitérée de la géométrie appelée générateur ou fractale de Koch d'ordre 1. Pour chacun de ces quatre nouveaux segments On refait le même processus comme le montre la figure III.1 [10].

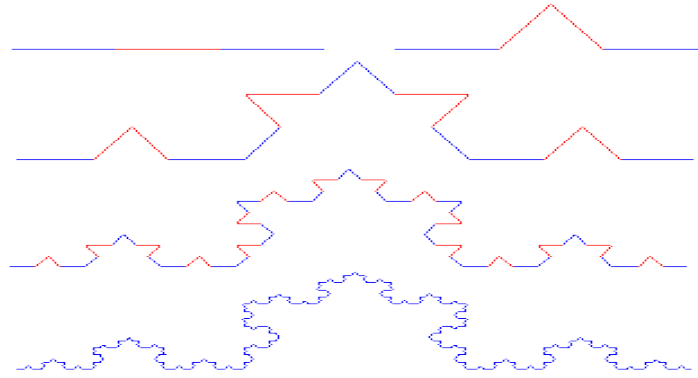


Figure III.1 : Courbe de Koch

La première itération de longueur l de la ligne droite remplacé par 4 segments de longueur $l/3$, à la deuxième $16 \times l/9$ et ainsi de suite. A chaque nouvelle itération de la longueur $l/3$ est multipliée par $4/3$, ce qui signifie que la longueur d'une courbe de Koch tend vers l'infini pour un nombre n infini d'itérations [11] :

$$l_n = l_0 \left(\frac{4}{3}\right)^n \quad (\text{eq.III.2})$$

l_0 : La hauteur effective de l'initiateur de Koch.

Si la longueur de la courbe augmente rapidement avec n , le secteur englobant la forme résultante demeure constant. Cette propriété peut être employée pour réduire au minimum l'utilisation de l'espace pour la conception d'antennes [10].

- **Les fractals de Hilbert et Peano**

- **Fractals d'Hilbert**

La construction géométrique de la courbe de Hilbert est définie par l'algorithme suivant : on partage le carré initial en 4 petits carrés égaux en premier lieu ; chacun de ces carrés est numéroté de sorte que deux carrés successifs se touchent par un côté. Nous commençons par le carré en bas à gauche, et s'achevant par le carré en bas à droite. Puis, on partage chacun de ces nouveaux carrés en 4 micros carrés égaux jusqu'à l'infini [12].

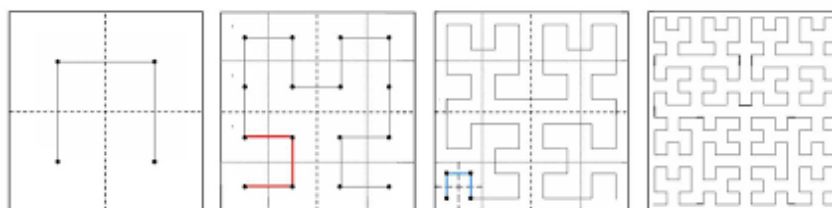


Figure III.2 : fractale d'Hilbert [13].

- **Fractals de Peano**

Inventé par le mathématicien Italien Giuseppe Peano en 1890, c'est une courbe capable de remplir tout un carré, sans jamais se couper [14].

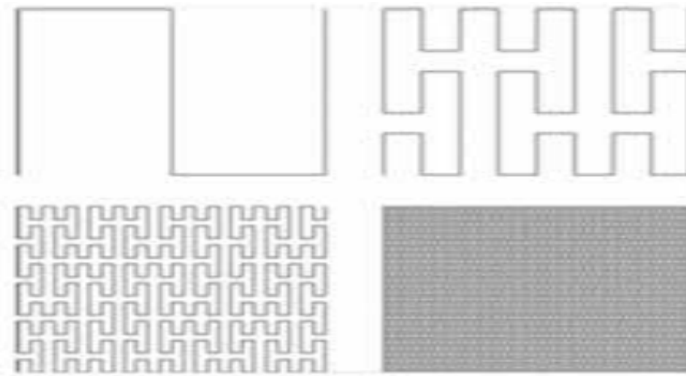


Figure III.3 : *Forme géométrique après plusieurs itérations [15].*

- **Fractal de Minkowski**

Ce type de courbes est attribué par le mathématicien Hermann Minkowski (1864-1904). L'initiateur est soit une droite, soit un carré. L'itération 0 de ce modèle démarre par un carré. Une première itération consiste à remplacer chaque segment du carré par un générateur qui se constitue de 5 segments comme le montre la figure III.4 et ainsi de suite. Notant que les segments des extrémités LP1 ainsi que le segment du milieu LP2 ont la même longueur et sachant que les deux segments qui restent ont une importance capitale. Les segments sont considérée comme paramètres de réglage, permettant d'adapter la longueur du périmètre de la fractale.

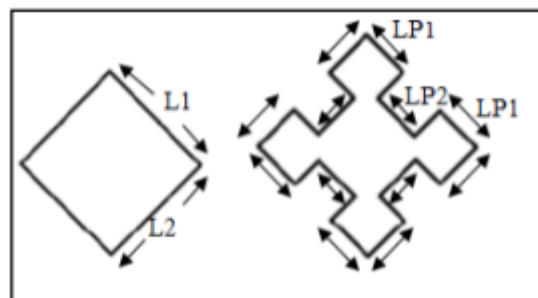


Figure III.4 : *Génération de la fractale de Minkowski [16].*

III.4.2 Les surfaces fractales

Il existe divers géométrie parmi lesquelles :

- **Le triangle de SIERPINSKI :**

Il y a deux approches pour la construction de ce modèle de triangle : l'approche copie multiple, ou l'approche de décomposition.

La première approche consiste à commencer par un petit triangle et deux copies supplémentaires de ce triangle produites de la même taille et collées au triangle original. Ce processus peut être répété n fois, n étant l'ordre de l'itération fractale [17].



Figure III.5 : *L'approche de copie multiple*

Dans l'approche de décomposition en appliquant récursivement les étapes suivantes :

- 1- On considère Un triangle équilatéral comme une base.
- 2- On trace les trois segments joignant les milieux respectifs des côtés du triangle et on enlève le petit triangle central. Il reste trois petits triangles qui se touchent par leurs sommets, dont les longueurs des côtés sont la moitié de celles du triangle de départ.
- 3- On répète la deuxième étape avec chacun des petits triangles obtenus [18].



Figure III.6 : *Approche de décomposition*

- **Le tapis de SIERPINSKI [18]**

La construction du tapis de SIERPINSKI est conçus à partir d'un carré plein et en appliquant récursivement les étapes suivantes :

- 1- On découpe le carré en neuf carrés égaux avec une grille de trois par trois,
- 2- On supprime la pièce centrale,
- 3- On applique cette procédure indéfiniment aux huit carrés restants.

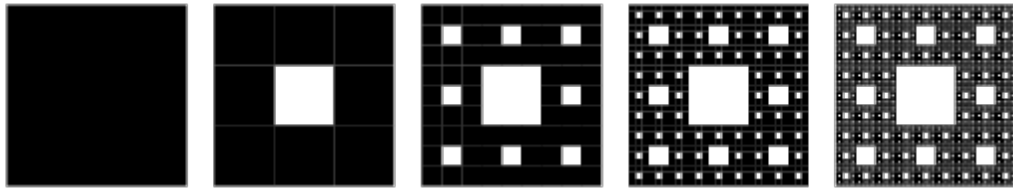


Figure III.7 : Le tapis de Sierpinski.

- **L'étoile de Koch**

L'étoile de Koch est décrite pour la première fois par le mathématicien suédois Helge Von Koch en 1904.

Le flocon de Koch ou l'étoile de Koch s'obtient de la même façon que la fractale Précédent de la courbe de Koch, en partant d'un triangle équilatéral au lieu d'un segment droit, et en effectuant les modifications en orientant les triangles vers l'extérieur [N]. Pour un triangle initial (étape 0) de périmètre p , le périmètre du flocon à l'étape n est $(4/3)^n p$.

On peut aussi partir d'un hexagone, et opérer en orientant les triangles vers l'intérieur.

Dans les deux cas, après quelques itérations on obtient une forme évoquant un flocon de neige régulier.

L'étoile de Koch est de longueur infinie et délimite une aire finie. Elle est égale à $8/5$ de l'aire du triangle initial dû à la construction de seulement 3 triangles lors de la première étape.

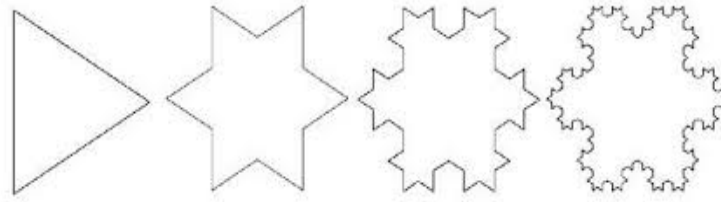


Figure III.8 : Etoile de koch.

III.4.3 Les volumes fractals

- **Le tétraèdre de Sierpinski**

Le « tétraèdre de Sierpinski » est une version 3D du tamis de Sierpinski.

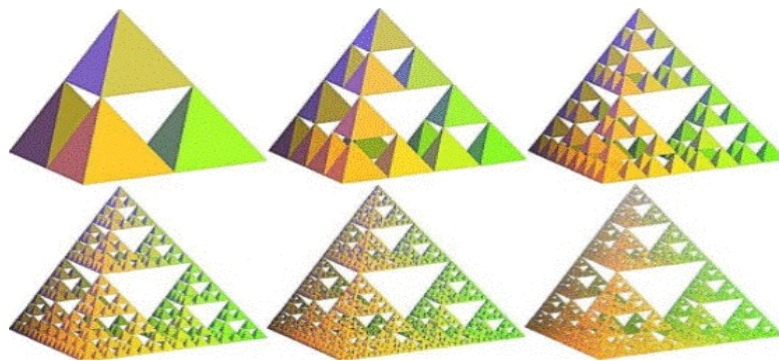


Figure III.9 : Tétraèdre de Sierpinski.

- **L'éponge de Sierpinski Menger**

La fractale de Sierpinski la plus célèbre, en troisième dimension est l'éponge de Sierpinski Menger. Présenter dans la figure III.10.

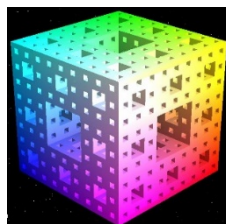


Figure III.10 : Eponge de Sierpinski-Menger-ordre 3.

III.5 Application des fractales

Les fractales connaissent aujourd'hui diverses applications dans de nombreux domaines scientifiques [19] et en plus de leurs utilités indéniables, elles permettent d'ouvrir de nouvelles perspectives de recherches.

En médecine, elles offrent la perspective de dépistage du cancer du sein, d'après les avis de plusieurs chercheurs américains, ils pensent de pouvoir établir un dépistage du cancer du sein grâce aux fractales. Ils ont prouvé que la chromatine (substance composée de molécules d'ADN, d'ARN et de protéines, contenue dans le noyau des cellules) est de structure fractale faiblement irrégulière dans les tissus sains du sein. Un autre domaine d'application est la fabrication d'antennes radio fractales où elles présentent une faible place tout en ayant un très bon rendement dans le domaine multi-bandes ou large bande d'émission [1].

III.6 Les antennes fractales

Les antennes fractales ont innové la première fois en 1988 par Dr .Nathan Cohen [20]. Chaque partie de la forme d'antenne fractale est une version semblable de la forme originale [5]. Elles sont façonnées à l'aide de nature de la géométrie fractale. Antenne fractale peut produire versions fractales de tous les types d'antennes existants, y compris dipôle, unipolaire, patch, spiral et hélicoïdal comme ainsi que des variantes compacte de chacun, possible par la technologie fractale. Les antennes patch fractales peuvent être conçues dans un nombre de formes, y compris **tapis de Sierpinski, boucles de Minkowski et iles koch.**

Cette technique de géométrie fractale permet des réductions de taille de 20 à 40% par rapport à la taille originale, notons aussi que ce type de géométrie est idéale pour la conception de circuits dédiés pour les applications multi-bandes. Cependant, elles diminuent sensiblement la bande passante [21]. Elle est aussi exploitée dans la conception des antennes afin d'assurer une miniaturisation de taille tout en combinant l'aspect multi-bandes [22], ou large-bande et un encombrement réduit [23].

III.6.1 Antenne fractale de SIERPINSKI

Le triangle de SIERPINSKI peut être de type dipôle, monopole ou patch. Il est de structure auto-similaires, qui permet de supposer un fonctionnement identique à de multiples fréquences.

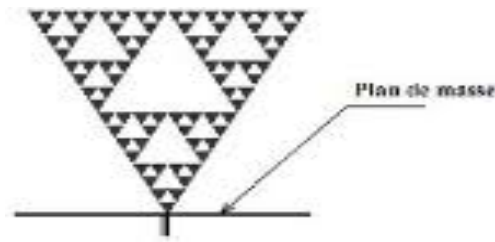


Figure III.11: Exemple d'une antenne de Sierpinski de type monopole.

III.6.2 Antenne fractale de MINKOWSKI

L'antenne de Minkowski est l'une des antennes dont la géométrie fractale a une forme de boucle. Comparables aux antennes classiques, les formes de Minkowski ont la particularité d'avoir un périmètre très important, et qui tend vers l'infini. L'intérêt de la conception des antennes cadres résonnantes à le fait d'accroître le Périmètre avec les fractales permet d'élever l'impédance d'entrée de l'antenne, ce qui est très avantageux du point de vue de l'adaptation d'impédance entre les lignes de transmission et les antennes cadres réduites. Ce type d'antenne est étudié par N. Cohen comme dipôle et Courbe, aussi il a été exploité pour la conception des réseaux d'antennes par Gian Vittorio [24].

III.7 Quelques application des antennes fractales

III.7.1 Antenne fractale de Minkowski modifiée pour tri-bande Application

Siti Nuha et I. Adam et al [25] proposent une antenne tri-bande planaire pour prendre en charge efficacement WiMax, WLAN et Application HiperLAN, à des fréquences 2.3 GHz, 2.45 GHz, 5.2 GHz respectivement.

- **Conception d'antenne**

L'antenne a été conçue avec un substrat Roger RO4003 ($\epsilon_r = 3,38$) avec une épaisseur de $h=0.813\text{mm}$. Ce substrat a été choisi car il offre de meilleures performances en haute fonctionnement en fréquence dans le prototype d'antenne. La technologie de simulation CST a été utilisée comme simulateur.

Les paramètres nécessaires à la conception de cette antenne sont la largeur et la longueur (L_1 et L_2) calculée par l'équation (eq.III.3), et la taille à réduire chacun des côtés de l'antenne patch. La figure III.12 Montre schéma de principe de l'antenne unipolaire patch sur la couche supérieur et inférieure avec plan de masse modifié.

$$f = \frac{1}{4} \left(\frac{c}{L_1 + L_2} \right) \tag{eq.III.3}$$

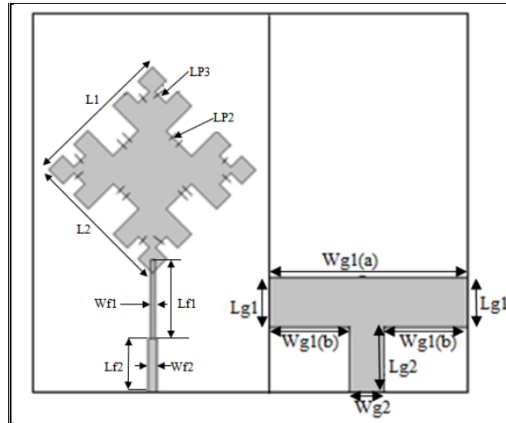


Figure III.12 : schéma de l'antenne monopole patch avec une géométrie fractale modifiée de Minkowski et un plan de masse modifié

- **Résultat et discussions**
- **Premier itération**

La première structure d'itération a été conçue en réduisant chaque côté de l'antenne. la figure III.13 montre le modèle de générateur pour la création de fractale commence de zéro à la première itération.

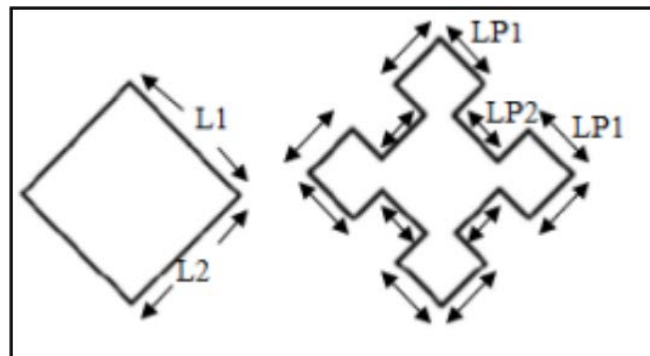


Figure III.13 : le modèle de générateur initial pour la création d'une antenne patch fractal.

La figure III.14 montre que l'antenne a résonné à deux moments différents. Pour la première fréquence de résonance. C'est la couverture fréquence de 1.78 GHz à 2.735 GHz, qui couvre la fréquence 3G, WLAN et WiMax. La deuxième couverture de fréquence pour l'application UWB, qui a résonné de 5.66 GHz à 8.127 GHz. la fig 14 représente également résultat du S11 lorsque l'antenne est conçue avec plan de masse totale et plan de masse modifié.

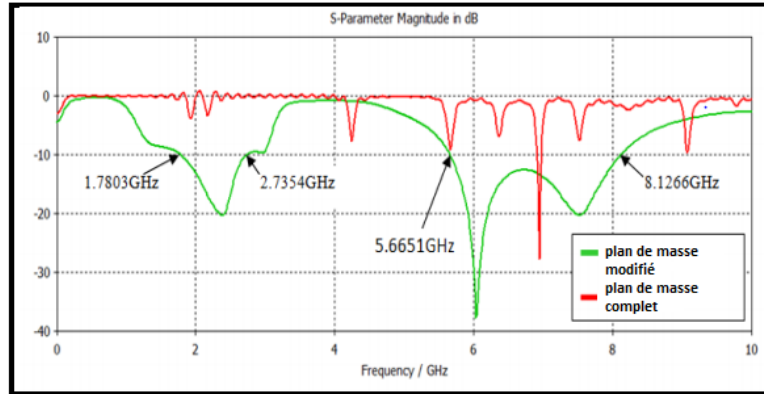


Figure III.14: coefficient de réflexion simulée pour le plan de masse modifié et plan de masse complet.

- Deuxième itération

La fig 15 montre que l’antenne a deux fréquences de résonances. Au fur et à mesure que la valeur de LP3 diminuait, les coefficients de réflexion de la première et seconde fréquence ont diminué. Les deux fréquences de résonances ont été décalées à gauche et à droite. Pour LP3=3.45 mm, il résonnait de 2.006 GHz à 2.5821 GHz. De l’autre, avec LP3= 3.1 mm, des résonances ont été observées à partir de 1.6625 GHz à 2.6154 GHz. Cela signifie qu’il était possible pour couvrir les fréquences WLAN et WiMax. De plus, quand LP3 était égal à 3.1 mm, cette antenne a également généré une autre résonance, adapté aux applications GSM et 3G /UMTS.

Pour les deux longueurs LP3, l’antenne résonne à la fréquence HiperLAN. Pour LP3=3.1 mm il a résonné de 5.0769 GHz à 5.6689 GHz, et pour LP3=3.45 mm, la résonance était trouvé de 4.9706 GHz à 5.4884 GHz. Ainsi, LP3= 3.1 mm a été choisi pour cette conception car il montre une grande performance en coefficient de réflexion et bande passante comparée à 3.45 mm.

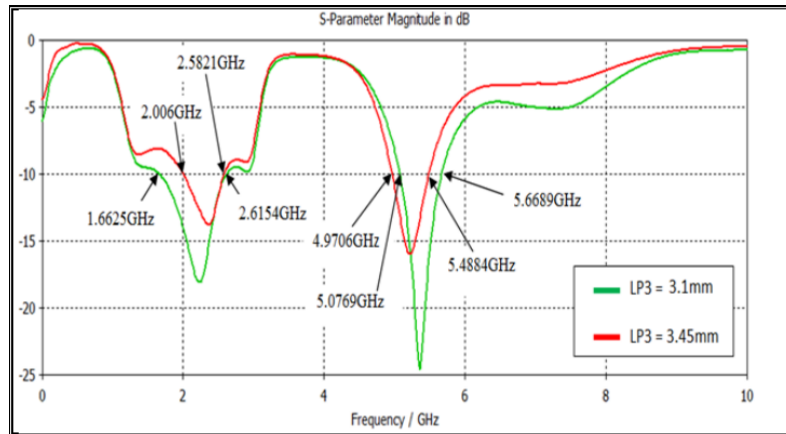


Figure III.1 : coefficient de réflexion pour LP3=3.45 mm et 3.1 mm.

III.7.2 Un nouveau patch bi-bande miniaturisé à base Antenne fractale pour la récupération d'énergie RF

Sika.S, Seong.R, Dong-You.Ch et al [26] présente une antenne bi-bande miniaturisée pouvant être utilisée à 2.45 et 5.8 GHz est construite en modifiant le microruban par une antenne patch de structure fractale. En plus de la miniaturisation et de la nature bi-bande, l'antenne proposée élimine les harmoniques indésirables sans utiliser composant de filtre supplémentaire. Utilisation d'une haute fréquence basée sur la méthode des éléments finis structure (HFSS),

l'antenne est conçue ses performances en termes de coefficient de réflexion, le modèle de rayonnement, et le rapport d'onde stationnaire.

Les résultats de la simulation sont en accord étroit avec mesures de performance d'une antenne réelle fabriquée sur un substrat FR4. L'antenne proposée peut être intégrée à un circuit redresseur pour développer une antenne rectangulaire compact capable de récupérer l'énergie RF dans les deux bandes de fréquence avec une taille réduite de 25.98% par rapport à une antenne patch conventionnelle.

• Conception d'antenne

La performance d'une antenne patch de Sierpinski est principalement influencée par les concepts fondamentaux suivants :

- Conception de patch rectangulaire.
- Techniques d'alimentation.

- Dimension du plan de masse.
- Itérations fractales.

• **Procédure de simulation**

L'antenne a été simulée par HFSS basé sur la méthode des éléments finie. La conception proposée est effectuée de manière itérative.

La figure 15 (a) et 15 (b) représente la configuration d'alimentation d'une antenne patch microruban Sierpinski pour tapis de second ordre changé de bord respectivement, avec l'une des sections de tapis fractales remplacé par l'encoche illustrée à la figure 15 (b).

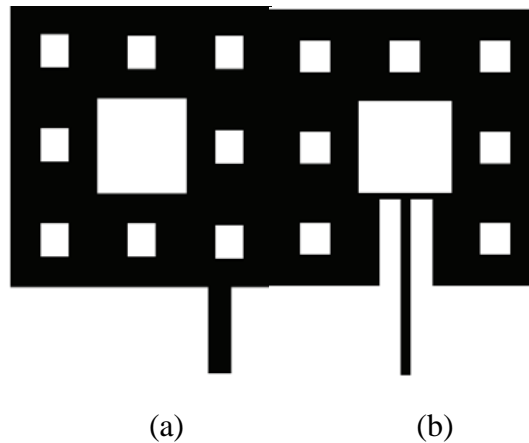


Figure III.2: (a) Antenne microruban de tapis Sierpinski de deuxième ordre et (b) patch microruban de tapis Sierpinski modifié

• **Simulation et résultat mesurés**

L'antenne double bande conçue par le processus ci-dessus est fabriquée sur un substrat FR4 (Figure 16).

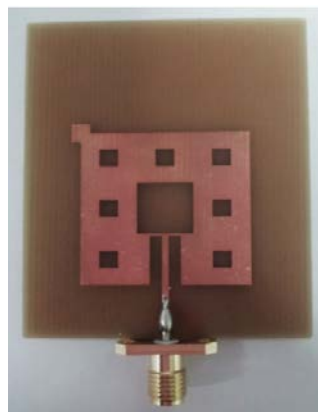


Figure III.3: Antenne fractale bi-bande fabriquée.

Le coefficient de réflexion simulée et mesurée illustré dans la figure 17, courbe noire coefficient de réflexion simulé du microruban de tapis Sierpinski de seconde ordre et le rouge coefficient de réflexion SCMPA modifier et inséré.

Les fréquences 2.45 et 5.8 GHz ,avec des coefficients de réflexion respectives 35.52 et 39.6 dB et des largeurs de bande d'impédance de 60 et 200 MHz, respectivement. L'antenne

Fabriquée résonne à 2.45 et 5.76 GHz avec des coefficients de réflexion de 21.2 et largeur de bande de 18.22 dB et impédance de 50 et 120 MHz, respectivement.

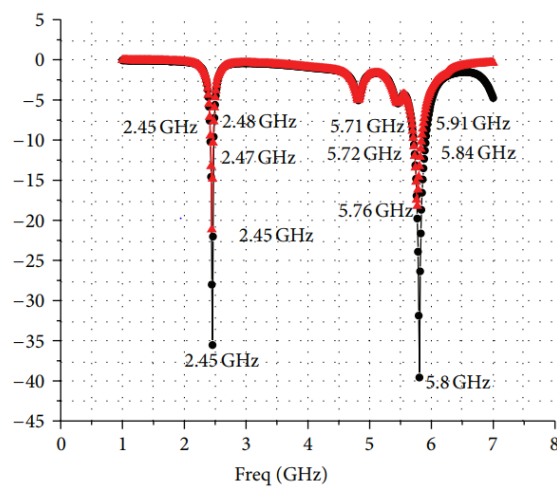


Figure III.4: coefficient de réflexion du microruban de tapis Sierpinski de second ordre antenne patch et microruban de tapis Sierpinski modifié et inséré antenne patch.

L'antenne conçue à un coefficient de réflexion simulé à 35 est une bonne adaptation d'impédance à la fois.

Des écarts entre le résultat obtenus et les résultats simulés soient survenus en raison des conditions environnementales et inexactes de fabrication, celles-ci étaient légères sur la base des résultats globaux, on peut conclure que l'application que l'application de la géométrie fractale à une antenne patch est simple et de technique efficace permettant de développer des antennes de tailles multi-bandes.

En outre, une antenne fractale en réseau peut être conçue pour augmenter le gain global et une fractale empilée de tapis de Sierpinski l'antenne peut être conçue pour obtenir une bande passante plus large que une seule antenne.

De telles antennes peuvent être intégrées à un circuit redresseur générant des antennes rectangulaires pour récolter les RF énergie à deux fréquences.

III.7.3 Une nouvelle conception d'antenne GPS bi-bande compacte basée sur géométrie pré-fractale, type Minkowski

Mohammed Fadhil Hasan et al [27] est proposée la conception d'une antenne basée sur la troisième itération géométrie pré-fractale type Minkowski. La conception de l'antenne obtenue offre une taille compacte profil bas et poids léger le rendant approprié pour une utilisation dans des applications de poche.

• Conception de l'antenne

L'antenne microruban MLPF a été représentée dans la figure 19.

Le substrat utilisé est le FR4 avec constante diélectrique relative de 4.4 et une hauteur de de 1.6 mm. La fréquence de conception est le GPS L2 : 1227.60 MHz. La fig 19.a présente générateur utilisé pour développer le pré-fractale de type de Minkowski. Sa dimension peut être obtenue à partir de la solution de ce qui suit :

$$2\left(\frac{1}{2}(1 - a_1)\right)^D + 2 \times a_2^D + a_1^D = 1 \quad (\text{eq.III.4})$$

Où :

D représente la dimension fractale, a_1 est le rapport $\frac{W_1}{L_0}$ et a_2 est le rapport $\frac{W_2}{L_0}$.

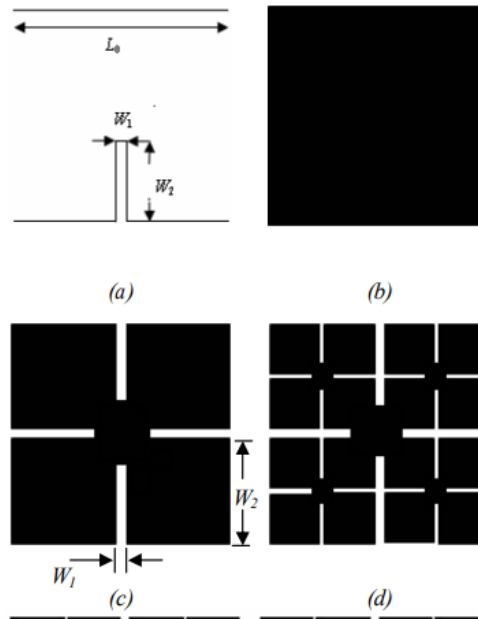


Figure III.5: la procédure de génération itérative d'un pré-fractal de type Minkowski (MPLF) (a) le générateur, (b) microruban antenne carré (l'initiateur), (c) la 1ère itération, (d) la 2ème itération.

Le périmètre P_0 de ce patch se trouve d'environ 228 mm. Le périmètre correspondant la 3ème itération de l'antenne MLPF est ensuite calculé à l'aide d'équation suivante :

$$p_n = (1 + 2a_2)p_{n-1} \quad (\text{eq.III.5})$$

Il en résulte une longueur de patch MLPF de 26.3 mm. La dimension résultante de la 3ème itération d'antenne microruban MLPF correspond à une réduction de taille d'environ 78% par rapport l'antenne microruban conventionnelle fonctionnant de la même manière de fréquence et en utilisant le même substrat.

• **Résultats de la simulation**

Performance théorique de chacun des structures d'antenne proposée a été prédite à l'aide d'une méthode du moment (MoM). EM Sight TM de la recherche appliquée sur les ondes.

La figure III.19 montre le coefficient de réflexion pour l'antenne modélisée. Il est claire que le résultat simulé montre deux des bandes de résonance existent : le premier groupe est de 1.16 GHz à 1.26 GHz, et la deuxième bande est 1.28 GHz à 1.71 GHz. Les deux bandes incluent la bande de fréquence de GPS L1 et L2.

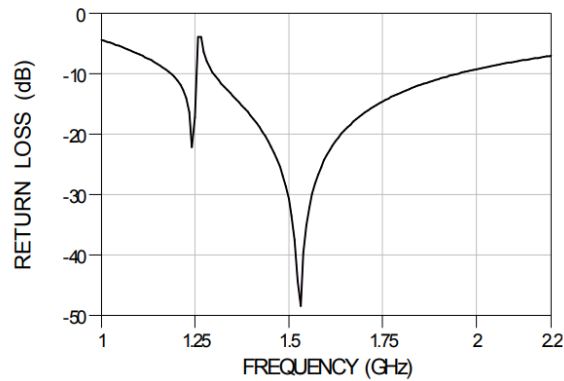


Figure III.6: le coefficient de réflexion d'antenne proposé simulé

III.7.4 Antennes multi-bandes pour application GPS/Galileo/TéléMesure MicroSat

SEMI Hebib et al [28] présente une application d'antenne Sierpinski tri-bande avec des filtres coupe-bande (ou trappes). Les fréquences centrales de fonctionnement désirées sont 1.3, 1.6 et 2.3 GHz et la polarisation requise est circulaire. La simulation électromagnétique de cette antenne a été faite uniquement par CST Microwave Studio.

L'antenne conçue est celle illustré dans la figure III.20.

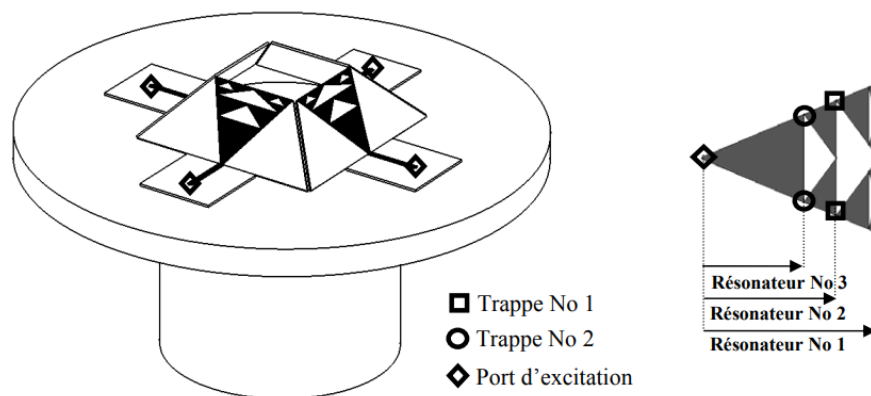


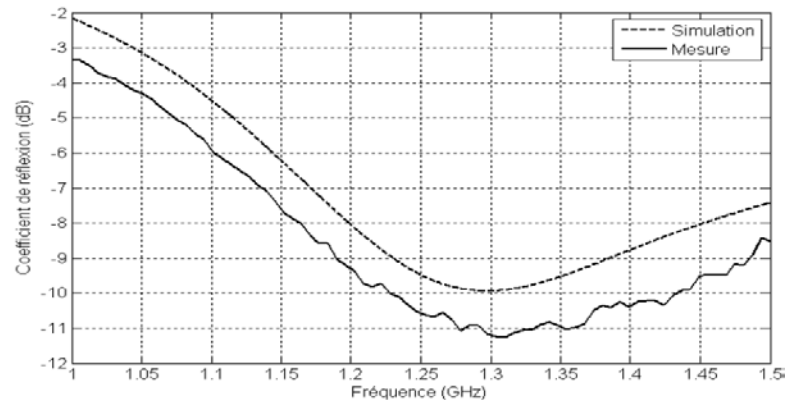
Figure III.7: Antenne pyramidale tri-bande à base de triangles de Sierpinski

Les quatre triangles de Sierpinski ont été imprimés sur le même substrat ($\epsilon_r = 2.08$ et une épaisseur de $762 \mu\text{m}$).

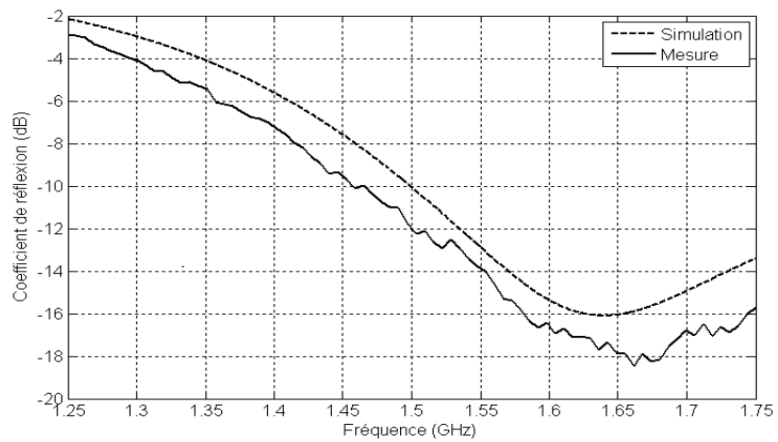
Le même substrat a été également utilisé pour la fabrication des lignes micro-ruban 50Ω .

• Résultat de simulation

Les coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne tri-bande à base de triangles de Sierpinski sont montrés par la figure III.21. Une bonne corrélation entre simulation et mesure est constatée. L'adaptation mesurée de l'antenne est très bonne à la fréquence intermédiaire (de l'ordre de -17 dB) et assez bonne aux fréquences basse et haute (de l'ordre de -11 dB et de -13 dB respectivement).



(a)



(b)

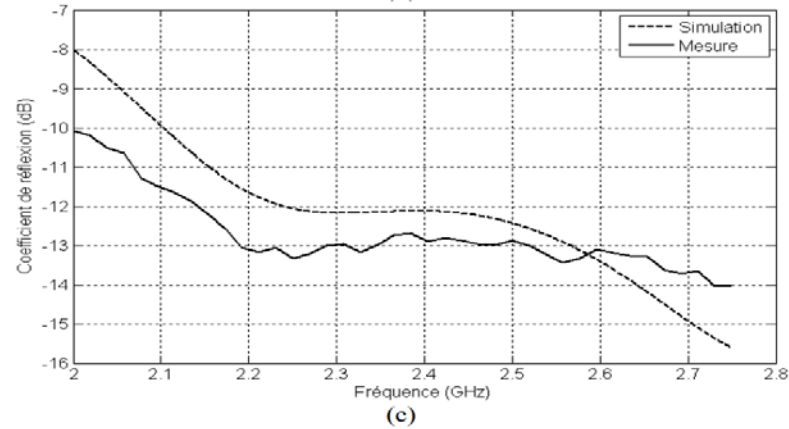


Figure III.8: coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne tri-bande à base de triangles de Sierpinski dans (a) la première bande, (b) la seconde bande et (c) la troisième bande

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un bref aperçu sur les fractales, mis en évidence leurs structures géométrique et leurs différentes formes sous les trois types.

Par ailleurs, la géométrie fractale ont nombreux applications et largement utilisée dans plusieurs domaines constitue une nouvelle vision pour la conception des antennes multi-bandes. De ce fait, nous avons présenté les antennes fractales. Ainsi, nous avons déterminé deux exemples de ces antennes l'un de Sierpinski et l'autre de Minkowski, puis nous avons donnée quelques exemple sur ces applications.

Le chapitre suivant sera consacré à la présentation des résultats de simulation d'antenne et ultra large bande multibandes avec la technologie méta matériau et la technique fractale.

Référence bibliographique

- [1] Hafedh Ben IBRAHIM GAHA, Analyse et Conception des Antennes Fractales Applications aux Télécommunications Large Bande, thèse de doctorat DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE (FRANCE) ET DE DOCTEUR DE L'ECOLE NATIONALE D'INGENIEURS DE TUNIS DE L'UNIVERSITE TUNIS EL-MANAR (TUNISIE), Juillet 2007
- [2] Revue de synthèse : 4e S. no 1, janv. Mars 2001, p. 117-145. L'ART AU TEMPS DES FRACTALES, Vincent BONTEMS
- [3] MANDELBROT BENOIT, Les objets fractals (NC) (Champs sciences), Editions Flammarion, 2014
- [4] Brahimi Ali, " Etude de la Technologie des Antennes Multi-bandes pour les Applications Spatiales", Mémoire de Magister Université des Sciences et de la Technologie d'Oran MOHAMED BOUDIAF en 2009
- [5] Fersiti Samira, Mahieddine Fatima Zahra, Antennes à Plan de Masse Partielle de type Hilbert pour un fonctionnement Ultra Large Bande, MEMOIRE DE MASTER Université Abou Bakr Belkaïd de Tlemcen ; 26 Juin 2018
- [6] BOUZINA Souheyr, Caractérisation des lésions dermatologiques par l'approche multifractale, MEMOIRE MASTER en GENIE BIOMEDICAL, Université Abou Bakr Belkaïd de Tlemcen ; le 23 septembre 2017
- [7] Pavel S., Boileau M. Vocabulaire combinatoire de l'imagerie fractale, gouvernement du Canada [en ligne] http://www.translationbureau.gc.ca/pwgsc_internet/fr/publications/documents/fractal.pdf (Consulté en décembre 2005).
- [10] AMEZIANE Djamel, Etude et Optimisation d'Antennes Fractales Plaquées, Mémoire de Magister de Télécommunications, UNIVERSITE ABOU-BEKR BELKAID-TLEMCEN ,20 mai 2009
- [11] Carles Puente Baliarda, Member, IEEE, Jordi Romeu, Member, IEEE, and Angel Cardama, Member, IEEE, The Koch Monopole: A Small Fractal Antenna, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 48, NO. 11, NOVEMBER 2000

[12] Khadidja Krim, Mehadji Abri, Hadjira Badaoui, Samira Fersiti, Fatima Zahra Mahieddine, 'New Design of a Microstrip-Fed Printed Slot UWB Antenna with Hilbert Fractal Defected Ground Structure, Third International Conference on Computing and Wireless Communication Systems, ICCWCS 2019, April 24-25, 2019, Faculty of Sciences, Ibn Tofaïl University -Kénitra- Morocco, <http://dx.doi.org/10.4108/eai.24-4-2019.2284219>

[13] Vesna Crnojević-Bengin, NOVEL COMPACT MICROSTRIP RESONATORS WITH MULTIPLE 2-D HILBERT FRACTAL CURVES Department of Electronics, Faculty of Technical Sciences, University of Novi Sad, Trg D. Obradovica 6, 21000 Novi Sad, Serbia and Montenegro bengin@uns.ns.ac.yu

[14] JEAN-LUC CHABERT, Un demi-siècle de fractales: 1870-1920, Institut Supérieur des Sciences et Techniques, Université de Picardie, 48 rue Raspail, 02109 St Quentin Cedex, France

[15] ALAIN LE MÉHAUTÉ FRÉDÉRIC HÉLIODORE, Materials Design SARL & Inc. et Institut franco-québécois R&D Project leader, Automation and Smart Grid solutions - Alstom Grid, 'Géométries fractales et sciences de la complexité Application à la sécurité énergétique et au contrôle des blackouts électriques', 26 REE N°1/2015.

[16] Siti Nuha Shafie, I. Adam, P.J Soh, Design and Simulation of a Modified Minkowski Fractal Antenna for Tri-Band Application, University Malaysia Perlis. Downloaded on July 23, 2010 at 02:22:46 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.

[17] Journal of Engineering Technology (ISSN: 0747-9964) Volume 6, Issue 2, July, 2017, PP.317-351, A Journey of Antenna from Dipole to Fractal: A Review, Narinder Sharma and Vipul Sharma

[18] A. REHA, Le Comportement Des Antennes Fractales De Types «Courbe De Sierpinski», Méditerranéen Télécommunications Journal, Vol. 6, N° 2, June 2016

[19] Jacques Lévy Véhel. Analyse Fractale : une nouvelle génération d'outils pour le Traitement du Signal. Revue des Sciences et Technologies de l'Information - Série TSI : Technique et Science Informatiques, Lavoisier, 2000, 19 (1-3), pp.335-350

[20] <https://www.fractenna.com/nca-cohen-bio.html>

[21] Sophie Vergerio. Recherche des caractéristiques optimales d'antennes multi-capteurs pour les systèmes MIMO. Autre. Université de Provence - Aix-Marseille I, 2007. Français. fftel-00182458f

[22] AZZAZ RAHMAN Salima, ANALYSE ET CONCEPTION DES ANTENNES IMPRIMEES MULTIBANDES EN ANNEAUX CONCENTRIQUES POUR LES RESEAUX DE TELECOMMUNICATIONS, Juillet 2013

[23] Sami HEBIB, Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes pour applications spatiales, En vue de l'obtention du DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE TOULOUSE, 24 Novembre 2008.

[24] BELGACEM Wahiba, 'ETUDE ET CONCEPTION DES TAGS RFID POUR DES APPLICATIONS MEDICALES', MASTER A L'UNIVERSITÉ DE TLEMCEN FACULTÉ DE TECHNOLOGIE, en Juin 2014.

[25] Shafie, SitiNuha, Adam, P.J Soh, « Conception et simulation d'une antenne fractale de Minkowski modifiée pour tri-bande Application, 'Quatrième conférence internationale d'Asie sur la modélisation mathématique /analytique et la simulation sur ordinateur, 2010.

[26] Sika.S, Seong.R, Dong-You.Ch, 'A New Fractal-Based Miniaturized Dual Band Patch Antenna for RF Energy Harvesting ' Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation Volume 2014, Article ID 805052, 9 pages <http://dx.doi.org/10.1155/2014/805052>

[27] Mohammed Fadhil Hasan 'A New Compact Dual Band GPS Patch Antenna Design Based on Minkowski-Like Pre-Fractal Geometry 'Eng. & Tech. Journal, Vol.27, No.7, 2009.

[28] Sami Hebib. Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes pour applications spatiales. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2008. Français.

Chapitre IV

Simulations et Résultats

IV.1 Introduction

Les antennes sont les composantes clés de n'importe quel système de communication, il est donc essentiel qu'elles aient les performances correspondant au système de communication moderne, en particulier en ce qui concerne la largeur de bande ($VSWR < 2$ ou $S_{11} < -10$), un rayonnement acceptable, un gain important dans toute leur bande de fréquence [1]. Le **RAF** a suscité une grande attention dans la conception des antennes, ces dernières années [2]. Depuis que la première structure du résonateur en anneau fendu (**RAF**) est introduite par Pendry pour être employée dans la réalisation des méta matériaux, divers circuits spéciaux ont été intensivement développés [1]. Un **RAF** de base est fait de deux bandes ouvertes concentriques en anneau fendu, qui sont généralement imprimés sur un substrat planaire diélectrique mince et employée comme cellule dans une rangée périodique infinie. En raison de la réponse spéciale d'onde électromagnétique en ce qui concerne la règle conventionnelle, en particulier dans le comportement résonnant [2].

En outre, les études ont montré que le **RAF** se comporte comme résonateur électroniquement petit avec un fort facteur de qualité et une petite taille électrique. Ainsi sa propriété résonnante peut être très utile en concevant des antennes à ultra large bande et multi bande [3].

Dans ce chapitre, nous allons proposer deux antennes patch micro-ruban, la première antenne c'est une antenne patch micro-ruban carrée multi bande en utilisant la technique de fractale pour améliorer les résultats, et la seconde ; antenne patch circulaire ultra large bande en utilisant structure de sol détectée (*DGS*). Les deux antennes sont conçues et simulées à l'aide du simulateur *CST MICRO-ONDES STUDIO (CST MWS 2017)*.

a. Antenne ultra large bande

IV.2 Antenne ultra-large bande à base de méta matériaux

Aujourd'hui l'état de l'art des antennes microbande *ULB* se focalise sur les antennes microbande à base des matériaux artificiels tels que les méta matériaux, avec différentes techniques d'adaptation pour améliorer la largeur de leur bande de fréquences sans perdre de ses propriétés du rayonnement tel que le gain et la directivité [1]. Cette partie de Ce chapitre est consacré à l'application des méta matériaux dans l'environnement des antennes microbandes. Nous allons proposer antennes microbandes à base de méta matériaux travaillants dans la bande *ULB*.

IV .2.1 Structures d'antenne ultra-large bande

On va travailler sur une antenne *UWB* utilisant le résonateur en anneau fendu complémentaire et qui a été proposé dans [4].

A. Géométrie de l'antenne de conception

La figure (IV. 1) illustre les structures avec des dimensions détaillées proposées d'une antenne *UWB*, qui est imprimée sur un FR4 de 1.6 mm d'épaisseur et faible coût pour matériau de substrat de constant diélectrique de 4.3 et tangente de perte de 0.025. Sur le dessus du substrat, il y a un patch circulaire avec un rayon de $R = 11.5$ mm, et un plan de masse (*PEC du substrat avait une épaisseur de 0,035 mm*). Le radiateur circulaire est imprimé sur la partie supérieure du substrat alimenté par une ligne micro strip, où sur la partie inférieure du substrat, le plan de masse de $W (25) \times L (35)$ de dimension. La largeur à $wf = 3.117$ de la ligne et la longueur à 10 mm constantes afin d'acquérir une entrée de 50Ω d'impédance

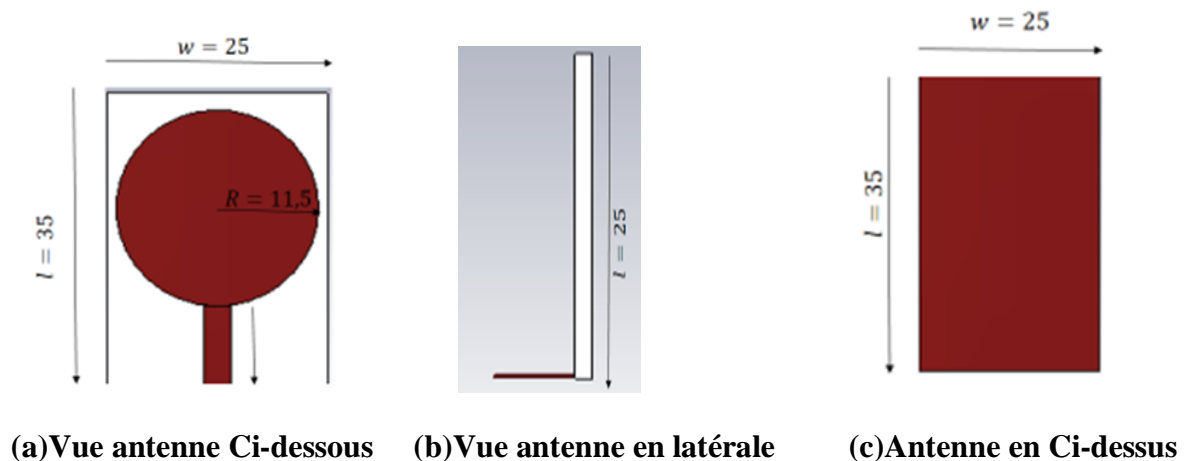


Figure IV. 1: L'antenne patch micro ruban circulaire classique.

IV.2.2 Simulations et résultat

A. Coefficient de réflexion (S11)

La Figure VI.2 montre la puissance réfléchié simulée (*coefficient de réflexion S11*) du l'antenne conventionnelle. La courbe rouge obtenu avec le substrat **FR-4**.

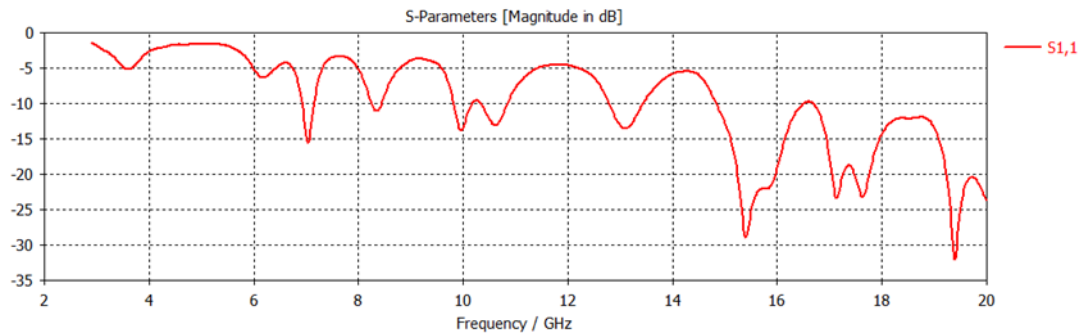


Figure IV. 2 : Coefficient de réflexion (S_{11})

Nous pouvons observer le Coefficient de réflexion (S_{11}) supérieure à -10 dB dans la plupart des cas. Les fréquences *UWB* ne sont donc pas compatibles avec les applications *UWB*.

Donc nous appliquerons la technique *DGS* pour améliorer la largeur de bande de l'antenne.

B. Le Gain

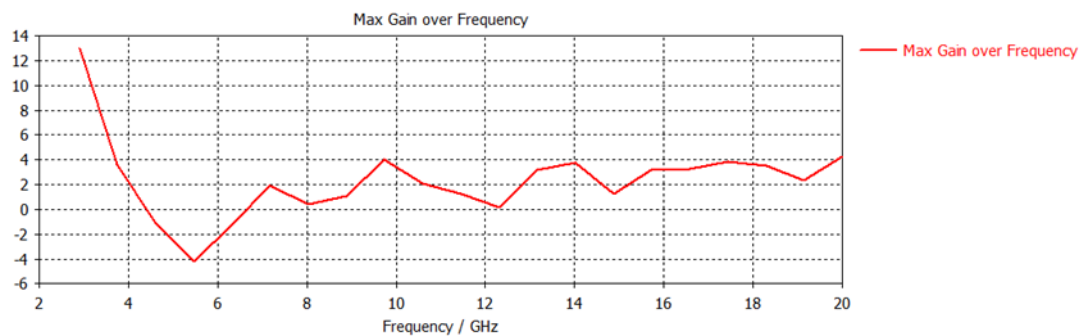


Figure IV. 3 : Gain (dB) en fonction de la courbe de fréquence (GHz) sans DGS

Figure VI.3 montre la variation simulée du gain en fonction de la fréquence de l'antenne conventionnelle. Le gain varie entre -4.2 et 5.46 dB pour une plage de fréquences de 2.9 à 20 GHz, avec un gain maximal de 3.1 dB à $f = 11.75$ GHz.

IV .2.2 Antenne à structure de sol défectueuse (DGS)

Il existe des nombreuses méthodes de remorquage permettant d'améliorer la bande passante d'une antenne patch micro ruban :

La technique *DGS*.

La technique **CPW**.

Pour ce travail de recherche, nous utiliserons la technique DGS, la procédure d'application de DGS sur l'antenne proposée a été passée en 2 étapes. Dans lors de la première étape, nous avons réduit les dimensions de l'ensemble du substrat, du plan de masse et du patch circulaire.

Dans la deuxième étape, une forme semi-circulaire a été retirée de la partie médiane supérieure du plan de masse.

A. La première étape

Les modifications qui ont été appliquées lors de la première étape sont illustrées à la figure VI.4 ci-dessous. L'antenne est fabriqué avec un substrat FR-4 de taille $W = 25$ mm sur $L = 35$ mm et d'une épaisseur de 1.6 mm.

Le parent la constante diélectrique du substrat est $\epsilon_r = 4.3$; sur la face supérieure du substrat se trouve un patch circulaire avec rayon de R et ligne d'alimentation micro ruban de 50 Ohms aux dimensions W_f et longueur L_g .

Sur le dessous du substrat, un plan de masse partielle de tailles $W \times X$. Comme le montre la figure VI.4.

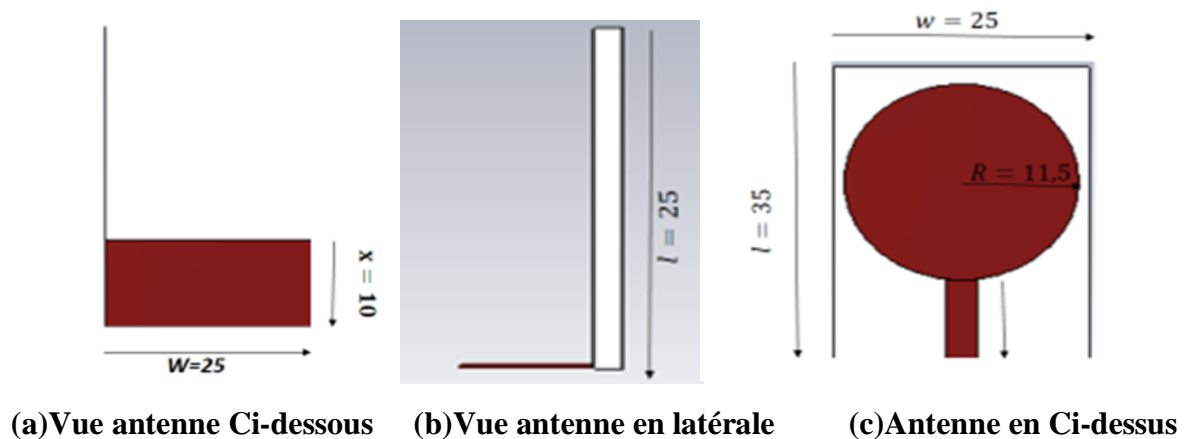


Figure IV. 4 : Conception de l'antenne proposée avec DGS dans une première étape

Les paramètres	Les valeurs (mm)
R	11.5
Wf	3.117
Lg	10
x	10

Tableau IV.1: Dimensions de l'antenne

a.1 Coefficient de réflexion (S11)

La Figure VI 5 montre la puissance réfléchie simulée (*paramètre S*) de l'antenne proposée avec *DGS* en premier pas.

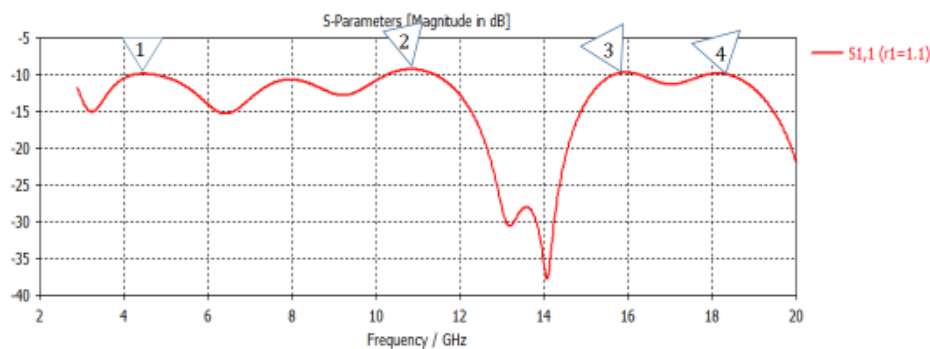
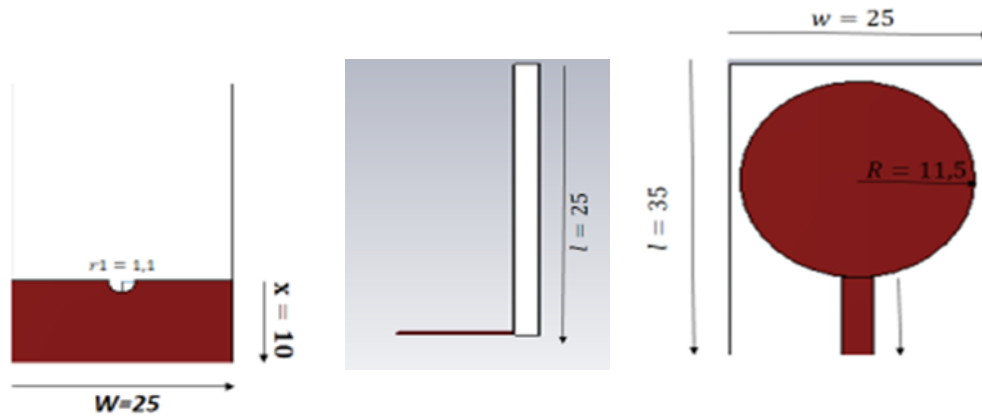


Figure IV. 5 : Coefficient de réflexion (S11)

Nous observons une amélioration de la bande passante de 2,9 GHz à 20 GHz. il existe une puissance réfléchie pour certaines bandes de fréquences supérieures à -10 dB, comme indiqué aux marques 1, 2, 3 et 4 de la figure VI 5. Pour résoudre ce problème et réduire la puissance réfléchie dans ces bandes de fréquences, certaines modifications seront ajoutées sur le plan de masse, comme cela sera expliqué aux étapes suivantes.

A.1 la deuxième étape

Dans la deuxième étape, une forme semi-circulaire de rayon $r1 = 1.5 \text{ mm}$ ont été retirée de la partie supérieure. Comme indiqué sur la figure ci-dessous.



(a) Vue antenne Ci-dessous (b) Vue antenne en latérale (c) Antenne en Ci-dessus

Figure IV. 6 : Conception de l'antenne proposée avec DGS dans la deuxième étape

b.1 Coefficient de réflexion (S11)

La puissance réfléchiée simulée (paramètre S) de la Figure VI 7, montre l'effet de la variation du rayon r_1 sur la largeur de bande de l'antenne proposée.

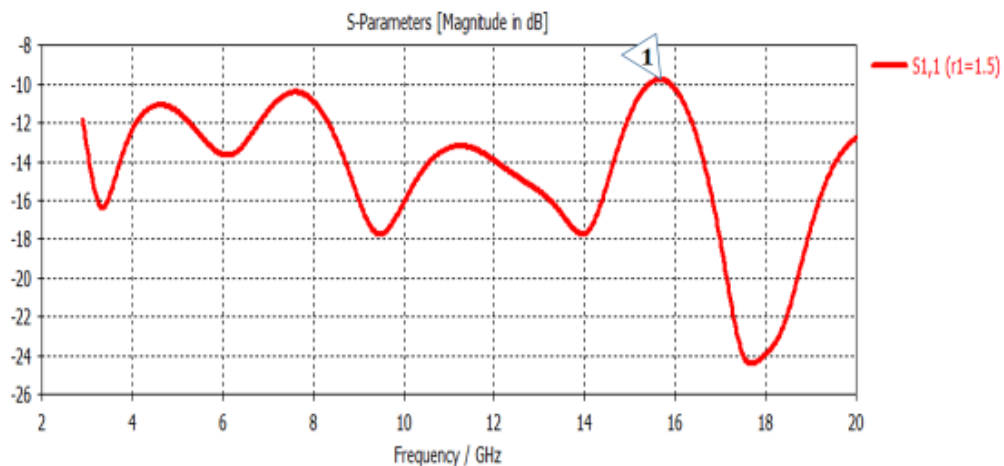


Figure IV. 7 : Coefficient de réflexion (S11)

Trois valeurs (1.1 mm , 1.3 mm et 1.5 mm) ont été simulées pour le rayon r_1 et la meilleure valeur (1.5 mm) a été choisie, car il donne les meilleures pertes de rendement qui est inférieure à -10 dB dans la plupart des cas. On peut aussi remarquer qu'après les derniers changements dans le plan de la masse, nous avons obtenu une bande passante qui couvre toute la gamme de fréquences, de 2.9 GHz à 15 GHz .

La bande passante de cette antenne où l'affaiblissement de réflexion est inférieur à -10 dB occupe la bande de fréquence de 3.1 GHz à 10.8 GHz, donc cela fonctionne bien dans les applications UWB

IV .2.3 Etude paramétrique

Nous étudierons ici l'influence des différents paramètres géométriques sur le Coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne. Pour cela certains paramètres géométriques de l'antenne seront modifiés un à un, afin de constater leurs influences sur les performances de l'antenne, notamment en termes d'adaptation sur une large bande de fréquences.

A. Effet de la largeur du patch

Nous faisons une variation de la largeur du patch (r) tout en gardant les autres paramètres inchangeables. Les valeurs utilisées sont introduites dans le tableau ci-dessous.

r_i	r_1	r_2	r_3	r_4
Dimensions (mm)	11.1	11.2	11.3	11.4

Tableau IV. 2: Variation de largeur du patch(r_i).

La figure VI 8 montre les variations du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs du patch en fonction de la fréquence.

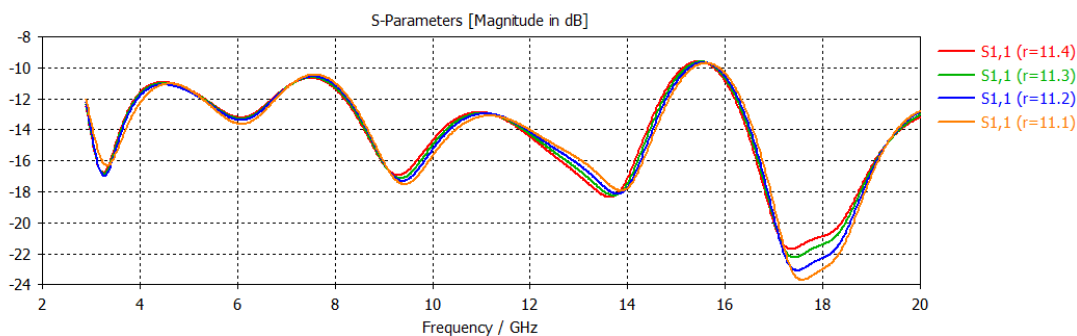


Figure IV. 8 : Variation du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs en fonction de la fréquence.

On remarque que le coefficient de réflexion est globalement proportionnel à la dimension de le rayonnent du patch. Donc, l'augmentation de r_i implique une augmentation du niveau de S_{11} .

IV .2.4 Antenne à structure de sol défectueuse (DGS) et les métas matériaux

A.1 RAF carré

Le résonateur en anneau fendu (*RAF*) carré introduit par Pendry [4] a été dimensionné pour un fonctionnement en bande S [2 GHz ; 4 GHz] [4]. Largeur de carré externe est égale à 6 mm, la largeur de la piste en cuivre est de 0.6 mm, la largeur de PEC des carrés est de 0.6 mm et l'espacement entre les deux carrés est de 0.6 mm (Figure VI 9). Le substrat utilisé pour la simulation est un FR4 qui présente une permittivité relative de 4.3, des pertes tangentielles de l'ordre de 0.025 et une épaisseur de 1.6 mm.

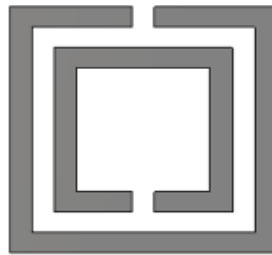


Figure IV. 9 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF carré.

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

Les paramètres	Les valeurs (mm)
w	6
z	0.6

Tableau IV.3: Dimensions de La cellule

Pour la simulation du réseau de *RAF*, des conditions de périodicité sont appliquées sur la cellule unité présentée sur la figure VI 10. Ainsi, Conducteur électrique parfait (*PEC*) dans la direction x et conducteur magnétique parfait (*PMC*) dans la direction y ont été défini comme conditions aux limites. Tout au long de la direction z , l'onde électromagnétique s'est propagée.

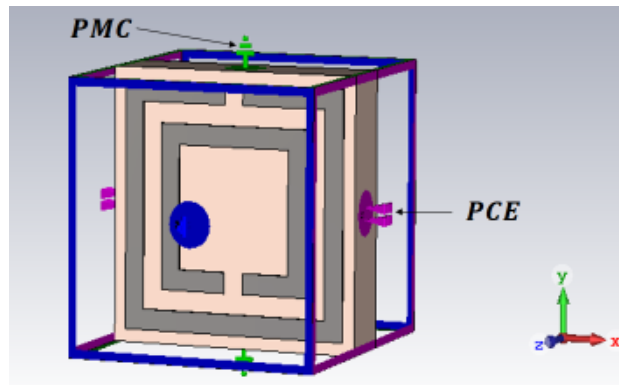


Figure IV. 10 : Configuration de la simulation de la cellule unitaire RAF carré

A. Coefficient de réflexion (S11)

La figure IV 11 présente les coefficients de réflexion et de transmission en dB et montre une fréquence de résonance $f_{rés}$ à 3 GHz avec une transmission de l'ordre de -22.06 dB.

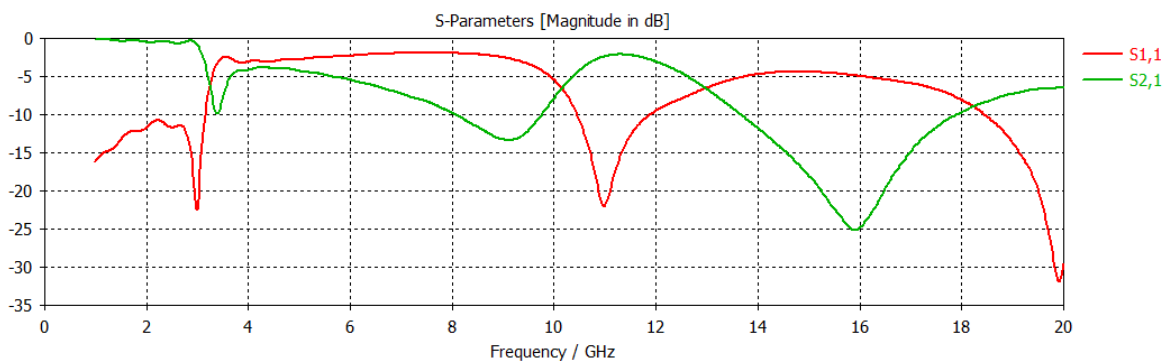


Figure IV. 11 : Coefficient de réflexion (S11)

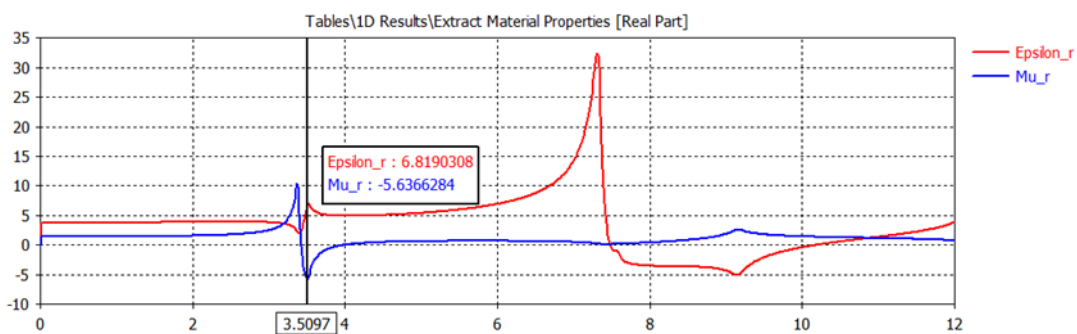


Figure IV. 12 : Représentation d'une permittivité et perméabilité

La partie réelle de la perméabilité est négative dans une bande étroite de fréquences autour de la résonance et prend des valeurs variantes de 0 à -5 (figure VI 12). En dehors de cette bande, $Re(\mu_{eff})$ est positive.

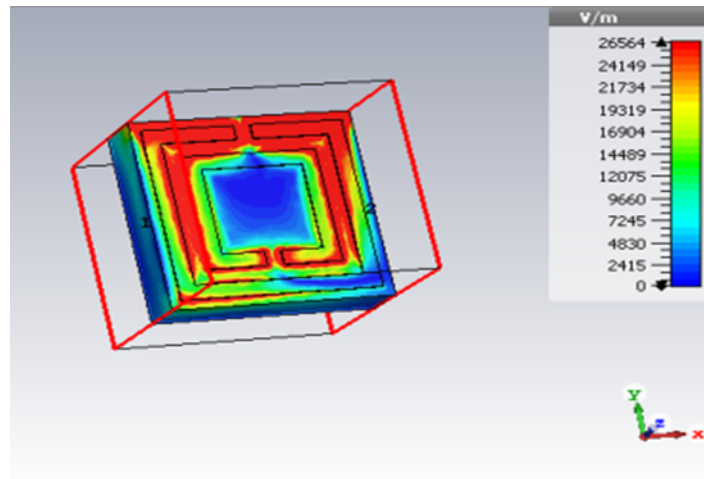


Figure IV. 13: Répartition du champ électrique sur le résonateur à la résonance ($f_r = 3\text{GHz}$)

La Figure VI 13 représente dans la répartition du champ électrique sur le résonateur, à la fréquence de résonance. En utilisant l'échelle des valeurs du module du champ électrique (Volts/mètre), on peut remarquer que le champ électrique (à la résonance) est condensé dans l'espace entre les deux carrés, ce qui justifie l'effet capacitif de notre résonateur dans cette zone.

A. Antenne à (DGS) et les métas matériaux

Une antenne *UWB* utilisant le résonateur en anneau fendu est proposée dans l'article [4]



(a) Vue antenne Ci-dessus

(b) Vue antenne en latérale

(c) Antenne en Ci-dessous

Figure IV. 14 : L'antenne avec le résonateur en anneau fendu.

b.1 Coefficient de réflexion (S11)

La figure VI 15 représente le coefficient de réflexion S₁₁ calculé par le logiciel CST

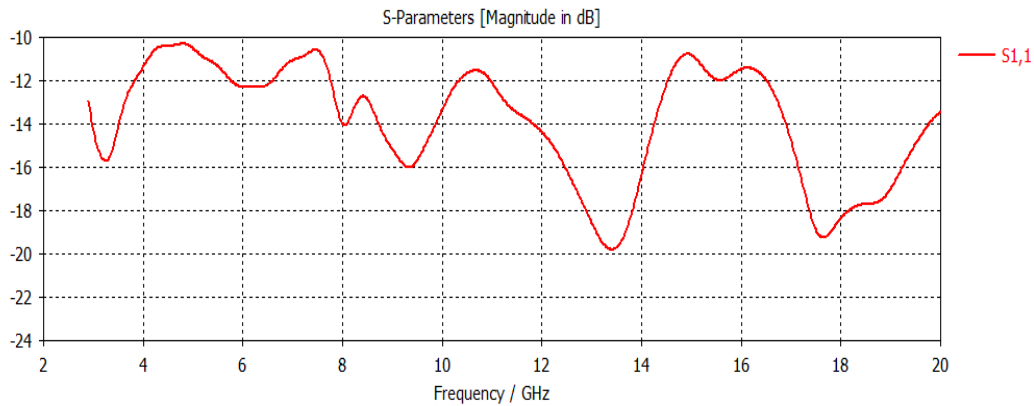


Figure IV. 15: Coefficient de réflexion (S11).

Sur la figure VI 15 le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB dans la bande de fréquence allant de 2.9 à 20 GHz. Ce dernier présente un niveau de -15.6 dB, 16 dB, 19.8dB, 19.25 dB aux fréquences 3.24 GHz, 9.33GHz ,13.4 GHz et 17.64 GHz respectivement.

b.2 Le Gain

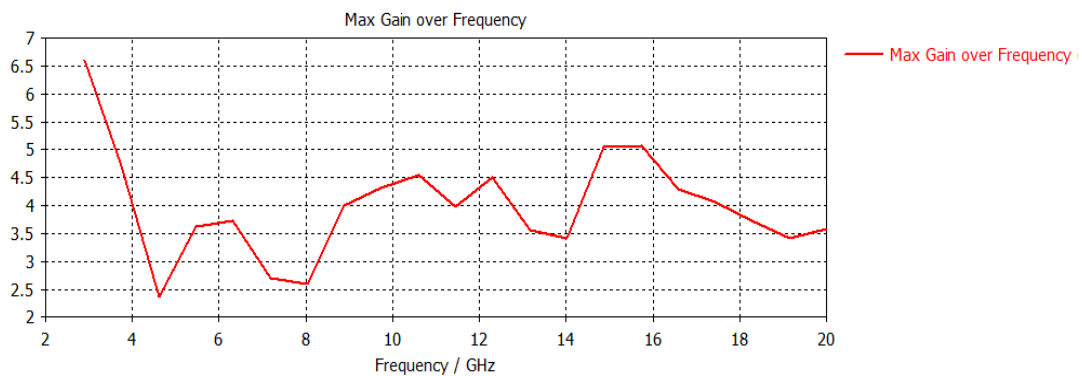


Figure IV. 16 : Gain pour différentes valeurs de la fréquence

La Figure VI 16 montre la variation simulée du gain de l'antenne proposée avec *DGS* par rapport à la fréquence, le gain est proportionnel à la fréquence. La valeur de gain maximale mesurée est de 6.15 donnée à la fréquence 3.1 GHz.

B. Antenne à (DGS) et les métas matériaux optimisée

D'après les études paramétriques menées précédemment, nous peut être présentée une antenne optimisée dans cette partie.

Les paramètres	Les valeurs (mm)
w	24
l	33.5
lg	10
x	10
r	11.5

Tableau IV.4 : Dimensions de l'antenne.

c.1 Coefficient de réflexion (s11)

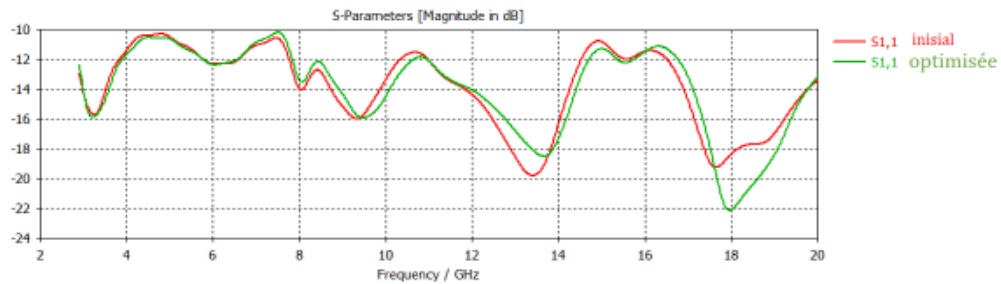
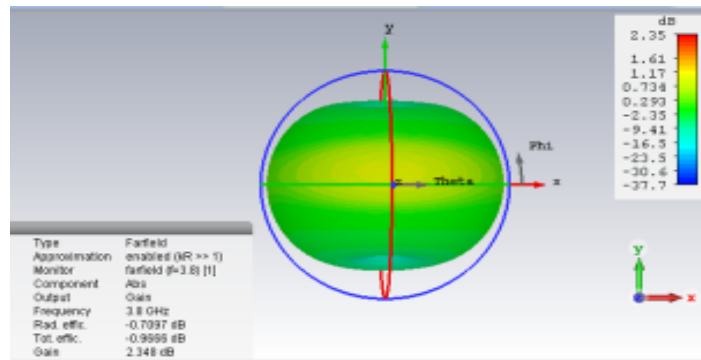
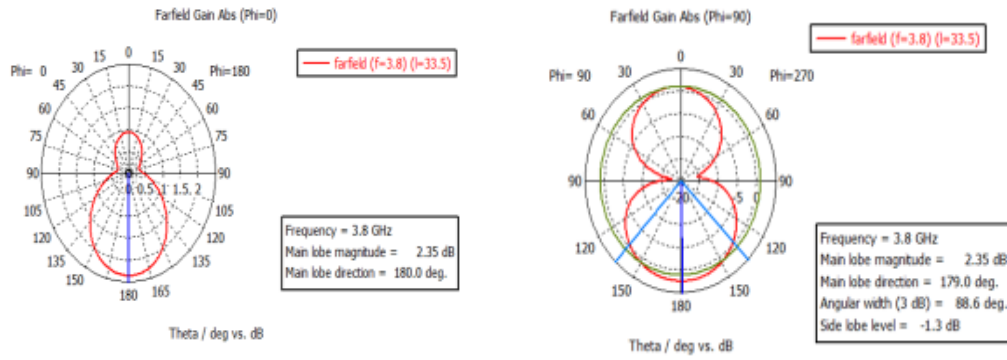


Figure IV. 17 : Coefficient de réflexion initial et optimisé

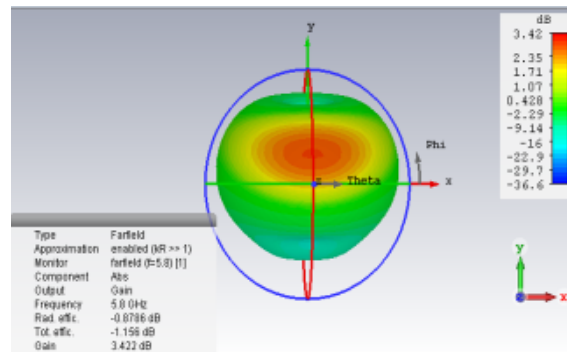
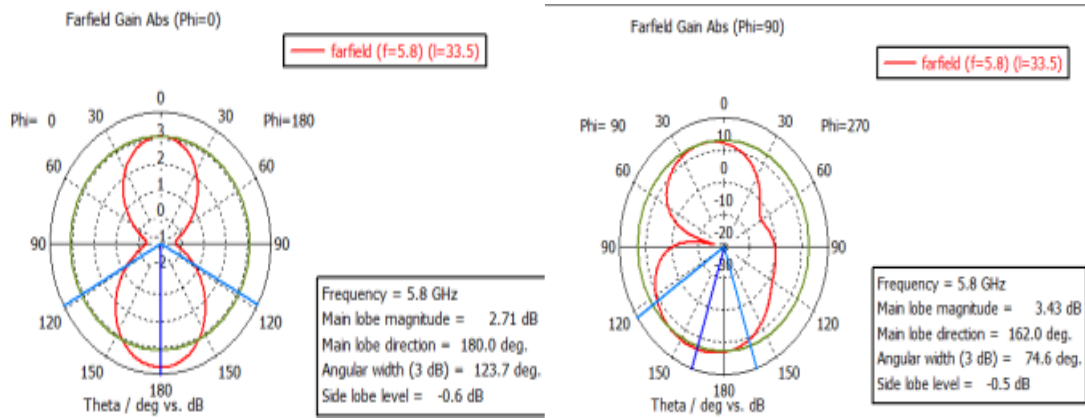
La figure IV 17 montre la comparaison entre le résultat de l'antenne initiale et optimisée. Le coefficient de réflexion de l'antenne finale atteint -22 dB à la fréquence 18 GHz avec une bande passante allant de 2.9 GHz à 20 GHz

c.2 Le diagramme de rayonnement

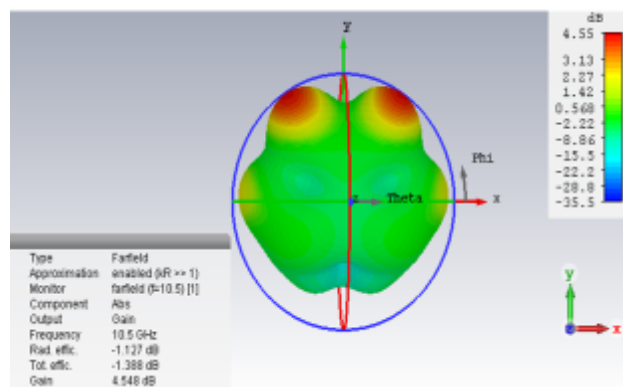
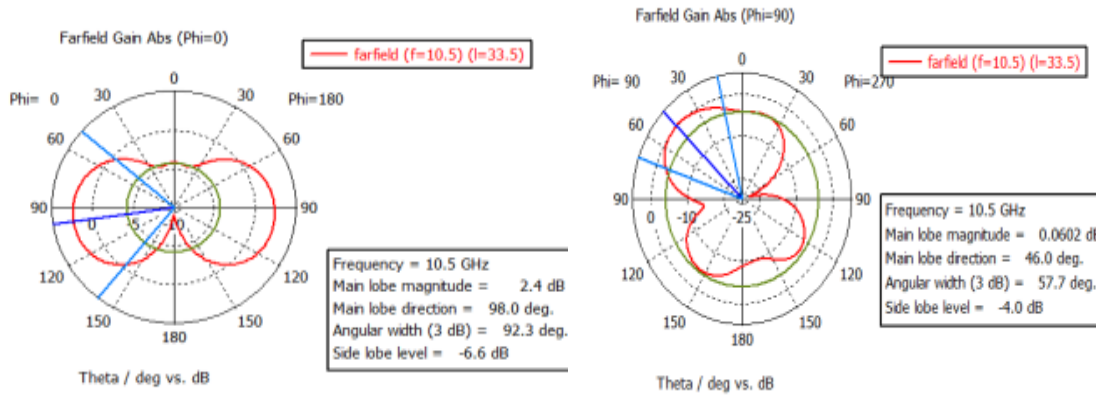
Les diagrammes de rayonnement de champ lointain de la structure finale dans le plan E ($\phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\phi = 90^\circ$) ont été mesurés à trois fréquences différentes (3.2, 7.45 GHz), les résultats et la clarification sont indiqués ci-dessous



A



B



C

Figure IV. 18 : Diagrammes de rayonnement mesurés pour l'antenne proposée avec le système de géo datage en 3D et sur le plan E ($\phi = 0^\circ$) et le plan H ($\phi = 90^\circ$) à : (a) 3,8 GHz, (b) 5.8 GHz, (c) 10.5 GHz

Le diagramme de rayonnement 3D de l'antenne proposée avec DGS est présenté à la figure VI 18 est simulé à différentes fréquences : 3.8 GHz, 5.8 GHz et 10.5 GHz. avec une valeur maximale de gain pour ces les fréquences sont respectivement 2.35 dB, 3.42 dB et 4.55 dB. La même figure montre le rayonnement polaire motif aux mêmes fréquences dans les deux plans, le plan E ($\phi = 0^\circ$) et le plan H ($\phi = 90^\circ$). À la fréquence 3,8 GHz, Figure (a), pour $\phi = 0^\circ$, le diagramme de rayonnement a un lobe principal vers la direction 180° . Et pour $\phi = 90^\circ$, le rayonnement est symétrique et bidirectionnel. Les lobes principaux sont orientés autour de 88.6° et 179° .

À la fréquence 5.8 GHz, Figure (b), pour $\phi = 0^\circ$ le rayonnement est bidirectionnel avec un proche lobe arrière incliné, le lobe principal dans la direction $\theta = 180^\circ$. Et pour $\phi = 90^\circ$, il y a un lobe principal dans la direction $\theta = 162^\circ$ et un lobe arrière à 0° .

A la fréquence 10.5 GHz, Figure VI 18 (c), pour $\phi = 0^\circ$ les diagrammes de rayonnement représentent deux déformés lobes principaux le lobe principal dans la direction

$\theta = 98^\circ$. Et pour $\phi = 90^\circ$, le rayonnement est symétrique et bidirectionnel dans la direction $\theta = 46^\circ$.

c.3 La Distribution de courant

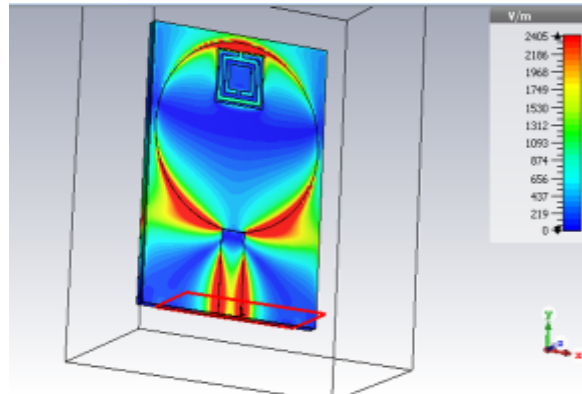


Figure IV. 19: La Distribution de courant

Figure VI 19 montre les distributions de courant sur les patchs et sur le plan de masse, où les courants sont principalement concentrés sur les bords du patch et sur le plan DGS. Par conséquent, le rayonnement du patch est plus long sur les bords, ce qui conduit à un rayonnement efficace. Le DGS dans le plan de masse augmente le trajet du courant, ce qui augmente à son tour la longueur électrique de la ligne micro-ruban.

IV.2.5 Comparaison antenne avec et sans DGS et avec DGS et méta matériaux

Afin d'observer l'effet de l'utilisation du *DGS* et le méta matériaux sur l'antenne, les résultats de la simulation ont été comparés, entre l'antenne sans *DGS*, l'antenne avec *DGS* et l'antenne avec *DGS* et le méta matériaux (*RAF*)

Nous pouvons clairement observer sur les figures précédant que l'antenne sans *DGS* a une bande passante très étroite et ne pas adapté dans la bande passante *ULB*, de l'autre côté l'antenne avec *DGS* a une large bande passante et satisfaire toute la bande passante *ULB*, et l'antenne avec *DGS* et le *RAF* a une large bande passante et miniature dimensions

Les paramètres	Antenne classique	Antenne avec DGS	Antenne avec Le DGS et le RAF
Dimensions (mm^2)	35*25(mm^2)	35*25(mm^2)	33.5*24(mm^2)
Le gain (dB) à 5,8 GHz	-2.73	3.46	3.7
Bande passante	Bande très étroite	12.1	17.1
Efficacité	11%	79.3%	79.7%

Tableau IV.5: Comparaison antenne avec et sans DGS et avec DGS et métas matériaux

- La première antenne proposée sans *DGS* a de grandes dimensions et une bande passante très étroite et un très mauvais gain et efficacité.
- L'antenne proposée avec *DGS* a une bonne efficacité.
- L'antenne avec *DGS* a une très large bande passante (20 GHz)
- L'antenne miniature proposée avec des dimensions de 24 mm x 33.5 mm avec *DGS et le RAF* à de meilleurs résultats que l'antenne conventionnelle sans *DGS et le RAF*.
- En comparant les caractéristiques de l'antenne avec et sans *DGS et le RAF*, nous notons une grande l'amélioration et l'augmentation de la bande passante, du gain et de l'efficacité après l'application de *DGS* et le méta matériaux(*RAF*) sur l'antenne proposée

IV .3 Antenne multi bande

L'orientation moderne de communication exige l'emploi des antennes miniatures et de plusieurs bandes de fréquence ces obligations donnent un grand intérêt pour des dispositifs permettant de couvrir plusieurs bandes simultanément et donc réduire le nombre des antennes embarquées. Ces dispositifs sont les antennes multi-bandes.

IV .3.1 Géométrie de l'antenne de conception

La figure IV.20 illustre les structures avec des dimensions détaillées proposée d'une antenne de base, qui est imprimée sur un substrat diélectrique, et un plan de masse de (*PEC*) $wg \times lg \times h$ ($36 \times 36 \times 0.035$) avec un emplacement rectangulaire pour acquérir une bande passante multi-bande.

Un élément rayonnant est imprimé sur la partie supérieure du substrat alimenté par une ligne micro-ruban, de la largeur $w_f = 3.137$ de la ligne et la longueur $L_f = 17$ mm constante afin d'acquérir une entrée de 50Ω impédance.

IV.3.2 Le substrat utilisé

Le substrat utilisé pour la simulation de cette antenne est de type FR4 avec une permittivité relative $\epsilon_r = 4.3$, tangente de perte $\text{tg } \delta = 0.025$ et une épaisseur $h = 1.6$ mm. Cette choix est justifié par le fait que ce type est largement disponible et peut fonctionner jusqu'à la fréquence 10GHz.

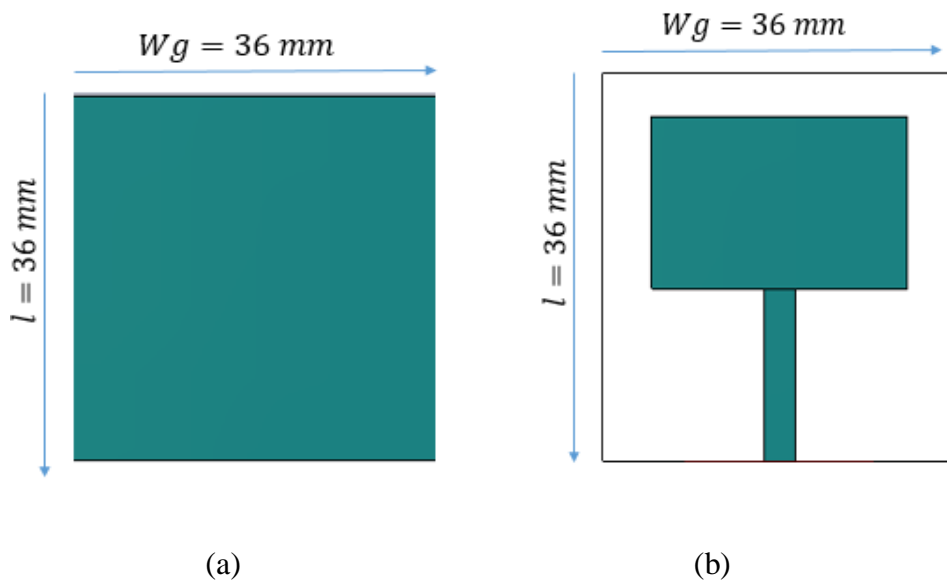


Figure IV. 20: structure de l'antenne. (a) Vue de face. (b) Vue en perspective.

IV.3.4 Choix de la technique d'alimentation

Les éléments rayonnants peuvent être alimentés par diverses techniques. Dans ce travail nous avons choisi d'alimenter les éléments rayonnants par la méthode d'alimentation par ligne microruban, Ce genre d'alimentation a l'avantage d'être gravé sur le même substrat pour former une structure plane, elle est donc pratique puisqu'elle fournit une facilité de fabrication et une simplicité de modélisation.

IV.4 Simulations et résultat

- Coefficient de réflexion (S11)

La Figure suivante montre coefficient de réflexion S11 de l'antenne de base.

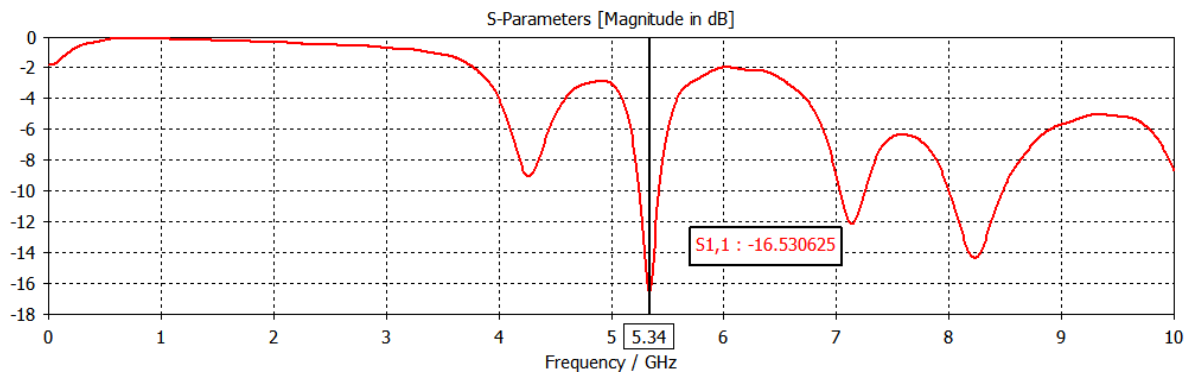


Figure IV. 21: Coefficient de réflexion (S11)

- **Le gain**

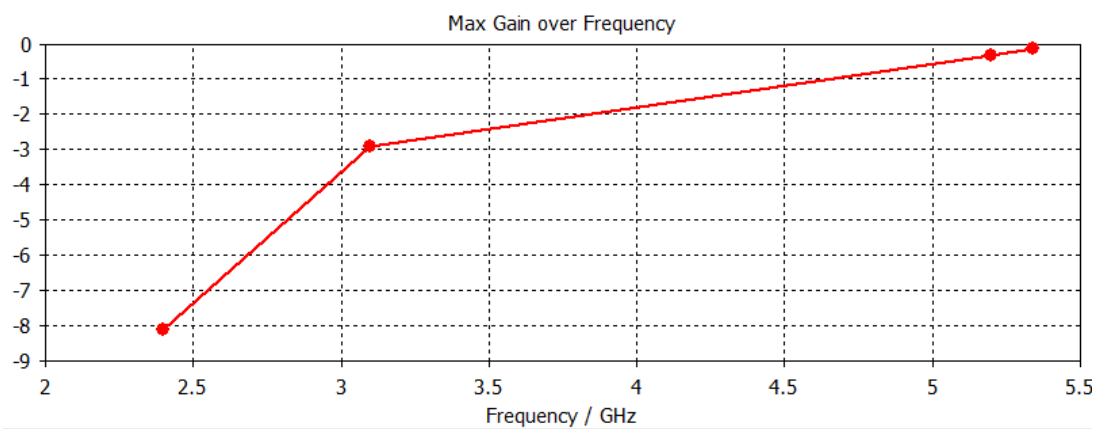


Figure IV. 22 : Le gain en fonction de la fréquence.

D'après la figure IV.21 on observe qu'il y a une adaptation à la fréquence 5.34 GHz avec un pic du coefficient de réflexion de -16.53 dB, mais le gain négatif. Alors cette antenne ne fonctionne pas. Nous avons utilisé la technique fractale pour améliorer cette antenne.

IV.4.1 Simulation d'antenne fractale

Les antennes fractales a une relation entre le nombre d'itération et les fréquences de résonance telle que plus le nombre d'itération augmente plus la fréquence de résonance démunie de même pour le gain et la bande passante. Dans ce travail, nous avons simulées deux types d'antenne fractale différents la première de Minkowski et la deuxième de Sierpinski. Après nous avons faire une hybridation de ces deux techniques. Les résultats seront présentés par la suite.

IV.4.1.1 Simulation d'Antenne fractale de Minkowski

- la première itération

Dans cette section, la courbe de Minkowski est placée au centre du plan de masse qui résulte en une nouvelle structure d'antenne telle que représentée par la Figure IV.23 avec ses dimensions.

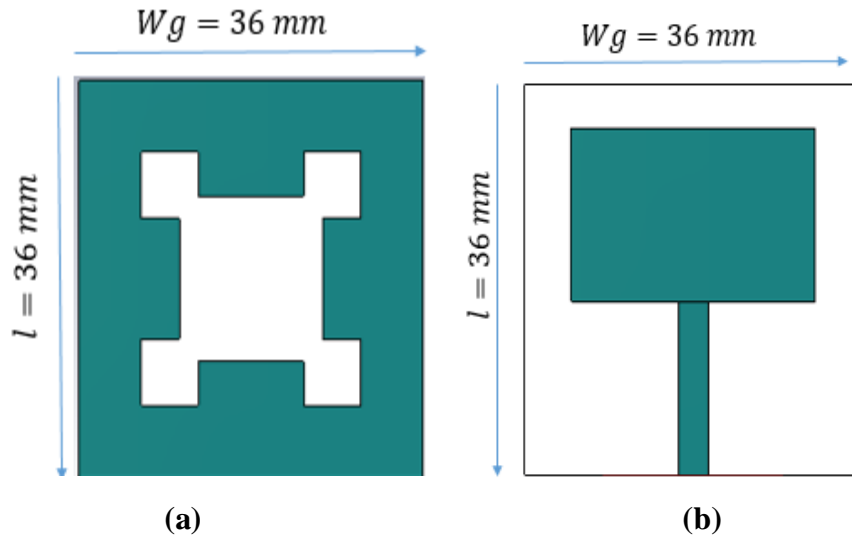


Figure IV. 23 : structure de l'antenne. (a)Vue de face. (b) Vue en perspective.

Après simulation, nous pouvons visualiser plusieurs paramètres. Celui qui nous intéresse le coefficient de réflexion S11, représenté dans la bande de fréquence à partir de 1 jusqu'à 10 GHz. La figure IV.24 ci-dessous, montre que la résonance de l'antenne est correctement prédite un pic -13.45 dB qui correspond à la fréquence 5.2 GHz WLAN.

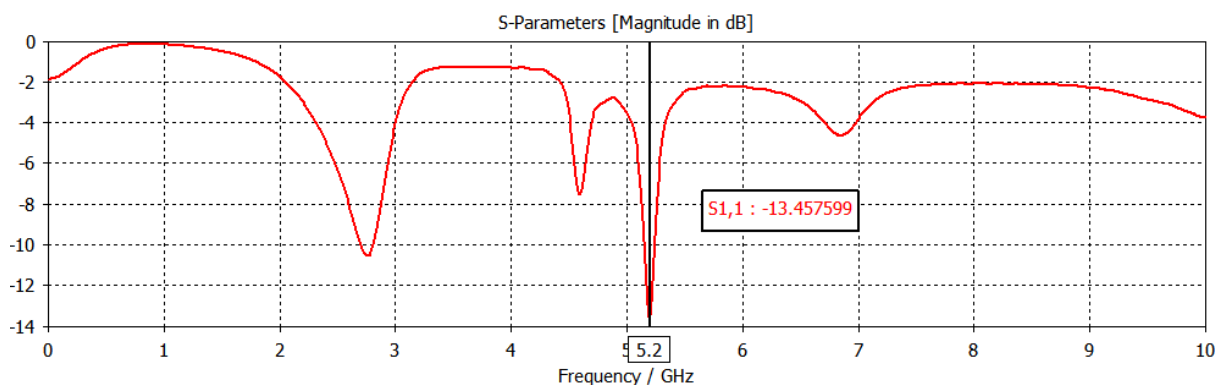


Figure IV. 24 : Coefficient de réflexion (S11).

IV.4.1.2 Simulation d'antenne fractale de Sierpinski

- La première itération

Dans cette section, la courbe de Sierpinski est placée au centre du plan de masse qui résulte en une nouvelle structure d'antenne telle que représentée par la Figure IV.25.

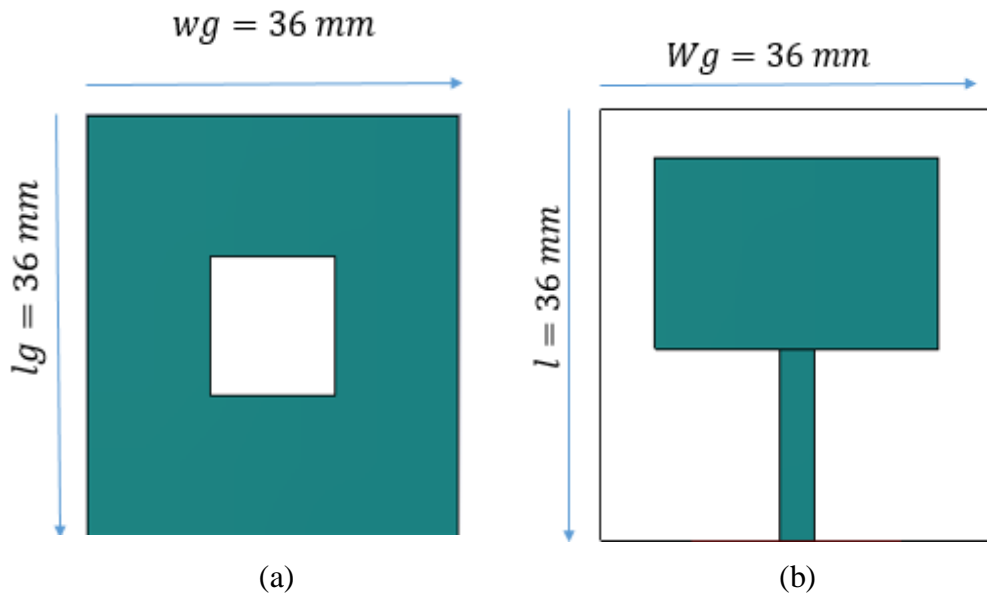


Figure IV. 25 : structure de l'antenne. (a)Vue de face. (b) Vue en perspective.

Nous observons à la figure IV.26 ci-dessous que l'antenne est résonnée correctement à la fréquence 4.09 GHz avec un pic de -11.91 dB.

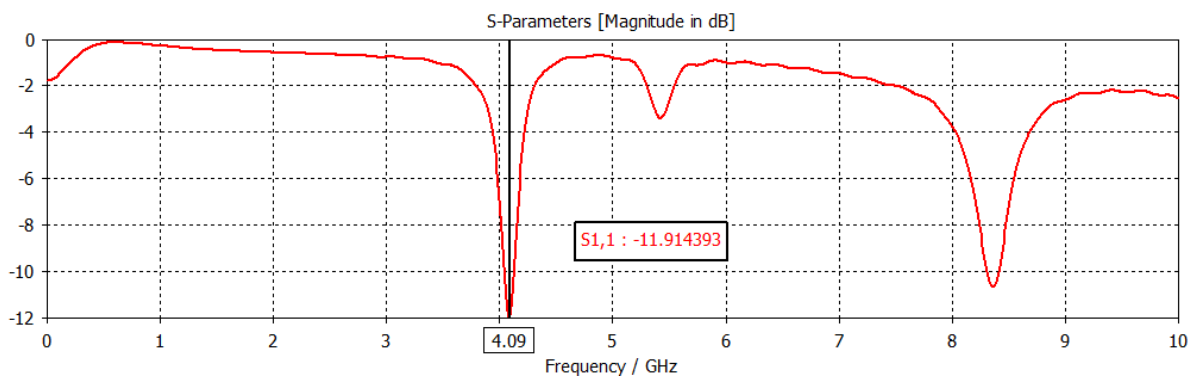


Figure IV. 26: Coefficient de réflexion (S_{11}).

- **Deuxième itération**

La figure (IV.27) montre structure d'antenne de la deuxième itération de Sierpinski et leur dimension.

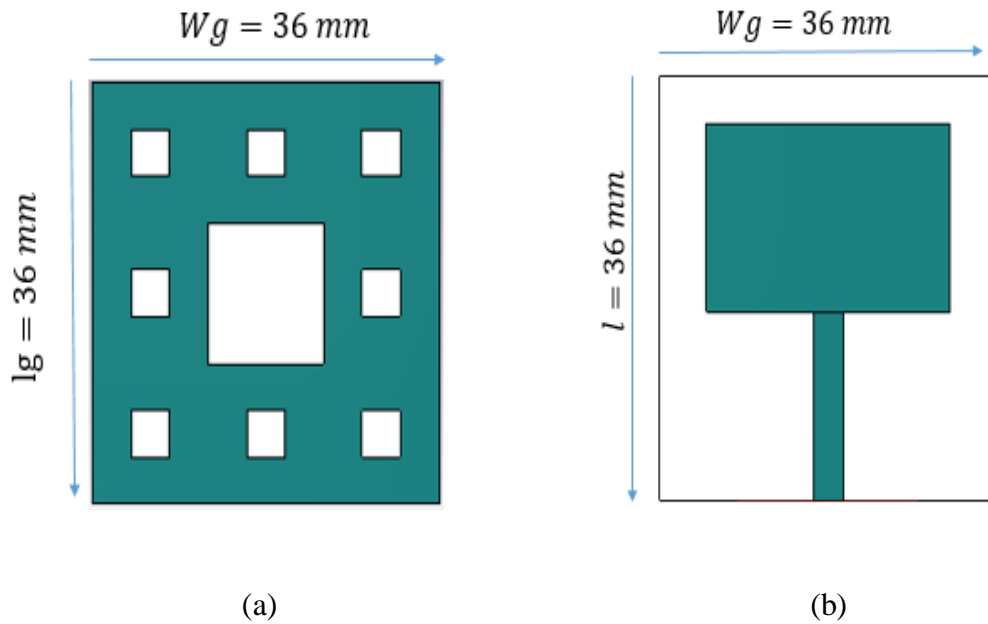


Figure IV. 27 : structure de l'antenne. (a) Vue de face. (b) Vue en perspective.

Résultat de simulation présente dans la figure IV.28. Nous observons une adaptation de la fréquence de résonance 3.1 GHz avec un pic de coefficient de réflexion -14.32 dB.

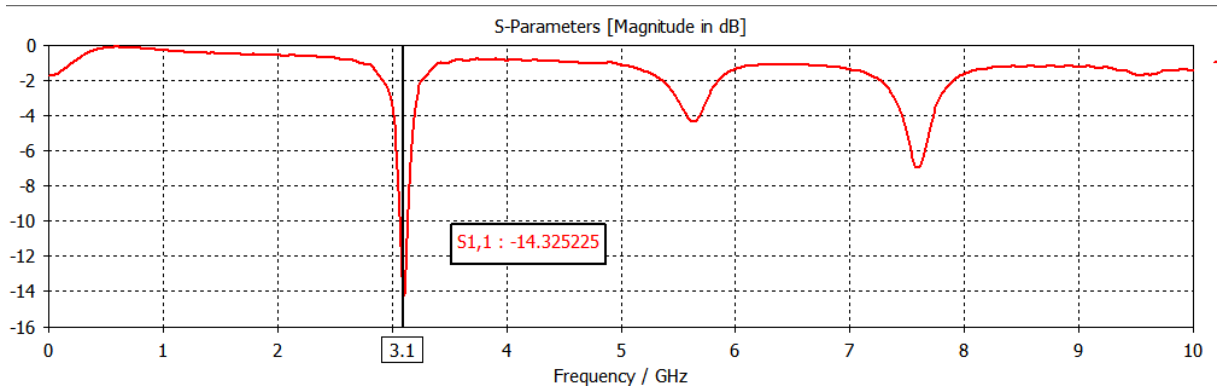


Figure IV. 28 : Coefficient de réflexion (S11).

Nous pouvons observer qu'il y a un décalage de fréquence avec une bonne adaptation que la première itération du coefficient de réflexion – 14.53 dB à la fréquence de résonance de 3.1 GHz. Le tableau suivant représente les résultats de la première et la deuxième itération.

Itération	La fréquence de	Le coefficient de	La bande passante
-----------	-----------------	-------------------	-------------------

	résonance	réflexion	
1ère itération	4.09 GHz	-11.91 dB	70 MHz
2ème itération	3.1 GHz	-14.32 dB	30 MHz

Tableau IV.6: Les paramètres de la première et la deuxième itération de Sierpinski.

D'après le tableau IV.6. On remarque que c'est l'itération augmente le coefficient de réflexion diminue et même pour la bande passante qui résulte a une bonne adaptation.

IV.5 Antenne fractale hybride

Pour améliorer les performances de l'antenne fractale, il est parfois conseillé de concevoir une antenne fractale en intégrant deux ou plus de géométries. Ainsi, une antenne conçue en combinant au moins deux géométries fractales est dite antenne fractale hybride.

Dans cette partie, nous avons présenté une antenne fractale hybride conçue de manière de Minkowski-Sierpinski.

IV.5.1 Géométrie de l'antenne proposée

La structure initiale de l'antenne avant l'application de la géométrie fractale est représentée sur la Figure IV .20 précédente (soit l'antenne 1). La structure proposé de la figure IV.29 avec un hybride fractale est imprimée sur un substrat diélectrique de type FR4 ayant une épaisseur de 1.6 mm, une permittivité relative $\epsilon_r = 4.3$ et une tangente de perte 0.002. Les dimensions de substrat sont $34 \times 34 \times 1.6 \text{ mm}^3$ (c'est-à-dire $W_g \times l_g \times h$). La configuration avec les paramètres de notre antenne fractale proposée est représentée sur la Figure IV.29.

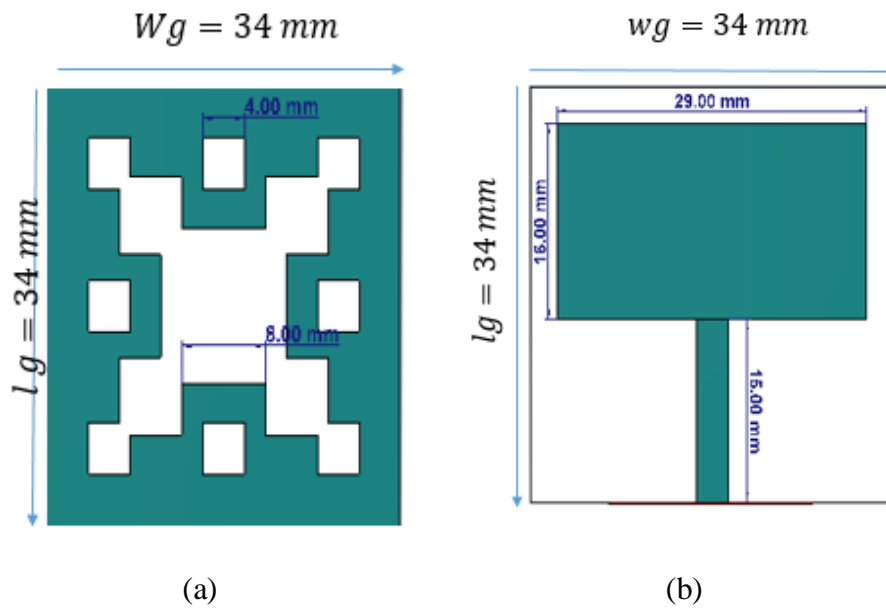


Figure IV. 29 : structure de l'antenne. (a)Vue de face. (b) Vue en perspective.

- **Résultat de simulation**

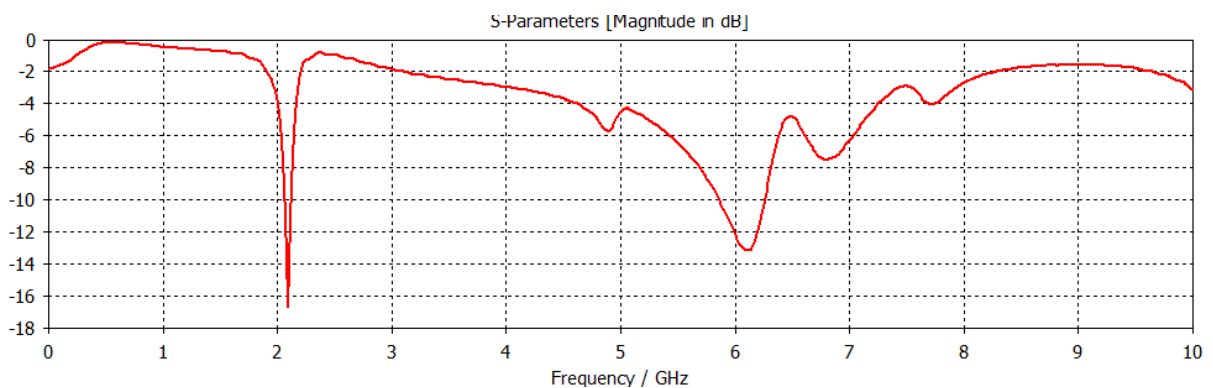


Figure IV. 30: Coefficient de réflexion (S11).

D'après la figure IV.30 nous avons observés qu'elle est adaptée à 2 fréquences de résonances 2.09 GHz et 6.12 GHz respectivement au -16.73 dB et -13.2 dB.

IV.5.2 Etude paramétrique

- **Influence de la longueur du patch**

Dans ce paragraphe, la longueur w_p du patch est variée et l'effet de ce paramètre sur l'adaptation d'impédance est étudié. La longueur w_p du patch rectangulaire a été variée de 24 à 33 mm par un pas de 1 mm. Les courbes simulées du coefficient de réflexion, de l'antenne fractale hybride alimentée par ligne micro-ruban, pour différentes valeurs de la longueur (w_p) sont illustrées sur la Figure IV. 31.

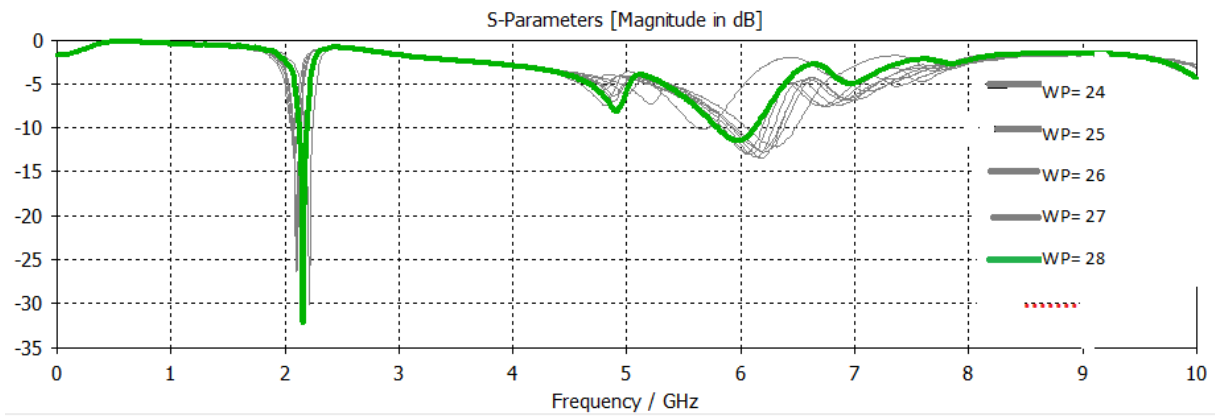


Figure IV.31 : Coefficient de réflexion (S11).

Comme on peut le constater sur les résultats de simulation, l'effet de la longueur wp du patch parasite est clairement visible. La Figure IV.31 montre une meilleure adaptation ou niveau de la fréquence de résonance 2.19 GHz et 5.97 GHz avec un coefficient de réflexion égale à -32.2 dB et -11.52 dB respectivement.

- **Le gain**

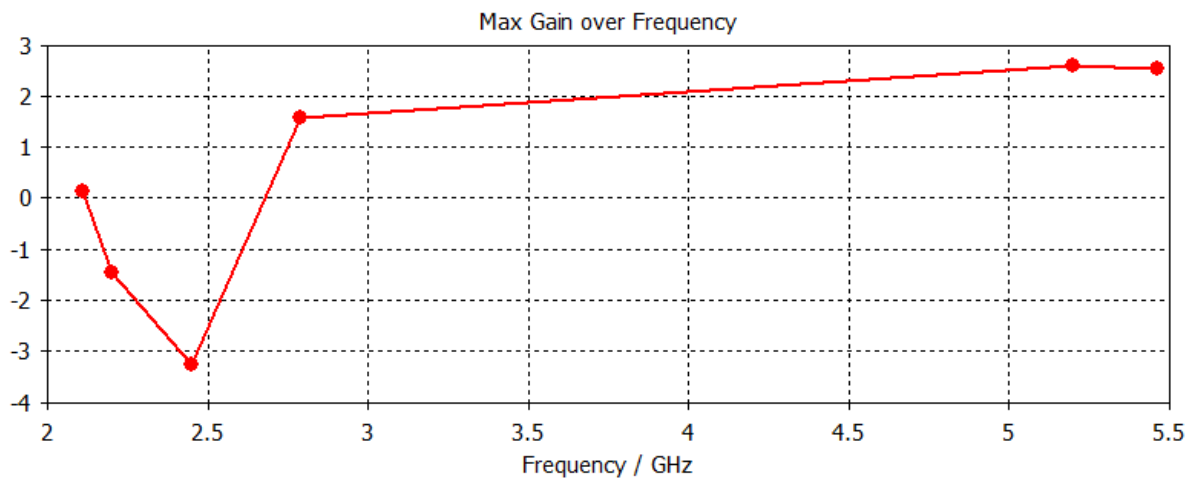


Figure IV.32 : Le gain en fonction de la fréquence.

IV.6 Antenne de structure fractale a base méta matériaux

Dans les résultats précédents, le comportement d'une antenne planaires ayant la forme fractale a été étudié et simulés avec CST qui montre une relation entre le nombre d'itération et la fréquence de résonance. En effet, plus le nombre d'itération augmente, plus la fréquence de résonance diminue. Aussi, les gains et les bandes passantes diminuent lorsque le nombre d'itération augmente. Donc pour améliorer le gain, nous avons structuré une antenne fractale à base de méta matériaux. La cellule utilisée c'est du RAF carré.

IV.6.1 RAF carré

Le Résonateur en Anneau Fendu (RAF) carré introduit par Pendry a été dimensionné pour un fonctionnement en bande S [2 GHz ; 4 GHz]. Largeur de carré externe est égale à 7.9 mm, la largeur de la piste en cuivre est de 0,55 mm, l'espacement entre les deux carrés est de 0.55 mm (Figure IV .33). Le substrat utilisé pour la simulation est un FR4 qui présente une permittivité relative de 4.3, des pertes tangentielles de l'ordre de 0,025 et une épaisseur de 1.6 mm.

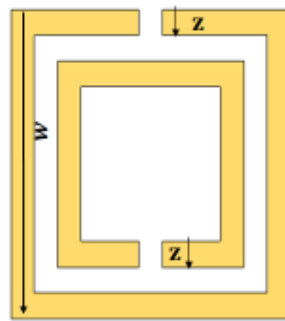


Figure IV. 33 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF carré.

Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures suivantes :

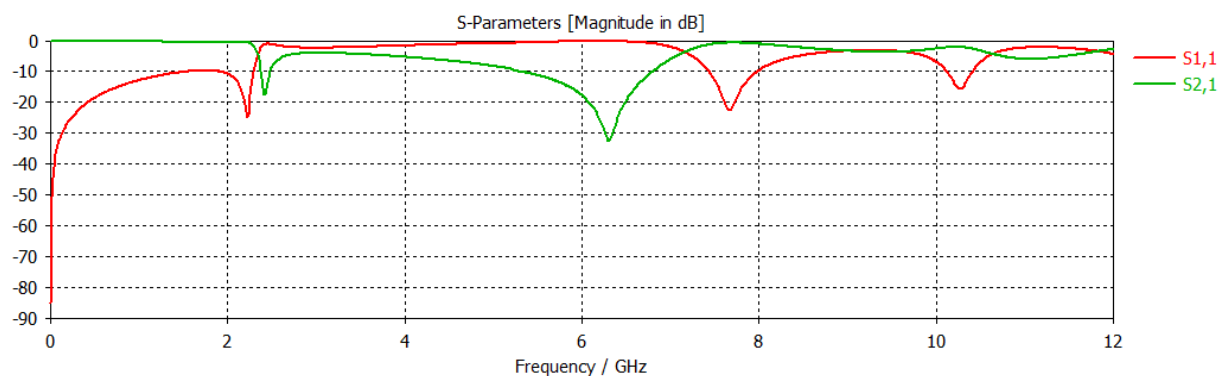


Figure IV.34 : variation de coefficient de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence

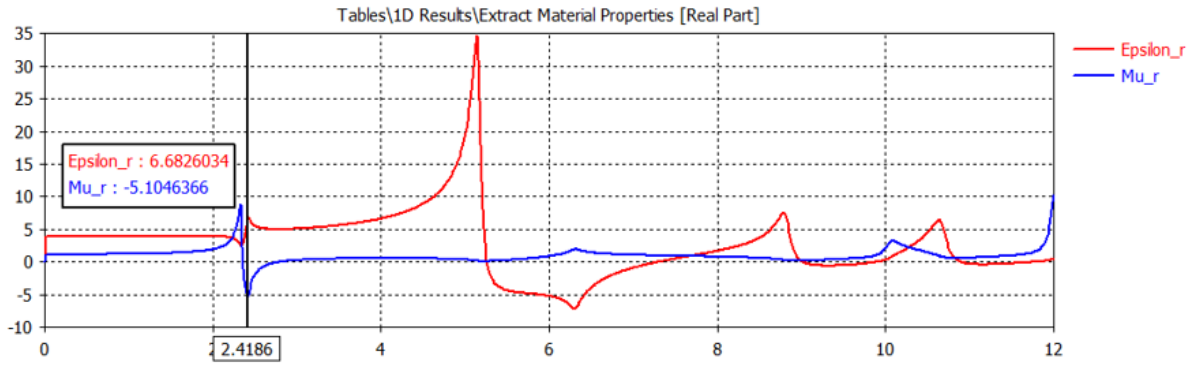


Figure IV.35 : Représentation d’une permittivité et perméabilité

La partie réelle de la perméabilité est négative dans une bande étroite de fréquences autour de la résonance et prend des valeurs variant de 0 à -5 (figure IV.35). En dehors de cette bande, $Re(\mu_{eff})$ est positive.

IV.6.2 Simulation d’une antenne fractale hybride proposée avec méta ou centre du plan de masse

- **Conception de l’antenne proposée**

On prend la même structure de l’antenne hybride fractale proposé de taille réduite et on ajoute une RAF carré ou centre du plan de masse.

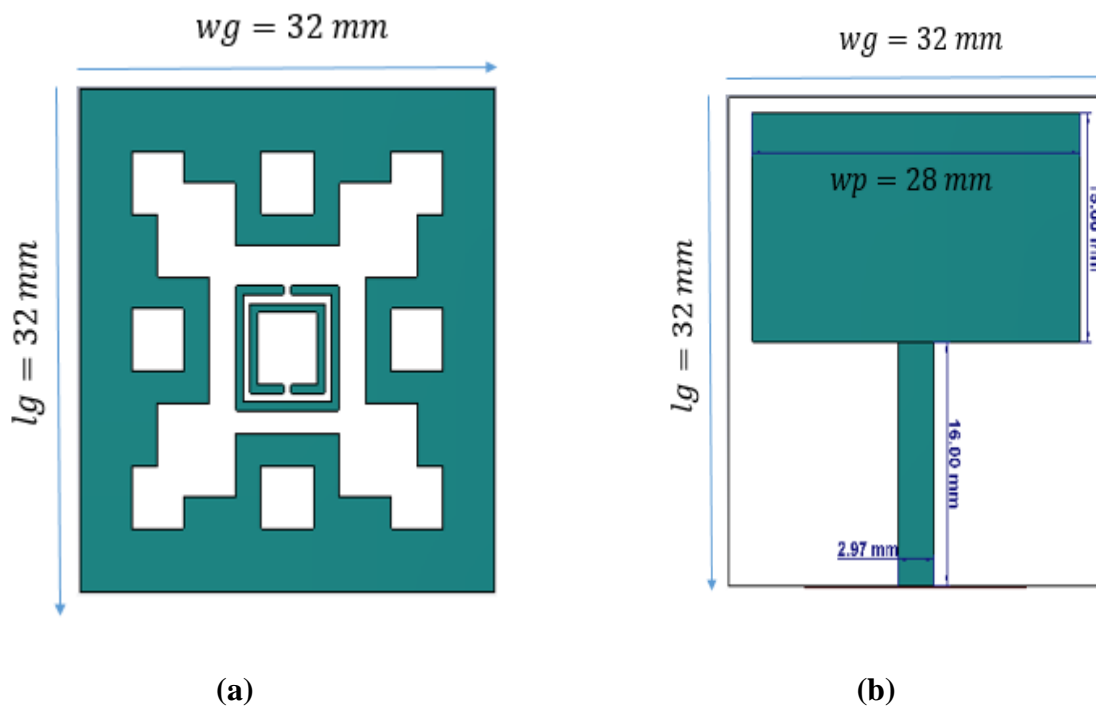


Figure IV.36 : structure de l’antenne. (a)Vue de face. (b) Vue en perspective.

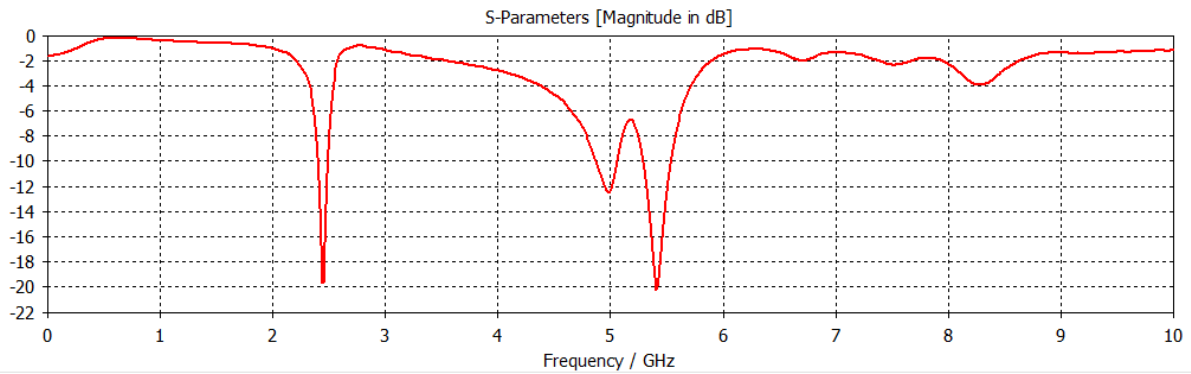
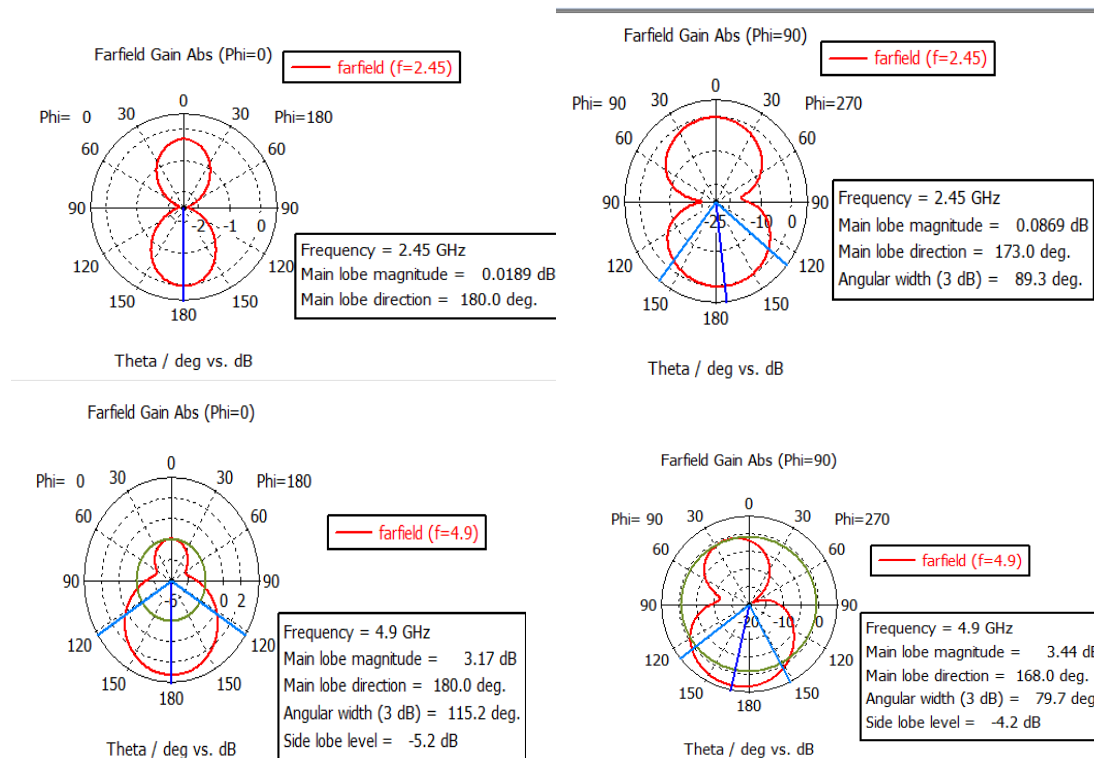


Figure IV. 37 : Coefficient de réflexion (S11)

On observe que La taille de l’antenne diminue on plus lorsque nous ajoutons méta et un décalage de fréquence vers les fréquences plus petit qui nous intéresse comme la représente la figure IV.37. On obtient trois fréquences de résonance 2.45 GHz, 4.9 GHz et 5.41 GHz adaptée respectivement à -19.72 dB, -12.44 dB et -20.17 dB dédiée pour des applications sans fil Bluetooth, Wifi, WLAN.

- **Le diagramme de rayonnement**

Les diagrammes de rayonnement de champ lointain de la structure finale dans le plan E ($\phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\phi = 90^\circ$) ont été mesurés à trois fréquences différentes (2.45, 4.9 et 5.41 GHz), les résultats et la clarification sont indiqué ci-dessous



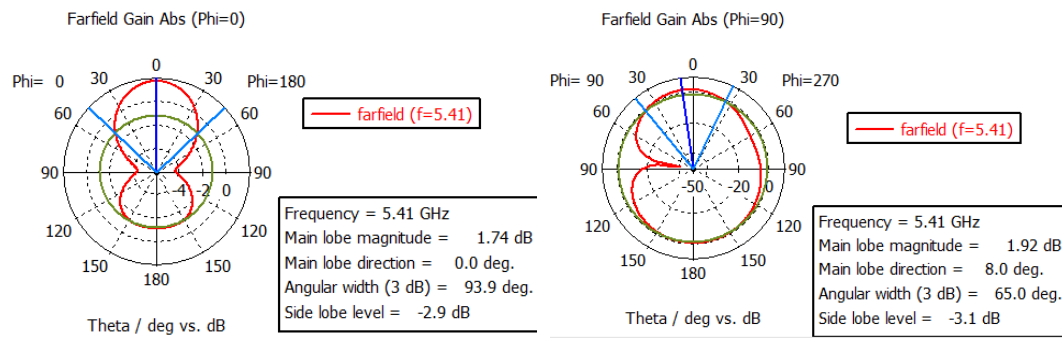


Figure IV.38 : Diagramme de rayonnement dans les plans phi=0° et phi=90° pour les fréquences 2.45 GHz ; 4.9 GHz et 5.41 GHz respectivement.

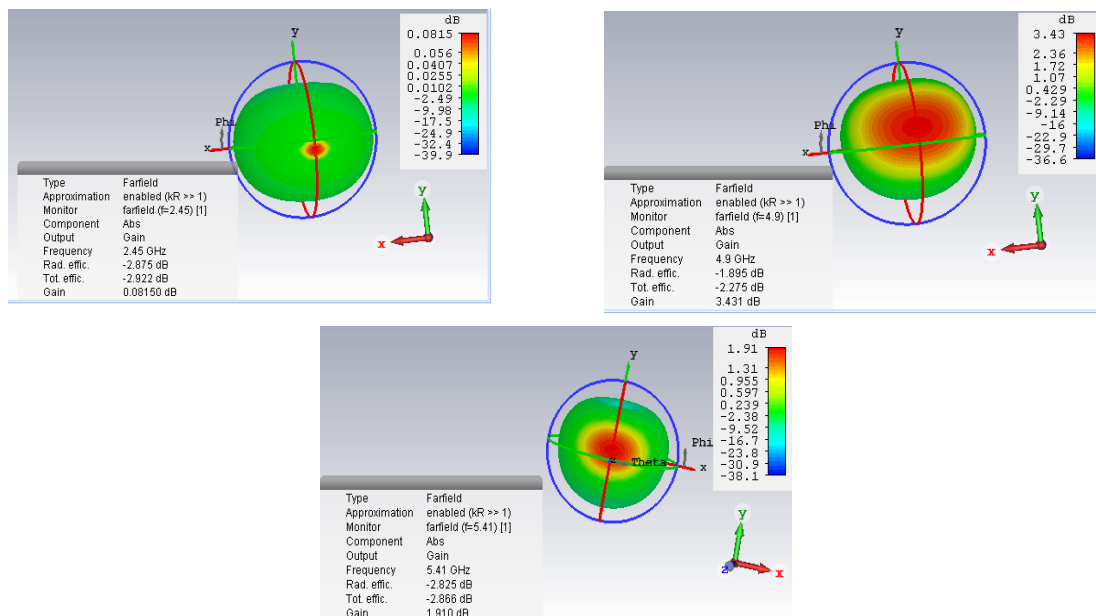


Figure IV.39 : Diagramme de rayonnement 3D pour les fréquences 2.45 GHz ; 4.9 GHz et 5.41 GHz respectivement.

La figure IV.38 montre le rayonnement polaire aux fréquences 2.45 GHz, 4.9 GHz et 5.41 GHz dans les deux plans, le plan E (phi = 0 °) et le plan H (phi = 90 °). À la fréquence 2.45 GHz, pour phi = 0 °, le diagramme de rayonnement a un lobe principal vers la direction 180 °. Et pour phi = 90 °, le rayonnement est symétrique et bidirectionnel. Les lobes principaux sont orientés autour de 89.3° et 173°.

À la fréquence 4.9 GHz, pour phi = 0 ° le rayonnement est bidirectionnel, le lobe principal dans la direction 180 °. Et pour phi = 90 °, Les lobes principaux sont orientés autour de 79.7° et 168°. Le diagramme de rayonnement 3D de l'antenne fractale à base de méta

matériaux proposée est présenté à la figure IV.37 est simulé à différentes fréquences : 2.45 GHz, 4.9 GHz et 5.41 GHz. avec une valeur maximale de gain pour ces fréquences sont respectivement 0.0815 dB, 3.43 dB et 1.91 dB.

- **Le gain**

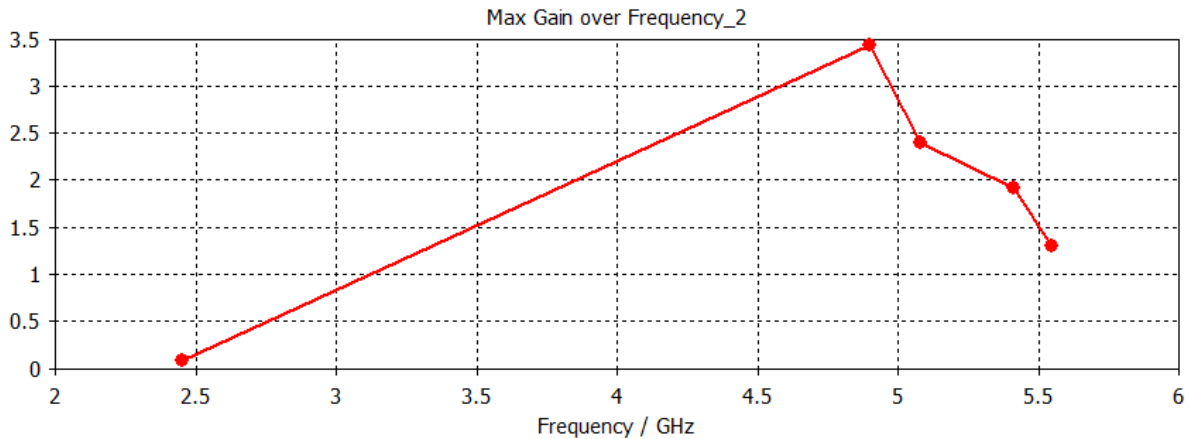


Figure IV.40 : Le gain en fonction de la fréquence.

IV.6.3 Etude paramétrique

- **Influence de la longueur et la largeur du patch**

Dans ce paragraphe, la longueur w_p et la largeur l_p du patch sont variées et l'effet de ces paramètres sur l'adaptation d'impédance est étudié. La longueur w_p et la largeur l_p du patch rectangulaire a été variée par un pas de 1 mm. Les courbes simulées du coefficient de réflexion, de l'antenne fractale hybride avec méta alimentée par ligne micro-ruban, pour différentes valeurs de la longueur w_p et la largeur l_p sont illustrées sur la Figure IV. 41.

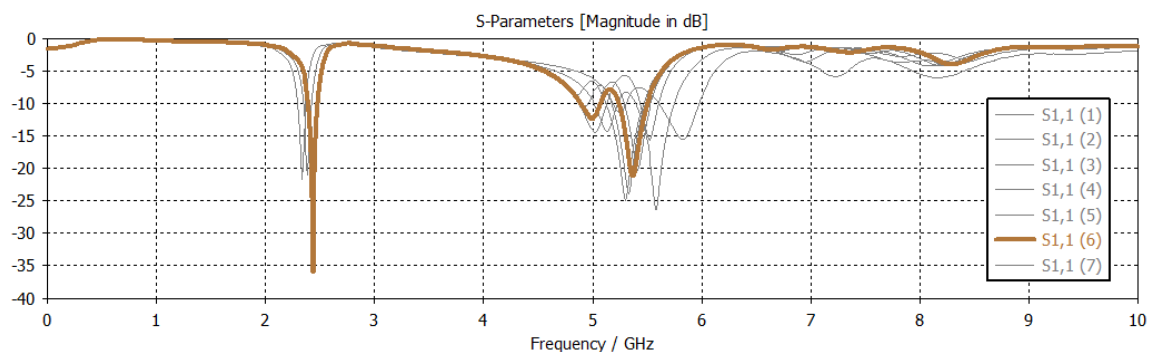


Figure IV.41 : Coefficient de réflexion (S11).

IV.7 Comparaison antenne fractale, antenne hybride fractale et antenne hybride fractale avec méta matériaux

Afin d'observer l'effet de l'utilisation du fractale et le méta matériaux sur l'antenne, les résultats de la simulation ont été comparés et illustré dans le tableau suivant :

Les paramètres	1ère itération de Minkowski	1ère itération de Sierpinski	2ème itération de Sierpinski	Antenne fractale hybride	Antenne fractale hybride avec méta
dimensions	36 × 36	36 × 36	36 × 36	34 × 34	32 × 32
S11	-13.2 dB	-11.91 dB	-14.32 dB	-20.17 dB	-35.88 dB
Le gain	2.5 dB	2 dB	2 dB	2.5 dB	3.62 dB
La bande passante	70 MHz	80 MHz	180 MHz	60 MHz	70 MHz

Tableau IV.7 : Comparaison entre les résultats obtenus.

On observe qu'il y a une amélioration ainsi une miniaturisation d'antenne obtenue.

IV.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux antennes qui appartiennent aux catégories des antennes microbande ultra-large bande *ULB* et multi-bande, deux antennes à base de méta matériaux (*SRR* ou *RAF carrée*).

La première partie du chapitre, une antenne *ULB* a été étudiée en employant le résonateur en anneau fendu (*SRR carrée*) Avec l'utilisation de la technique DGS. L'antenne fonctionne dans le spectre *ULB* entier à partir de 2.9 à 20 GHz, avec une bonne adaptation qui atteint un niveau de -22.2 dB et un gain élevé. Nous avons étudié les différents paramètres géométriques qui ont une influence sur les performances de l'antenne, Et réussi à améliorer la bande passante et à réduire les dimensions de la solution proposée.

La partie deuxième du chapitre, une antenne multi- bande origine fractale à base de méta matériaux a été étudié. L'antenne fonctionne pour des applications sans fil telle que Bluetooth, Wifi, WLAN avec une bonne adaptation et un gain positif afin de réussir a miniaturisé la taille de l'antenne.

Référence bibliographique

- [1] Tahar BOUGOUTAIA ‘‘ ANALYSE ET CONCEPTION DES ANTENNES MICROSTRIP A BASE DE METAMATERIAUX’’, 24/05/2018.
- [2] OUKEBDANE Mohamed et BELKACEM Mohamed’’ Etude des antennes ULB à bande de rejection en utilisant le résonateur en anneau fendu et son complémentaire’’, 22 Juin 2017.
- [3] M. M. Islam, M. R. I. Faruque, M. T. Islam ‘‘A Compact 5.5 GHz Band-Rejected UWB Antenna Using Complementary Split Ring Resonators’’ the Scientific World Journal 2014.
- [4] Shah Nawaz BUROKUR’’ MISE EN OEUVRE DE MÉTAMATÉRIAUX EN VUE D’APPLICATION AUX CIRCUITS MICROONDES ET AUX ANTENNES’’ 25 novembre 2005.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Dans ce travail, nous sommes intéressés à concevoir et à optimiser des antennes ULB multi-bande de formes fractales à base de méta-matériaux. L'utilisation des fréquences d'opération dans la bande ULB et multi-bande a pour intérêt la réduction de la taille de ces antennes et leurs poids pour faciliter leurs intégrations dans les dispositifs de télécommunications sans fil.

En effet, nous avons exposé, dans une première étape des généralités sur les antennes, et nous nous intéressons aux antennes imprimées. En plus, nous avons offert une technique de miniaturisation qui représente DGS.

Ensuite nous avons consacré un deuxième chapitre pour parler des méta-matériaux et quelques applications de ce type d'antenne.

Et le troisième chapitre nous avons consacré à la technique fractale et quelques applications de ce type d'antenne.

Enfin, le quatrième chapitre constitue le cœur du travail réalisé. Il a été consacré à la présentation des résultats de simulation en utilisant le logiciel CST MICROWAVE STUDIO qui porte sur la conception des antennes ULB et multi-bande.

Les résultats obtenus montrent que ces antennes possèdent des propriétés telles que ces antennes sont de bonnes candidates pour un fonctionnement Ultra Large Bande et multi-bande de fonctionnement.

Annexe

V .Annexe CST STUDIO SUITE

Les méta matériaux sont des matériaux infinies de cellules Pour simuler ces matériaux, nous utilisons CST Parce qu'il n'est pas facile de construire des modèles complexes en 3 dimensions.

CST Microwave Studio ® (MWS CST) est un outil de simulation électromagnétique conçu par la Compagnie CST (Computer Simulation Technology GmbH, Darmstadt, Allemagne). Ce logiciel permet de faire la conception et la simulation d'un grand nombre de circuits micro-onde.

Le processus d'analyse numérique avec Microwave Studio peut être divisé en 3 étapes. Premièrement, la construction du modèle, ensuite la configuration générale du modèle et pour terminer la simulation.

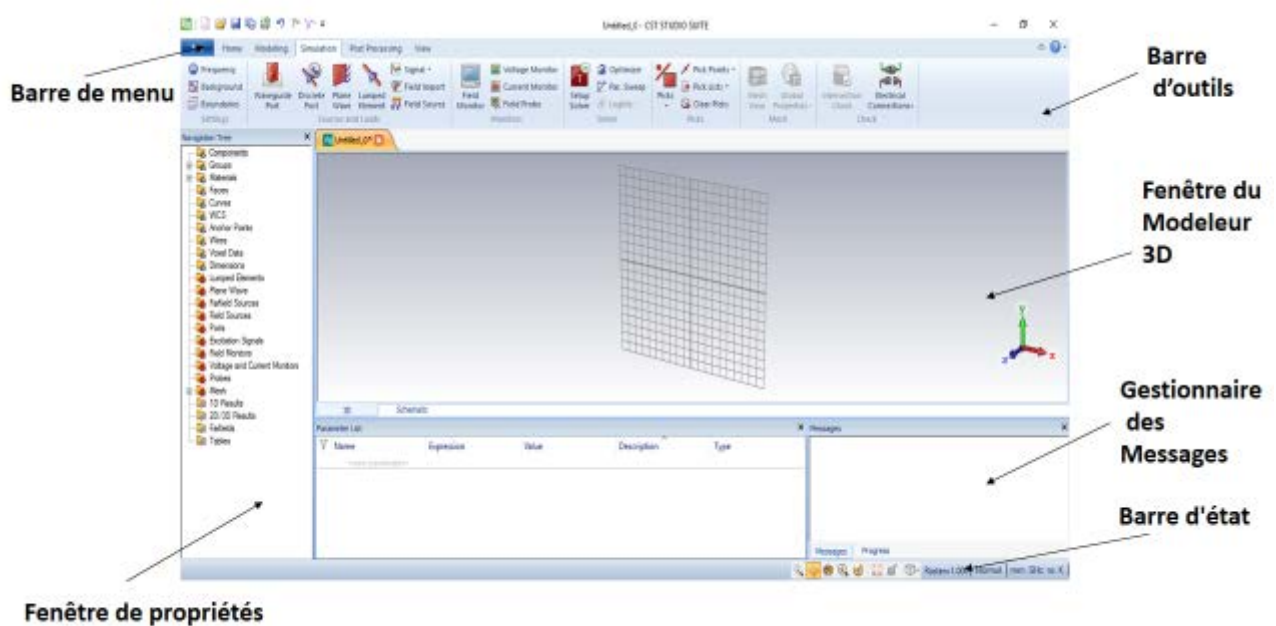


Figure 1 : Interface graphique de Microwave Studio version 2017.

Etape 1

Premièrement, comment construire un modèle. Que faire lorsque vous démarrez un nouveau projet dans Microwave Studio, sélectionnez le modèle (*Template*) de projet il donne plusieurs modèles comme *antenne*, *antenne mobiles*, *filtre*, *FSS*, etc. voir figure 2

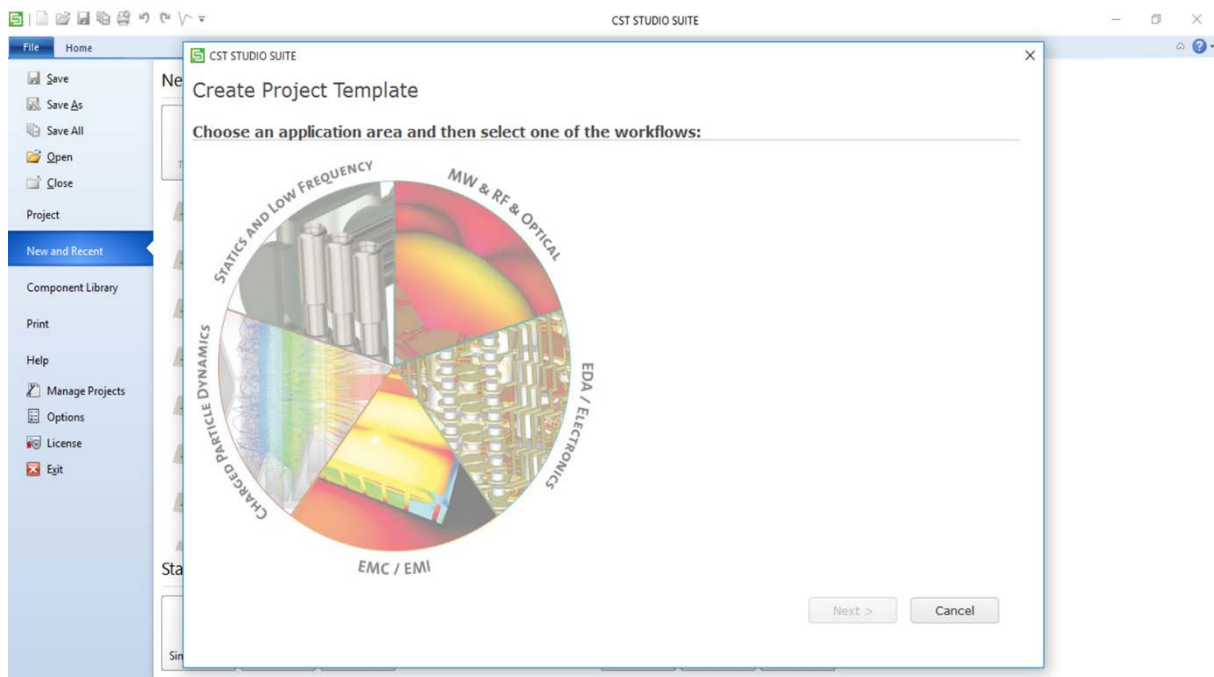


Figure 2 : Choix du Template.

Étape 2

Consiste à choisir la liste des composants du projet. Par exemple, pour une antenne en micro ruban on peut définir les composants suivantes, mise à la terre, substrat, ligne d'alimentation et éléments de rayonnement ensuite on peut choisir un domaine entre trois domaines (*time Domain*, *frequency Domain*, *multilayer*), Par exemple, nous travaillons en **time domain**.

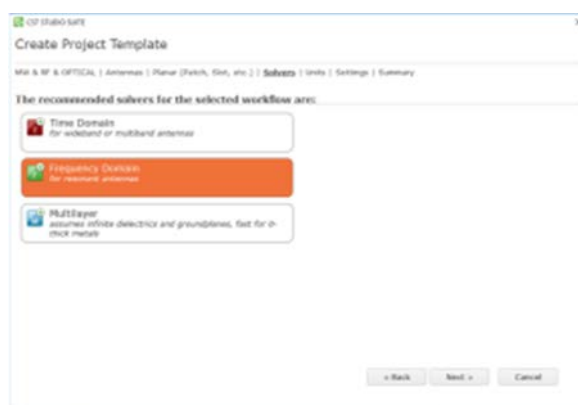


Figure 3 : la liste des composants du projet.

La prochaine étape consiste à créer le modèle en 3 dimensions.

Etape3

Cette étape se fait en choisissant les formes de base à implanter à partir du menu « *modeling* » montré sur la figure 4.

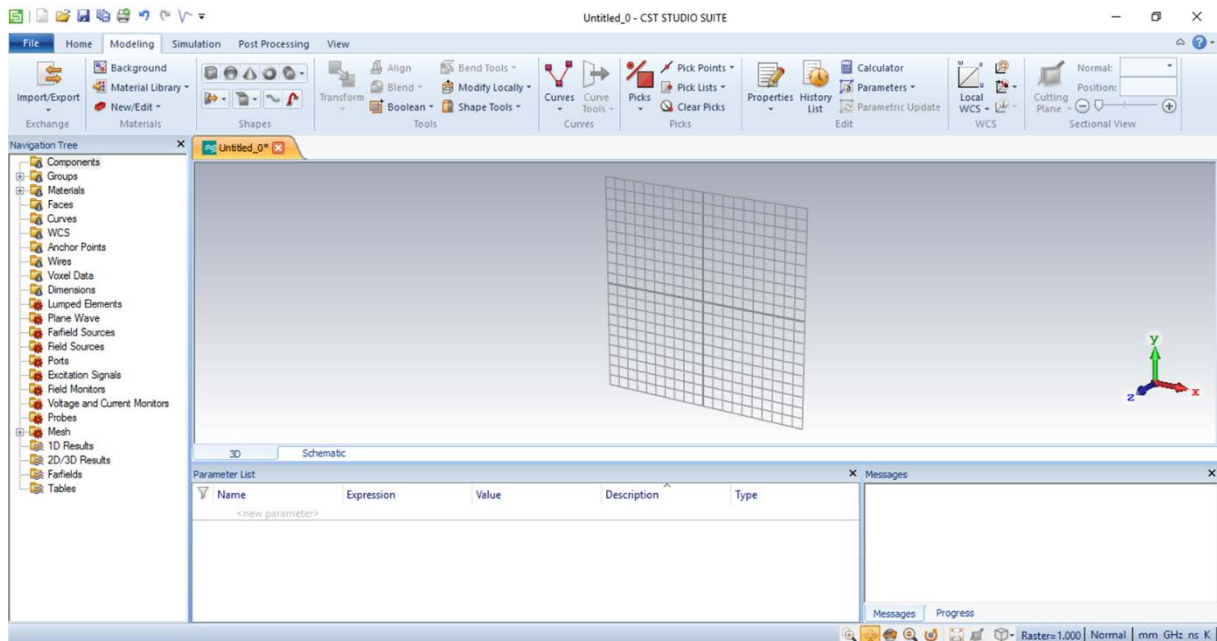


Figure 4 : Menu «modeling» dans Microwave Studio.

Après avoir choisi la forme de base, il suffit de cliquer sur la fenêtre d'édition pour positionner la pièce de façon grossière. Quand le positionnement est terminé, une fenêtre s'ouvre et l'on peut spécifier les coordonnées exactes et même les matériaux. Nous déterminons des variables afin de paramétrer notre modèle. L'utilisation des variables exige plus de temps au début, mais permet d'accélérer le processus de création de modèle complexe et permet surtout de modifier facilement le modèle.

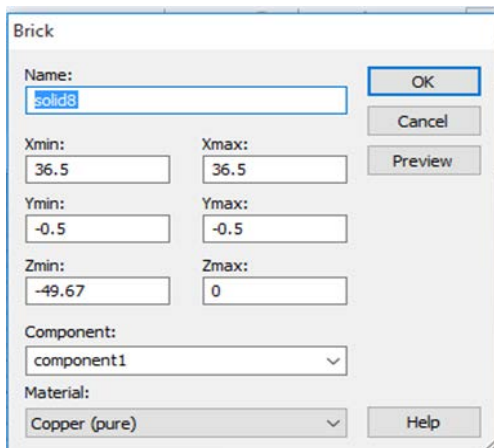


Figure 5 : Dialogue d'ajout d'une pièce de base.

Quand toutes les pièces sont placées et que le modèle est complété, on peut passer à l'étape de configuration du modèle. La configuration du modèle permet entre autres de spécifier les unités utilisées, la plage de fréquence, les conditions aux bornes ou (*les conditions limite*) et le matériau d'arrière-plan (*bckground*).

On peut définir la plage de fréquence à partir du menu (*simulation*) (**figure 6**).

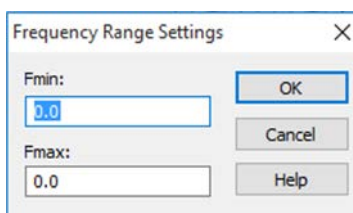


Figure 6 : Dialogue de configuration de la plage de fréquence.

À partir de ce même menu, on configure aussi les conditions aux limites et le matériau d'arrière-plan (*bckground*).

Les conditions aux limites permettent de spécifier si le modèle est soumis à un champ électrique ou magnétique, à du vide ou à un mur conducteur. Par conséquent, les champs électriques et magnétiques sont orientés dans une direction spécifique, qui récupère les caractéristiques de permittivité et de perméabilité. La réponse du méta matériau dépend de la direction du champ magnétique, ce qui est normal à la surface de la structure, et le champ électrique est tangent aux inclusions. La polarisation et la distribution précises du champ électromagnétique doit être spécifié par la technique de caractérisation, En outre, pour étudier

le champ électrique dans la région du champ proche rayonnant, l'espace ajouté a été étendu manuellement dans les conditions aux limites d'espace ouvert et ouvert d'une distance de $2D^2/\lambda$, D c'est le diamètre de l'antenne et λ la longueur d'onde de l'espace libre. Par conséquent, en ajoutant des champs spécifiques comme les espaces électriques, magnétiques et ouverts sur chaque mur, les caractéristiques des champs pour la résonance les fréquences peuvent être étudiées.

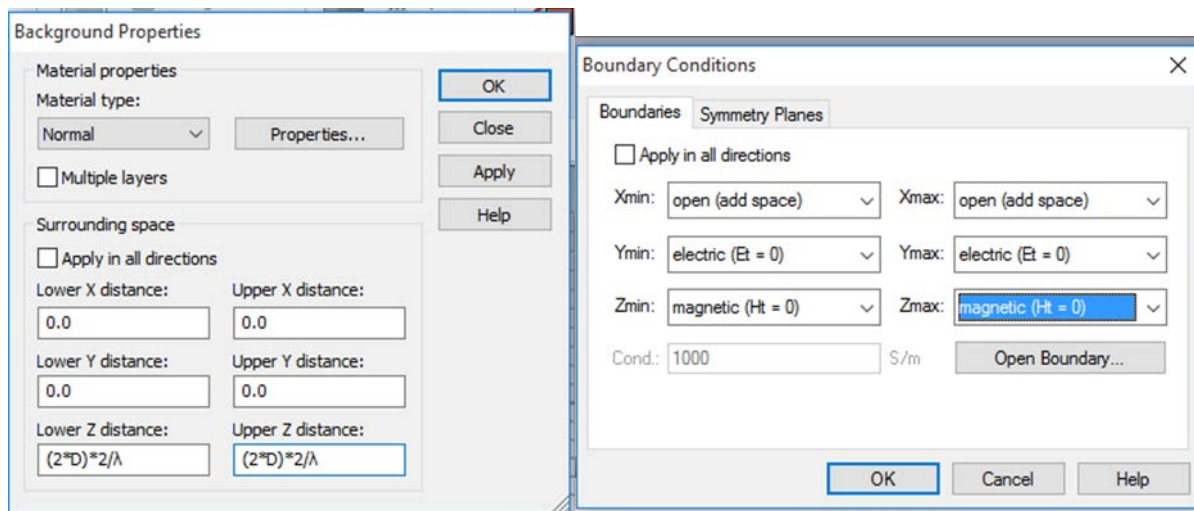


Figure 7 : Dialogue de configuration des conditions aux limites et du matériau d'arrière-plan.

Maintenant, on peut passer à l'étape de simulation. Microwave Studio offre aussi plusieurs graphiques différents pour faciliter l'analyse de notre modèle. Par exemple, on peut voir le diagramme de rayonnement en 3 dimensions. On peut aussi voir la densité de courant sur la surface de notre élément de rayonnement ainsi que sa ligne d'alimentation, les paramètres S en dB ou en linéaire peuvent être calculés et/ou visualisés en fonction de la fréquence. Bien évidemment, on peut avoir les courbes de l'impédance en fonction de la fréquence, l'abaque de Smith et bien d'autres résultats.

Une autre option intéressante de Microwave Studio est l'optimisation du modèle afin que celui-ci rencontre divers critères de performance. Cette optimisation se fait en quelques étapes rapides, qui consistent à sélectionner les variables à optimiser. Il est donc nécessaire d'utiliser des variables dans la création de notre modèle pour avoir accès aux options d'optimisation. Après avoir sélectionné les paramètres d'optimisation et avoir défini leurs bornes, il faut choisir pour quelle réponse on fait l'optimisation. Cette réponse peut être les paramètres S , l'impédance, etc.

La première étape consiste à créer une connexion de signal avec le modèle. Cette connexion se fait à partir du répertoire « Ports ». Pour ce faire, placez ce port à l'endroit de l'application du signal comme le montre la figure 8

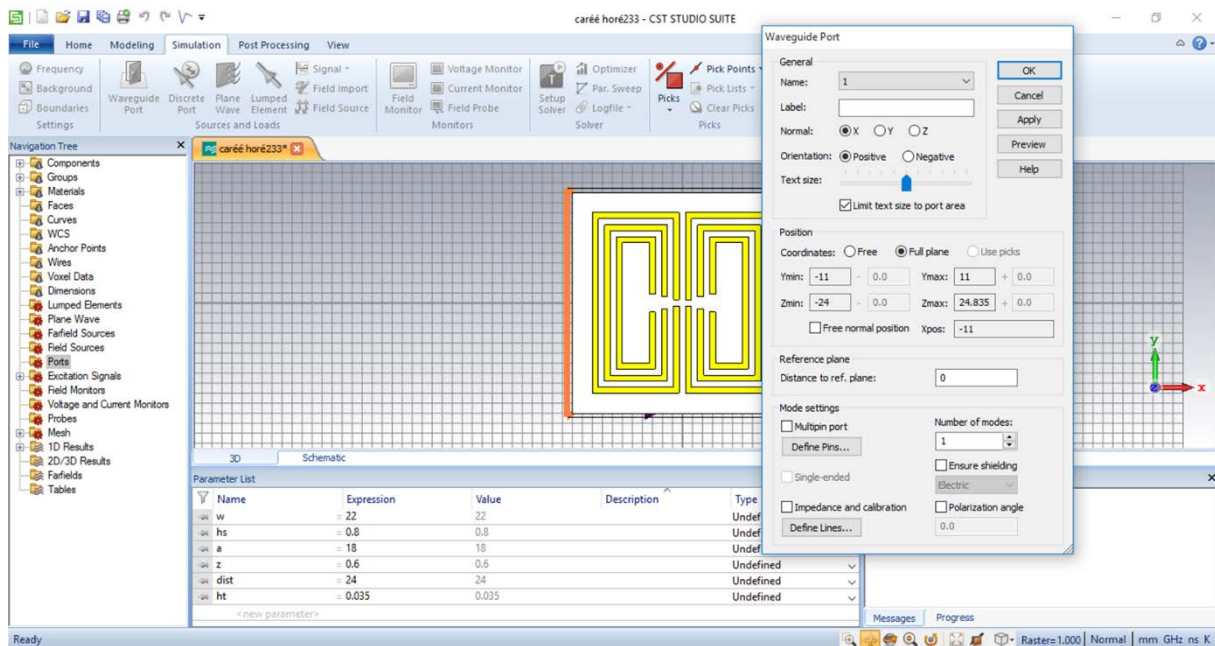


Figure 8 : Dialogue d'ajout d'un port d'entrée.

On peut simuler le modèle à partir de ce même menu, Ce dialogue est montré sur la figure 9.

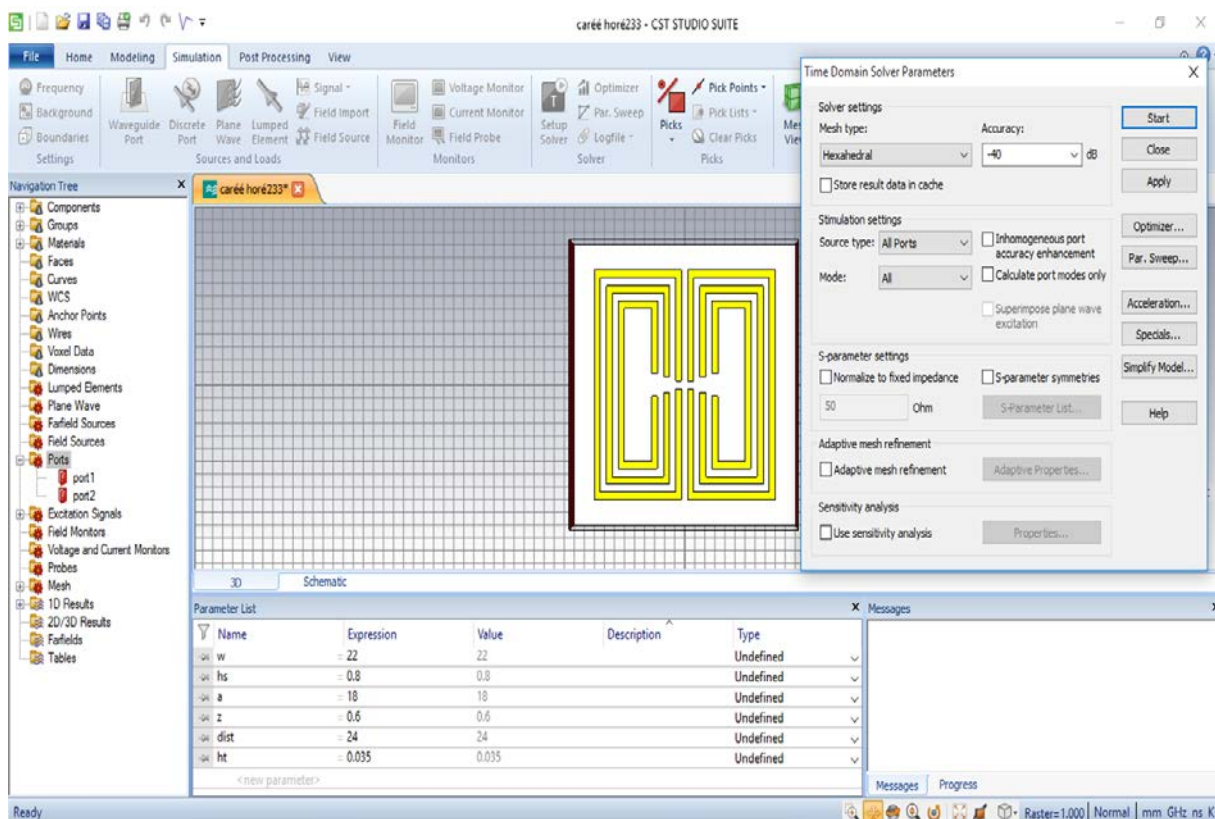


Figure 9 : Dialogue de simulation dans le domaine tempore.

Après que la simulation soit effectuée, on peut observer les résultats à partir du répertoire de projet (**figure**). On peut aussi obtenir de nouvelles courbes à partir du menu « *ID Results* ».

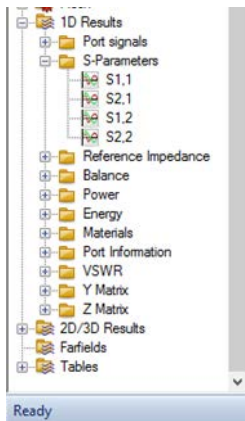
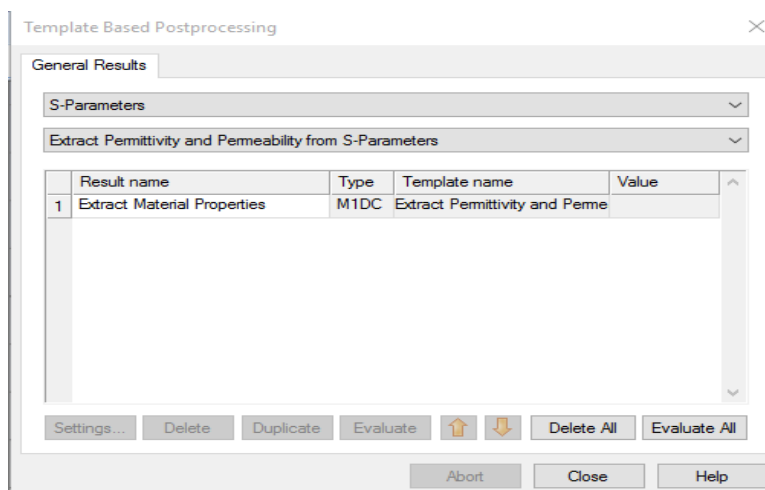


Figure 10 : Arborescence des résultats.

Et pour lire les résultats d'extraction des paramètres effectifs des métas matériaux (*les courbes de l'impédance, l'abaque de Smith, l'indice de réfraction, perméabilité et permittivité*). À partir du menu «post processing–result templates tools» (**figure 11**).



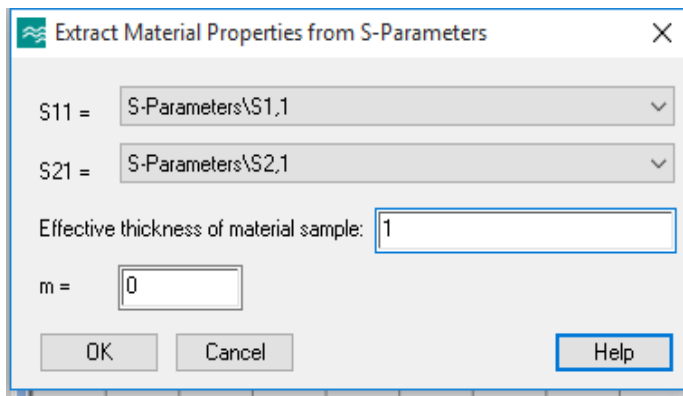


Figure 11 Dialogue d'extraction des paramètres effectifs des méta matériaux

Et après on peut lire les résultats à partir du « *table – 1 D results – extrat material properties* » et on peut aussi obtenir une autre courbe (**figure 12**).

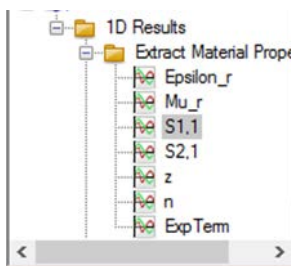


Figure 12 : Arborescence des résultats.

En conclusion, l'utilisation de Microwave Studio pour effectuer des simulations est simple quand l'on connaît son fonctionnement, cependant son apprentissage est difficile étant donné le grand nombre de fonctions disponibles. Cet outil nous permet de représenter numériquement des composants micro-ondes et de les optimiser avant de les manufacturer. Il est nécessaire que l'on comprenne cette partie pour mieux maîtriser nos simulations.