

11/620.779

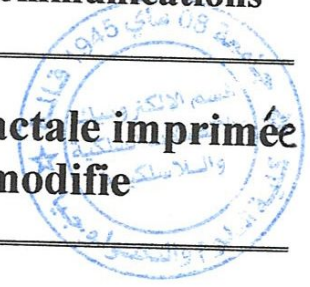
République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications



**Mémoire de Fin d'Etude
Pour l'obtention du Diplôme de Master Académique**

Domaine : **Sciences et Techniques**
Filière : **Télécommunications**
Spécialité : **Systèmes de Télécommunications**

**Simulation et réalisation d'une antenne fractale imprimée
à base de rectangle de Minkowski modifié**



Présenté par :

AFAIFIA LOTFI ET CHETTIBI SAMI

Sous la direction de :

Mr. MAHRI OMAR

MAI 2013

Remerciement



Avant tout on tient nos remerciements à notre dieu tout puissant de nous avoir donné la foi, la force et le courage.

A travers ce modeste travail, nous tenons à remercier vivement notre promoteur « Mr. MAIRI OMAR » pour l'intéressante documentation qu'il a mise à notre disposition, pour ses conseils précieux et pour toutes les commodités et aisances qu'il nous a apportées durant notre étude et réalisation de ce projet.

Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi aux messieurs le président et les membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer notre travail.

Nous exprimons également notre gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont collaborés à notre formation depuis notre premier cycle d'étude jusqu'à la fin de notre cycle universitaire, particulièrement, Monsieur BOUALLEG AHCENE, CHAABANNE A/B HALIME et l'ingénieur de labo Mme MEDJELDI ASSIA pour son aide durant la réalisation et la caractérisation de notre prototype d'antenne.

Sans omettre bien sur de remercier profondément à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation du présent travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

*A mes très chers parents ABDELHAK et FATIMA qui sont la
cause de m'être un jour un Cadre qui peut donner quelque
chose à sa patrie*

A mon frère ALA et ma sœur LATIFA

A tous ceux qui m'ont aidé durant ma vie universitaire.

A tous ma promotion

LOTFI



*A Mes très chères parents, pour leur sacrifice et
leur dévouement pour mon bonheur.*

A Mes frères et sœurs et toute la famille

A Tous mes amis.

A toute ma promotion.

A ceux qui m'aiment

Je dédie ce travail

SAMI

SOMMAIRE

Liste des figures

Liste de tableaux

INTRODUCTION GENERALE..... 1

CHAPITRE I : La géométrie fractale

I.1 Introduction.....	3
I.2 Propriétés des formes fractales.....	4
I.2.1 L'autosimilarités.....	4
I.2.2 La dimension fractale.....	4
I.3 Les différentes formes fractales.....	5
I.3.1 Les courbes fractales.....	6
I.3.1.1 La poussière de Cantor.....	6
I.3.1.2 La courbe de Koch.....	7
I.3.1.3 Fractale de Minkowski.....	10
I.3.1.4 Les fractales de Hilbert et Peano.....	10
I.3.1.5 Arbre fractal « Tree fractal ».....	12
I.3.2 Les surfaces fractales.....	14
I.3.2.1 Le triangle de Sierpinski « Sierpinski Gasket ».....	14
I.3.2.2 Le tapis de Sierpinski « Sierpinski Carpet ».....	16
I.3.2.3 Le flocon de Koch.....	17
I.4 Applications de la géométrie fractale.....	18
I.5 Conclusion.....	18

CHAPITRE II : Etat de l'art sur les antennes

II.1 Introduction.....	19
II.2 Généralités sur les antennes.....	19
II.2.1 Caractéristiques électriques.....	20
a- L'impédance d'entrée.....	20
b- Coefficient de réflexion.....	21
c- Rapport d'onde stationnaire (ROS).....	21

II.2.2	Caractéristiques de rayonnement.....	22
	a- Diagramme de rayonnement.....	22
	b- La directivité.....	22
	c- Gain.....	22
	d- Résistance de rayonnement.....	23
	e- Polarisation.....	23
	f- Les angles d'ouvertures horizontales et verticales.....	24
	g- La bande passante.....	24
II.3	les antennes multi-bandes.....	24
	II.3.1 Définition.....	24
	II.3.2 Nécessité.....	24
	II.3.3 Les différentes techniques multi-bandes.....	25
	II. 3.3.1 Combinaison de plusieurs éléments rayonnants	25
	II. 3.3.2 L'utilisation des composants électroniques.....	26
	II. 3.3.3 La technique fractale.....	26
II.4	les antennes imprimées.....	26
	II.4.1 Introduction.....	26
	II.4.2 Antenne imprimée sur substrat diélectrique.....	27
	II.4.3 Caractéristiques des antennes imprimées.....	28
	II.4.3.1 Les substrats diélectriques utilisés.....	28
	II.4.3.2 Les techniques d'alimentation.....	29
	a- Alimentation par ligne micro-ruban.....	29
	b- Alimentation par coaxial.....	30
	c- Alimentation par couplage électromagnétique.....	30
	d- Alimentation couplée par ouverture.....	31
II.5	les antennes fractales.....	32
	II.5.1 Principaux avantages.....	34
	II.5.2 Principaux inconvénients.....	34
II.6	CONCLUSION.....	34

CHAPITRE III : Modélisation des antennes fractales

III.1 Introduction.....	35
III.2 Différentes Méthodes d'analyse.....	35
III.2.1 Méthodes analytiques.....	36
III.2.1.1 Modèle de la ligne de transmission.....	36
1-Introduction.....	36
2- Modèle et caractéristiques.....	37
3- calcul de l'impédance d'entrée.....	42
4- Calcul de la fréquence de résonance.....	43
III.2.1.2 Modèle de cavité.....	43
1- calcul de la fréquence de résonance.....	44
2- Calcul de l'impédance d'entrée.....	45
III.2.1.3 Comparaison des deux modèles analytiques.....	46
III.2.2 Méthodes numériques exactes (full-wave).....	47
III.2.2.1 méthode des moments.....	47
III.2.2.2 La méthode des différences finies.....	52
III.2.2.3 La méthode des éléments Finis.....	52
III.3 Outils numériques commerciaux de simulation.....	53
III.4 Conclusion.....	53

CHAPITRE IV : Simulation et Résultats

IV.1 Introduction	54
IV.2 Description du logiciel zeland IE3D.....	54
IV.3 Simulation de l'antenne fractale de Minkowski	55
IV.3.1 Construction de la courbe fractale rectangulaire	55
IV.4 Conception générale des antennes fractal.....	56
IV.4.1 Considérations sur la conception pour les antennes de Minkowski.....	56
IV.4.2 Calcul des paramètres de conception.....	58
IV.5 Résultat de simulation.....	61
IV.5.1 Fréquence de fonctionnement 10 GHz.....	61
IV.5.2 Fréquence de résonance 5,5GHz	74
IV.5.3 Fréquence de résonance 2.4 GHz.....	80
IV.6- Conclusion.....	86

CHAPITRE V : Réalisation

V.1 Introduction.....	87
V.2 Les etapes de realisation	87
V.3 Exemples de simulation et realisation	88
V.4 Conclusion	93

CONCLUSION GENERALE.....	94
--------------------------	----

Bibliographie.....	95
--------------------	----

Acronymes et abréviations.....	101
--------------------------------	-----

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

Figure I. 1 : Poussière de Cantor.....	6
Figure I. 2 : Courbe de Koch.....	7
Figure I. 3 : Variation de la dimension fractale en fonction de l'angle de rotation.....	9
Figure I. 4 : Génération de la fractale de Minkowski.....	10
Figure I. 5 : Génération de la courbe de Hilbert.....	11
Figure I. 6 : Première itération de la géométrie.....	11
Figure I. 7 : Forme géométrique après plusieurs itérations.....	12
Figure I. 8 : Arbre fractal.....	12
Figure I. 9 : Génération de la géométrie d'un triangle de Sierpinsky.....	15
Figure I. 10 : Génération de la géométrie du tapis de Sierpinsky.....	16
Figure I. 11 : Flocon de Koch.....	17
Figure I. 12 : Courbe de Koch « quadrique ».....	17

CHAPITRE II

Figure II.1 : Antenne en mode émetteur.....	20
Figure II.2 : Polarisation du champ électromagnétique.	23
Figure II. 3 : (a) Antenne imprimée sous la forme d'un monopôle.....	27
(b) Antenne imprimée classique	
Figure II.4 : Antenne imprimée à plusieurs formes.....	27
Figure II.5 : Présentation d'une structure imprimée.....	28
Figure II.6 : Alimentation par ligne micro-ruban.....	29
Figure II.7 : Alimentation coaxiale directe.....	30
Figure II.8 : Alimentation par couplage électromagnétique.....	31
Figure II.9 : Alimentation couplée par ouverture.....	31

CHAPITRE III

Figure III.1 : Modélisation de l'antenne patch rectangulaire par deux fentes couplées.....	37
Figure III.2 : schéma équivalent de l'antenne.....	37
Figure III.3: variation de ϵ_e en fonction de la fréquence.....	40
Figure III.4 : schéma équivalent final de l'antenne.....	41
Figure III.5: Modèle de la cavité.....	44
Figure III.6: circuit équivalent de l'antenne pour tous les modes.....	45
Figure III.7 : circuit équivalent de l'antenne pour le mode fondamental.....	45

CHAPITRE IV

Figure IV.1 : Construction d'une courbe fractale rectangulaire (FRC).....	55
Figure IV.2 (a, b) : Itération 0 (10 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	61
Figure IV.3 (a, b) : Itération 1 échelle 0.5 (10 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	62
Figure IV.4 : Distribution de courant sur le patch (f=11.21GHz itération 1 échelle 0.5).....	63
Figure IV.5 : représentation 3D du gain total en dBi (f=11.21 GHz itération 1 échelle 0.5).....	63
Figure IV.6 : Diagramme de rayonnement en dB (f= 11.21GHz itération 1 échelle 0.5).....	64
Figure IV.7 (a, b) : Itération 2 0.5 (10GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	65
Figure IV.8 : distribution de courants sur le patch (f=9.224GHz itération 2 S0.5).....	66
Figure IV.9 : représentation 3D du gain total en dBi (f=9.224GHz itération 2 échelle 0.5).....	66
Figure IV.10 : diagramme de rayonnement en dB (f=9.224GHz itération 2 échelle 0.5).....	67
Figure IV.11 (a, b) : Itération 1 échelle 0.3 (10 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	68
Figure IV.12 : distribution du courant sur le patch (f=12.85GHz itération 1 échelle 0.3).....	69
Figure IV.13 : représentation 3D du gain total en dB (f=12.85GHz itération 1 échelle 0.3).....	69
Figure IV.14 : diagramme de rayonnement en dB (f=12.85GHz itération 1 échelle 0.3).....	70
Figure IV.15 (a, b) : Itération 2 échelle 0.3 (10GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	71
Figure IV.16 : Distribution du courant sur le patch (f=11.28GHz itération 2 échelle 0.3).....	72
Figure IV.17 : représentation 3D du gain total en dB (f=11.28 GHz itération 2 échelle 0.3).....	72
Figure IV.18 : diagramme de rayonnement en dB (f=11.28 GHz itération 2 échelle 0.3).....	73

Figure IV.19 (a, b) : Itération 0 (5.5 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	74
Figure IV.20 (a, b) : diagramme de rayonnement en dB (itération 0 échelle 0.3).....	75
Figure IV.21 (a, b) : Itération 1 échelle 0.5 (5.5 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	76
Figure IV.22 (a, b) : diagramme de rayonnement en dB (itération 1 échelle 0.5).....	77
Figure IV.23 (a, b) : Itération 2 S0.5 (5.5 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	78
Figure IV.24 (a, b) : diagramme de rayonnement en dB (itération 2 échelle 0.5).....	79
Figure IV.25 (a, b) : Itération 0 (2.4 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	80
Figure IV.26 (a, b) : diagramme de rayonnement en dB (itération 0).....	81
Figure IV.27 (a, b) : Itération 1 échelle 0.3 (2.4 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	82
Figure IV.28 (a, b) : diagramme de rayonnement en dB (itération 1 échelle 0.3).....	83
Figure IV.29 (a, b) : Itération 2 échelle 0.3 (2.4 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	84
Figure IV.30 (a, b, c) : diagramme de rayonnement en dB (itération2 échelle 0.3).....	85

CHAPITRE V

Figure V.1 : Le modèle de l'antenne alimenté par câble coaxiale avec IE3D.....	88
Figure V.2 : Antenne réalisé avec le connecteur SMA.....	89
Figure V.3 : Banc d'essai pour la caractérisation du rayonnement.....	89
Figure V.4 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	90
Figure V.5: Digramme de rayonnement simulé de Gain total.....	91
Figure V.6 : Digramme de rayonnement mesuré de Gain total (plan θ).....	92
Figure V.7: Digramme de rayonnement mesuré de Gain total (plan φ).....	92
Figure V.8 : Représentation 3-D du Gain total en dB.....	93

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1 : Hauteur de chaque segment de l'arbre fractal pour les trois premières itérations.....	13
Tableau III.1: Comparaison des deux modèles analytiques.....	46
Tableau IV.1 : La longueur, la largeur et le point d'alimentation pour différents fréquences.....	60
Tableau V.1 : Propriétés des matériaux.....	89
Tableau V.2: Paramètres de l'antenne.....	90

INTRODUCTION GENERALE

Depuis la création du concept fractal par son inventeur Benoît Mandelbrot dans la première édition de son livre en 1975 [1], de nombreuses études ont été menées autour de la géométrie fractale et dans des disciplines très variées (informatique, électronique, automatique, médecine, géophysique mais aussi, économie et art).

Le travail développé dans ce mémoire a pour objectif l'analyse, la conception, la simulation et la réalisation de l'antenne fractale multi-bande à base du rectangle de Minkowski modifié appliquées notamment aux différents standards de communications sans fil.

Pour remplir cette tâche, nous proposons en premier lieu un chapitre qui englobe une étude bibliographique sur le concept des fractales. Nous parlerons de l'historique de la naissance de la géométrie fractale ainsi que des différentes formes les plus connues. Nous aborderons ensuite les domaines d'applications notamment celui des antennes. Une introduction sommaire sur les caractéristiques électriques et électromagnétiques des antennes sera donnée et on terminera ce chapitre par un état de l'art des antennes fractales.

Dans Le second chapitre nous avons exposé des généralités concernant les antennes, leurs caractéristiques électriques et électromagnétiques. On fait rappel par la suite sur les différentes techniques qui nous permettent d'obtenir des antennes multi-bandes.

Afin de mieux appréhender le comportement électrique des antennes fractales, Le troisième Chapitre énumère quelque méthode d'analyse : des méthodes analytiques simples (modèle de la ligne de transmission, modèle de la cavité), et d'autre méthode numérique (méthode des moments, méthode des différences finis, méthodes des éléments finis).

La simulation et l'interprétation des résultats sera faite dans le quatrième chapitre.

Et pour valider nos résultats de simulation on a fait une réalisation dans le cinquième chapitre.

Nous terminerons enfin par une conclusion générale qui nous permettra de faire le point et de donner les perspectives pour la continuation et l'amélioration de ce travail.

INTRODUCTION GENERALE

De grandes innovations techniques ont marqué, par leur importance, l'évolution des télécommunications. La numérisation des signaux ainsi que l'introduction des fibres optiques ont été des étapes clef de cette évolution. Les récentes années nous ont montré un intérêt tout particulier des utilisateurs pour des notions comme la facilité d'accès, un débit élevé, le support de multimédias et la mobilité. Pour répondre à ces attentes, les techniques de transmission radio se sont considérablement développées pour connecter les divers utilisateurs professionnels et particuliers.

Actuellement, la multiplication et la diversité des standards de communications radio-mobiles tels que: la norme GSM (Global System for Mobiles Communications) qui fonctionne dans la bande [880-960] MHz, le DCS (Digital Cellular System) [1710-1880] MHz, le DECT (Digital Enhanced Cordless Telephone) qui fonctionne dans la bande [1880-1990] MHz, ainsi que la nouvelle norme UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) [1920-2170] MHz, etc..., ont créés un besoin pressant pour des antennes multifréquences et/ou large bandes permettant notamment d'assurer la compatibilité des différentes normes ou accéder à de nombreux services à partir du même appareil.

Pour pallier à cette problématique, certains chercheurs ont proposés des antennes compactes qui font généralement appel à certaines structures géométriques, et c'est ainsi que la technologie s'oriente vers de nouveaux types d'antennes qui assurent les fonctionnalités pour plusieurs applications en même temps, appelée antennes multi-bandes.

Parmi ces sources rayonnantes, nous citons les antennes fractales dont l'utilisation présente deux avantages. En premier, ces antennes présentent une spécificité géométrique qui leur confère la possibilité de résonner sur plusieurs fréquences en gardant éventuellement les mêmes caractéristiques électromagnétiques, ce qu'est connu par l'autosimilarité ou la ressemblance de la forme géométrique à différentes échelles. Deuxièmement, l'efficacité de remplissage de l'espace de certaines formes fractales qui laisse espérer des antennes aux dimensions réduites, comparées aux antennes classiques et enfin elles n'ont pas besoin d'ajustement avec les composants électroniques, ce qui les rend plus simples et plus faciles à fabriquer.

CHAPITRE I

La géométrie fractale

I.1 INTRODUCTION

Dans les années 70, le champ d'action des mathématiques a pris une nouvelle dimension par l'ajout de la géométrie fractale. Depuis, il a été démontré que les fractales peuvent servir de modèle pour représenter la géométrie de la nature. Il n'est donc pas surprenant que celles-ci s'enrichissent de plus en plus d'applications dans divers domaines.

Cependant, ce sujet d'actualité n'est bien connu que de l'élite et des passionnés des mathématiques mais aurait avantage à être intégré comme objet d'étude dans l'enseignement. Parallèlement, les jeunes semblent de moins en moins attirés par les études supérieures en mathématiques. Or, les fractales, étant à la fois visuellement attrayantes et intrigantes, possèdent des caractéristiques pour piquer la curiosité et stimuler le goût d'apprendre.

Le concept de géométrie fractale a été introduit pour la première fois par le mathématicien Français Benoît Mandelbrot dans la première édition de son livre « les Objets fractals : forme hasard et dimension » paru en 1975 [1]. Ce dernier s'est inspiré des travaux effectués par plusieurs mathématiciens du siècle dernier ou du début du siècle : l'ensemble de Cantor, décrit par Georg Cantor en 1872, les courbes de Peano et de Hilbert, imaginées par Giuseppe Peano en 1890 et David Hilbert en 1891, les fonctions de Weierstrass, décrites par Karl Weierstrass en 1815, la courbe de Koch, décrite par Helge Von Koch en 1904, le tapis et le tamis de Sierpinski imaginés par Waclaw Sierpinski en 1916, ou l'ensemble de Julia décrit par Gaston Julia en 1918. Le mérite de Mandelbrot est d'avoir trouvé ce qu'il y avait de commun à des choses aussi diverses que certaines figures géométriques insolites, la longueur des côtes, la distribution des galaxies et beaucoup des choses encore. Donc son mérite fut de faire tous ces rapprochements et de développer un domaine mathématique complètement récent, destiné à décrire plusieurs structures ou phénomènes naturels.

Le mot « Fractale » est inspiré du mot latin « Fractus » qui signifie irrégulier ou brisé. Ce sont des objets infinis possédant une structure géométrique répétitive et auto-similaire [2].

Généralement, on dit qu'un objet est infini lorsqu'il est déterminé par une fin non tangible, c'est-à-dire que si vous « zoomez », et vous « zoomez » encore, il y aura toujours de nouveaux détails qui apparaîtront sur lesquels vous pourrez encore « zoomer ».

I.2 PROPRIÉTÉS DES FORMES FRACTALES

Les particularités et les propriétés des objets fractales découlent de la forme autosimilaire et de la dimension non entière.

I.2.1 L'AUTO-SIMILARITE

A quelque grossissement qu'on examine une courbe fractale, on observera les mêmes détails. Ceci est une propriété importante de toute structure fractale désignée par les termes autosimilarité, homothétie interne ou encore invariance d'échelle.

Cette propriété s'explique par le fait que toute image fractale est engendrée par un processus d'itération théoriquement infini. Dans de nombreuses formes fractales obtenues à partir de fonctions mathématiques, les détails sont simplement similaires sans être strictement identiques.

I.2.2 LA DIMENSION FRACTALE

La dimension fractale D ou dimension de similarité, est le nombre qui quantifie le degré d'irrégularité et de fragmentation d'un ensemble géométrique ou d'un objet naturel. La dimension fractale est aussi une mesure de la façon dont la forme fractale occupe l'espace.

On connaît déjà la dimension de quelques figures simples qui sont des entiers naturels :

- ❖ Un segment a pour dimension $D = 1$.
- ❖ Un carré a pour dimension $D = 2$.
- ❖ Un cube a pour dimension $D = 3$.

$$D = \frac{\log(\text{Nombres de copies})}{\log(1/\text{Rapport de réduction})} \quad (\text{I. 1})$$

Pour les fractals, ce terme est un peu plus compliqué : on peut prendre l'exemple d'une côte rocheuse. Son contour, dessiné très précisément est une ligne extrêmement irrégulière.

En augmentant à l'infini l'irrégularité de cette ligne, son irrégularité serait telle que la ligne semblerait avoir une surface (alors que, par définition, une ligne n'a pas de surface).

Ce ne serait donc plus vraiment une ligne, à une dimension, ni tout à fait une surface, à deux dimensions.

En effet, les fractals ont des dimensions fractionnées et il existe des méthodes pour estimer celle de certains objets naturels comme les côtes. Les Fractales présentent donc des dimensions qui ne seraient pas seulement des entiers naturels ; nous citons par exemple le cas des poussières qui représentent des ensembles discontinus de points ayant une dimension entre 0 et 1. Les courbes ou les surfaces planes (côte, mosaïque) ont une dimension entre 1 et 2. Les objets qui ont un volume (cristaux, éponges...) ont une dimension entre 2 et 3.

I.3 LES DIFFERENTES FORMES FRACTALES

Il existe une très grande variété de figures ou formes fractales qu'on peut classer en trois catégories:

- Les courbes fractales.
- Les surfaces fractales.
- Les volumes fractals.

I.3.1 LES COURBES FRACTALES

Parmi ces formes nous citons:

I.3.1.1 La poussière de Cantor

Un objet, également très étudié bien avant l'introduction de la notion de fractale, est la poussière de Cantor qui décrite par le mathématicien Georg Cantor en 1872 est probablement la plus ancienne figure fractale connue et la plus facile à créer [2]. La construction de cette figure est basée sur un segment de droite dont on enlève le tiers central.

On fait la même opération sur les deux segments restants, puis par itération successive sur les différents segments de plus en plus petits résultant comme le montre la figure I.1.

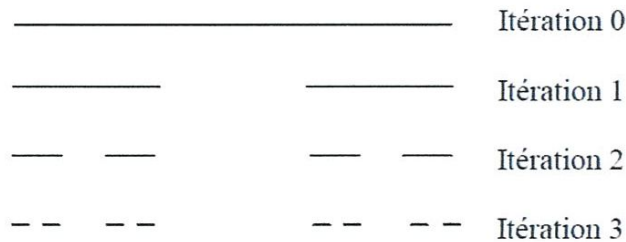


Figure I.1 : Poussière de Cantor [2].

Cette forme est caractérisée par un nombre de segments tendant à devenir infini avec une longueur quasiment nulle. Le nombre de copies de la forme originale obtenu d'une itération à un autre est égal à 2 ($N=2$) et la taille de chaque nouvelle copie est égale à $1/3$ de la taille originale ($s = 1/3$). Utilisant l'équation (I.1), la dimension de ce type de fractale est:

$$D = \frac{\log 2}{\log 3} = 0.6309 \quad (I.2)$$

I.3.1.2 La courbe de Koch

La fractale de Koch est aussi l'une des premières courbes fractales à avoir été décrite en 1906 par le mathématicien Suède Helge Von Koch [4].

On peut la créer à partir d'un segment de droite, en modifiant récursivement chaque segment de droite de la façon suivante :

1. On divise le segment de droite en trois segments de longueurs égales.
2. On construit un triangle équilatéral ayant pour base le segment médian de la première étape.
3. On supprime le segment de droite qui était la base du triangle de la deuxième étape.

Au bout de ces trois étapes, l'objet résultant a une forme similaire à une section transversale d'un chapeau de sorcière.

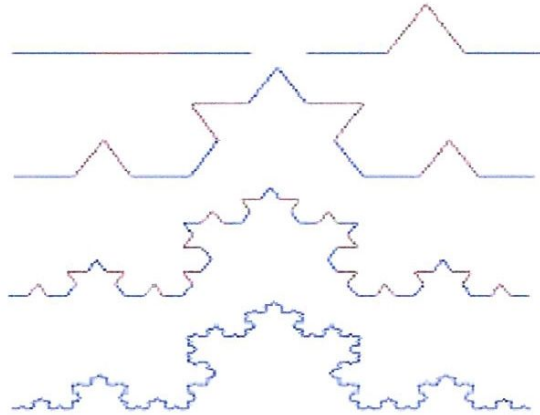


Figure I.2 : Courbe de Koch [2].

Ce type de courbe présente une particularité bien curieuse. La première réflexion conduit à spéculer que le périmètre de cette figure tend vers une valeur limite finie, puisqu'on ajoute des détails de plus en plus petits au fur et à mesure des itérations successives. Mais en réalité, à la première itération la longueur l de la ligne droite est remplacée par 4 segments de longueur $l/3$; à la deuxième elle devient $16 l/9$...

À chaque itération la longueur est donc multipliée par $4/3$, ce qui signifie que la longueur d'une courbe de Koch tend vers l'infini pour un nombre d'itérations n infini [5]:

$$l_n = l_0 \left(\frac{4}{3}\right)^n \quad (1.3)$$

l_0 est 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.

A la suite du célèbre livre de Mandelbrot « The Fractal Geometry of Nature », Hutchinson a proposé une technique simple pour la construction et la représentation des fractales qui fut améliorée ensuite par Michael Barnsley [2].

Il s'agit de la technique des IFS (IterativeFunction System) qui est une collection de fonctions affines calculant les transformations appliquées à chaque point par homothétie, translation et rotation.

Ces quatre transformations (W_1, W_2, W_3, W_4) peuvent être appliquées à la courbe de Koch (Figure I.2), pour un angle de rotation de 60° , sous la forme [3] :

$$w_1 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & 0 \\ 0 & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \quad (I.4)$$

$$w_2 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \cos 60^\circ & -\frac{1}{3} \sin 60^\circ \\ \frac{1}{3} \sin 60^\circ & \frac{1}{3} \cos 60^\circ \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{3} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (I.5)$$

$$w_3 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \cos 60^\circ & \frac{1}{3} \sin 60^\circ \\ -\frac{1}{3} \sin 60^\circ & \frac{1}{3} \cos 60^\circ \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \sin 60^\circ \end{pmatrix} \quad (I.6)$$

$$w_4 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & 0 \\ 0 & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{2}{3} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (I.7)$$

Finalement le générateur sera obtenu alors par l'association de ces quatre transformations

$$W(A) = W_1(A) \cup W_2(A) \cup W_3(A) \cup W_4(A) \quad (I.8)$$

La technique des IFS présente le double avantage d'être simple (facile à programmer) et de contenir toute l'information d'un dessin complexe dans quelques équations. La dimension fractale de cette géométrie peut s'exprimer sous la forme [3]:

$$D = \frac{\log N}{\log[2(1 + \cos \theta)]} \quad (I.9)$$

Où θ est l'angle de rotation.

Par exemple pour un monopôle de Koch d'angle 60° , la dimension est égale à:

$$D = \log(4)/\log(3) = 1.26 \quad (I.10)$$

Donc chaque fois qu'on varie l'angle de rotation de 0° à 90° , on aura en conséquence des modifications apportées à la dimension fractale D (Figure I.3).

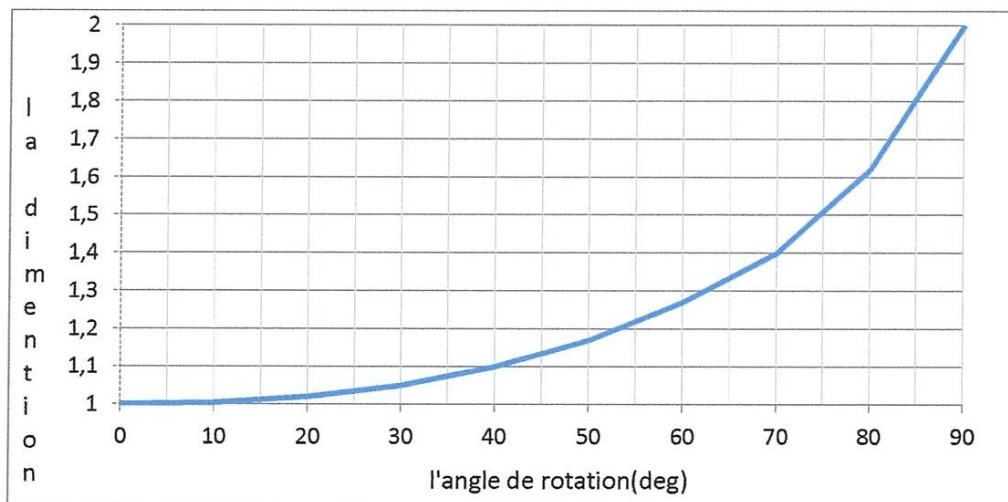


Figure I.3 : Variation de la dimension fractale en fonction de l'angle de rotation.

I.3.1.3 Fractale de Minkowski

Comme le montre la figure I.4, le modèle de démarrage pour la génération de cette fractale est un carré (modèle initial) considéré comme l'itération 0. Une première iteration consiste à remplacer chaque segment du carré par un générateur qui se constitue de 5 segments, et ainsi de suite.

Notant que les segments des extrémités ainsi que le segment du milieu ont la même longueur, les deux segments qui restent ont une importance capitale. Ils sont considérée comme paramètres de réglage et permettant d'adapter la longueur du périmètre de la fractale.

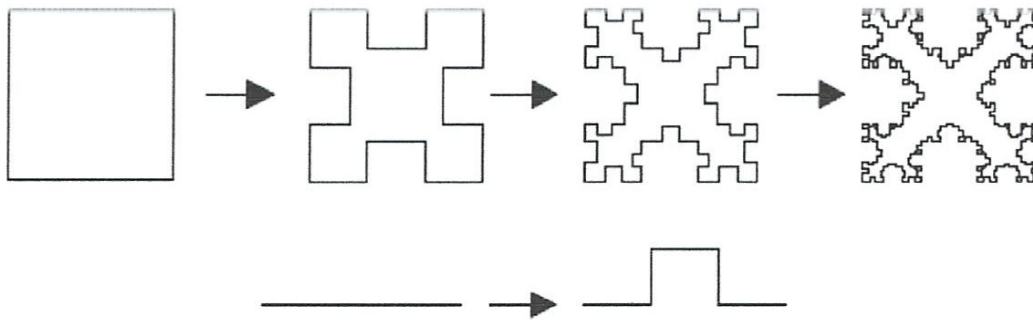


Figure I.4 : Génération de la fractale de Minkowski [2].

I.3.1.4 Les fractales de Hilbert et Peano

a- La fractales de Hilbert:

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, en commençant 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.

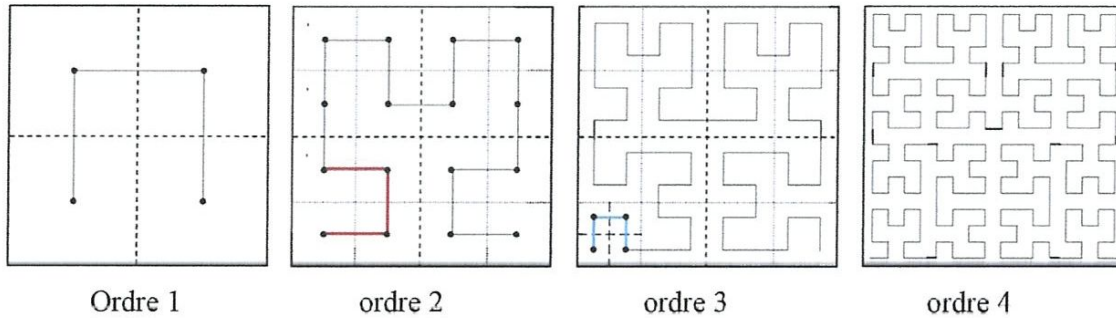


Figure I. 5 : Génération de la courbe de Hilbert [3].

b- La fractales de Peano:

Découverte par le mathématicien Italien Giuseppe Peano en 1890, c'est une courbe capable de remplir tout un carré, sans jamais se couper. Cette courbe a également été réalisée grâce à un système itératif. Pour cela, il faut prendre un carré dans lequel est dessinée la figure suivante :

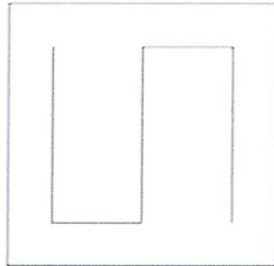


Figure I.6 : Première itération de la géométrie [3].

On imagine alors que ce carré et son motif font partie d'un plus grand carré de côté 3 fois plus long. Chacun des 9 petits carrés est ensuite tourné de façon à ce qu'une courbe continue se forme à l'intérieur du grand carré. On obtient la figure suivante:

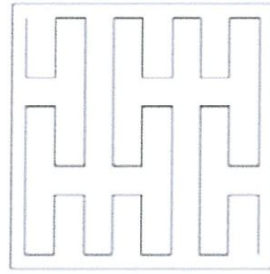


Figure I.7 : Forme géométrique après plusieurs itérations [3].

Au bout de quelques itérations, cette courbe semble remplir un carré entier. En réalité, La courbe remplit le carré au bout d'une infinité d'itérations et on peut donc dire que sa dimension fractale est 2.

I.3.1.5 Arbre fractal « Tree fractal »

Pour générer ce type de fractale, on commence par une "tige" et on permet ensuite à une de ses extrémités de s'embrancher au loin dans deux directions différentes séparées par un angle de rotation θ . À la prochaine étape de l'itération, chacun de ces branches est laissée s'embrancher au loin encore, et le processus est répété infiniment.

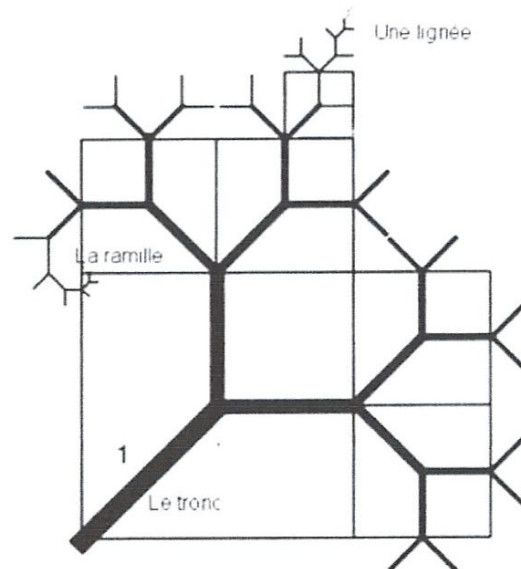


Figure I.8 : Arbre fractal [3].

La hauteur de chaque segment de cette géométrie pour les trois premières itérations est donnée dans le tableau I.1, où l_0 est la hauteur effective de l'initiateur.

Ordre 0	Ordre 1	Ordre 2	Ordre 3
l_0	$l_0/3$	$l_0/7$	$l_0/15$
	$2l_0/3$	$2l_0/7$	$2l_0/15$
		$4l_0/7$	$4l_0/15$
			$8l_0/15$

Tableau I.1 : Hauteur de chaque segment de l'arbre fractal pour les trois premières itérations [5]

Il est bien remarquable que la longueur de la branche initiale soit égale à la somme des longueurs des 2 branches suivantes.

La dimension fractale de cette forme est donnée par la relation [3]:

$$\left(\frac{2}{3}\right)^D + \left(\frac{1}{3}\right)^D = 1 \quad (\text{I.11})$$

La solution de cette équation nous donne une dimension $D=1.395$.

Alors que la construction de cette forme utilisant la technique des IFS est donnée par l'union des deux équations :

$$w_1 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s} \cos \theta & -\frac{1}{s} \sin \theta \\ \frac{1}{s} \sin \theta & \frac{1}{s} \cos \theta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$w_2 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s} \cos \theta & \frac{1}{s} \sin \theta \\ \frac{1}{s} \sin \theta & \frac{1}{s} \cos \theta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Où s est le facteur d'échelle et θ l'angle de rotation.

I.3.2 LES SURFACES FRACTALES

I.3.2.1 Le triangle de Sierpinski « Sierpinski Gasket »

Le triangle ou tamis de Sierpinski appelé aussi « Sierpinski gasket », est due à Mandelbrot en 1915 est l'une des formes fractales les plus utilisée. Elle est baptisée du nom de Waclaw Sierpinski, le mathématicien polonais qui l'a intensivement étudié [6]. L'objet de départ est un triangle plein. A la première itération ($n=1$), on efface le triangle dont les sommets sont les milieux des segments du triangle initial. On obtient alors trois autres triangles pleins. On recommence l'opération une infinité de fois.

C'est l'attracteur de 3 homothéties de rapport $1/2$ centrées aux sommets d'un triangle équilatéral, c'est-à-dire à chaque itération, chaque triangle est divisé en trois triangles, ces triangles ayant un coté deux fois moindre.

La géométrie représentée sur la figure I.9 illustre ce processus. Avec cette méthode, On obtient $3n$ triangles après la n ème étape.

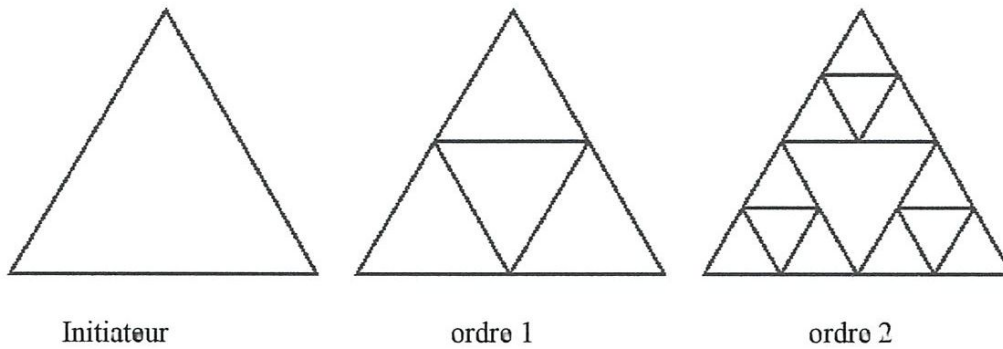


Figure I.9 : Génération de la géométrie d'un triangle de Sierpinski [3].

Les transformations IFS de cette forme peuvent être exprimées comme suit:

$$w \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} r \cos \theta & -s \sin \varphi \\ r \sin \theta & s \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} x_0 \\ y_0 \end{pmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Dans l'équation ci-dessus, r et s sont des facteurs d'échelles, θ et φ correspondent aux angles de rotation et x_0 et y_0 des vecteurs de translation. On peut remarquer que si:

$r = s$: la transformation est auto-similaire.

$r \neq s$: la transformation est auto-affine.

Les transformations w_1, w_2, w_3 strictement auto-similaires pour un angle de 60° sont:

$$w_1 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$w_2 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0.5 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{I.16})$$

$$w_3 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0.25 \\ 0.433 \end{pmatrix} \quad (\text{I.17})$$

La géométrie sera obtenue avec l'union de ces trois transformations:

$$W(A) = W_1(A) \cup W_2(A) \cup W_3(A) \quad (\text{I.18})$$

Une extension de la notion de la dimension permet de préciser que cette courbe a une dimension fractale non entière. Pour un angle de rotation 60° , cette dimension vaut:

$$D = \frac{\log 3}{\log 2} = 1.585 \quad (\text{I.19})$$

I.3.2.2 Le tapis de Sierpinski « Sierpinski Carpet »

On obtient généralement ce « tapis » en partant d'un carré. On le subdivise en 9 carrés de même taille et on supprime le carré central. On répète l'opération sur les huit carrés restants et ainsi de suite.

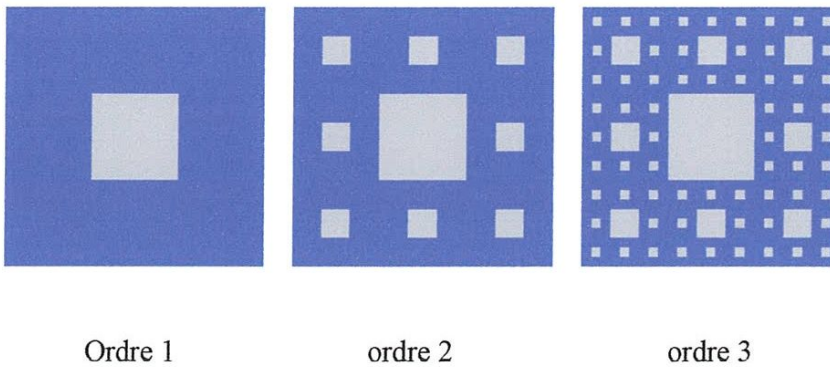


Figure I. 10 : Génération de la géométrie du tapis de Sierpinski [2].

Ce tapis est l'attracteur de 8 homothéties de rapport $1/3$ centrées aux sommets et aux milieux des côtés d'un carré. Sa dimension fractale est égale à $\log 8 / \log 3 = 1.89$.

I.3.2.3 Le flocon de Koch

Cette forme s'obtient à partir d'un triangle équilatéral au lieu d'un segment de droite en opérant les modifications par l'orientation des triangles vers l'extérieur. Ainsi, lorsqu'on accole trois courbes de Koch aux sommets d'un triangle équilatéral on obtient le flocon de Koch (Koch island) comme le montre la figure I.11.

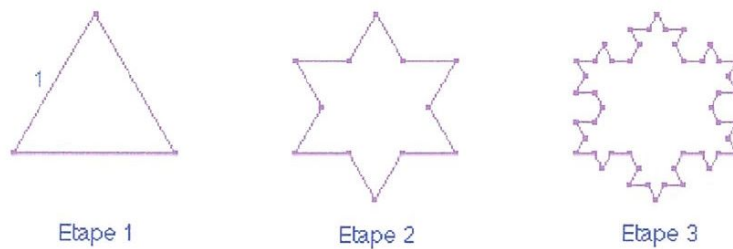


Figure I. 11 : Flocon de Koch [2].

La forme du segment au milieu peut prendre deux configurations ; le triangle ou le carré et on aura la courbe de Koch « triadique » ou la courbe de Koch « quadrique ».

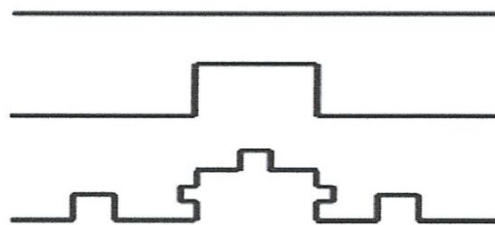


Figure I. 12 : Courbe de Koch « quadrique » [2].

I.4 APPLICATIONS DE LA GÉOMÉTRIE FRACTALE

Le concept de fractal a permis de comprendre de nombreuses structures et de nombreux phénomènes naturels ou artificiels. Il a permis de modéliser ces structures et ces phénomènes avec un réalisme parfois impressionnant.

Les applications directes, dans un domaine qui a fait l'objet de nombreuses études sur la compression d'images. Toutefois, malgré les résultats prometteurs, cette méthode n'a pas détrôné la compression 'jpeg' que tout le monde connaît, même si ses résultats rivalisent avec cette méthode classique. Il est possible d'utiliser aussi cette notion en infographie pour créer des paysages réalistes ou pour rendre les mouvements plus véridiques. Les fractales servent ainsi à créer des images fixes ou des vidéos sur un ordinateur.

Un autre domaine d'application est la fabrication d'antennes radio fractales. Leur intérêt est d'occuper une faible place tout en ayant un très bon rendement dans le domaine multi-bandes ou large bande d'émission.

I.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté un bref aperçu sur le développement théorique des fractales, mis en évidence leurs propriétés fondamentales, et exposé les différentes structures géométriques sans oublier leurs nombreuses applications.

CHAPITRE II

Etat de l'art sur les antennes

II.1 INTRODUCTION

Les nouveaux systèmes de télécommunication ont très vite montré l'insuffisance des antennes classiques. Les antennes filaires et patchs sont intrinsèquement des dispositifs à bande étroite. Leur comportement est très fortement dépendant du rapport de la taille de l'antenne à la longueur d'onde de fonctionnement. Les paramètres systèmes d'une antenne (gain, adaptation, diagramme de rayonnement) souffrent alors du moindre désaccord de la fréquence de fonctionnement. C'est ainsi que la technologie s'oriente vers de nouveaux types d'antennes, d'où l'introduction de la notion des antennes multi-bandes dont le principe est d'avoir une seule antenne qui résonne à plusieurs fréquences ce qui permet d'associer en même temps divers services (Ex : GSM, DCS, UMTS, etc.).

Les techniques utilisées pour réaliser un comportement multi-bande sont très variées, particulièrement, la technique fractale appliquée au patch. En effet bien que la théorie soit découverte il y a longtemps [1], l'utilisation des fractales dans la technologie d'antenne est très récente [2] [3].

Vu l'aspect d'autosimilarité des formes fractales, les antennes fractales offrent un comportement multi-bande avec des dimensions très réduites grâce à leurs irrégularités infinies.

II.2 GENERALITES SUR LES ANTENNES

Les systèmes de télécommunications utilisés permettant généralement l'échange d'informations dans différents milieux naturels, peuvent être décomposés en deux parties : une partie servant au traitement des signaux électriques contenant les informations à transmettre et une seconde partie permet la transformation de ces signaux électriques en ondes électromagnétique rayonnées dans l'espace. Cette dernière fonction est réalisée par des dispositifs appelés « antennes ».

II.2.1 CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Généralement ces paramètres électriques définissent l'antenne comme élément du circuit dans lequel elle est connectée. Ils permettent d'apprécier la charge apportée par l'antenne au circuit d'excitation et ainsi, de caractériser l'efficacité du transfert de puissance entre le système radioélectrique et le milieu de propagation. Plusieurs paramètres peuvent servir à cette caractérisation mais nous ne définirons que les trois principaux, à savoir l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire [7].

a- L'impédance d'entrée

Considérons une antenne dont on peut définir les deux bornes d'entrée A et B. Soient 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 : (Figure II.1) :

$$Z = \frac{V_e}{I_e} = R + jX \quad (\text{II.1})$$

Où:

Z = impédance d'entrée aux bornes a et b.

R = résistance de l'antenne aux bornes a et b.

X = réactance de l'antenne aux bornes a et b.

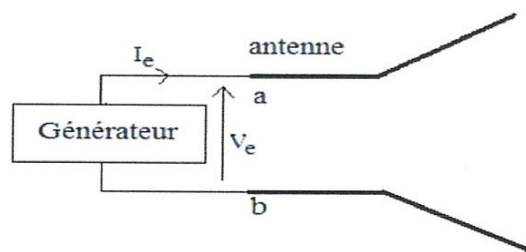


Figure II.1 : Antenne en mode émetteur

Généralement pour qu'une antenne ait un bon rendement, il est nécessaire que l'émetteur, la ligne de transmission, et l'antenne aient presque la même impédance.

b- Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion est un paramètre qui permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident.

Généralement ce coefficient Γ est lié à l'impédance d'entrée de l'antenne et l'impédance caractéristique Z_c par la relation :

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \quad (\text{II.2})$$

Signalons qu'on peut représenter Γ sous forme de paramètre S en dB tel que:

$$S_{11}(\text{dB}) = 20 \log \Gamma \quad (\text{II.3})$$

c- Rapport d'onde stationnaire (ROS)

Généralement les lignes de transmission permettent aux ondes électromagnétiques de se propager dans les deux directions. Quand la source, la ligne de transmission et la charge ont toutes la même impédance, l'onde électromagnétique se propage de la source à la charge sans aucune perte du signal. Par contre, si la source n'a pas la même impédance par rapport aux autres éléments de la chaîne de transmission, une partie de l'onde sera réfléchi lorsqu'elle atteint la charge et renvoyée vers la source. Dans ce cas, les ondes incidents et réfléchies se superposent et engendrent une onde stationnaire.

Si on peut caractériser par $(+V)$ l'onde propageant vers l'avant et par $(-V)$ l'onde en retour, alors le taux ou le rapport d'onde stationnaire sera défini par :

$$\text{ROS} = \frac{(+V) - (-V)}{(+V) + (-V)} \quad (\text{II.4})$$

IL est lié au coefficient de réflexion Γ par la relation:

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

II.2.2 CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT

a- Diagramme de rayonnement

C'est une représentation qui nous donne les directions de rayonnement les plus efficaces de l'antenne ou encore c'est la représentation graphique du gain dans le plan vertical et horizontal. Ce diagramme peut être représenté sur un plan en coordonnées cartésien ou polaire ou bien, dans l'espace à trois dimensions. Il est caractérisé généralement, par un lobe principal et des lobes de rayonnement secondaires.

b- La directivité

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

La directivité d'une antenne dans une direction $\Delta(\theta, \varphi)$ est défini comme suit :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{iso}} \quad (\text{II. 7})$$

$U(\theta, \varphi)$: Intensité de rayonnement de l'antenne considérée.

U_{iso} : Intensité de rayonnement d'une antenne isotrope, elle est donnée par:

$$U_{iso} = \frac{P_{ray}}{4\pi} \quad (\text{II. 8})$$

P_{ray} : Puissance rayonnée de l'antenne.

c- le gain

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

On définit le gain dans la direction $\Delta(\theta, \varphi)$ par :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_f} \quad (\text{II. 9})$$

P_f : Puissance fournie par l'émetteur.

Généralement la valeur maximum de $G(\theta, \varphi)$ prend la dénomination du gain de l'antenne.

$$G_0 = \text{MAX } G(\theta, \varphi) \quad (\text{II. 10})$$

Notant que la relation entre la directivité et le gain est la suivante :

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

Avec η est le rendement de l'antenne.

d- Résistance de rayonnement

S'il est possible de connaître le courant I_Q en un point Q de cette antenne, nous définissons la résistance de rayonnement en ce point par le rapport :

$$R_Q = \frac{2P_r}{I_Q} \quad (\text{II. 12})$$

Avec P_r est la puissance active rayonnée par l'antenne.

e- Polarisation

La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est donnée par la direction du champ électrique E . Si E garde une direction constante dans le temps, on dit que l'on a 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 E , l'extrémité du vecteur représentatif décrit un cercle ou une ellipse, on dit alors que le champ rayonné est a polarisation circulaire ou elliptique.

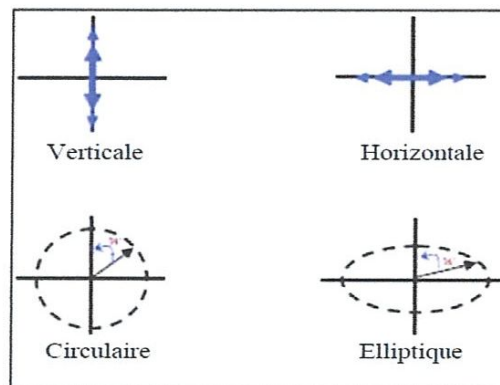


Figure II.2: Polarisation du champ électromagnétique.

f- Les angles d'ouvertures horizontales et verticales

En premier lieu l'angle d'ouverture horizontal caractérise la largeur du faisceau de l'antenne dans un plan horizontal. Il est défini comme l'angle entre les directions où le gain est 3 dB inférieur au gain maximal. Alors que l'angle d'ouverture vertical caractérise la largeur du faisceau de l'antenne dans un plan vertical. De la même façon que l'angle horizontal, il est défini comme l'angle entre les directions où le gain est 3 dB inférieur au gain maximal.

g- La bande passante

La bande passante de l'antenne correspond à l'intervalle de fréquence d'utilisation de l'antenne en émission ou en réception avec une efficacité de 50% et plus. On obtient une large bande passante lorsque le gain de l'antenne est important. C'est un paramètre exprimé en pourcentage (%) et qui est donné par :

$$BP(\%) = 100 \frac{f_s - f_i}{f_c} \quad (\text{II.13})$$

(Typiquement B% = 10 à 20%) où :

- f_c est la fréquence centrale d'utilisation pour laquelle l'antenne est conçue,
- f_s et f_i les fréquences limites supérieures et inférieures.

II.3 LES ANTENNES MULTI-BANDES

II.3.1 DEFINITION

Une antenne multi-bande est une antenne qui fonctionne ou plus précisément qui résonne sur au moins deux fréquences avec les mêmes exigences (adaptation, valeur du coefficient de réflexion,...).

II.3.2 NECESSITE

Actuellement, la plupart des téléphones mobiles fonctionnent avec des antennes intégrées tri-bandes. GSM900/DCS1800/UMTS2172. La plupart des solutions existantes pour réaliser ces antennes sont basées sur des éléments court-circuités (quart-d'onde).

L'élément rayonnant est généralement optimisé pour assurer le fonctionnement en bande basse (GSM900). Le fonctionnement en bande haute (DCS 1800) est, quant à lui, assuré par l'abaissement des modes supérieurs de l'élément quart-d'onde. Pour cela, en simplifiant, deux principes sont utilisés la plupart du temps :

L'allongement des longueurs électriques et/ou la création d'effets capacitifs. Les bandes passantes ainsi obtenues au moyen d'une seule résonance pour chaque standard, sont cependant souvent trop étroites pour assurer un bon fonctionnement, en particulier lorsque l'antenne se trouve dans son environnement de travail définitif (Boîtier plastique, batterie, composants ajoutés sous l'antenne ...).

Il semble donc difficile de pouvoir continuer à réaliser des antennes pour les terminaux de troisième génération avec ce concept d'élément à un seul résonateur.

Etant donné la largeur des bandes passantes, il est nécessaire d'ajouter un ou plusieurs résonateurs supplémentaires, indispensables à l'obtention du caractère large bande, tout en conservant un encombrement plus réduit. De ce fait les concepteurs des antennes pour les terminaux mobiles ont pensés à rajouter un nouveau type d'antenne qui assure les fonctionnalités pour plusieurs applications (GSM 900, DCS 1800, UMTS 2160, Bluetooth 2400,...) en même temps, ce qu'on appelle les antennes multi-bandes ; dans la littérature scientifique on a trouvé plusieurs types tels que : les antennes fractales (l'antenne de Sierpinsky, de Koch...), les antennes large bande, l'antenne Yagi, etc

II.3.3 LES DIFFERENTES TECHNIQUES MULTI-BANDES

II.3.3.1 Combinaison de plusieurs éléments rayonnants

La technique la plus classique pour obtenir des antennes multi-bandes est la combinaison de deux ou plusieurs éléments rayonnants (résonateurs) mono-bande. Ces éléments mono-bande peuvent être de même type ou différents les uns des autres. Côté excitation, les éléments constituant ces antennes multi-bandes peuvent être alimentés de deux manières différentes :

❖ Alimentation directe par port d'excitation : dans ce cas ces éléments sont appelés éléments actifs ou directeurs.

❖ Alimentation par couplage électromagnétique avec élément rayonnant voisin alimenté directement : dans ce cas ces éléments sont appelés éléments parasites ou passif.

Les différents éléments rayonnants de ces antennes créent leurs propres fréquences de résonance fondamentale et supérieures. Si l'on désire obtenir une large bande passante, il faut choisir les longueurs résonnantes de ces éléments du même ordre de grandeur. Si l'on souhaite plutôt travailler sur plusieurs bandes de fréquences distinctes, il faut alors dimensionner différemment chaque résonateur.

II.3.3.2 L'utilisation des composants électroniques

On peut réaliser des antennes multi-bandes en utilisant des composants électroniques (condensateur, bobine,...) pour assurer la commutation en deux ou plusieurs bandes c'est-à-dire faire fonctionner l'antenne tantôt sur la bande par exemple GSM tantôt sur la bande DCS.

II. 3.3.3 La technique fractale

Ce sont des antennes très spéciales qui permettent avec une forme fractale d'aboutir à un fonctionnement multi-bande.

II.4 LES ANTENNES IMPRIMEES

II.4.1 INTRODUCTION

Le concept d'antennes imprimées est apparu dans les années 1950, mais il faudra attendre les années 1970 pour voir apparaître les premières réalisations qui seront essentiellement réservées à des applications militaires, et les années 1990 pour un véritable passage au stade industriel.

Deux atouts majeurs vont entraîner un développement très important de ce type d'antenne : leur faible coût de réalisation, et leur capacité d'intégration. Elles sont aujourd'hui implantées dans de nombreux dispositifs électroniques et constituent le type d'antenne privilégié aux fréquences microondes dans les systèmes de communication intégrés modernes.

II.4.2 ANTENNE IMPRIMEE SUR SUBSTRAT DIELECTRIQUE

Une antenne à éléments rayonnants imprimés, est une ligne microbande de forme particulière. Elle se compose d'un substrat diélectrique et d'un plan de masse et qui peut être placé perpendiculaire donnant une antenne sous forme d'un monopôle (Figure II.3. (a)) ou en parallèle (antenne patch) ; dont la surface inférieure du substrat diélectrique est complètement couverte d'une couche métallique qui sert comme plan de masse (ground plane), tandis que la surface supérieure porte un ou plusieurs éléments métalliques (Figure II.3. (b)).

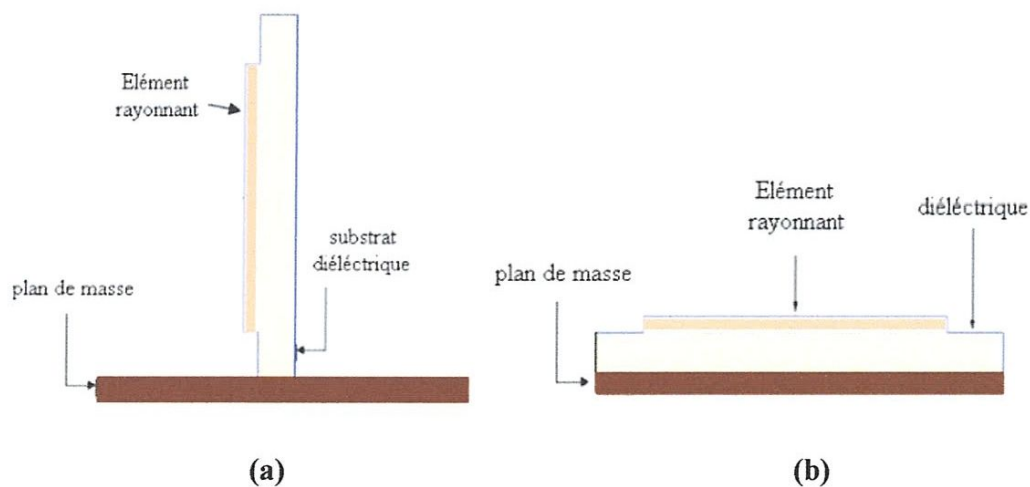


Figure II.3 :(a) Antenne imprimée sous la forme d'un monopôle.

(b) Antenne imprimée classique.

Généralement les éléments rayonnants les plus simples ont la forme d'un triangle, d'un carré, d'un rectangle ou encore d'un disque circulaire. Toutefois, on peut imaginer d'autres formes pour des applications particulières (Figure II.4).

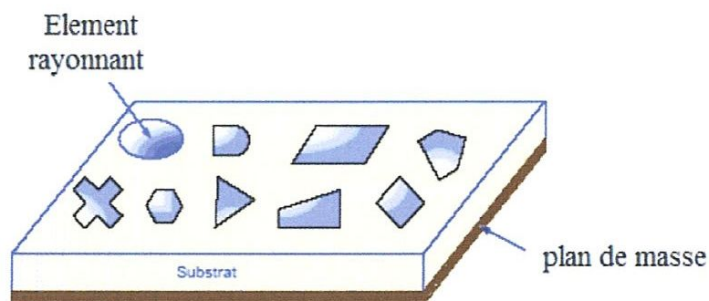


Figure II.4 : Antenne imprimée à plusieurs formes.

II.4.3 CARACTERISTIQUES DES ANTENNES IMPRIMEES

Les antennes imprimées sont caractérisées par :

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

II.4.3.1 Les substrats diélectriques utilisés

Les substrats exploités dans la conception des antennes imprimées sont nombreux. Leurs permittivités relatives varient de 1 pour l'air à des valeurs plus élevées 12. Parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de grande épaisseur et de basse permittivité dans le but d'avoir une grande efficacité, une large bande passante. Mais dans ce cas, la perte par onde de surface augmente et l'antenne devient de plus en plus encombrante. Au contraire, l'utilisation de minces substrats de permittivités élevées est conseillée pour les circuits micro-ondes parce qu'elle minimise les ondes de surfaces, les radiations non désirées et le volume de l'antenne. Toutefois, l'efficacité et la bande passante diminuent à cause de la grande perte dans le substrat.

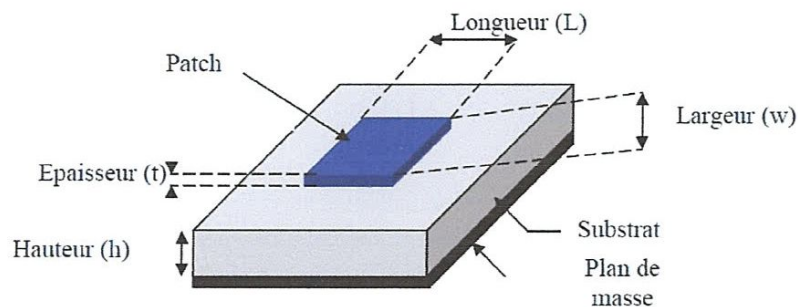


Figure II.5 : Présentation d'une structure imprimée [36].

La structure étant homogène, c'est la raison pour laquelle on utilise une structure homogène équivalente ayant une permittivité effective donnée par :

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-0.5} \quad (\text{II.16})$$

La constante diélectrique ε_r est l'un des paramètres les plus importants qui peut influencer sur les caractéristiques des antennes imprimées.

II.4.3.2 Les techniques d'alimentation

Un autre paramètre qu'il faut prendre en considération lors de la fabrication de ces antennes est l'alimentation.

Nombreuses sont les techniques d'alimentation conçues pour les antennes micro-rubans qui peuvent être regroupées en deux catégories : les alimentations en contact avec les éléments rayonnants (la technique de la ligne micro-ruban et la sonde liée à un câble coaxial (Figure II.6 et II.7)) et les alimentations sans contact (couplage par ouverture ou par proximité (Figure II.8 et II.9)).

Pour ces dernières, l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation ne sont pas connectés entre eux et l'énergie étant transférée de l'un à l'autre par couplage électromagnétique.

a- Alimentation par ligne micro-ruban

Dans ce cas d'alimentation, on relie une ligne microstrip au patch. Cette ligne lui amène de l'énergie. Il existe cependant un inconvénient dans ce type d'alimentation vu qu'elle génère un rayonnement parasite.

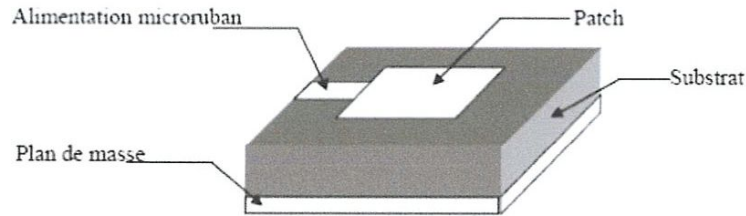


Figure II.6 : Alimentation par ligne micro-ruban.

En effet, l'utilisation d'une alimentation micro-ruban crée une discontinuité entre la ligne micro-ruban et l'élément rayonnant. Ceci augmente le coefficient de réflexion S_{11} , par suite l'adaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne se dégrade.

b- Alimentation par câble coaxial

L'alimentation coaxiale où le conducteur intérieur est attaché au patch et le Conducteur externe au plan de masse est également largement utilisée.

Ce type d'alimentation est facile à mettre en œuvre et à adapter. Mais il offre une bande passante étroite.

Parmi ces caractéristiques:

- ❖ Pas de pertes par rayonnement de ligne
- ❖ Obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde
- ❖ Technique de perçage simple

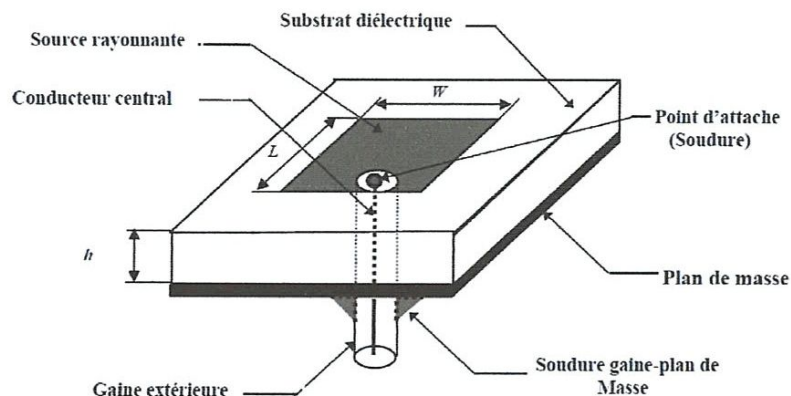


Figure II.7 : Alimentation coaxiale directe.

Il est à noter toutefois que le perçage du diélectrique, du plan de masse et de l'élément rayonnant augmente les pertes.

c- Alimentation par couplage électromagnétique

Pour ce type d'alimentation, deux substrats diélectriques sont employés. La ligne d'alimentation est située entre les deux substrats et l'élément rayonnant est imprimé sur le substrat supérieur.

L'avantage principal de cette méthode est qu'elle fournit une largeur de bande très élevée, en raison de l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne, mais elle est difficile à fabriquer en raison des deux couches diélectrique qui nécessitent un alignement approprié.

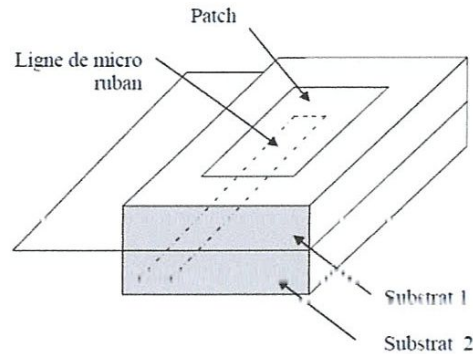


Figure II.8 : Alimentation par couplage électromagnétique.

d- Alimentation couplée par ouverture

Dans ce type d'alimentation, le patch de rayonnement et la ligne d'alimentation du Micro-ruban sont séparés en plan de masse comme indique sur la Figure II. 9. La jonction entre le patch et la ligne d'alimentation est faite par une ouverture ou une fente dans le plan de masse. Généralement, les matériaux à permittivité élevée sont employés pour le substrat inférieur par contre les matériaux à faible constante diélectrique sont utilisés pour le substrat supérieur dans le but d'optimiser le rayonnement du patch.

Ce type d'alimentation est difficile à concevoir à cause des couches multiples, qui augmentent l'épaisseur d'antenne. Cependant elle offre l'élargissement de bande passante.

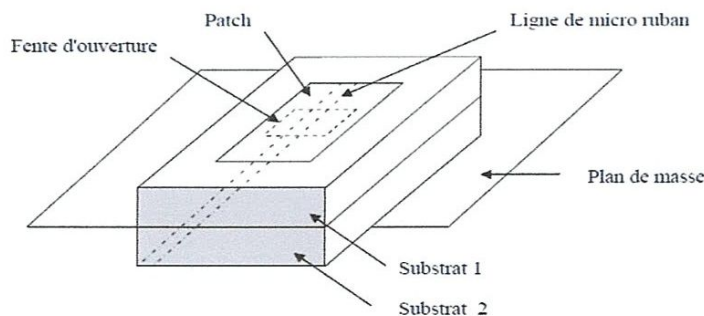


Figure II.9 : Alimentation couplée par ouverture.

II.5 LES ANTENNES FRACTALES

Historiquement avant même la découverte des fractales par Mandelbrot, des antennes fractales étaient déjà utilisées. En effet, durant les 50 dernières années, des antennes « à périodes logarithmiques », ont été utilisées sans que l'on se rende compte que l'on manipulait les fractales. En 1988, Nathan Cohen développa une antenne « à rang logarithmique » où il a installé une station de radio amateur à sa demeure, et ce n'est qu'en 1995, qu'il a fait le lien entre ces antennes et les fractales.

Mais l'expression « antennes fractales » a été publiée pour la première fois en 1994 par D.H. Werner [8]. Plus tard, une série d'articles a été publiée par Cohen [9], [10] où il a présenté une introduction sur l'application de ces géométries fractales pour les antennes en se basant sur les fractales de type dipôle et courbe.

Dans le contexte de ce travail un très grand nombre de structures fractales ont été étudiées, un résumé d'activités de recherches abordant ce type d'antenne est présenté ci dessus :

➤ L'antenne de Koch

Cette antenne a fait l'objet de plusieurs recherches où dans les articles [11] [12] et [13], les auteurs ont étudiés les propriétés et les performances de ce monopôle par rapport au monopôle classique. Les articles [14] et [15] ont aussi posé les particularités et les performances de cette géométrie mais sous formes de dipôles.

Gianvittorio a présenté dans [5] des boucles de Koch nommées les flocons de Koch (island Koch) dans le but de la miniaturisation où il a montré les avantages offerts par ces boucles en ce qui concerne l'adaptation d'impédance et la réduction de la taille de la boucle.

Cette antenne a été aussi étudiée et comparée avec d'autres formes (rectangular meander line- normal mode helix A) par Steven Best [16] et enfin elle a été aussi développée même sous la forme d'une antenne fractale patch [17] [18].

➤ **L'antenne de Sierpinsky**

Le triangle de Sierpinsky est une structure auto-similaire et cette propriété géométrique à toute échelle laisse supposer un fonctionnement identique à de multiples fréquences. Dans les articles [19] et [20], les auteurs ont étudiés ce type d'antenne sous formes de monopôles et dans [21] et [22], il a été étudié sous la forme d'un monopôle mais avec une variation de l'angle de rotation.

Dans [23] et [24], les auteurs ont présenté plusieurs variantes de cette antenne (le Sierpinsky modifier et perturbé). Dans les références [25], [26] et [27], on trouve également des recherches plus approfondies basées sur ce type d'antenne mais sous formes de patch.

➤ **L'antenne de Minkowski**

L'antenne de Minkowski est l'une des antennes dont la géométrie fractale a la forme d'une boucle. Ces formes ont la particularité d'avoir un périmètre très important comparé à celui des antennes classiques, et qui tend vers l'infini. Lorsqu'on augmente le nombre d'itération tout en restant confiné dans un espace réduit. D'où leur intérêt pour la conception des antennes cadres résonnantes car 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 [5]. Ce type d'antenne a été étudié par N. Cohen comme dipôle et courbe, aussi il a été utilisé pour la conception des réseaux d'antennes par Gianvittorio [5].

➤ **L'antenne de l'arbre fractal:**

Les arbres fractals, sont des géométries inspirées de la nature, où dans [5] et [28], les auteurs ont montrées que ces formes peuvent réaliser des antennes à large bande et à dimensions réduites.

➤ **L'antenne de Hilbert :**

Ces antennes sont des antennes fractales dont la géométrie est basée sur la fractale de Hilbert. Dans les articles [29] et [30], on trouve des études basées sur ce type d'antenne sous la forme d'un monopôle. Une autre étude a été élaborée dans le but de connaître la différence entre les fractales aléatoire et déterministe par Steven Best [31].

Les formes fractales peuvent être aussi utilisées pour la conception des réseaux d'antennes tels que les réseaux de Cantor et de Sierpinsky [32]. Enfin le mélange entre l'antenne de Yagi et la géométrie fractale de Sierpinski a été étudié par Gianvittorio et Rahmat-sami [33].

II.5.1 PRINCIPAUX AVANTAGES

- ❖ Surface occupée très réduite : la compacité résulte du caractère irrégulier des formes fractales.
- ❖ Résonances multiples : le caractère multi-bande vient du caractère d'autosimilarité.
- ❖ Gain très important dans certain cas.

II.5.2 PRINCIPAUX INCONVENIENTS

- ❖ Gain faible dans d'autres cas.
- ❖ Réalisation très difficile liée à la complexité des formes.
- ❖ Plus faible bande passante que les antennes spirales.
- ❖ Difficulté de contrôler la polarisation.

II.6 CONCLUSION

Les antennes ont des propriétés et des caractéristiques, selon lesquelles elles sont valorisées. Plusieurs techniques existent pour les simuler ou les réaliser. Alors, pour assurer un bon fonctionnement, il faut choisir celle la plus adaptée à l'application envisagée. Dans notre cas, le choix s'est porté sur la technologie des antennes imprimées. Leurs avantages nombreux permettent de les utiliser dans différents secteurs et surtout dans les communications mobiles (satellite, avion, voiture, missile, téléphone portable, ...).

Les techniques utilisées pour réaliser un comportement multi-bande sont très variées tel que la technique fractale. Ces antennes présentent une spécificité géométrique qui leur confère la possibilité de résonner sur plusieurs fréquences en gardant éventuellement les mêmes caractéristiques électromagnétiques.

CHAPITRE III

Modélisation des antennes fractales

III.1 INTRODUCTION

La simulation est une étape indispensable pour la réalisation réelle d'une antenne, puisqu'elle nous guide et nous oriente vers la bonne sélection des conditions de fonctionnement selon l'objectif fixé à priori. Pour les antennes fractales, le but est de profiter des caractéristiques électromagnétiques de sa géométrie spéciale, notamment le caractère multi-bandes.

Généralement, les antennes utilisant des résonateurs en technologie micro-ruban sont difficiles à étudier en raison de leurs non homogénéité du milieu qui les supporte

Dans ce chapitre, on va présenter les outils et les méthodes numériques et analytiques qui servent à la simulation de ce type d'antennes, en insistant sur la méthode des moments puisque le logiciel utilisé dans ce travail IE3D, est conçu à partir de cette méthode.

III.2 DIFFERENTES METHODES D'ANALYSE

Deux types de méthodes permettent d'analyser les antennes imprimées [38] :

Les **méthodes analytiques** sont issues d'une approche physique du phénomène ou des hypothèses simplificatrices permettent d'obtenir des équations assez simples mais en contrepartie, on obtient des résultats approchés. Ces méthodes sont généralement basées sur les courants magnétiques équivalents le long des bords du patch.

Les **méthodes numériques** (full-wave) donnent des résultats plus précis au détriment de la perte de la signification du phénomène physique. Elles nécessitent l'utilisation d'algorithmes numériques puissants et un temps de calcul plus élevé que les méthodes analytiques. Elles sont généralement basées sur l'obtention des distributions de courants électriques sur le patch et sur le plan de masse.

Nous pouvons rajouter que lorsque les antennes à analyser possèdent des géométries simples, elles peuvent être facilement modélisées par des méthodes analytiques mais lorsque leur forme devient complexe et non intuitive, il faut alors utiliser des méthodes numériques.

III.2.1 METHODES ANALYTIQUES [39]

Deux méthodes analytiques permettent de décrire simplement le fonctionnement des antennes imprimées résonnantes :

- ❖ Le modèle de la ligne de transmission (valable notamment pour l'élément rectangulaire).
- ❖ Le modèle de la cavité électromagnétique (valable notamment pour tout autre élément rayonnant de géométrie quelconque simple).

Ces modèles ne sont pas tous équivalents. Certains permettent de décrire plus facilement le fonctionnement de l'antenne en termes d'impédance (modèle ligne de transmission,) ou bien plus facilement en termes de rayonnement (modèle de la cavité et des fentes rayonnantes).

Globalement, le modèle ligne de transmission est le plus simple mais aussi le moins précis, le modèle de la cavité, plus précis, permet également une bonne approche physique du fonctionnement.

III.2.1.1 Modèle de la ligne de transmission

1-Introduction

L'antenne est considérée comme une ligne de transmission dont les deux extrémités sont des ouvertures (fentes) rayonnantes (Figure III.1), ce modèle est complété en tenant compte des pertes dans le diélectrique, dans les conducteurs et du couplage entre les deux ouvertures [40] [38].

Pour arriver au modèle final, il faut tenir compte de certains phénomènes tels que :

- ❖ L'alimentation.
- ❖ Le rayonnement.
- ❖ La permittivité effective du substrat.
- ❖ Les pertes diélectriques et de conduction.
- ❖ Les dimensions effectives de l'élément.

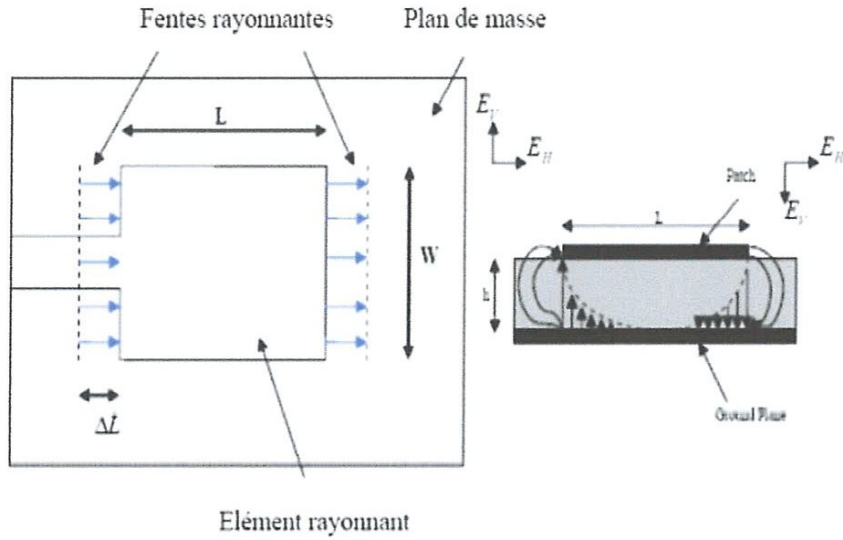


Figure III.1 : Modélisation de l'antenne patch rectangulaire par deux fentes couplées [41].

2- Modèle et caractéristiques

Dans une première étape l'élément rayonnant est modélisé par une ligne de transmission de longueur L chargée à ses deux extrémités par une admittance qui caractérise les discontinuités dues aux bords de l'élément (Figure III.2) [42].

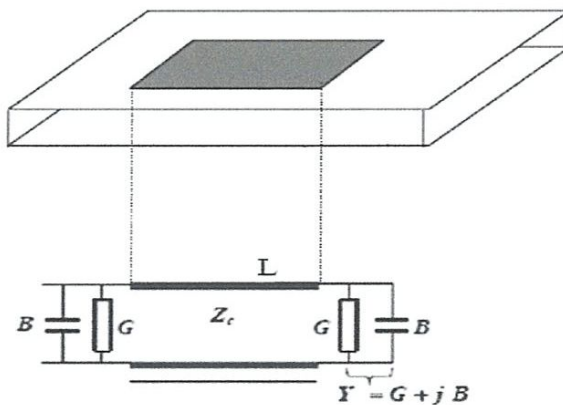


Figure III.2 : schéma équivalent de l'antenne

- **Le rayonnement** : est le facteur le plus important .il est modéliser par grandeurs G et B, obtenues à partir des formules suivantes [44]:

$$G = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (K_0 h)^2 \right] \quad (\text{III .1})$$

$$B = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - 0.636 \ln(K_0 h) \right] \quad \text{Pour } \frac{h}{\lambda_0} \leq \frac{1}{10} \quad (\text{III .2})$$

Où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide.

Et $K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ le nombre d'onde.

W : La largeur de l'élément rayonnant.

➤ **L'alimentation** : l'excitation est ramenée à l'antenne par une sonde coaxiale, les mesures de l'impédance s'effectuent au niveau de la sonde [38].

➤ **Permittivité effective** : du fait que la propagation se fait à la fois dans le diélectrique et dans l'air on introduit une constante diélectrique effective ϵ_e relative à la discontinuité à l'interface air-diélectrique.

Pour $W \gg h$ ϵ_e : est donnée par **JAMES-HALL** [42] [44]:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W} \right)^{-0.5} - \frac{(\epsilon_r - 1) \frac{t}{h}}{4.6 \sqrt{\frac{W}{h}}} \quad (\text{III .3})$$

Avec :

ϵ_e : Permittivité effective.

ϵ_r : Permittivité relative.

H : la hauteur du substrat.

W : La largeur du substrat.

t : l'épaisseur de l'élément rayon

Ou, par **HAMMER STADE**:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0.5} \quad (\text{III .4})$$

Ainsi, les champs rayonnés par l'antenne micro ruban modélisée par le modèle de la ligne de transmission sont définis par les relations:

❖ **Plan E:**

$$E_{\varphi} = j \frac{hWK_0E_0e^{-jk_0r}}{2\pi r} \left[\cos\theta \frac{\sin\left(\frac{K_0W}{2}\sin\theta\right)}{\frac{K_0W}{2}\sin\theta} \right] \quad (\text{III .5})$$

❖ **Plan II:**

$$E_{\varphi} = 2j \frac{hWK_0E_0e^{-jk_0r}}{2\pi r} \left[\cos\theta \frac{\sin\left(\frac{K_0W}{2}\sin\theta\right)}{\frac{K_0W}{2}\sin\theta} \right] \cos\left(\frac{K_0L_e}{2}\sin\theta\right) \quad (\text{III .6})$$

❖ **Phénomène de dispersion :** pour les fréquences élevées, la permittivité du diélectrique varie avec la fréquence. Cette variation est donnée par [8]:

$$\varepsilon_e(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_e}{1 + G \left(\frac{f}{f_p} \right)} \quad (\text{III .7})$$

$$\text{Avec : } f_p = \frac{Z_c}{2\mu_0 h} \quad (\text{III .8})$$

Z_c : Impédance caractéristique.

G : facteur empirique.

La figure ci-dessous donne la variation de ε_e en fonction de la fréquence :

$$\text{Avec: } \varepsilon_e(f) = \begin{cases} \varepsilon_e & \text{quand } f \rightarrow 0 \\ \varepsilon_r & \text{quand } f \rightarrow \infty \end{cases} \quad (\text{III .9})$$

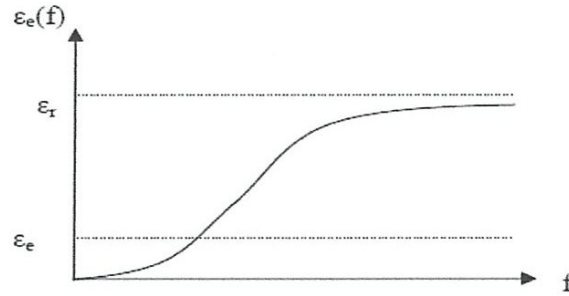


Figure III.3: variation de ε_e en fonction de la fréquence

❖ **Pertes** : Les signaux qui se propagent sur une ligne micro ruban connaissent une atténuation causée par la conductivité finie du conducteur et du plan de masse, et par les pertes dans le diélectrique. Cette atténuation est exprimée par le coefficient d'atténuation qui à deux composantes, l'une correspondant aux pertes dans le conducteur α_c , et l'autre correspondant aux pertes dans le diélectrique α_d . Les expressions pour ces coefficients sont [38]:

$$\alpha_d = 27.3 \cdot \frac{f}{c} \operatorname{tg} \delta \frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_e(f)}} \left(\frac{\varepsilon_e(f) - 1}{\varepsilon_r - 1} \right) \quad (\text{III.10})$$

$\operatorname{tg} \delta$: Tangente de perte.

Pour $W/h \geq 1$:

$$\alpha_c = 1.38 \cdot \frac{R_s}{Z_c \cdot h} \left[\frac{32 - W_e/h}{32 + W_e/h} \right]^2 \left[1 + \frac{h}{W_e} \left[1 + \frac{1.25}{\pi} \ln \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot W}{t} \right) \right] \right] \quad (\text{III.11})$$

$$\text{Avec : } R_s = \sqrt{\frac{\pi \cdot f \cdot \mu_0}{\sigma}} \quad (\text{III.12})$$

σ : La conductivité des conducteurs.

W_e : La largeur effective donnée par [46]:

$$W_e = W + \frac{1.25.t}{\pi} \left(1 + \ln \left(\frac{2.h}{t} \right) \right) \quad \text{pour : } W/h \geq 1/2\pi \quad (\text{III.13})$$

$$W_e = W + \frac{1.25.t}{\pi} \left(1 + \ln \left(\frac{4.\pi.W}{t} \right) \right) \quad \text{pour : } W/h \leq 1/2\pi \quad (\text{III.14})$$

❖ **Longueur effective:**

$$L_o = L + 2\Delta L \quad (\text{III.15})$$

Les deux extrémités de l'élément se comportent comme des continuités de type circuit ouvert équivalent à deux capacités, chaque capacité peut être remplacée par une extension équivalente ΔL

- Selon **LIER** [39] [47]

$$\Delta L = 0.412.h \cdot \frac{(\epsilon_e + 0.3) \cdot (W/h + 0.264)}{(\epsilon_e - 0.258) \cdot (W/h + 0.8)} \quad (\text{III.16})$$

-Selon **GARG** [42]

$$\Delta L = \frac{h}{2.\pi} \left(\frac{W/h + 0.366}{W/h + 0.556} \right) \left(0.28 + \frac{\epsilon + 1}{\epsilon_r} \left(0.274 + \ln \left(\frac{W}{h} + 20518 \right) \right) \right) \quad (\text{III.17})$$

Le modèle final de l'antenne est représenté par la Figure (III. 4)

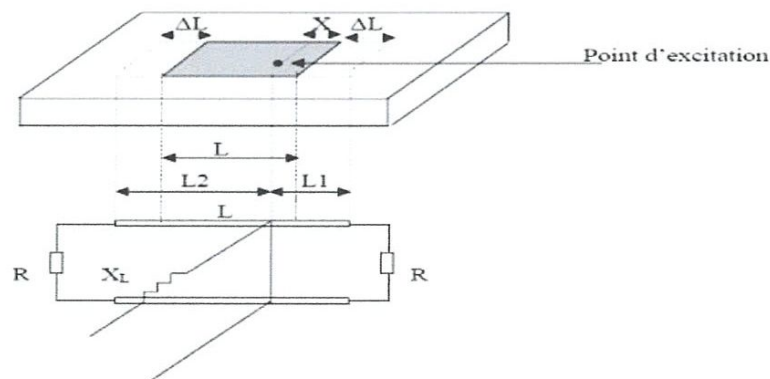


Figure III.4 : schéma équivalent final de l'antenne

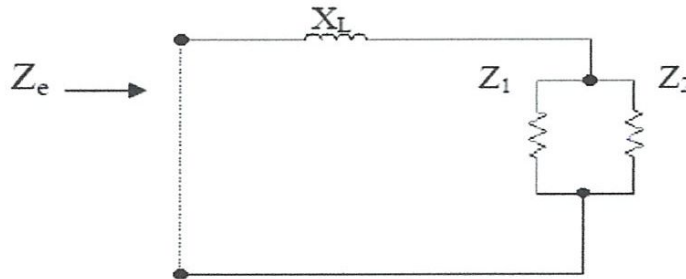
3- calcul de l'impédance d'entrée

Le modèle de l'antenne est une ligne de transmission chargée à ces deux extrémités par une résistance de rayonnement R , cette ligne est caractérisée par son impédance Z_c et ses pertes diélectriques et métalliques.

L'impédance caractéristique est donnée par [42] [43]:

$$Z_c = \frac{120.\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \left(\frac{W_e}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_e}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1} \quad (\text{III.18})$$

L'impédance d'entrée est calculée en ramenant les deux résistances R au niveau du plan de la sonde d'une distance L_1 et L_2 . Le schéma équivalent devient [42] :



Z_i : L'impédance ramenée au niveau de la sonde

$$Z_i = \frac{Z_c (R + Z_c \text{th}(\delta.L_i))}{Z_c + R \text{th}(\delta.L_i)} \quad (\text{III.19})$$

Avec : $\delta = \alpha + j\beta$: Constante de propagation.

$\alpha = \alpha_d + \alpha_c$: Coefficient d'affaiblissement.

$\beta = k = \frac{2.\pi.f}{c} \sqrt{\epsilon_r(f)}$: Nombre d'onde.

On pose :

$$y_i = \frac{Z_c}{Z_i} = \frac{1 + z \text{th}((\alpha + j\beta).L_i)}{z + \text{th}((\alpha + j\beta).L_i)} \quad (\text{III.20})$$

$$y_e = y_1 + y_2$$

On a donc :

$$\operatorname{Re}(y_e) = \sum_{i=1}^2 \frac{(1 + z \cdot \operatorname{th} \alpha \cdot L_i)(z + \operatorname{th} \alpha \cdot L_i)(1 + (\operatorname{tg} \beta \cdot L_i)^2)}{(z + \operatorname{th} \alpha \cdot L_i)^2 + (\operatorname{tg} \beta \cdot L_i)^2 \cdot (1 + z \cdot \operatorname{th} \alpha \cdot L_i)^2} = R_y \quad (\text{III.21})$$

$$\operatorname{Im}(y_e) = \frac{\operatorname{tg} \beta \cdot L_i \cdot \left((z + \operatorname{th} \alpha \cdot L_i)^2 - (1 + z \cdot \operatorname{th} \alpha \cdot L_i)^2 \right)}{(z + \operatorname{th} \alpha \cdot L_i)^2 + (\operatorname{tg} \beta \cdot L_i)^2 \cdot (1 + z \cdot \operatorname{th} \alpha \cdot L_i)^2} = I_y \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} z = \frac{R}{Z_c} \\ L_1 = x + \Delta L \\ L_2 = L + 2\Delta L - L_1 \end{array} \right\} \quad (\text{III.23})$$

L'impédance d'entrée est donné par :

$$Z_e = \left[\frac{R_y \cdot Z_0}{R_y^2 + I_y^2} + j \left(X_L - \frac{I_y \cdot Z_0}{R_y^2 + I_y^2} \right) \right] \quad (\text{III.24})$$

4- Calcul de la fréquence de résonance

La fréquence de résonance est définie comme étant celle pour laquelle la partie réelle de l'impédance d'entrée est maximal. Pour trouver la fréquence de résonance on cherche le $\operatorname{MAX}(R_e(Z_e))$

II.2.1.2 Modèle de cavité

Dans l'analyse des antennes imprimées par le modèle de la cavité, l'antenne est modélisée par une cavité résonnante, dans laquelle on est capable de mettre en évidence les modes résonnants qui peuvent s'installer. La nature des modes dépend de la forme du patch.

Chaque mode conduit à une distribution de courant sur le patch, et le diagramme de rayonnement peut être calculé en faisant rayonner ces courants.

La nature des modes dépend de la forme du patch. Nous allons développer un modèle pour un patch rectangulaire [38] [48].

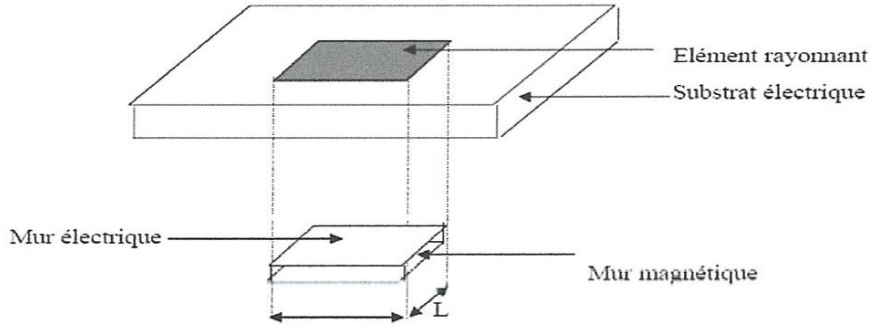


Figure III.5: Modèle de la cavité.

1- calcul de la fréquence de résonance

La fréquence de résonance est formulée par **GARG** et **WOLF** [49]

$$f_{m,n} = \frac{C}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{\pi \cdot W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{\pi \cdot L_{eff}}\right)^2} \quad m, n = 0, 1, 2, 3 \dots \quad (\text{III. 25})$$

m : nombre de mode suivant

n : nombre de mode suivant Y.

ϵ_r : permittivité relative.

Les dimensions effectives sont calculées en tenant compte des effets de bords, L_{eff} et W_{eff} sont données par :

$$L_{eff} = L + \frac{W_{equi} - W}{2} \cdot \frac{\epsilon_{eff}(W) + 0.8}{\epsilon_{eff}(W) - 0.258} \quad (\text{III. 26})$$

Avec :

$$W_{equi} = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}(W) \cdot Z_a(W)}} \quad (\text{III. 27})$$

$\varepsilon_{eff}(w)$: est la permittivité effective donné par

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 10 \frac{W}{h}\right)^{-0,5} \quad (\text{III.28})$$

$Z_a(w)$: est l'impédance d'une ligne remplie d'un diélectrique de permittivité ε_r .

$$Z_u(w) = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left\{ \frac{w}{2.h} + 0,441 + 0,082 \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r^2} + \frac{\varepsilon_r + 1}{2.\pi.\varepsilon_r^2} \cdot \left[1,45 + \ln\left(\frac{w}{2.h} + 0,94\right)\right] \right\}^{-1} \quad (\text{III.29})$$

De la même manière on obtient W_{eff} en remplaçant W par l et W_{eq} par l_{eq} .

2- Calcul de l'impédance d'entrée

Dans ce modèle l'antenne peut être considérée comme des circuits résonants parallèles montés en série. Chaque circuit présente un mode de propagation donné, la contribution de la sonde est modélisée par une inductance X_L (figure III.6).

Pour le mode fondamentale, l'antenne est équivalente à un circuit résonant parallèle R.L.C (figure III.7).

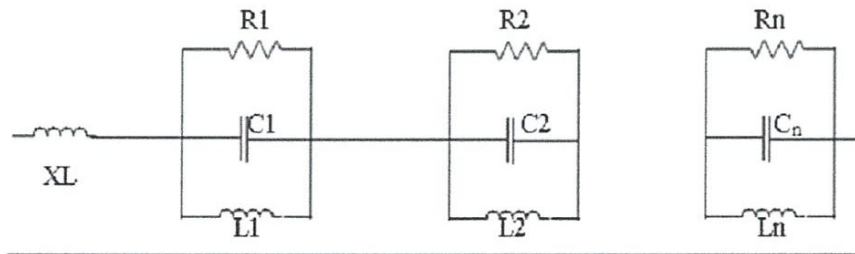


Figure III.6: circuit équivalent de l'antenne pour tous les modes.

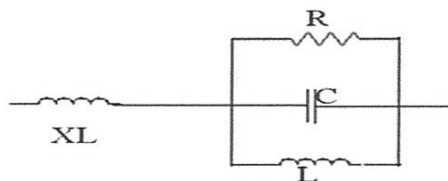


Figure III.7 : circuit équivalent de l'antenne pour le mode fondamental.

L'impédance d'entrée de l'antenne est donnée par [13]:

$$Z_{in} = 90 \frac{\varepsilon_r^2}{\varepsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W} \right)^2 \quad (\text{III.30})$$

Considérant une cavité ayant des parois conductrices parfaites mais un substrat diélectrique avec des pertes, le facteur de qualité du diélectrique Q_d est donné par:

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (\text{III.31})$$

Comme dans une cavité, l'antenne rayonne à des modes liés aux dimensions de l'élément rayonnant. Dans l'analyse élémentaire, on considère un mode résonnant unique. La cavité est alors équivalente à un circuit RLC parallèle.

II.2.1.3 Comparaison des deux modèles analytiques

Nous avons abordé les deux principaux modèles analytiques des antennes microruban, à savoir le modèle de ligne de transmission et le modèle de cavité. La comparaison des deux modèles est donnée au tableau suivant:

Application	Modèle de ligne de transmission	Modèle de cavité
Forme des plaques analysées	Rectangulaire seulement	formes régulières
Épaisseur du substrat	mince	épais
Application au réseau	oui	non

Tableau III.1: Comparaison des deux modèles analytiques

III.2.2 METHODES NUMERIQUES (FULL-WAVE)

Il existe principalement quatre familles de méthodes numériques pour analyser les antennes imprimées. Elles sont issues des méthodes utilisées en électromagnétisme [51] [52] :

- ❖ la méthode des moments (MoM).
- ❖ la méthode des éléments finis (FEM).
- ❖ la méthode des différences finies (FDTD).
- ❖ la méthode de la matrice des lignes de transmissions (TLM).

Ces méthodes permettent d'obtenir des résultats très précis au détriment de temps de calculs longs car il s'agit de discrétiser le volume ou la surface à analyser mais aussi le temps selon la méthode utilisée, ce qui conduit à un très grand nombre d'inconnues. Les temps de calculs peuvent cependant être réduits si l'on possède une puissance de calcul conséquent

III.2.2.1 méthode des moments

C'est une méthode d'analyse basée sur la résolution des équations intégrales des courants. Dans le domaine cartésien, l'élément rayonnant est découpé en cellules rectangulaire supportant chacune un courant de forme triangulaire (méthode MPIE: "Mixed Potential Integral Equation"). Cette discrétisation permet de modéliser des formes complexes, à angle droit (dipôle replié, crois, encoche,...) [53].

Dans le domaine spectral, les fonctions inconnues sont développées sur un ensemble de fonctions de base généralement globales. Cela permet d'obtenir un grand nombre d'équations algébriques que l'on peut intégrer numériquement. Elles permettent d'arriver rapidement au résultat mais nécessitent une étude numérique délicate (choix automatique des fonctions, intégrations,...).

Une des méthodes, qui fournit l'analyse full-wave des antennes microbandes, est la méthode des moments (method of Moments, MOM). Dans cette méthode, les courants de surface sont employés pour modéliser le patch et les courants de polarisation de volume sont employés pour modéliser les champs dans le substrat diélectrique. Il a été montré par Newman [40] [51] et Ulyathan où une équation intégrale est obtenue pour ces courants inconnus et l'usage de la méthode des moments,

Cette équation intégrale est convertie en équations matricielle, ce qui peut alors être résolu par des diverses techniques algébriques pour fournir le résultat.

Une vue générale de la méthode des moments décrite par Harrington [53] [54] et Balanis est donnée ci-dessous. La méthode des moments est une technique numérique qui permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel résolu par ordinateur.

Elle est basée sur le critère de nullité d'une fonctionnelle constituée à partir d'une intégrale des résidus, générée par la différence entre la solution approximative (fonction d'essai) et la solution exacte, pondérée par des fonctions de poids (fonctions de test).

La fonction d'essai est exprimée sous forme de série de fonctions de base connues dont les coefficients de pondération sont déterminés en résolvant le système linéaire.

La forme de base de l'équation à résoudre par la méthode de moment est [38] :

$$F(g) = h \quad (\text{III.32})$$

Où F est un opérateur linéaire connu, g est une fonction inconnue, et h est la source ou fonction d'excitation. Le but ici est de trouver g lorsque F et h sont connus. La fonction inconnue g peut être développée comme une combinaison linéaire de N termes pour donner [54] [40]:

$$g = \sum_{n=1}^N a_n g_n = a_1 g_1 + a_2 g_2 + \dots + a_N g_N \quad (\text{III.33})$$

Où a_n est un constant inconnu et g_n est une fonction connue appelée fonction de base. Substituant l'équation(III.32) dans (III.33) et en utilisant la propriété de linéarité de l'opérateur F nous pouvons écrire:

$$\sum_{n=1}^N a_n f(g_n) = h \quad (\text{III.34})$$

Les fonctions de base g_n doivent être sélectionnées d'une telle manière, que chaque $f(g_n)$ peut être calculé. Les constantes inconnues a_n ne peuvent pas être déterminées

directement parce qu'il y a N inconnus et seulement une équation. Une des méthodes utiliser pour trouver ces constantes est la méthode des résiduels pondéré.

Dans cette méthode, ensemble de solutions initiales est établi avec une ou plusieurs variables. Les résiduels sont une mesure de la différence entre la solution initiale et la solution vraie. Les variables sont choisis d'une manière à garantir un meilleur ajustement des fonctions initiale basées sur la minimisation des résiduels. Ceci est effectué en définissant un ensemble de N fonction pondérée (ou examinant) $\{w_m\} = w_1, w_2, \dots, w_N$ dans le domaine de l'opérateur F , prenant le produit de ces fonctions, l'équation (III.34) devient :

$$\sum_{n=1}^N a_n \langle w_m, f(g_n) \rangle = \langle w_m, h \rangle \quad (\text{III.35})$$

Où $m = 1, 2, \dots, N$

En écrivant sous forme matricielle, nous obtenons [38] [55]:

$$[f_{nm}][a_n] = [h_m] \quad (\text{III.36})$$

$$[f_{nm}] = \begin{bmatrix} \langle w_1, f(g_1) \rangle \langle w_1, f(g_2) \rangle \dots \\ \langle w_2, f(g_1) \rangle \langle w_2, f(g_2) \rangle \dots \\ \cdot \\ \cdot \\ \langle w_N, f(g_1) \rangle \langle w_N, f(g_2) \rangle \dots \end{bmatrix} \quad [a_n] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \cdot \\ a_N \end{bmatrix} \quad [h_m] = \begin{bmatrix} \langle w_1, h \rangle \\ \langle w_2, h \rangle \\ \langle w_3, h \rangle \\ \cdot \\ \langle w_N, h \rangle \end{bmatrix} \quad (\text{III.37})$$

Les constantes inconnues peuvent maintenant résolue en utilisant des techniques Algébriques telles que la décomposition LU ou l'élimination gaussienne. On doit se rappeler que la fonction calculé doit être choisi convenablement de sorte que les éléments w_m soient non seulement linéairement indépendants mais également réduisent au minimum les calculs requis pour évaluer le produit. Un choix possible des fonctions d'essais calculé est de considérer ces dernières identiques aux fonctions de bases, c à d, $w_m = g_n$ ceci est connu sous le nom de méthode du Galerkin comme décrit par Kantorovich et Akilov. Ainsi, la méthode de moment a été brièvement expliquée.

Le but de cette méthode est de déterminer les courants de surface inconnus (\overline{J}_s et \overline{M}_s) présent sur l'élément rayonnant, le plan de masse et les murs magnétiques.

D'après l'équation de Richmond se présente sous la forme suivante :

$$\iint_S (\overline{J}_s \cdot \overline{E}_t - \overline{M}_s \cdot \overline{H}_t) dS = -\iiint_V (\overline{J}_a \cdot \overline{E}_t - \overline{M}_a \cdot \overline{H}_t) d\tau \quad (\text{III.38})$$

Où S est la surface de l'élément rayonnant, V est le volume entourant la source d'alimentation, \overline{E}_t et \overline{H}_t sont les champs « test » relatifs à une source électrique test quelconque placée sur l'élément rayonnant, \overline{J}_a et \overline{M}_a sont les densités de courant électrique et magnétique d'excitation.

On considère que les plans conducteurs sont parfaits, par conséquent la densité de courant magnétique \overline{M}_s sur ces plans est nulle. L'équation de Richmond se réduit à :

$$\iint_S \overline{J}_s \cdot \overline{E}_t dS = -\iiint_V \overline{J}_a \cdot \overline{E}_t d\tau \quad (\text{III.39})$$

La méthode des moments consiste à décomposer la densité de courant surfacique inconnue \overline{J}_s , en la projetant sur la base $\{\overline{J}_1, \overline{J}_2, \dots, \overline{J}_N\}$, de sorte à pouvoir écrire:

$$\overline{J}_s = \sum_{n=1}^N I_n \overline{J}_n \quad (\text{III.40})$$

Si on considère le cas de N sources test à l'intérieur de la surface S , chacune d'elles va créer un champ \overline{E}_m qui doit satisfaire l'équation de réaction de Richmond et qui s'écrit sous cette forme :

$$\iint_S \left(\sum_{n=1}^N I_n \overline{J}_n \right) \cdot \overline{E}_m dS = -\iiint_V \overline{J}_a \cdot \overline{E}_m d\tau \quad (\text{III.41})$$

Ou encore :

$$\sum_{n=1}^N I_n \left[\iint_{S_n} \overline{J}_n \cdot \overline{E}_m dS_n \right] = -\iiint_V \overline{J}_a \cdot \overline{E}_m d\tau \quad (\text{III.42})$$

S_n est la surface du $n^{ième}$ mode de décomposition.

Les fonctions \overline{J}_n $n = 1, \dots, N$, sont alors appelées Fonctions de base, et les champs \overline{E}_m , $m = 1, \dots, N$, sont appelés Fonctions de test.

On peut formuler cette dernière équation de la manière suivante :

$$\sum_{n=1}^N I_n Z_{mn} = V_m \quad (\text{III.43})$$

$$\text{Avec : } V_m = \iiint_V \overline{J}_a \cdot \overline{E}_m d\tau \quad (\text{III.44})$$

$$\text{Et : } Z_{mn} = - \iint_{S_n} \overline{J}_n \cdot \overline{E}_m dS_n \quad (\text{III.45})$$

Les N sources forment ainsi un système de N équations linéaires, qui s'exprime sous la forme matricielle suivante :

$$[Z][I] = [V] \quad (\text{III.46})$$

Dont les inconnus sont les coefficients I_n du vecteur $[I]$, avec $n=1,2,\dots, N$.

La difficulté réside dans le choix des fonctions de base et des fonctions de test, ainsi que le choix de la valeur de N.

Cette méthode est utilisée pour la détermination rigoureuse des grandeurs physiques suivantes :

- ❖ Les courants superficiels présents sur l'élément rayonnant, nécessaire pour l'évaluation des champs rayonnés par celui-ci.
- ❖ L'impédance d'entrée de l'antenne.
- ❖ La fréquence de résonance.

Cette méthode se place dans le domaine temporel aussi bien que dans le domaine spectral, dans le quel l'étude s'effectue dans l'espace transformé de Fourier. C'est une technique qui est très adaptée aux structures multicouches constituées d'éléments rayonnants de formes simples. Un cas particulier de cette méthode consiste à prendre les fonctions de bases égales aux fonctions test, ce cas particulier est appelé méthode de Galerkin [38] [56].

II.2.2.2 La méthode des différences finies

1-Principe de la méthode

La méthode F.D.T.D (Finite Difference Time Domain) ou la méthode des différences finies dans le domaine temporel est une approche numérique permettant la résolution des équations différentielles dans le domaine temps [51] [53].

Cette approche a pour but de mettre au point des méthodes de calcul permettant d'analyser la propagation d'ondes hyperfréquences dans des lignes planaires. Nous avons choisi la simulation dans le domaine temporel, selon la méthode des différences finies, car elle a l'avantage de permettre une caractérisation dans une large bande de fréquence d'une structure en une seule simulation. En appliquant la transformée de Fourier aux signaux temporels obtenus, il nous est possible de déterminer les caractéristiques du guide, notamment les paramètres de propagation, l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence.

L'application de cette méthode aux équations de Maxwell dans l'espace libre a été introduite pour la première fois par Yee en 1966 la méthode consiste à approcher les dérivées ponctuelles spatiales et temporelles qui apparaissent dans les équations de Maxwell par des différences finies centrées. Le schéma proposé par Yee permet de surmonter la difficulté due à la dépendance simultanée des champs électrique \vec{E} et champs magnétique \vec{H} entre eux, en effet, on obtient un schéma numérique explicite permettant le calcul du champ électromagnétique dans tout le volume d'étude en fonction du temps. Les composantes des champs électrique et magnétique sont décalées d'un demi-pas spatial et calculées de manière alternative et itérative, respectivement à des multiples pairs et impairs du demi-pas temporel [54].

III.2.2.3 La méthode des éléments Finis

Considérons le cas simplifié d'un espace à une dimension. Soit une fonction $f(x)$ dont on connaît la valeur en certains points (x_1, x_2, \dots, x_N) de l'ensemble de définition. Cette fonction est approchée par une fonction $f_a(x)$ qui prend les valeurs de la fonction f aux points (x_1, x_2, \dots, x_N). $f_a(x)$ peut être recherchée comme une fonction polynomiale [57]:

$$f_n(X) = \alpha_0 + \alpha_1 X + \alpha_2 X^2 + \dots + \alpha_n X^n \quad (\text{III.47})$$

La valeur de la fonction f_n est imposée pour l'ensemble des points (x_1, x_2, \dots, x_N) . On obtient donc N équations par rapport aux paramètres $(\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n)$.

Ces paramètres sont donc calculables si l'ordre des polynômes est $n=N-1$.

La méthode des Éléments Finis consiste à restreindre (limité) l'intervalle de définition de la fonction à des intervalles plus petits, appelés éléments, sur lesquels il est plus facile d'appliquer la définition de la fonction d'approximation. Dans un espace à une dimension, ces éléments sont des segments alors que dans un espace à trois dimensions, sont généralement des tétraèdres. Les fonctions utilisées sont des fonctionnelles construites par rapport aux potentiels ou aux champs électromagnétiques. La méthode est robuste mais nécessite des moyens informatiques importants.

II.3 OUTILS NUMÉRIQUES COMMERCIAUX DE SIMULATION

En 1980, le développement des applications technologiques par ordinateur est devenu possible, ce qui a permis à de nombreux logiciels de calcul d'apparaître. Aujourd'hui, on trouve sur le marché de nombreux codes et logiciels commerciaux qui permettent la modélisation et le calcul du comportement électromagnétique des différentes structures. Parmi ces logiciels on peut citer le logiciel Super NEC (Poynting Software), le HFSS (Ansoft), le Momentum (Agilent), l'IE3D (Zeland Software)...

III.4 CONCLUSION

Dans ce troisième chapitre nous avons présenté de façon générale les différents méthodes et modèles pour l'analyse d'une antenne imprimée, il y a des modèles analytiques simples tel que (TLM, cavité) et d'autres méthodes (techniques) numériques rigoureuses tel que (FDTD, FE, FI, MOM, ...).

CHAPITRE IV

Simulation et Résultats

IV.1 INTRODUCTION

La simulation est une phase indispensable et nécessaire qui nous donne une approximation des résultats comme elle est réelle, pour choisir des bons et meilleurs paramètres avant la réalisation. Donc pour réaliser un objet (une antenne imprimée, circuit, composant, carte imprimée...), nous devons certainement passer par trois étapes nécessaires, elles sont comme suit :

- La modélisation: par des programmes ou des formulations.
- La simulation par des logiciels convenables.
- La réalisation (caractérisation par analyseur de réseau vectoriel,.....)

Dans ce chapitre, nous allons simuler un cas d'antennes fractales qui est le carré de Minkowski avec plusieurs itérations et fréquence à l'aide du logiciel Zeland IE3D.

IV.2 DESCRIPTION DU LOGICIEL ZELAND IE3D

Le logiciel IE3D (Integrated Electromagnetic 3D), apparu en 1992 est un outil très performant développé par la compagnie Zeland Software. Il combine plusieurs modules de simulation, d'optimisation et d'affichage des résultats, en tenant compte de la présence et de l'influence des substrats diélectriques. La technique utilisée est aussi la méthode des moments appliquée aux équations intégrales [56].

Cette méthode est basée sur les 4 étapes suivantes :

- ❖ Dérivation d'équation intégrale.
- ❖ Conversion de l'équation intégrale en une équation matricielle.
- ❖ Evaluation du système matriciel.
- ❖ Résolution de l'équation matricielle.

La structure à étudier sera "maillée" (divisée) en éléments simples : triangles ou rectangles. Notant que la taille de ces éléments simples peut être modifiable, ce qui lui permet d'adapter les cellules à la géométrie de l'objet.

Les possibilités du logiciel sont comme suit :

- ❖ Les circuits imprimés multicouches et les lignes micro-rubans ou d'autres arbitraires peuvent être simulés, grâce à la méthode des moments dans le domaine spatial.
- ❖ La distribution surfacique du courant électrique sur les conducteurs.

- ❖ Un maillage uniforme ou non uniforme peut être exécuté.
- ❖ Les paramètres S.
- ❖ Le diagramme de rayonnement.

IV.3 SIMULATION DE L'ANTENNE FRACTALE DE MINKOWSKI

IV.3 1 CONSTRUCTION DE LA COURBE FRACTALE RECTANGULAIRE

La forme de la configuration proposée est une généralisation du "Square Curve », en utilisant un initiateur rectangulaire, nommé Courbe rectangulaire fractale (FRC). L'FRC est construit en appliquant une transformation sur l' FRC0 figure IV.1. a. pour former le FRC1 on divise le FRC0 en quatre ou neuf rectangles élémentaires et on place dans les quatre coins de l'initiateur un rectangle élémentaires comme représenté sur la figure IV.1 b. l'FRC2 est obtenue en répétant la même procédure (Figure IV.1 .c)

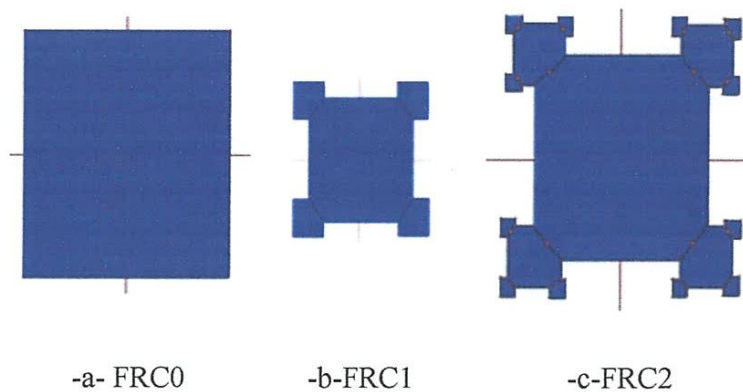
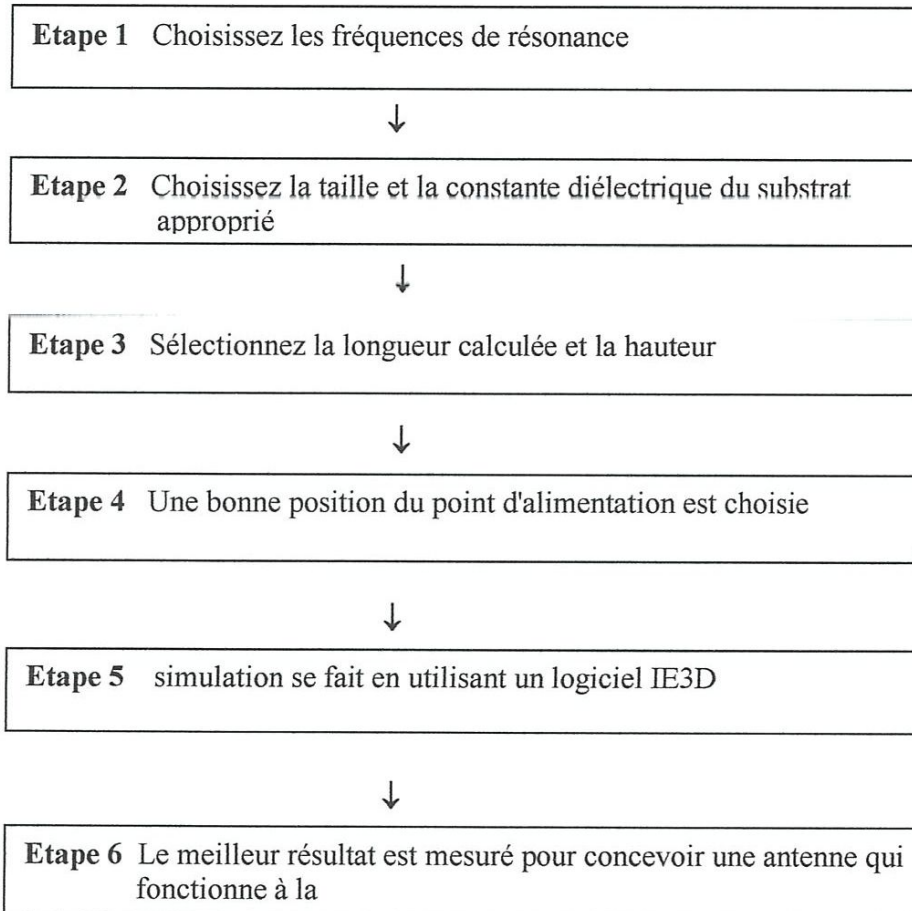


Figure IV.1 : Construction d'une courbe fractale rectangulaire (FRC).

IV.4 CONCEPTION GENERALE DES ANTENNES FRACTAL

La procédure de conception de base de l'antenne fractal de Minkowski est illustrée comme suit :



IV.4.1 CONSIDERATIONS SUR LA CONCEPTION POUR LES ANTENNES DE MINKOWSKI

Pour concevoir le patch, on se base sur la formulation de la longueur et de la largeur de la pièce rectangulaire afin de donner la constante diélectrique et la fréquence de résonance de l'antenne, Les éléments d'antenne micro-ruban peut être utilisé seul ou en combinaison avec d'autres éléments. Dans les deux cas, le concepteur doit avoir une conception d'élément, étape par étape.

L'objectif global d'une conception est d'atteindre une performance spécifique des caractéristiques à une fréquence de fonctionnement.

Si une configuration d'antenne micro ruban peut atteindre ces objectifs, donc la première décision consiste à sélectionner la géométrie d'antenne appropriée.

❖ **Choix du substrat**

La première étape de conception consiste à choisir un substrat diélectrique convenable d'épaisseur h et de tangente de perte. Un substrat plus épais, est plus résistant mécaniquement, va augmenter la puissance rayonnée, réduire les pertes de conducteur et améliorer l'impédance de la bande passante. Toutefois, il va aussi augmenter le poids, la perte diélectrique, la perte due aux ondes de surface, et les rayonnements parasites de la sonde d'alimentation.

La constante diélectrique du substrat (ϵ_r), joue un rôle similaire à celui de l'épaisseur du substrat. Une faible valeur de (ϵ_r), du substrat va augmenter le champ de fringing à la périphérie du patch, et donc la puissance est rayonnée. Par conséquent, les substrats avec $\epsilon_r < 2,5$ sont préférés.

Ici l'épaisseur de substrat $h = 0,1588$ cm et constante diélectrique $\epsilon_r = 2,2$ sont considérés.

❖ **La largeur et la longueur de l'élément**

A la base de la formulation simplifiée, une procédure de conception est décrite ce qui conduit à la conception pratique des antennes micro ruban rectangulaire. La procédure suppose que l'information spécifiée comprend la constante diélectrique du substrat (ϵ_r), la fréquence de résonance (f_0), et la hauteur du substrat h .

❖ **Point d'alimentation**

Après avoir sélectionné les dimensions du patch L et W pour un substrat donné, la tâche suivante consiste à déterminer le point d'alimentation (x_0, y_0) de manière à obtenir une bonne adaptation d'impédance entre l'impédance du générateur et l'impédance d'entrée. On constate que le changement d'emplacement d'alimentation donne une perte de rendement, donc fournit une méthode simple pour l'adaptation d'impédance.

IV.4.2 CALCUL DES PARAMETRES DE CONCEPTION

Ce paragraphe contient le calcul de différents paramètres nécessaires à la conception des antennes à des fréquences de résonance souhaitées. Les équations relatives à la conception de l'antenne rectangulaire sont également présentées dans ce chapitre.

❖ Calcul des paramètres de conception de 10 GHz [57]

La largeur w est donné par :

$$W = \frac{30}{2(10)} \sqrt{\frac{2}{2.2+1}} = 1.186 \text{ cm} \quad (\text{IV.1})$$

La constante diélectrique efficace du patch est trouvée à l'aide d'équation (III.4)

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{2.2+1}{2} + \frac{2.2-1}{2} \left(1 + 12 \frac{0.1588}{1.186}\right)^{-1/2} = 1.972 \quad (\text{IV.2})$$

La longueur supplémentaire prolongée du patch ΔL (III.16) est :

$$\Delta L = 0.1588(0.412) \frac{(1.972 + 0.3) \left(\frac{1.186}{0.1588} + 0.264\right)}{(1.972 - 0.258) \left(\frac{1.186}{0.1588} + 0.8\right)} = 0.081 \text{ cm} \quad (\text{IV.3})$$

La longueur réelle L du patch se trouve :

$$L = \frac{\lambda}{2} - 2\Delta L = \frac{30}{2(10)\sqrt{1.972}} - 2(0.081) = 0.906 \text{ cm} \quad (\text{IV.4})$$

Finalement la longueur effective est :

$$L_e = L + 2\Delta L = \frac{\lambda}{2} = 1.068 \text{ cm} \quad (\text{IV.5})$$

La longueur d'onde peut être mesurée par :

$$\lambda_0 = \frac{30}{10} = 3 \text{ cm} \quad (\text{IV.6})$$

On utilisons les formules (14-12) et (14-12a) [57]

$$G_1 = 0.00157 \text{ siemens} \quad (\text{IV.7})$$

On compare $G_1 = 0.00328$ avec en utilisons (14-8a) et (14-18a) [57]

$$G_{12} = 6.1683 \times 10^{-4} \quad (\text{IV.8})$$

L'utilisation de (14 - 17) [57] avec le signe (+) à cause de la répartition du champ impair entre l'emplacements de rayonnement pour le mode TM010

$$R_{in} = 228.3508 \text{ ohms.} \quad (\text{IV.9})$$

Depuis l'impédance d'entrée au premier bord rayonnant du patch est 228.3508 ohms tout l'impédance souhaitée est de 50 ohms, le point d'alimentation y_0 à distance est obtenue en utilisant (14-20a) [57].

$$50 = 228.3508 \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) \quad (\text{IV.10})$$

Donc

$$y_0 = 0.3126 \text{ cm} \quad (\text{IV.11})$$

Le point d'alimentation du centre de patch est :

$$x_0 = \frac{L}{2} - y_0 \quad (\text{IV.12})$$

$$x_0 = (4.530 - 3.126) = 1.404 \text{ mm} \quad (\text{IV.13})$$

A l'aide de la procédure mentionnée ci-dessus, la longueur, la largeur, la résistance d'entrée et l'emplacement du point d'alimentation peut également être calculée pour l'antenne micro-ruban qui peut être résonnant à 5.5GHz et 2.4GHz respectivement

IV.5 RESULTAT DE SIMULATION

IV.5.1 FREQUENCE DE FONCTIONNEMENT 10 GHZ

Itération 0

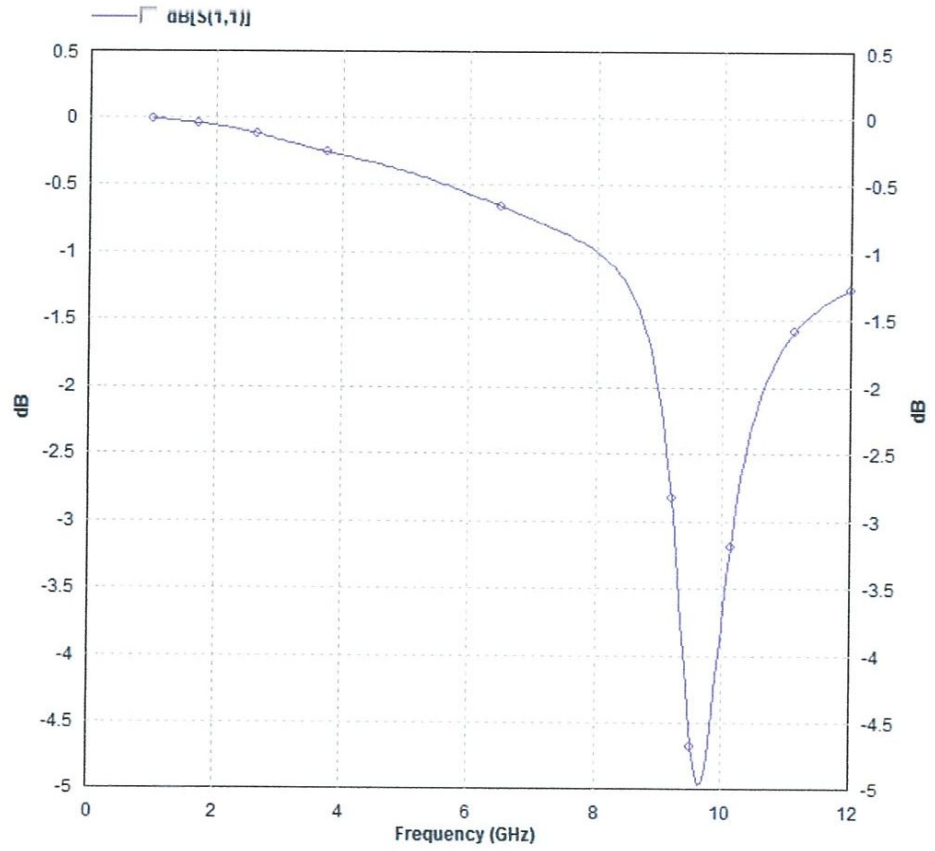
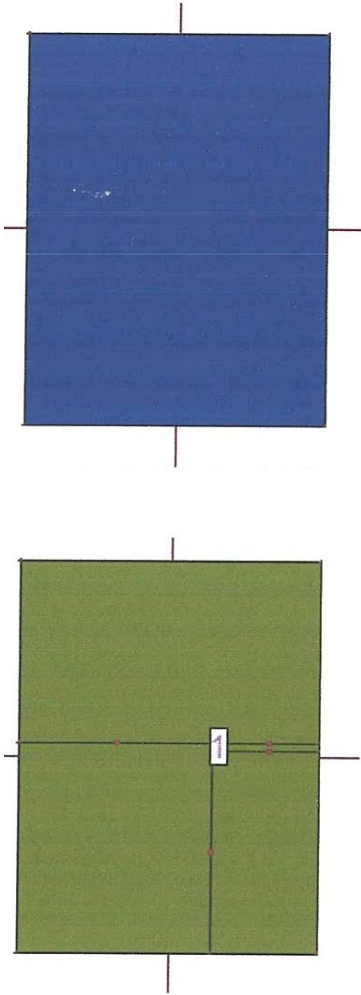


Figure IV.2(a)

Figure IV.2(b)

Figure IV.2 (a, b) : Itération 0 (10 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Itération1 : échelle 0.5

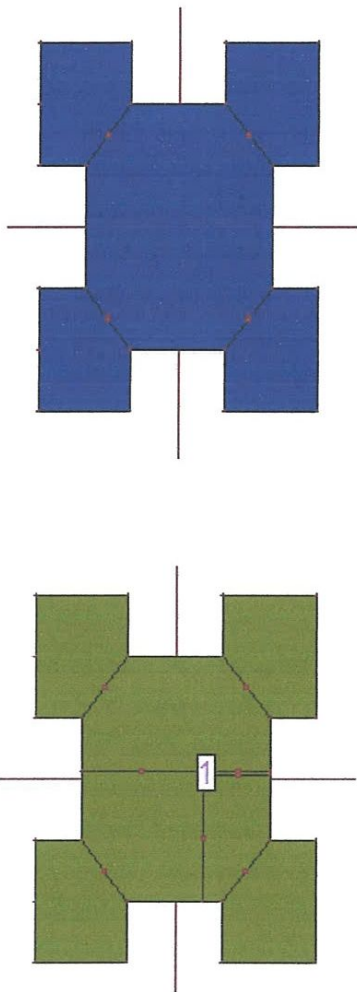


Figure IV.3(a)

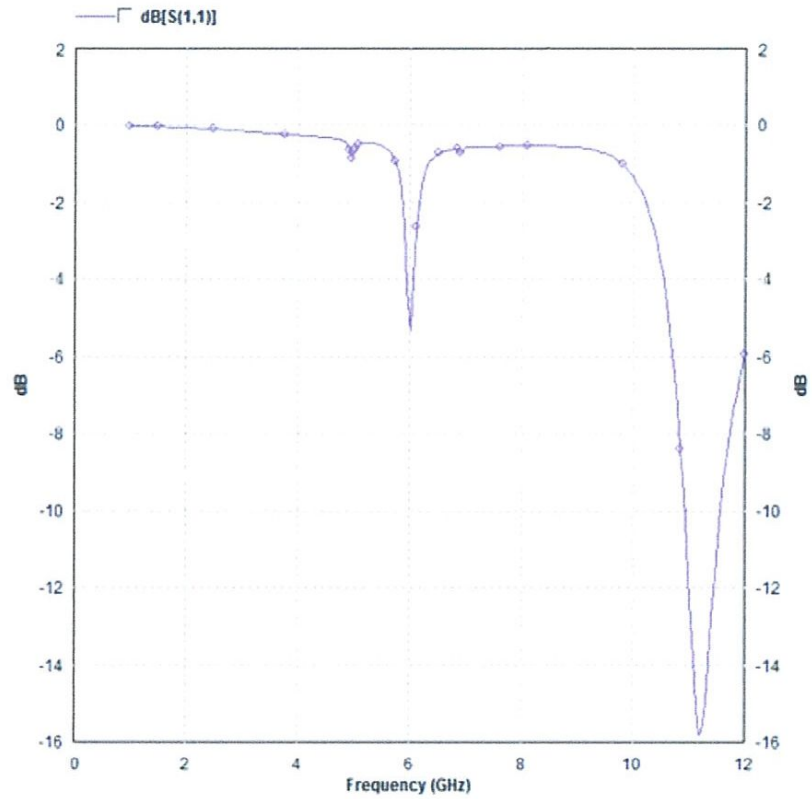


Figure IV.3(b)

Figure IV.3 (a, b) : Itération 1 échelle 0.5 (10 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

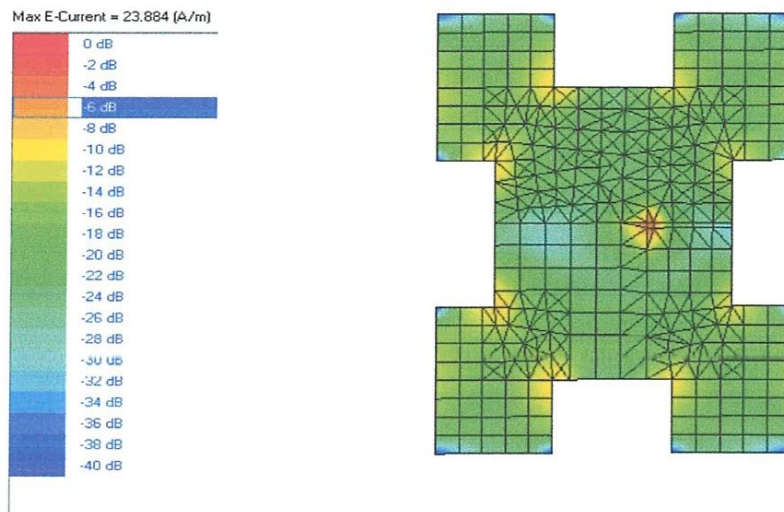


Figure IV.4 : Distribution de courant sur le patch (f=11.21GHz itération 1 échelle 0.5).

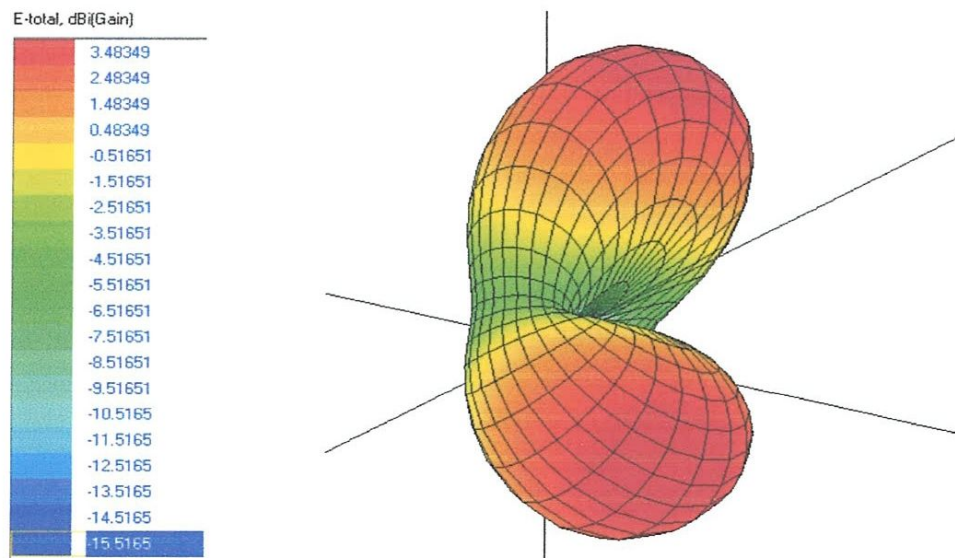


Figure IV.5 : représentation 3D du gain total en dBi (f=11.21 GHz itération 1 échelle 0.5).

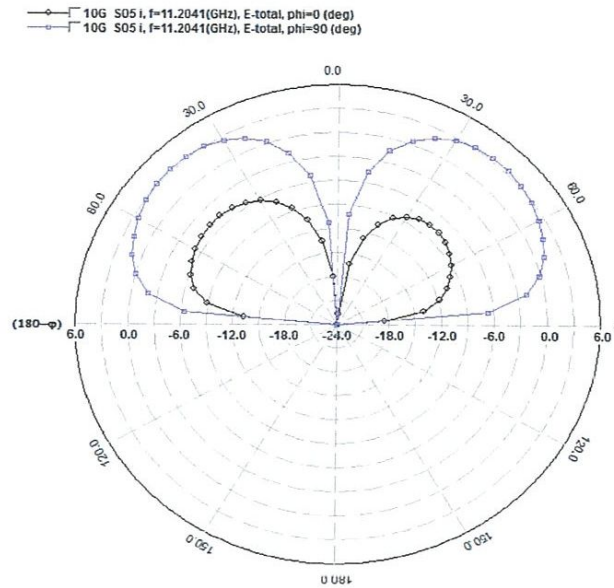


Figure IV.6 : Diagramme de rayonnement en dB ($f = 11.21$ GHz itération 1 échelle 0.5).

D'après les figures (IV.3 ; IV.4 ; IV.5 ; IV.6) on remarque que ce type d'antenne résonne qu'à partir de la première itération, avec un décalage de la fréquence de résonance à 11.21 GHz qui correspond à une valeur de S_{11} -16 dB.

On peut noter aussi que la distribution de courant est presque uniforme sur toute la surface du patch, avec l'apparition des lobes secondaires sur le diagramme de rayonnement.

Itération2 : échelle 0.5

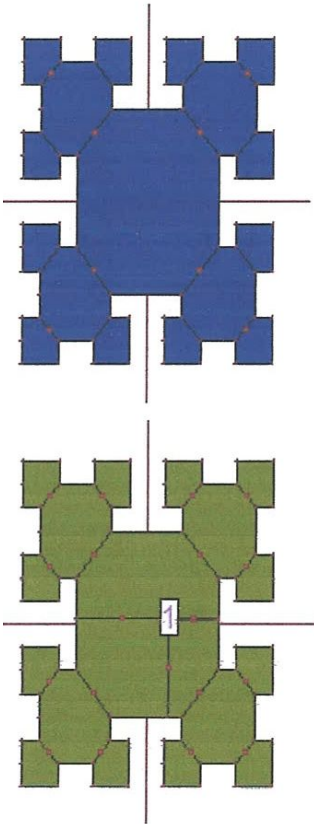


Figure IV.7(a)

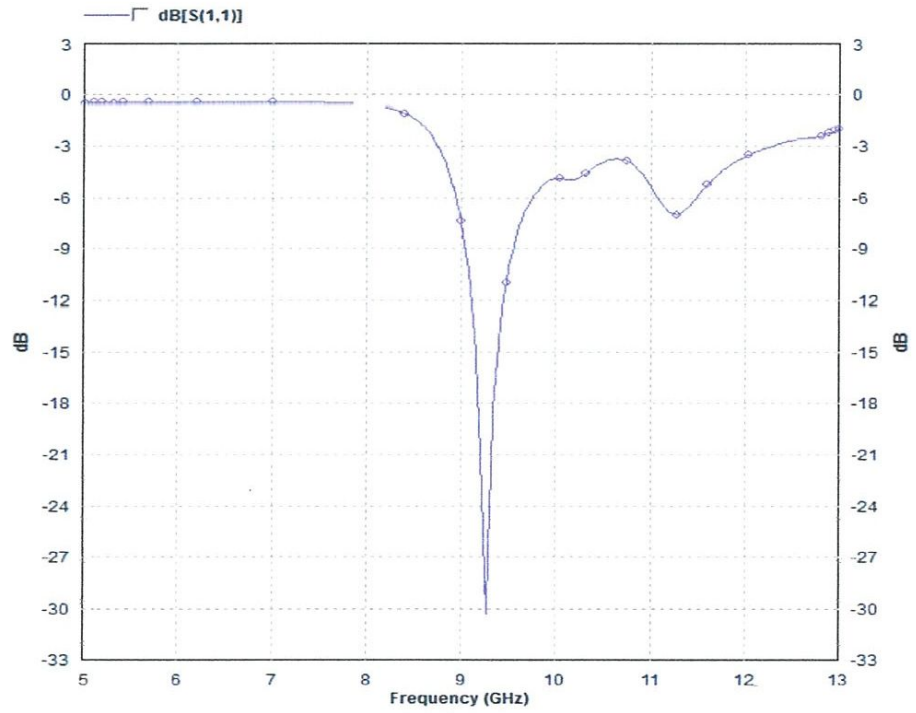


Figure IV.7(b)

Figure IV.7 (a, b) : Itération 2 0.5 (10GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

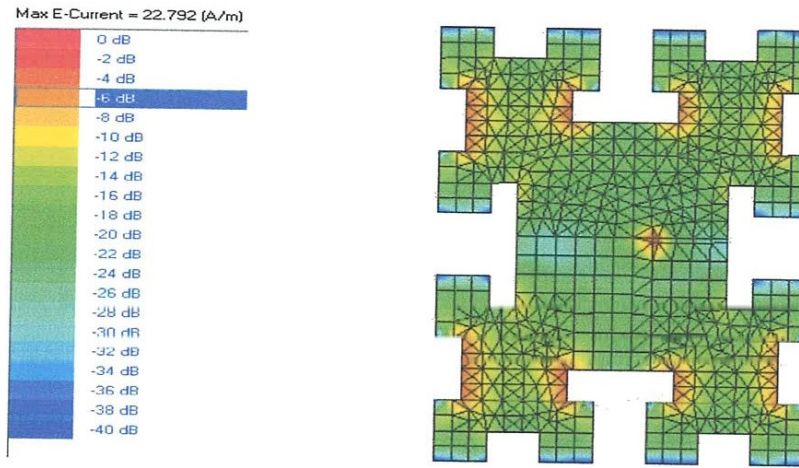


Figure IV.8 : distribution de courants sur le patch (f=9.224GHz itération 2 S0.5).

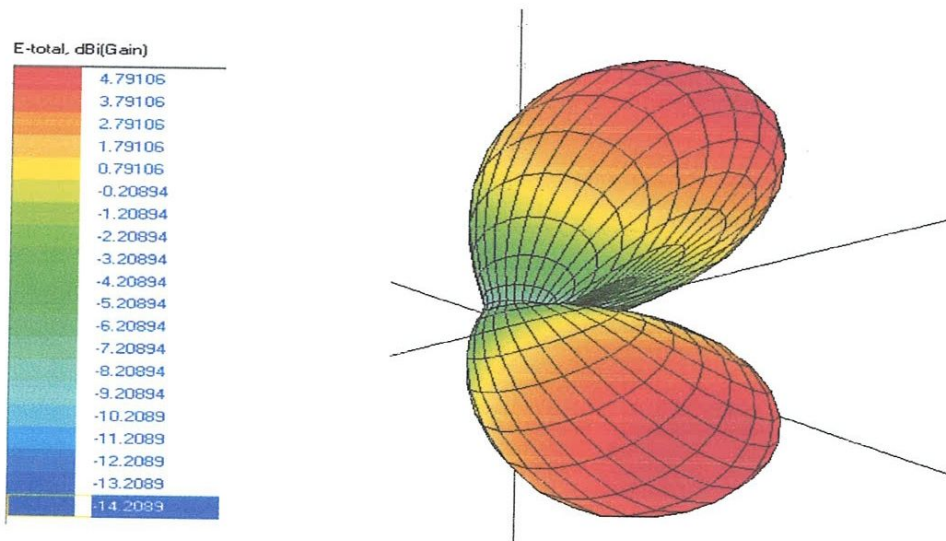


Figure IV.9 : représentation 3D du gain total en dBi (f=9.224GHz itération 2 échelle 0.5).

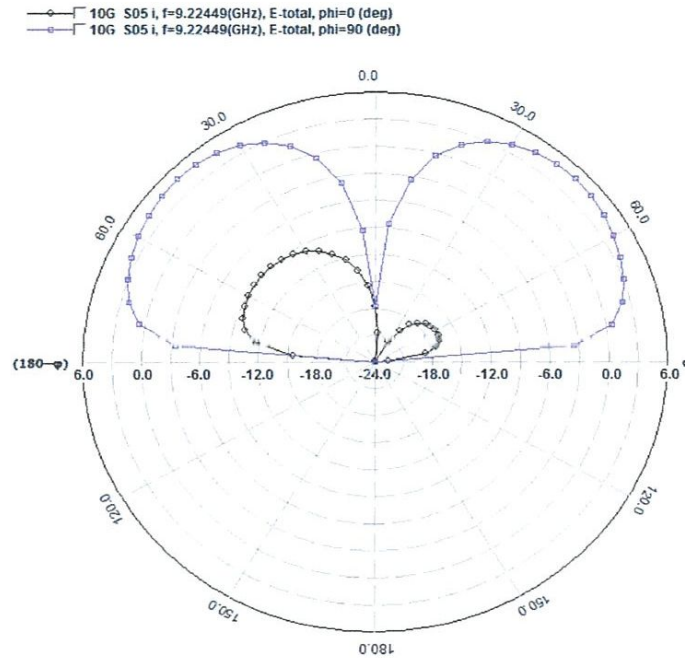


Figure IV.10 : diagramme de rayonnement en dB ($f=9.224\text{GHz}$ itération 2 échelle 0.5).

D'après les figures (IV.7; IV.8 ; IV.9) on peut constater que la fréquence de résonance a subi un décalage vers l'arrière à 9.224 GHz avec une bonne sensibilité qui est traduit par une valeur de s_{11} à -30.2dB .

On observe aussi que la distribution de courant vers est concentrée sur les bords du patch créée par l'itération 2 ce qui donne le diagramme de rayonnement représenté sur la figure IV.10.

Itération 1 : échelle 0.3

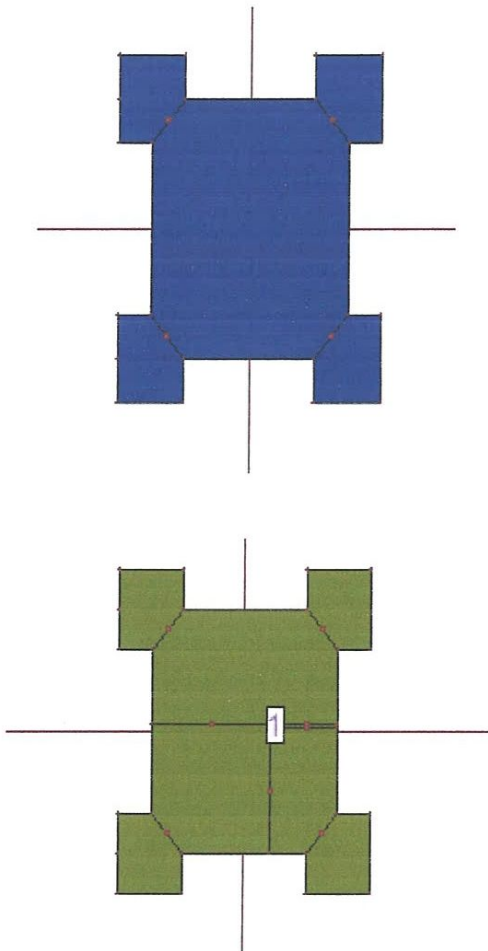


Figure IV.11(a)

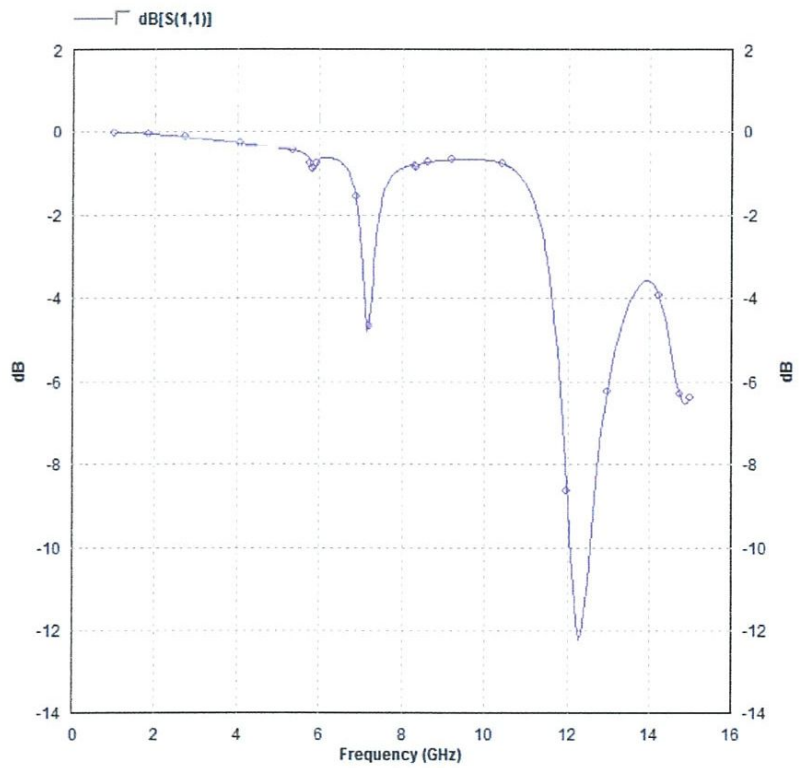


Figure IV.11(b)

Figure IV.11 (a, b) : Itération 1 échelle 0.3 (10 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

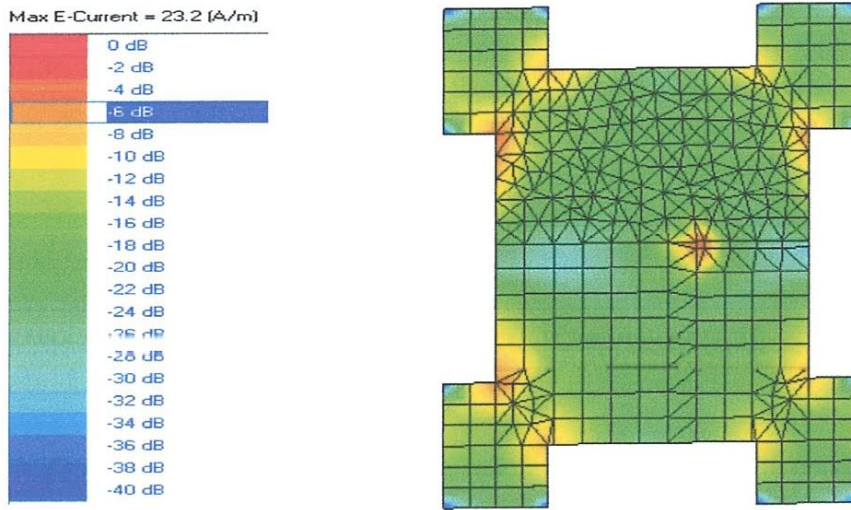


Figure IV.12 : distribution du courant sur le patch (f=12.85GHz itération 1 échelle 0.3).

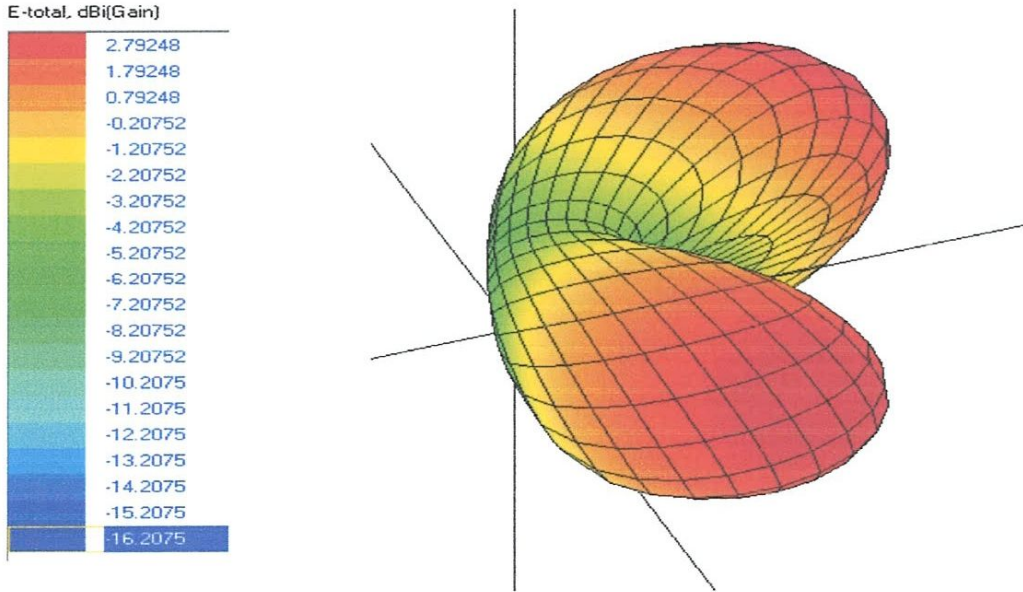


Figure IV.13 : représentation 3D du gain total en dB (f=12.85GHz itération 1 échelle 0.3).

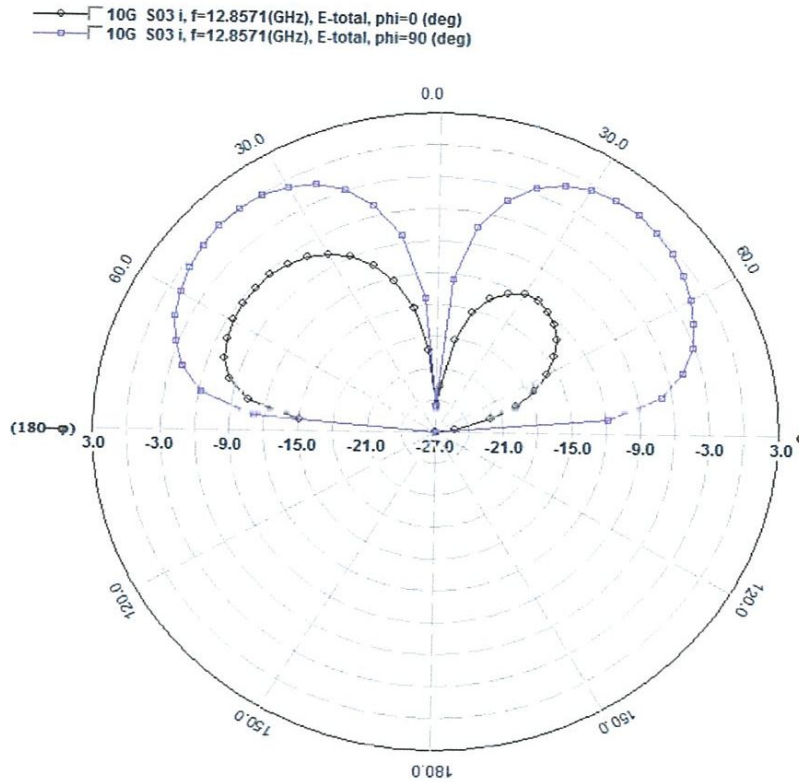


Figure IV.14 : diagramme de rayonnement en dB ($f=12.85\text{GHz}$ itération 1 échelle 0.3).

De la figure IV.11 on remarque que la première résonance a été décalée vers 12.85GHz par rapport à l'itération 1 d'échelle 0.5 (11.21GHz).

La distribution de courant (figure IV.12) et le diagramme de rayonnement (figure IV.14) sont presque similaires par rapport à l'itération 1 échelle 0.5.

itération2 : échelle 0.3

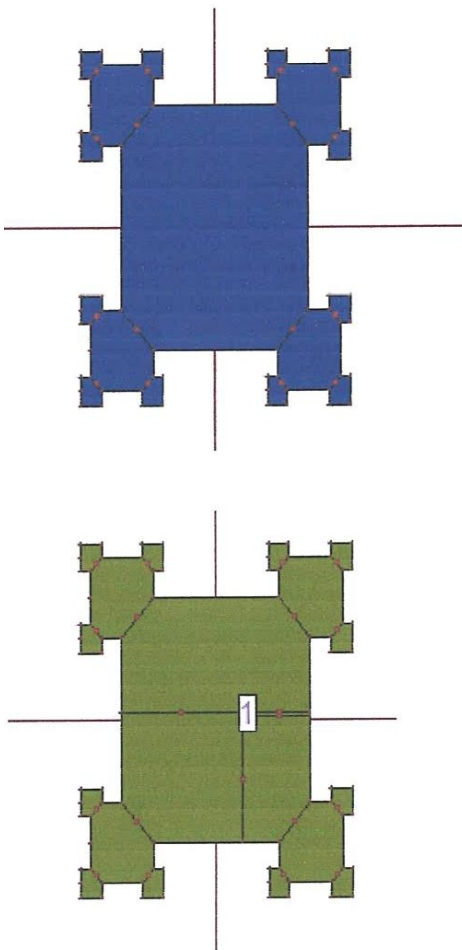


Figure IV.15(a)

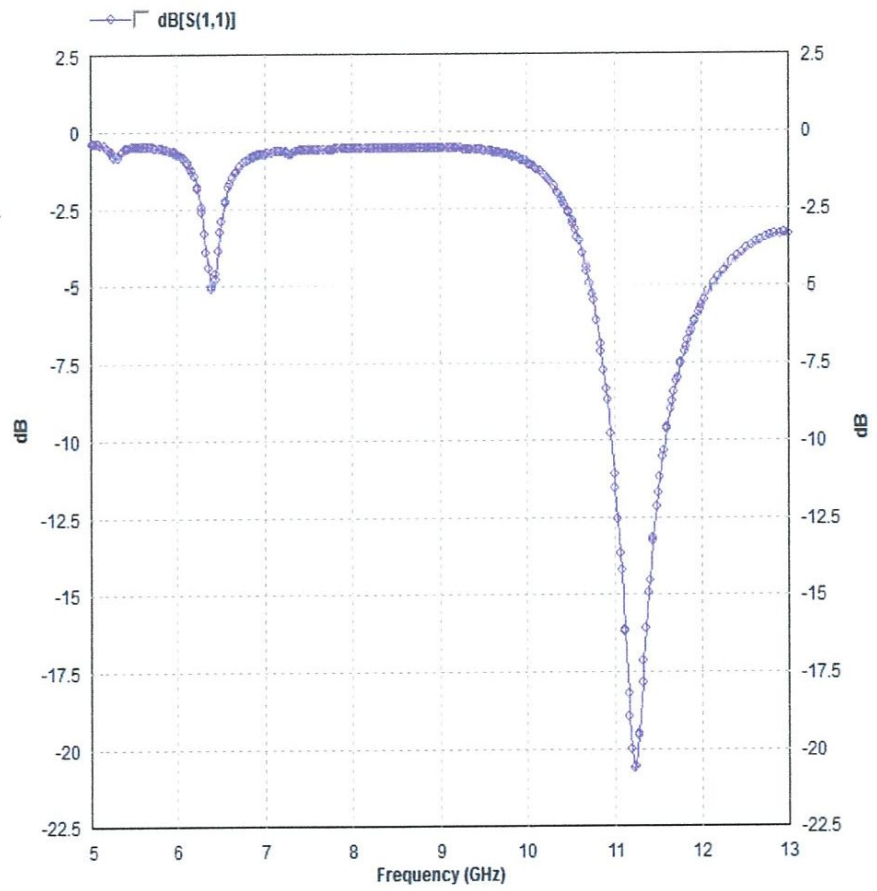


Figure IV.15(b)

Figure IV.15 (a, b) : Itération 2 échelle 0.3 (10GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

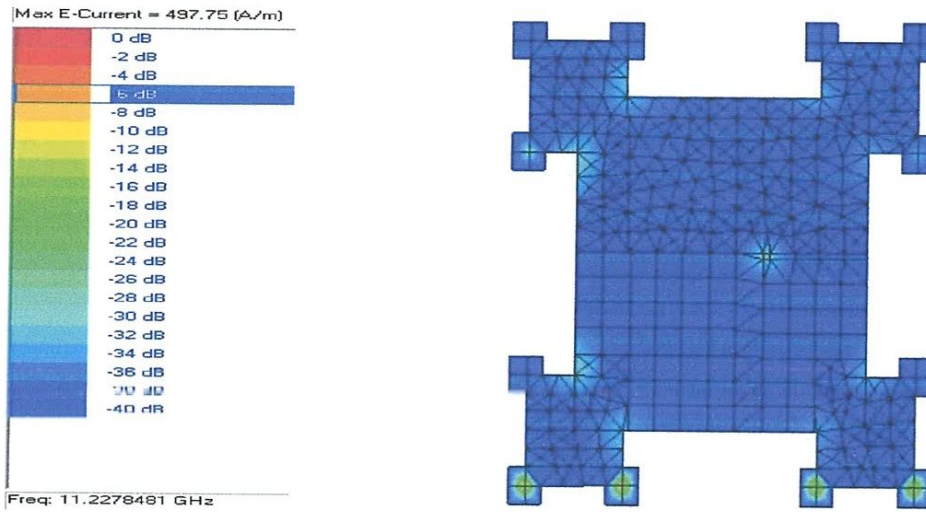


Figure IV.16 : Distribution du courant sur le patch ($f=11.28\text{GHz}$ itération 2 échelle 0.3).

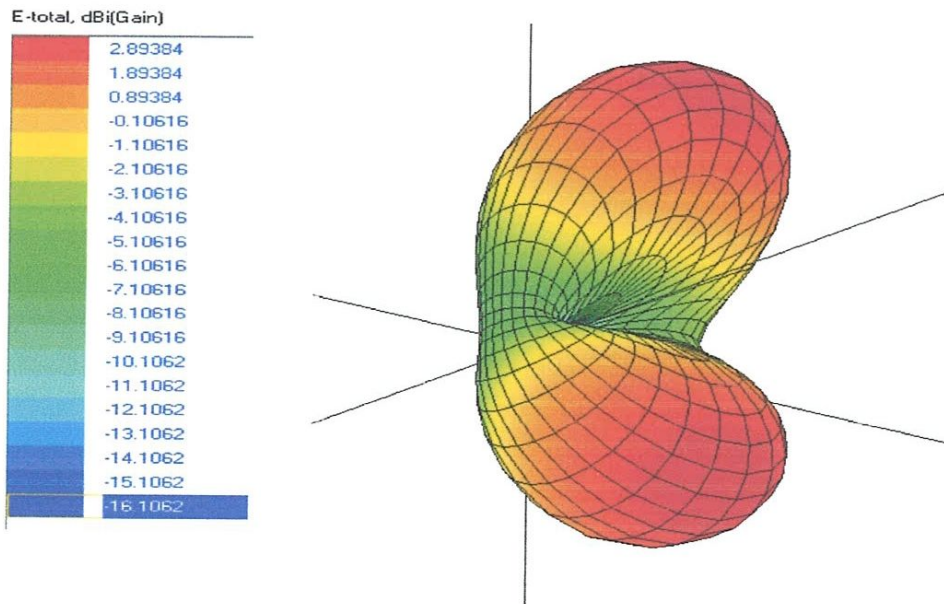


Figure IV.17 : représentation 3D du gain total en dB ($f=11.28\text{ GHz}$ itération 2 échelle 0.3).

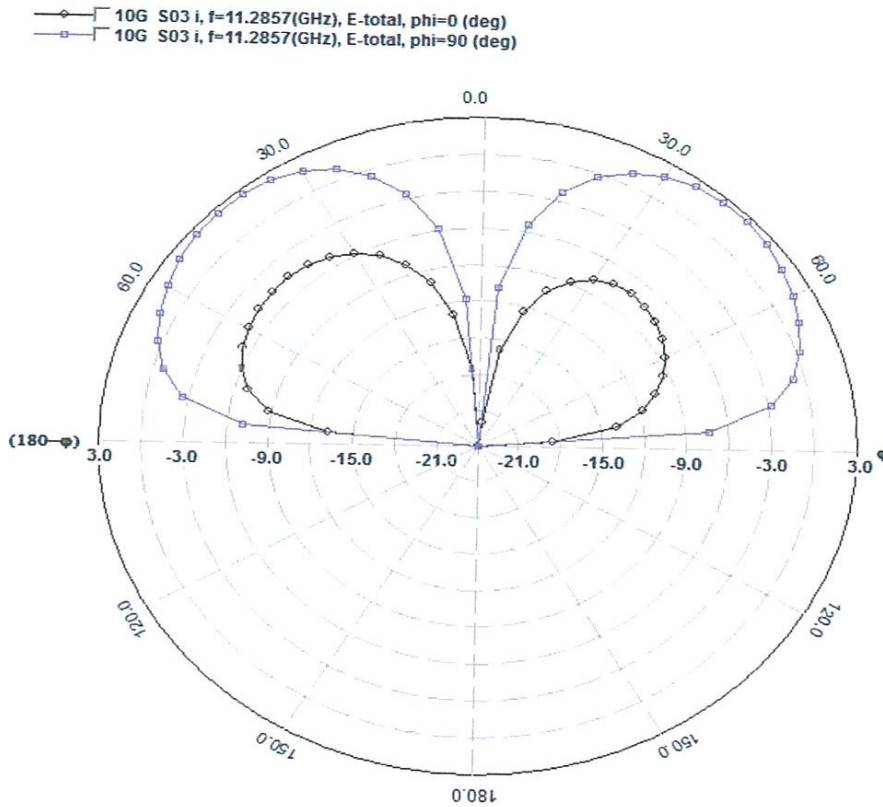


Figure IV.18 : diagramme de rayonnement en dB ($f=11.28$ GHz itération 2 échelle 0.3).

La simulation du coefficient de réflexion de l'itération 2 échelle 0.3 (figure IV.15) montre un décalage vers l'arrière de la fréquence de résonance à 11,28 GHz au lieu 12.18GHz de l'itération 1 échelle 0.3 avec une bonne sensibilité ($s_{11}=-20,9$ dB).

La distribution de courant est bien répartie sur les bornes extérieures d'en bas, ce qui améliore le diagramme de rayonnement (figure IV.16 ; figure IV.18).

IV.5.2 FREQUENCE DE RESONNANCE 5.5GHZ

Itération 0

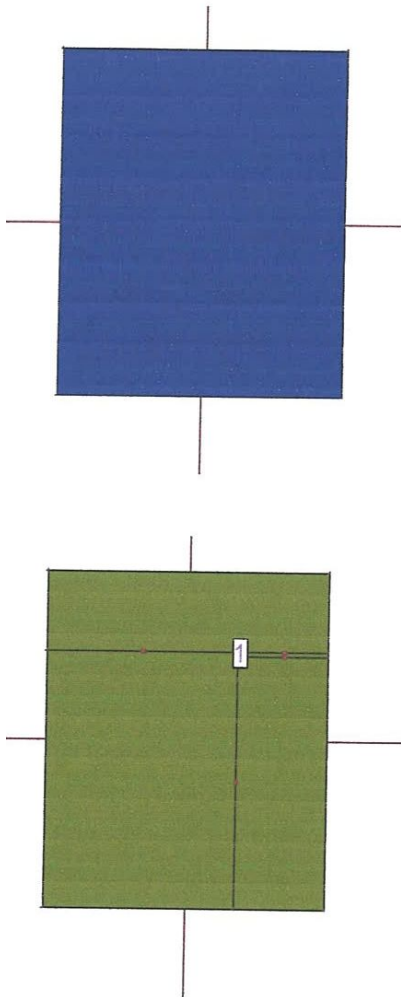


Figure IV.19(a)

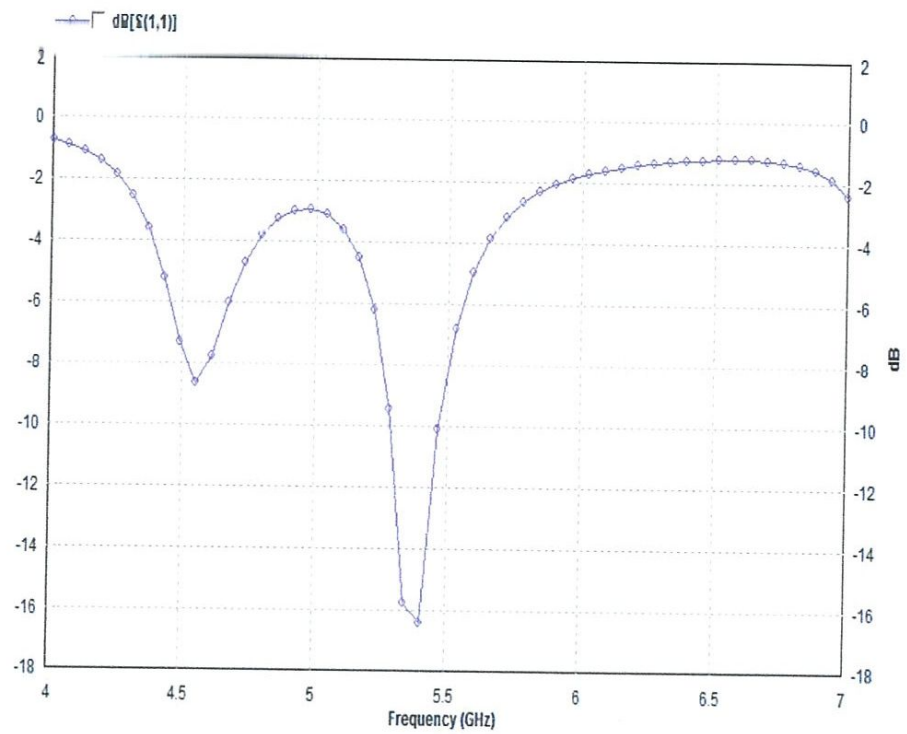
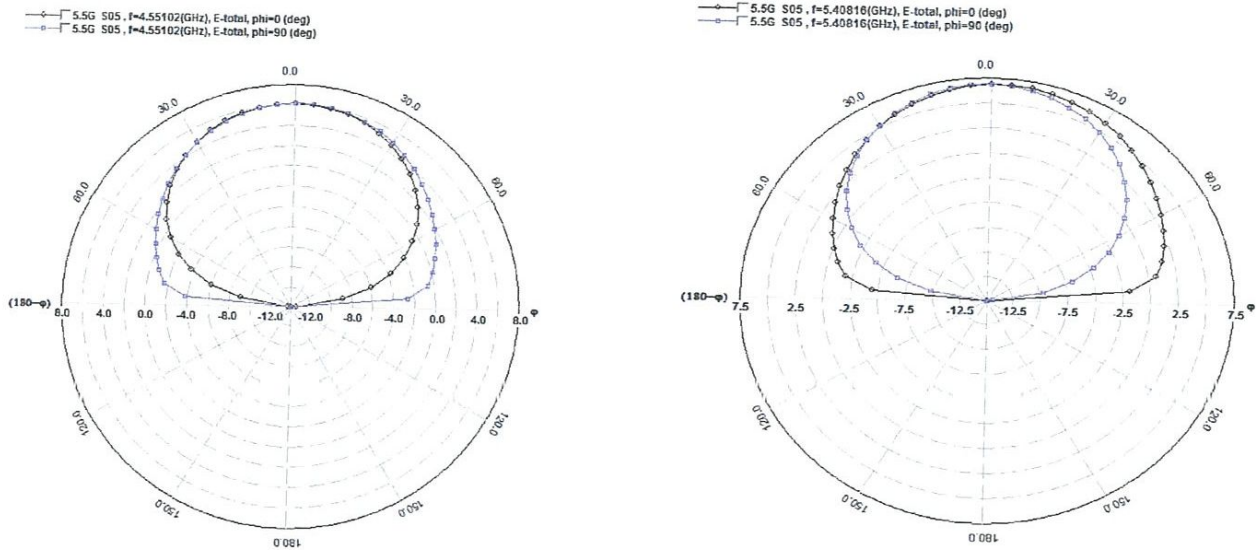


Figure IV.19(b)

Figure IV.19 (a, b) : Itération 0 (5.5 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.



(a) $f = 4.55$ GHz

(b) $f = 5.40$ GHz

Figure IV.20 (a, b) : diagramme de rayonnement en dB (itération 0 échelle 0.3).

Le comportement multi-bande est présent sur la figure IV.19 par les fréquences 4.55 et 5.40GHz. Cette dernière donne le meilleur rayonnement (figure IV.20).

itération1 : échelle 0.5

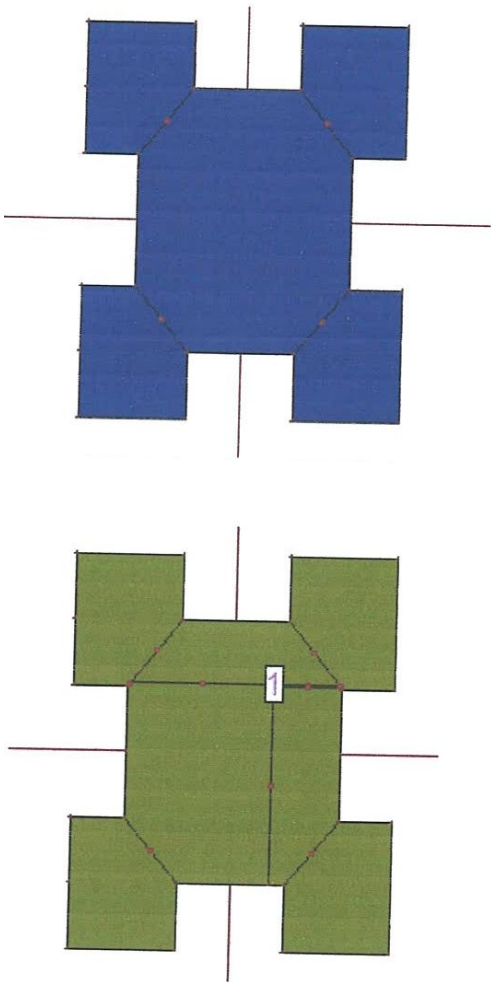


Figure IV.21(a)

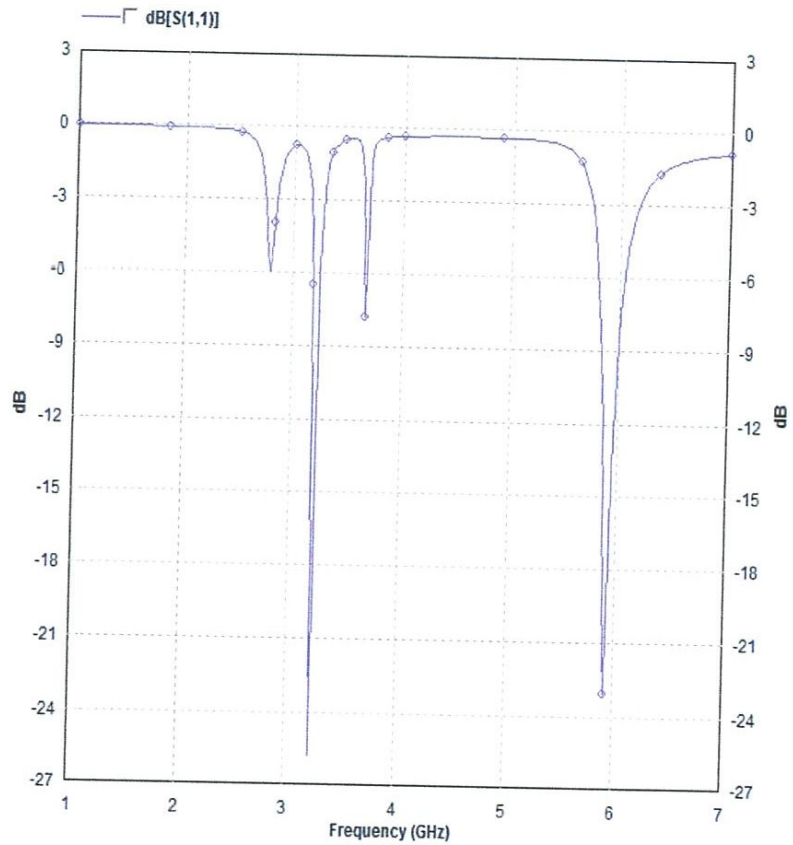


Figure IV.21(b)

Figure IV.21 (a, b) : Itération 1 échelle 0.5 (5.5 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

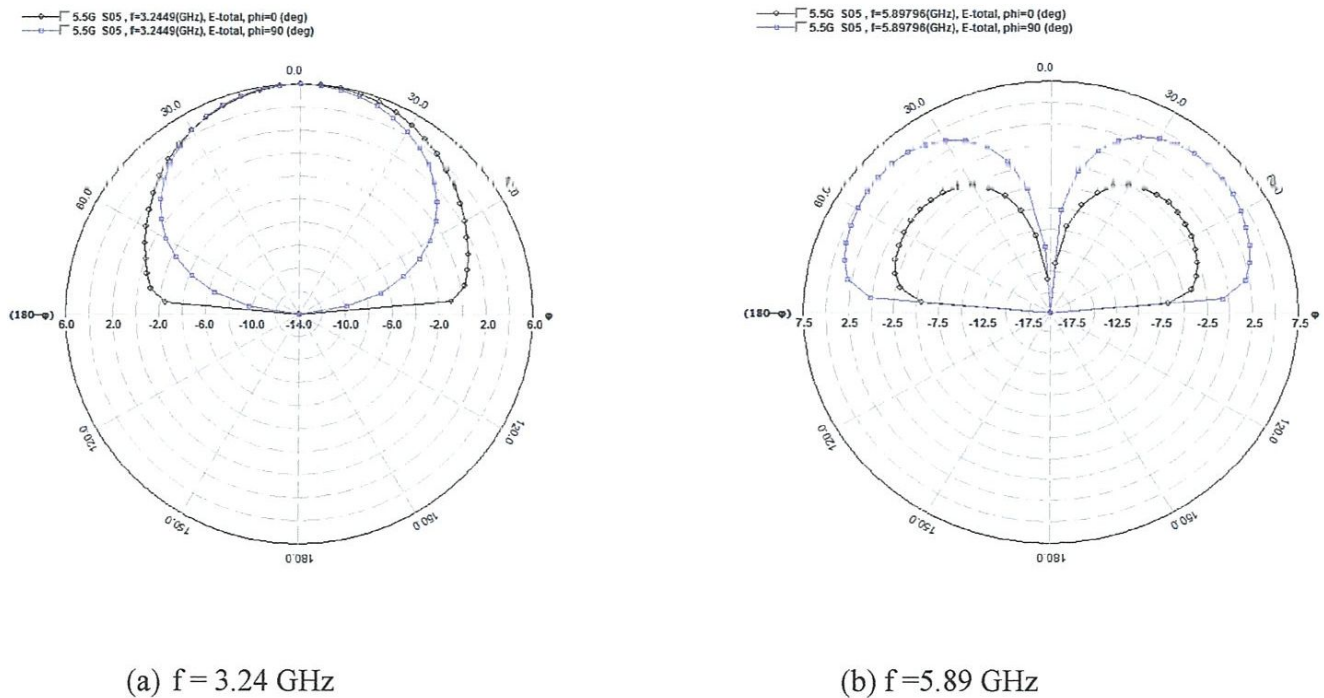


Figure IV.22 (a, b) : diagramme de rayonnement en dB (itération 1 échelle 0.5).

Pour cette itération l'antenne montre toujours un comportement multi bande avec un décalage sur les deux fréquences de résonances : 3,24 GHz et 5,89 GHz qui correspond à des valeurs de S_{11} à -26dB et -23,3dB respectivement, ce qui rend l'antenne plus sensible.

Le diagramme de rayonnement présente des lobes secondaires pour la fréquence 5,89 GHz (Figure IV.22).

Itération 2 : échelle 0.5

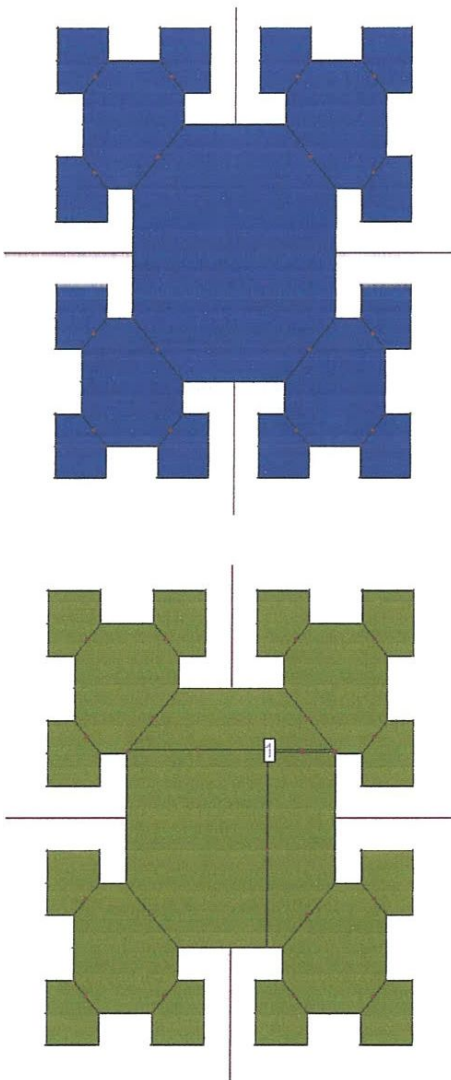


Figure IV.23(a)

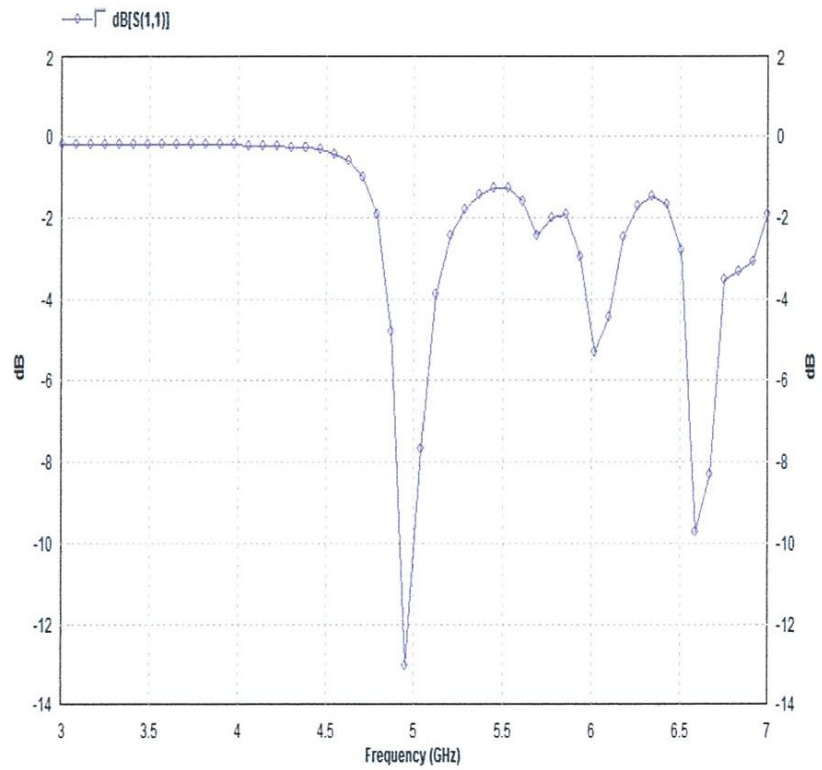
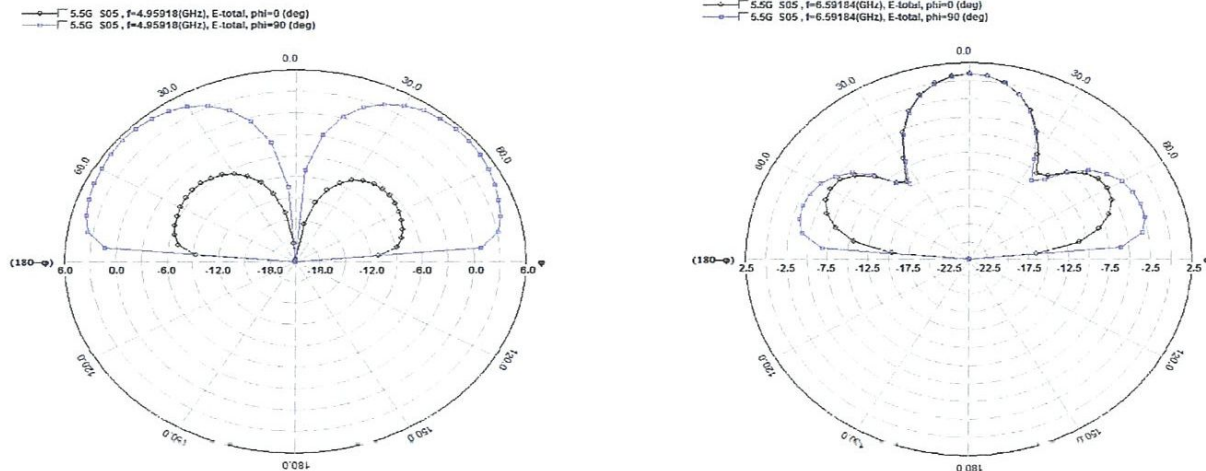


Figure IV.23(b)

Figure IV.23 (a, b) : Itération 2 S0.5 (5.5 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.



(a) $f = 4.95$ GHz

(b) $f = 6.59$ GHz

Figure IV.24 (a, b) : diagramme de rayonnement en dB (itération 2 échelle 0.5).

Un décalage dans les fréquences de résonnances est toujours présent, un lobe principal pour la fréquence 6.59 GHz est apparue.

IV.5.3 FREQUENCE DE RESONNANCE 2.4 GHZ

Itération 0

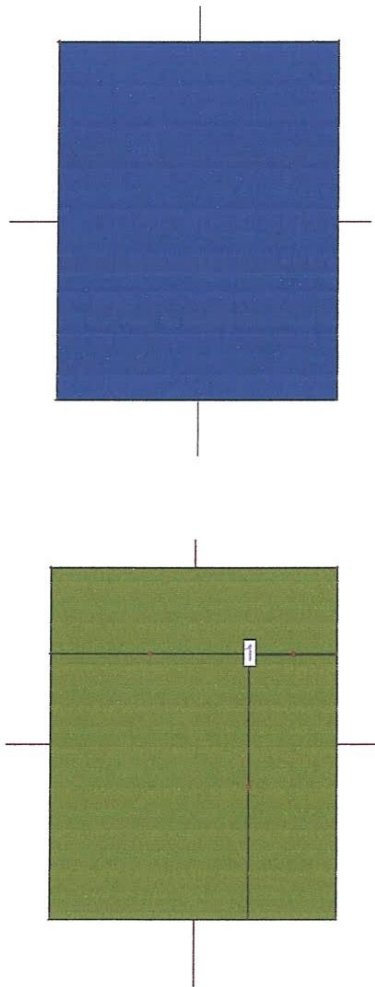


Figure IV.25(a)

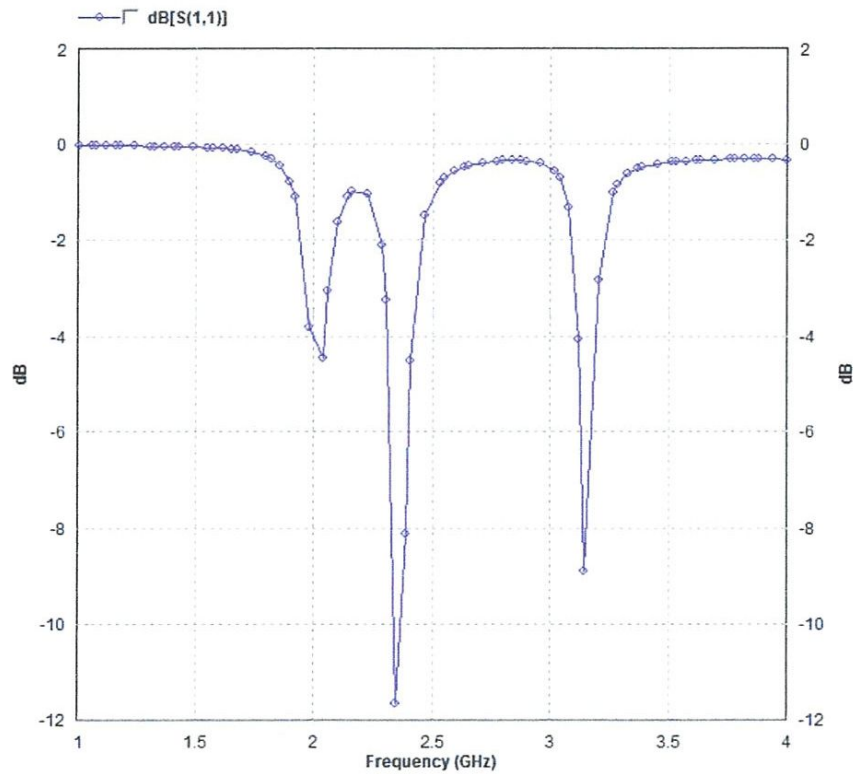
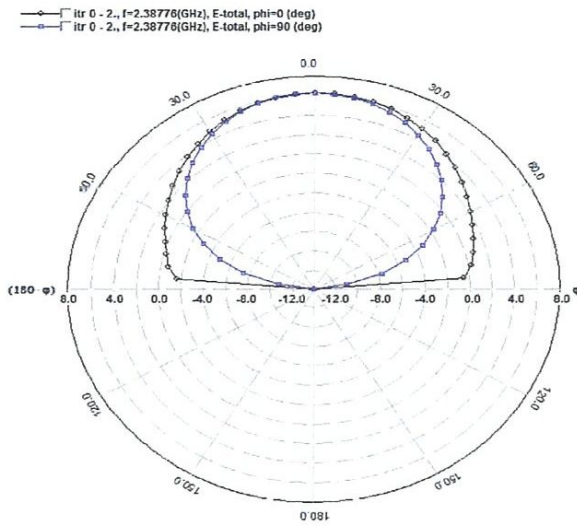
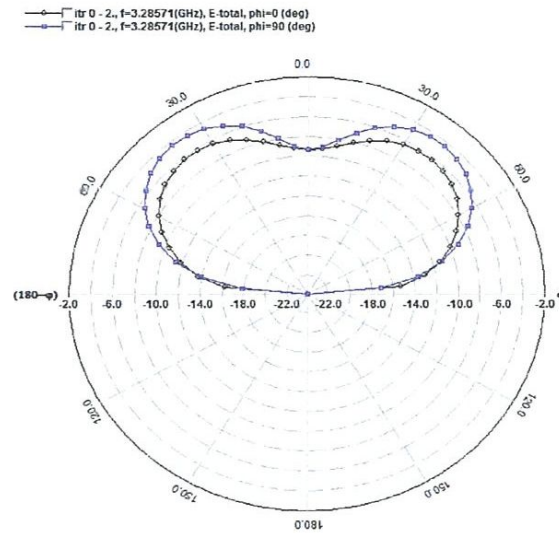


Figure IV.25(b)

Figure IV.25 (a, b) : Itération 0 (2.4 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.



(a) $f = 2.38$ GHz



(b) $f = 3.28$ GHz

Figure IV.26 (a, b) : diagramme de rayonnement en dB (itération 0).

Itération 1 : échelle 0.3

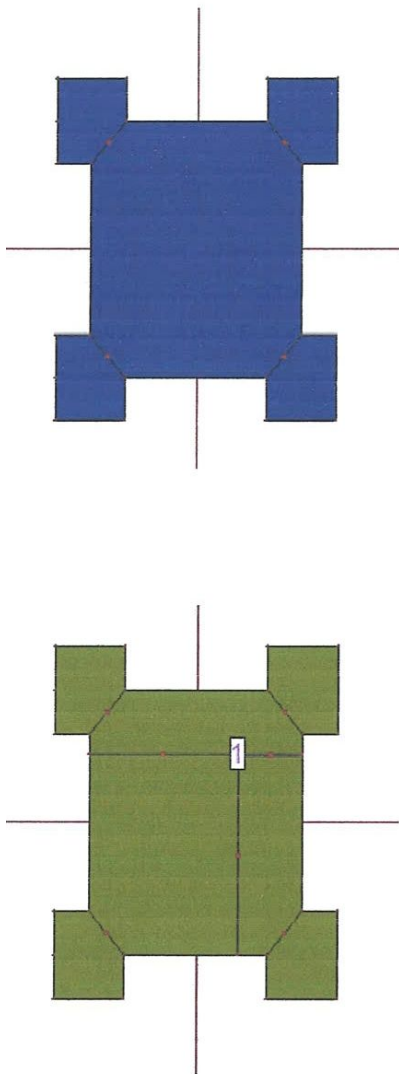


Figure IV.27(a)

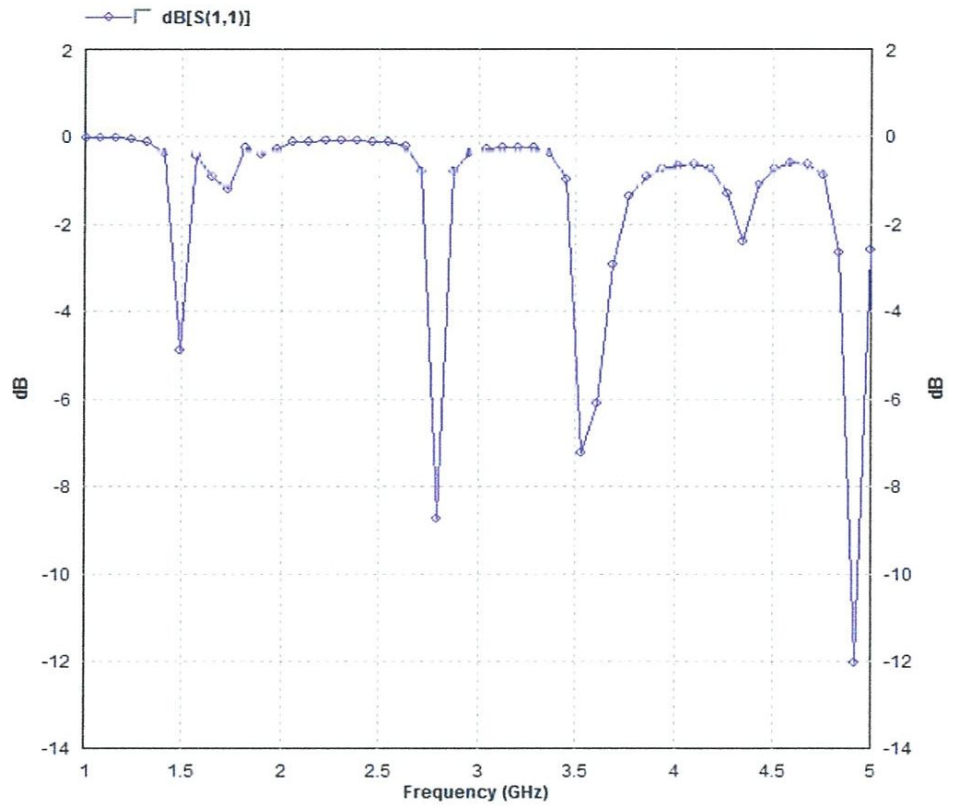
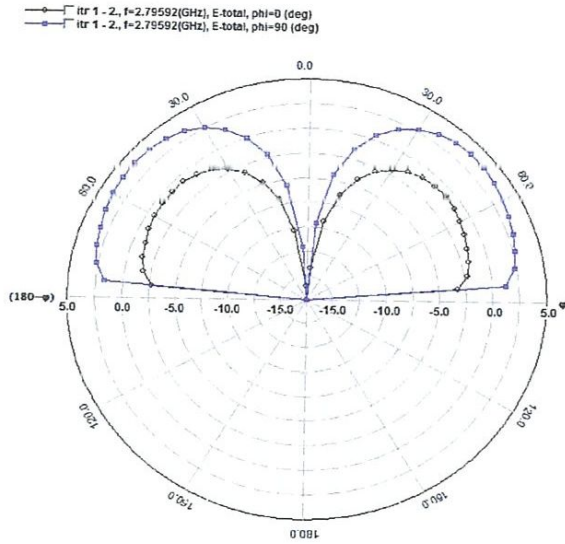
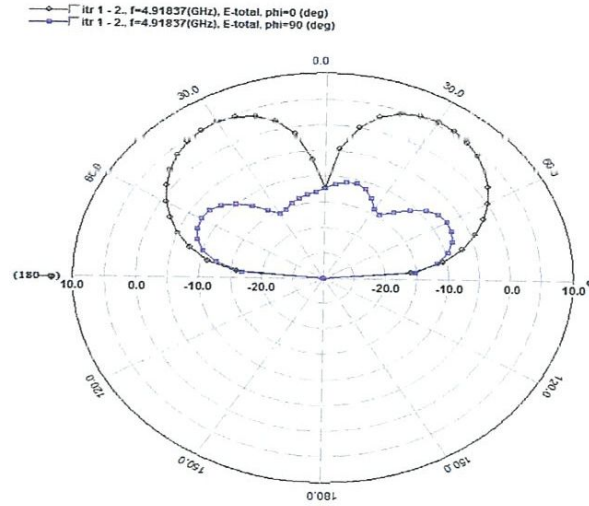


Figure IV.27(b)

Figure IV.27 (a, b) : Itération 1 échelle 0.3 (2.4 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.



(a) $f = 2.79$ GHz



(b) $f = 4.91$ GHz

Figure IV.28 (a, b) : diagramme de rayonnement en dB (itération 1 échelle 0.3).

Itération 2 : échelle 0.3

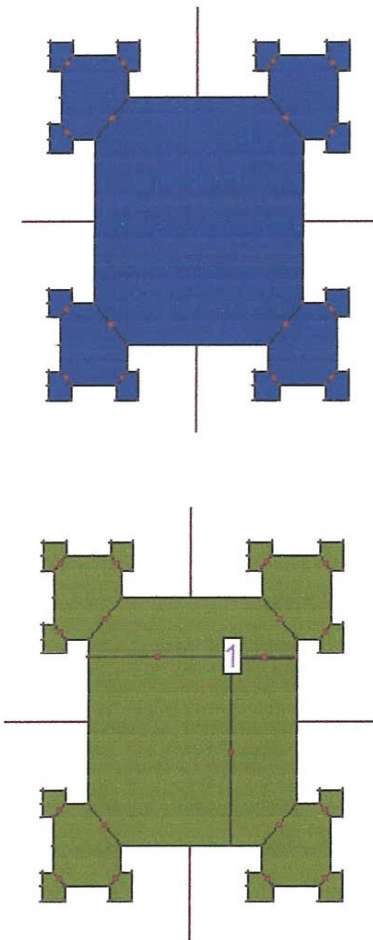


Figure IV.29(a)

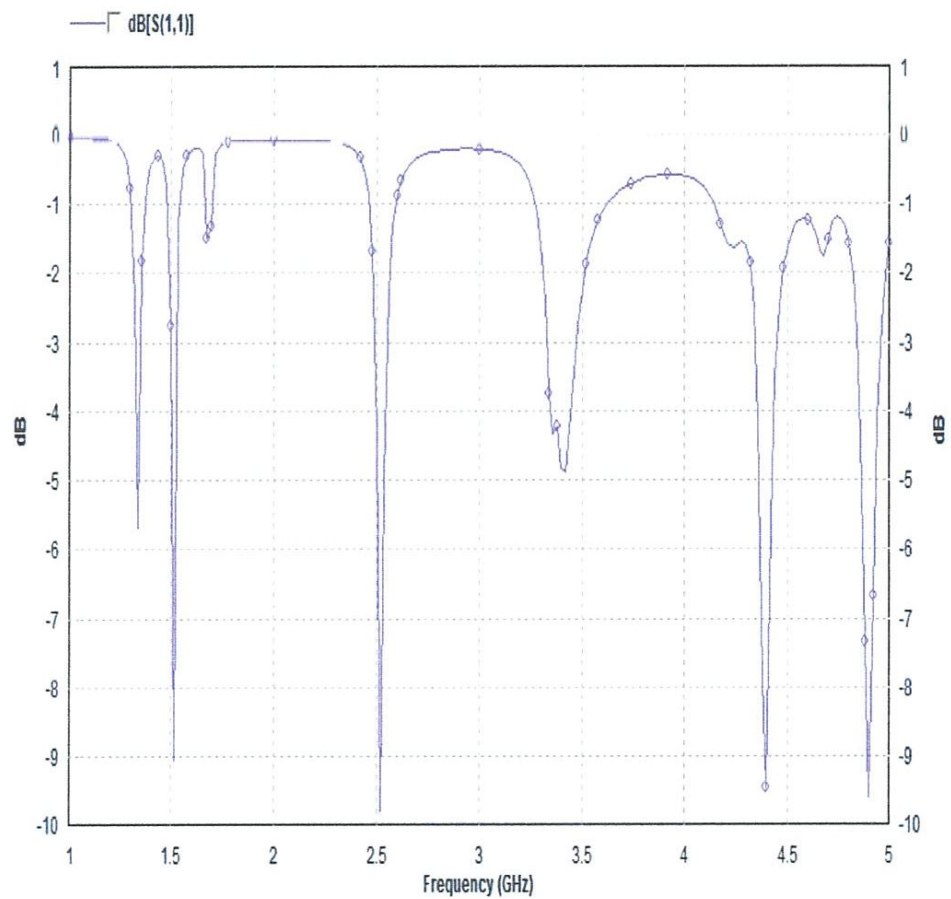


Figure IV.29(b)

Figure IV.29 (a, b) : Itération 2 échelle 0.3 (2.4 GHz), Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

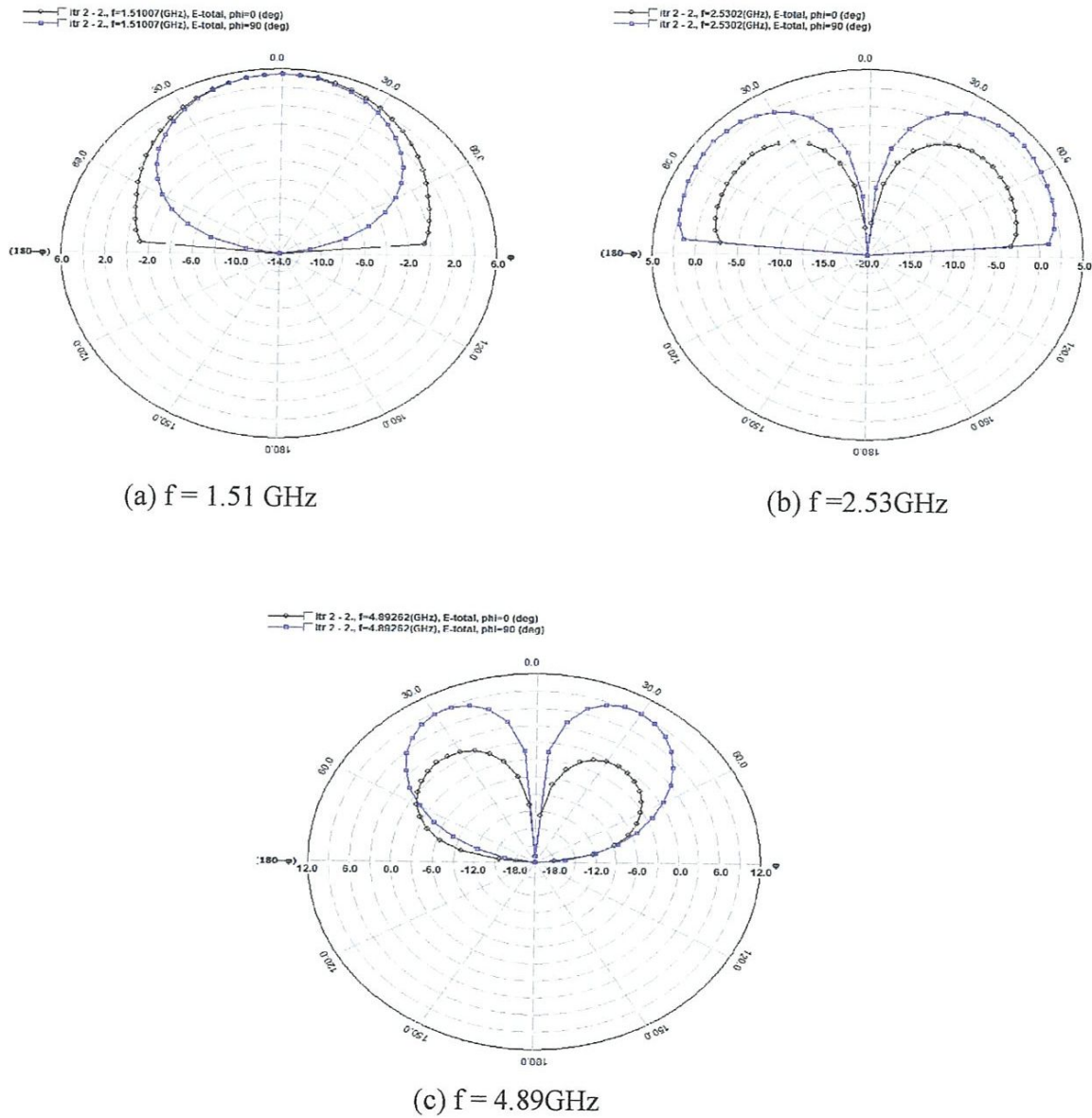


Figure IV.30 (a, b, c) : diagramme de rayonnement en dB (itération2 échelle 0.3).

D'après les figures (IV.25, IV.26, IV.27, IV.28, IV.29, IV.30), on remarque bien que l'antenne présente un comportement multi Bande.

À chaque fois qu'on augmente le nombre d'itérations le nombre de fréquences de résonances augmentent.

Le diagramme de rayonnement est tracé Pour chaque fréquence de résonance des différentes itérations.

IV.6 CONCLUSION

Après avoir simulé la structure de l'antenne micro-ruban sous la forme rectangle de Minkowski modifié et tracé les paramètres S et les paramètres du rayonnement dans l'environnement ie3d on a conclu, à chaque fois qu' on produit le fractale on obtient des nouvelles fréquences de résonances due à la création des nouveaux bords rayonnants. Ces fréquences seront décalées et l'antenne devient de plus en plus sensible.

CHAPITRE V

Réalisation

V.1 INTRODUCTION

Dans cette partie, nous réalisons un proto type d'antenne imprimée de Minkowski modifiée qui fonctionne à la fréquence 8.5GHz, La réalisation est faite au niveau du laboratoire de Télécommunications de notre département Electronique et Télécommunications en basant sur la technologie des circuits imprimés.

La caractérisation (diagramme de rayonnement) du modèle réalisé est effectuée où on a utilisé le banc d'essai des antennes qui est géré par le logiciel Labsoft.

V.2 LES ETAPES DE REALISATION

En tenant compte des étapes de conception citées dans le chapitre précédent, nous allons réaliser une antenne de Minkowski modifiée alimenté par câble coaxiale, répond aux critères suivants :

avec des petites approximations on a obtenu la fréquence de résonance à 8.5GHz

Le substrat diélectrique est le verre epoxy ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 4.8$ et d'épaisseur $h=1.6$ mm.

La réalisation d'antennes imprimée est effectuée selon les étapes suivantes :

- ❖ 1^{ère} étape : On a tracé la forme d'antenne simulée sur un masque .
- ❖ 2^{ème} étape : Insolation : On met le masque sur le circuit imprimée vierge double face, bien plaqué , puis l'insoleuse va attaquer les parties non protégées par le noir du tracé avec les rayon Ultra violet,
- ❖ 3^{ème} étape : Révélation : On met la plaquette dans une cuvette contenant le NaOH .
- ❖ 4^{ème} étape : Gravure : la gravure s'effectue dans une machine contenant PerChlorure de Fer, qui va attaquer le cuivre inutile.
- ❖ 5^{ème} étape : Perçage de point d'alimentation.

- ❖ 6^{ème} étape : Soudage des deux bornes du connecteur SMA, l'une au patch, l'autre au plan de masse.

V.3 EXEMPLES DE SIMULATION ET REALISATION

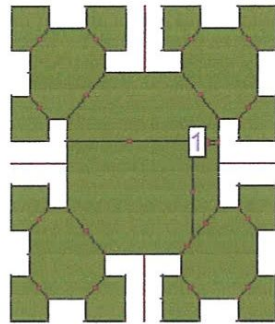
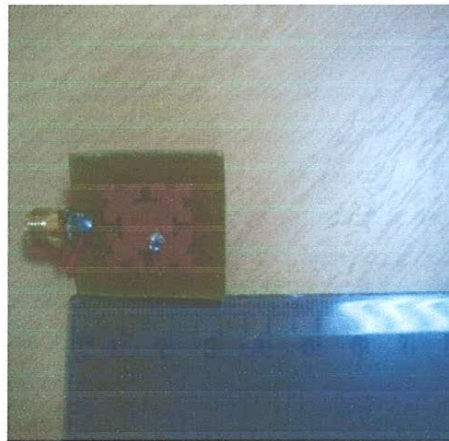


Figure V.1 : Le modèle de l'antenne alimenté par câble coaxiale avec IE3D.

Le modèle réalisé est le suivant :



a : coté plan de masse



b : coté patch

Figure V.2 : Antenne réalisé avec le connecteur SMA.

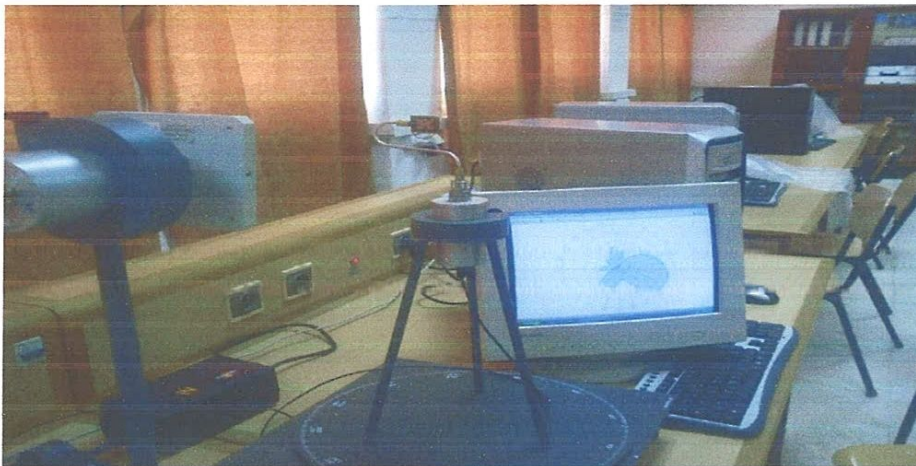


Figure V.3 : Banc d'essai pour la caractérisation du rayonnement.

Les tableaux V.1 et V.2 suivants récapitulent les propriétés de l'antenne réalisée.

Matériaux	Paramètres
Plan de masse : cuivre	$5.8 \times 10^7 S/m$
Substrat : Bakelite (Epoxy)	$\epsilon_r = 4.8$ et $Tan\delta = 0.002$
Patch : cuivre	$5.8 \times 10^7 S/m$

Tableau V.1 : Propriétés des matériaux.

➤ **Plan horizontal (plan H) :**

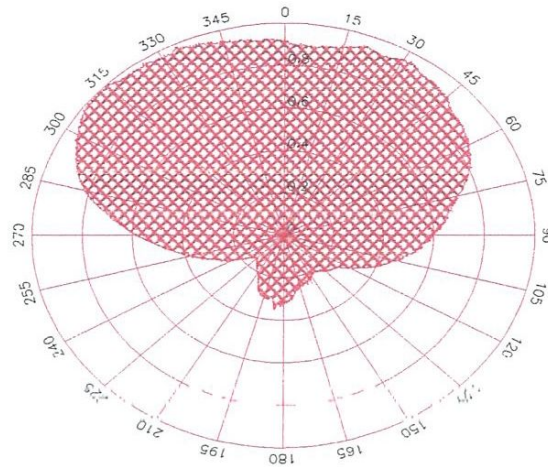


Figure V.6 : Digramme de rayonnement mesuré de Gain total (plan θ).

➤ **Plan verticale (plan E):**

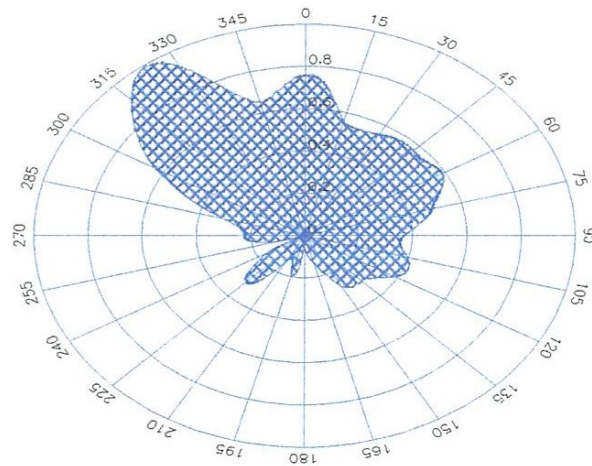


Figure V.7: Digramme de rayonnement mesuré de Gain total (plan φ).

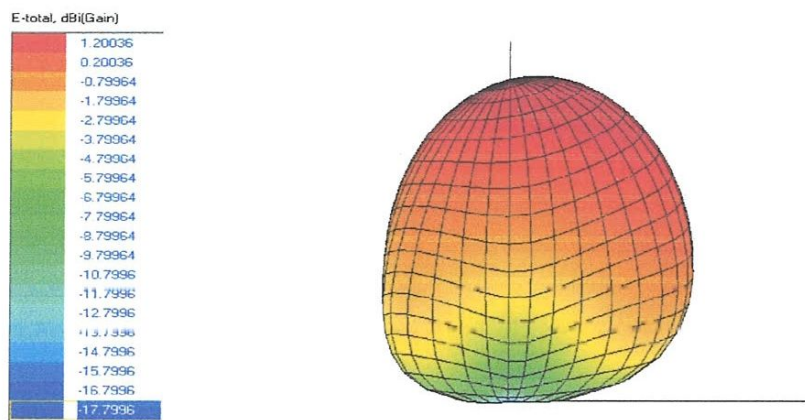


Figure V.8 : Représentation 3-D du Gain total en dB.

V.4 CONCLUSION

A travers cette partie de réalisation, nous avons vu les outils et les étapes de la technologie des circuits imprimés. La mesure à montrer que les résultats trouvés par la réalisation sont en concordance avec les résultats trouvés par simulation. Les petites différences entre les prévisions théoriques et les mesures trouvées sont dues essentiellement à l'incertitude de dimensionnement de l'antenne imprimée lors de la réalisation, défauts des appareilles, la soudure..., qui sont traduits par des lobes secondaires dans le diagramme de rayonnement.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

De nombreux service radio mobiles se développent actuellement et attirent de plus en plus les utilisateurs, l'accès à ces services d'un seul terminal nécessite l'utilisation d'antennes compactes, multi et larges bandes telles que les antennes fractales.

Ces dernières années ont connu un important développement des travaux de recherches tant académique qu'industriel concernant ces nouvelles géométries. C'est dans ce contexte que se situe ce travail et qui consiste à la conception et la simulation des antennes fractales de type Minkowski modifiée en vue de les utiliser pour des applications sans fil.

Durant ce travail, nous avons présenté une conception, simulation et réalisation de l'antenne fractale Minkowski modifiée pour trois fréquences. Les différentes simulations ont été effectuées avec le logiciel commercial IE3D. Ce logiciel utilise la méthode des moments sur des structures planaire à 2D ou à 3D, et qui reste comparable aux autres logiciels tels que : l'ADS, le HFSS, etc.

Après avoir simulé la structure de l'antenne micro-ruban sous la forme rectangle de Minkowski modifiée et tracé les paramètres S et les paramètres du rayonnement on a conclu, à chaque fois qu'on produit la fractale on obtient des nouvelles fréquences de résonances due à la création des nouveaux bords rayonnants. Ces fréquences seront décalées et l'antenne devient de plus en plus sensible.

Ensuite, on a passé à l'étape réalisation qui a donné un charme particulier à notre travail. A travers cette partie, nous avons vu les outils et les étapes de la technologie des circuits imprimés. La mesure a montré que les résultats trouvés par la réalisation sont en concordance avec les résultats trouvés par simulation. Les petites différences entre les prévisions théoriques et les mesures sont dues essentiellement à l'incertitude de dimensionnement de l'antenne imprimée lors de la réalisation, défauts des appareils, la soudure..., qui sont traduits par des lobes secondaires dans le diagramme de rayonnement.

Enfin, nous espérons que ce modeste travail sera un bon support de documentation pour les étudiants qui s'intéressent à ce domaine de recherche d'une part, et de dégager un petit peu la route des obstacles rencontrés, particulièrement, l'obstacle de réalisation d'autre part.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Benoit. B. Mandelbrot, “The fractal geometry of nature”, New York, W.H. Freeman and Company, 1977.
- [2] Josiane Lajoie, “ La géométrie fractale ”, mémoire présenté à l’université du Québec, Juin 2006.
- [3] K.J. Vinoy , “Fractal shaped antenna elements for wide- and multi- band wireless applications”, A thesis in Engineering science and mechanics, submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy the Pennsylvania state University the graduate school College of engineering, August 2002.
- [4] H. Koch, “Sur une courbe continue sans tangente, obtenue par une construction géométrique élémentaire”, pp 681-704,1904.
- [5] John Gianvittorio, “Fractal antennas Design, characterization, and applications”, A thesis submitted in partial satisfaction of the requirements for the degree master of science in electrical engineering, university of California, Los Angeles, 2000.
- [6] W. Sierpinski, “Sur une courbe cantorienne dont tout point est un point de ramification”, C.R. Académie des Sciences de Paris 160, 1915, p. 302.
- [7] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, A. Cardama, “On the behavior of the Sierpinski multiband fractal antenna ”, IEEE Trans. Antennas Propagation. Vol. 46, pp. 517-524, Apr. 1998.
- [8] R. Breden, R. J. Langley, “Printed fractal antennas”, Proc. Inst. Elect. Eng. National Conf. Antennas and Propagation, vol. 461, pp. 1-4, 1999.
- [9] Hafedh Ben Ibrahim Gaha , “Analyse et conception des antennes fractales –Applications aux télécommunications large bande”, thèse Présentée pour obtenir le titre de Docteur de l’institut national polytechnique de Toulouse (France) et de docteur De l’école nationale d’ingénieurs de Tunis de l’université Tunis El-Manar (Tunisie), 18 juillet 2007.

[10] AMEZIANE Djamel “Etude et Optimisation d’Antennes Fractales Plaquées” Mémoire de Magister de Télécommunications, UNIVERSITE ABOU-BEKR BELKAID-TLEMENEN Soutenue le 20 mai 2009.

[11] BITCHIKH Mounira “Conception et Réalisation d’Antennes Fractales Multi-bandes” Ingénieur d’État en Électronique, de l’Université MENTOURI (CONSTANTINE), 01/ 2008

[12] D.H. Werner, “Fractal Radiators”, proceedings of the 4 th annual 1994, IEEE MOHAWK valley section dual-use technologies and applications conference, volume i, Suny institute of technology at Utica/Rome, New York, May 23-26, pp 478-482.

[13] N. Cohen, “Fractal antennas, part 1”, communications quarterly, summer 1995, pp 7-22.

[14] N. Cohen, “Fractal antennas, part 2”, communications quarterly, summer 1996, pp 53-66.

[15] C.Puente,J. Romeu, R. Pous, J. Ramis, and A. Hijazo, “ Small but long Koch fractal monopole”, IEE electronics letters, 34, 1, January 1998, pp 9-10.

[16] C.Puente,J. Romeu, R. Pous and A. Cardama, “The Koch monopole: a small fractal antenna”, IEEE transactions on antennas and propagation,AP-48,11,November 2000,pp 1773 1781.

[17] Lora Schulwitz, “The small Koch fractal monopole: theory, design and applications”, electrical engineering and computer science, University of Michigan.

[18] P. Tang, “Scaling property of the Koch fractal dipole”, IEEE international symposium on antennas and propagation digest volume 3, Boston, Massachusetts, July 2000, pp 150-153.

[19] N. Cohen, “Are fractals naturally frequency invariant/independent?” 15th annual review of progress in applied computational electromagnetic, volume i, naval post-graduate school, Monterey, CA, March 1999, pp 101-106.

[20] Steven R. Best, “On the performance of the Koch fractal and other wire monopole antennas”, IEEE antennas and wireless propagation digest, vol. 4, Texas, June 2002, pp 534-537.

[21] J. Romeu, C. Borja, S. Blanch, and J. Girona, "High directivity modes in the Koch island fractal patch antenna", IEEE antennas and propagation digest, volume 3, Salt Lake city, Utah, July 2000, pp 1696-1699.

[22] I. Kim, T. Yoo, J. Yook, and H.Park , " The Koch island fractal microstrip patch antenna", IEEE trans. On antennas and propagation, vol. 2, Boston, Massachusetts, July 2001, pp 736 739.

[23] C. Puente, J.Romeu, R. Pous, X. Garcia,and Benitez, F, "Fractal multiband antennas based on the Sierpinski gasket", electron. Lett, 1996, pp 1-2.

[24] C.Puente,J. Romeu, R. Pous and A. Cardama, "On the behavior of the Sierpinski multiband fractal antenna" ,IEEE transactions on antennas and propagation, AP-46, 4, April 1998, pp 517 524.

[25] C. Puente, M. Navarro, J. Romeu, and R. Pous, "Variations on the fractal Sierpinski Antenna flare angle", IEEE-APS international digests, volume 4, Atlanta, Georgia, June 1998 pp 2340-2343.

[26] C. P. Baliarda, C. B. Borau, M. N. Rodero, and J. R. Robert, "An iterative model for fractal antennas: application to the Sierpinski gasket antenna", IEEE trans. Antennas propagation, vol. 48, May 2000, pp 713–719.

[27] Puente, C, romeu, J., bartoleme, R, and Pous, R "Perturbation of the Sierpinski antenna to allocate operating bands", electron. Lett, 1996, 32, (24), pp 2186-2188.

[28] Steven R. Best, "On the significance of self-similar fractal geometry in determining the multiband behavior of the Sierpinski gasket antenna", IEEE antennas and wireless propagation letters, vol. 1, 2002.

[29] J. Anguera, and al, "Miniature wideband stacked microstrip patch antenna based on the Sierpinski fractal geometry", IEEE antennas and prop. Inter. Symp. Digest vol. 3, Salt Lake city, Utah, July 2000. pp 1700-1703.

[30] C. Borja, and J. Romeu, "Multiband Sierpinski fractal patch antenna", IEEE antenna and propagation society international symposium, July 2000.

[31] Tripti Luintel, "Modified Sierpinski fractal antenna", a thesis submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science, university of central Florida, Florida, 2004.

[32] Puente, Claret, J, Sagues, F, Romeu. J, Lopez-Salvans, M.Q, and Pous, R: "Multiband properties of a fractal Tree antenna generated by electrochemical deposition", *electron. Lett.*, 1996, pp 2298-2299.

[33] J. Anguera, C. Puente and J. Soler, "Miniature monopole antenna based on the fractal Hilbert curve", *IEEE antennas and prop. Inter. Symp. Digest*, vol. 4, Texas, June 2002. Pp 546-549.

[34] K.J. Vinoy, K.A. Jose, V.K. Varadan, and V.V. Varadan, "Hilbert curve fractal antennas with reconfigurable characteristics" in: *IEEE- MTT international symposium*, Phoenix May 20-25, 2001, Digest, vol, 1, pp 381-384, 2001.

[35] S. R. Best, "The fractal loop antenna: a comparison of fractal and non-fractal geometries", *IEEE international symposium on antennas and propagation digest*, volume 3, Boston, Massachusetts, July 2001, pp 146-149.

[36] D.H. Werner, R. L. Haupt, and P. L. Werner, "Fractal antenna engineering: The theory and design of fractal antenna arrays", *IEEE antennas and propagation magazine*, vol.41, no.5, October 1999, pp 37-59.

[37] John p. Gianvittorio and Yahya Rahmat-Samii, " Fractal Yagi antennas: design, simulation, and fabrication", *microwave and optical technology letters*, vol. 41, no. 5, June.

[38] Boussaha Soumia « contribution à l'étude et à la modélisation des antennes imprimées rectangulaire application aux systèmes de communication » mémoire de magister en télécommunication de l'université de Guelma session 2012.

[39] www.techniques-ingenieur.fr/base.../antennes.../antennes-imprimées-e3310/.

[40] Lotfi Djouane « Analyse rigoureuse d'une plaque microbande rectangulaire sur plan de masse avec ouverture rectangulaire par la méthode des moments et les dyades hybrides de Green » mémoire de magister.

[41] H. Pies and van de Capelle, « accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna », *proc. IEE*, vol. 131, pt. H, no. 6, pp. 334-340, Dec. 1984.

[42] Abla Behloul « Contribution à l'étude des antennes microstrip supraconducteur de forme triangulaire », mémoire de magister en électronique de l'université Mentouri Constantine Avril 2010.

[43] Vinod K. Singh et Zakir Ali « Dual band U-shaped microstrip antenna for wireless communication » *international journal of engineering science and technology* ISSN: 0975-5462.

[44] photonics.intec.ugent.be/download/mth_32.pdf.

[45] T.C. EDWARDS, « conception des circuits micro-ondes micro-électroniques ».

[46] Hatem Rmili « Étude, réalisation et caractérisation d'une antenne plaquée en polyaniline fonctionnant à 10 GHz » Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de Bordeaux I, novembre 2004.

[47] Michel Clénet « Design of UHF circularly polarized patch antenna as a feed for a 9.1 metre parabolic reflector » Defence R&D Canada -Ottawa June 2004.

[48] M. Abri « Analyse du rayonnement d'une antenne imprimée en forme d'anneau à l'aide de modèle équivalents ».

[49] R. GARG, S.A. LONG, « resonant frequency of electrically thick rectangular microstrip antenna », *Electronics letters*, 1987, vol. 23, n21.

[50] N. DAVID, POZAR, « input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antenna ». vol 30, n6, November 1982.

[51] Chouti Leila « Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage » Mémoire pour obtenir le diplôme de magister janvier 2009.

[52] Michel Ney «Simulation électromagnétique -Outils de conception» Traité électronique : [E1030] 08/09/2008.

[53] Rodrigo Ponce Heredia« Contribution à la modélisation du rayonnement d'antennes conformées pour des applications C.E.M. en aéronautique» Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de l'Umoges juillet 2008.

[54] Mustapha Himeur « Modélisation numérique pour La compatibilité électromagnétique de circuits d'électronique de puissance» thèse pour obtenir le grade de docteur décembre 2002.

[55] Jerome Colinas« Etude et amélioration des performances d'une méthode de mesure en champ proche : la méthode des courants magnétiques équivalents» Memoire présenté en vue de l'obtention du maîtrises et sciences appliquées (M-Sc-A) Août 2001.

[56] Nader Behdad « simulation of a 2.4 GHz patch antenna using IE3D » these spring 2007.

[57] Constantine A. Balanis, "Antenna Theory; Analyse and Design", John Wiley & Sons,third edition, 2005.

ACRONYMS ET ABRÉVIATIONS

DCS	Digital Cellular System
DECT	Digital Enhanced Cordless Telephone
FEM	Finite Element Method
FDTD	Finite Difference Time Domain
GSM	Global System for Mobiles Communication
GPS	Global Positioning System
HFSS	High Frequency Structure Simulator
IFS	Iterative Function System
IE3D	Integrated Electromagnetic 3D
IEEE	Institute of Electrical Electronic Engineers
MOM	Method of Moments
MPIE	Mixed Potential Integral Equation
ROS	Rapport d'onde Stationnaire
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless personal area network
WIFI	Wireless Fidelity