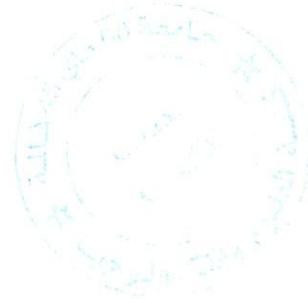


11/621.785

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'Électronique et Télécommunications



Mémoire de fin d'étude Pour l'obtention de diplôme master académique

Domaine : Sciences et Techniques
Filière : Génie électrique
Spécialité : Télécommunications

Conception et simulation de l'antenne tapis de sierpenski



✚ Présenté par : -GUEMAR - BENALIA
 Meryem Cherifa

✚ Sous la direction de :
 M.MAHRI Omar

MAI 2013

Dédicace



Je tien a licencier en premier lieu dieu,

Je remercier et dédie ce modeste travail :

✓ *A mes très chers parents, pour leur
sacrifie*

Et leur immolation pour mon bonheur

✓ *A mes frères : Saïd et Amar*

✓ *A mes sœurs : Sonia, Laila, Nadia et
Souhila*

✓ *A tout la famille sans exception*

✓ *A mon époux 'Khaled' spécialement*

✓ *a mes meilleurs amies :*

*Meryem, Asma ,Soumia ,Chafia ,Ibtissem
et Meriem*

✓ *A tous la promotion de télécom.*

✓ *je remercier beaucoup*

Mr. Boualague. H. et notre encadreur

Mr. Mehri. A.

♪ *J.B. CHERIFA* ♪

‡ Dédicaces ‡

Aux êtres qui me sont les plus chers

« MES PARENTS »

*Pour leur AMOUR, leur EDUCATION et leurs
SACRIFICES*

A ma Sœur SASSIA, et nos petits chouchous

WAIL(zinou) et ALA(nesnossa),

Que Dieu vous Bénisse et vous garde.

*A mes frères ABED ALWAHABE, HAMZA
et SOFYANE,*

*Pour qui je souhaite une bonne continuation dans leurs
études et projets d'avenir.*

*A mes chers amies et Sœurs, CHERIFA 'chérie', SOUMIA
'lapot', CHAFIA 'lmegazla ' et SOUAD.*

A toute ma famille.

A tous mes amies.

*A tous ceux avec qui j'ai passé de bons moments durant
toute ma vie.*

*« Some people dream of success.....
While others wake up and work hard at it »*

GUEMAR.MRYEM

Remerciements

Nous tenons à remercier tout d'abord DIEU le tout puissant qui nous a donné, durant toutes ces années, la santé, le courage et la foi pour arriver à ce jour.

Nous ne pouvons, réellement, trouver les expressions éloquentes que mérite notre encadreur M. : MAHRI OMARE, afin de le remercier pour ses encouragements, son aide, son dévouement pour le travail et sa présence totale, au cours de cette modeste étude.

Nous adressons nos remerciements aux membres de jury M. BOUALAG. M. CHABANE et Mme . GUEBGOUB. qui nous ont fait l'honneur d'évaluer, d'examiner, et d'enrichir notre modeste travail.

Nous tenons à remercier, encore est particulièrement :

*M. : BOUALAGE
pour sa gentillesse et sa disponibilité.*

Nous remercions également à tous les enseignants et les responsables de notre Institut, surtout

M. : HAMDI RACHIDE.

Enfin, Nous exprimons nos remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I : la géométrie fractale	
I.1- Introduction	3
I.2- Définition Des Fractale	3
I.3-Proprietes Des Formes Fractales	3
I.3.1- La Dimension Fractal	3
I.3.2- L'autosimilarité	3
I.4-Les Différents Formes Fractales	4
I.4.1. Les Courbes Fractales	5
I.4.2 Les Surfaces Fractales	11
I.5- Les Fractales Dans La Nature	13
I.5.1- Le Corps Humain	13
I.5.2- Les Végétaux	14
I.5.3 -La Forme Des Cotes Et Des Montagnes	14
I.6- L'utilisation Humaine Des Fractales	14
I.6.1- Mur Anti-Bruit	14
I.6.2-Compression D'images.....	15
I.6.3-Infographie.....	15
I.6.4-Les Antennes.....	16
I.7-Conclusion.....	16
Chapitre II :les Antennes plaquées	
II.1- Introduction.....	17
II.2- Principe de propagation des ondes électromagnétiques.....	17
II.2.1- Notation.....	17
II.2.2- Elaboration des équations de Maxwell.....	17
II.3- Concept d'Antenne.....	18
II.3.1- Introduction.....	18

II.3.2- Théorème de Réciprocité.....	18
II.3.3- Différentes Zones de Radiation d'une Antenne.....	19
II.4-caractéristiques des antennes.....	20
II.4.1- caractéristiques électriques.....	20
II.4.2- caractéristiques de rayonnement.....	22
II.5- les antennes plaquées.....	30
II.5.1- historique des antennes plaquées.....	30
II.5.2-définition des antennes à éléments imprimés.....	30
II.5.3- Caractéristiques	31
II.5.4- Éléments rayonnants.....	31
II.6-Influence des paramètres géométriques sur les caractéristiques d'une antenne rectangulaire	34
II-6.1 largeur W du patch.....	34
II .6.2 longueur l du patch.....	35
II.6. 3 rayonnements d'un élément rectangulaire.....	35
II.7 Mécanisme de rayonnement.....	37
II-8 Caractéristiques désirées d'une antenne patch.....	38
II-9 représentation en quadripôles.....	38
II-9.1 coefficient de réflexion S_{11} (ou Γ).....	39
II.10 applications des antennes imprimées.....	40
II.11 choix de la technologie des antennes patch.....	41
II.12 conclusion.....	42
Chapitre III : analyses et modélisation des antennes	
III.1- Introduction.....	43
III.2-Différentes Méthodes d'analyse.....	43
III.2.1. méthodes analytiques.....	44

III.2.2- Analyse par des méthodes numériques.....	55
III.3 CONCLUSION.....	62
Chapitre IV : simulation et résultats	
IV.1 Introduction.....	63
IV .2 Simulation Des Antennes Fractale.....	63
IV.3. Outils Numériques Commerciaux De Simulation.....	63
IV.4 Procédure De Conception.....	64
IV.4.1 Substrat Diélectrique.....	64
IV.4.2 Choix De La Technique D'alimentation.....	65
IV.5 Le Logiciel IE3D.....	65
IV.6 Simulation De L'antenne Tapis De Sierpinski.....	66
IV.7 conclusion.....	95
Chapitre V : RIALISATION	
V.1 Réalisation de l'antenne patch à base du tapis de Sierpinski modifie.....	96
V.1.1-Etapes de réalisation	96
V.1.2 La mesure.....	97
V.2 Comparaison Simulation-Mesure Pour Différentes.....	98
V 3 Défauts De Réalisation	102
V.4 Conclusion.....	102
CONCLUSION GENERALE.	103
BIBLIOGRAFIE.	
LISTE DES FIGURE.	
LISTE DES TABLEAUX.	

LISTES DES FIGURES

CHAPITR I :

Figure I .1 :(a)Premières étapes de la construction de l'ensemble de Cantor (b) On utilise des lignes verticales pour faciliter la visualisation	5
Figure I. 2 : Courbe de Koch.....	6
Figure I. 3 : Variation de la dimension fractale en fonction de l'angle de rotation.....	8
Figure I. 4 : Arbre fractale.....	8
Figure I.5 :Courbe de Hilber.....	10
Figure I.6 : Première itération de la géométrie.....	10
Figure I.7: Courbe de Peano.....	11
Figure I.9 : Génération de la géométrie du tapis de Sierpinski.....	12
Figure I .8 : Illustration des premièresétapes de la construction du triangle de Sierpinski....	13

CHAPITR II :

Figure II.1 : Zones De Radiation D'une Antenne.....	19
Figure II.2 : Schéma Equivalent Du Dispositif A L'émission.....	21
Figureii. 3: Source Elémentaire Liée Au Repère Des Coordonnées Sphériques.....	22
Figure II.4: Définitions Des Plans Principaux (E Et H).....	23
Figure II.5: Tracé Du Digramme De Puissance Et Caractérisation.....	24
Figure II.6: Polarisation Horizontaledes Lobes Et De Leurs Largeurs.....	27
Figure II.7: Polarisation Verticale.....	27
Figure II.8: Polarisation Circulaire	28
Figure II.9 : Polarisation Elliptique.....	29
Figure II.10 : Schéma De Principe D'une Antenne A Elément Rayonnant Imprimée.....	31
FigureII.11 : Divers Types D'éléments Rayonnant.....	31

Figure II.12 : Eléments Rayonnants Etagés.....	32
Figure II.13 : Alimentation Par Une Ligne Microbande : A. Axiale, B. Décalée, C. Axiale Avecencoche.....	32
Figure II.14 : Alimentation Par Connexion Directe A une ligne coaxial.....	33
Figure II.15: Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande.....	33
Figure II.16 : Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande à travers une fente dans le plan de masse.....	34
Figure II.17 : Dimensions géométriques d'un élément rectangulaire.....	34
Figure II.18 : Lignes de champ entre les bords d'un élément imprimé et le plan de masse	35
Figure II.19 : Lignes de champ entourant un élément imprimé a Composantes horizontales, b verticales.....	36
Figure II.20 : Mécanisme de rayonnement.....	37
Figure II.21 : Représentation en quadripôle.....	38
CHAPITR III :	
Figure III.1 : Représentation des murs électriques et magnétiques dans le modèle de la cavité.....	45
Figure III.2 : Représentation de la cavité dans un repère (O,x,y,z).....	45
Figure III.3:circuit équivalent de l'antenne pour tous les modes.....	47
Figure III.4 : circuit équivalent de l'antenne pour le mode fondamental.....	47
Figure III.5: Modélisation de l'antenne patch rectangulaire par deux fentes couplées...	48
FigureIII.6: schéma équivalent de l'antenne.....	49
Figure III.7:variation de ϵ_e en fonction de la fréquence.....	51

Figure III.8:schéma équivalent final de l'antenne.....	53
Figure III.9 : Diffusion du champ électrique.....	56
Figure III.10: Décomposition Spatiale du volume de calcul.....	58
Figure III.11: Décomposition numérique du calcul.....	59
Figure III.12: Maillage d'une ligne micro ruban avec la méthode MEF.....	59
Figure III.13:Nœud Symétrique Condensé.....	61

CHAPITRE IV :

Figure IV .1:Environnement IE3D.....	66
Figure IV. 2: Trois itérations de l'antenne proposée.....	67
Figure IV. 3: La vue 3D de l'antenne proposée de base.....	67
Figure IV.4 : (a) Coefficient de réflexion, (b) L'impédance d'entrée (partie réelle et Imaginaire). (c) rapport d'onde stationnaire.....	69
Figure IV.5: Diagramme de rayonnement 3D et 2D pour l'itération 0.....	70
FigureIV.6 : distribution de courant en 3D.....	71
Figure IV. 7 : La vue 3D de l'antenne pour l'itération 1.....	71
Figure IV.8: (a) Coefficient de réflexion, (b) rapport d'onde stationnaire (c) L'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire).....	73
FigureIV.9 : distribution de courant itération 1.....	73
Figure IV.10 : Diagramme de rayonnement 3D et 2D pour l'itération 1.....	73
Figure IV. 11: La vue 3D de l'antenne pour itération 2.....	75
Figure IV.12: (a) Coefficient de réflexion, (b) L'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire). (c) rapport d'onde stationnaire.....	75
FigureIV.13 : Distribution de courant itération 2.....	77
Figure IV.14: Diagramme de rayonnement 3D et 2D pour l'itération 2.....	79

Figure IV. 15: Comparaison du coefficient de réflexion, simulation de cas (a) et notre simulation par IE3D cas (b).....	80
Figure IV.16: Trois itérations de l'antenne proposée.....	82
Figure IV.17: Vue 3D de la structure proposée à l'itération 0.....	82
Figure IV.18 : (a) Coefficient de réflexion, (b) L'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire). (c) rapport d'onde stationnaire.....	84
Figure IV.19 : distribution de courant itération 0.....	84
Figure IV.20: Diagramme de rayonnement 3D et 2D pour l'itération 0.....	85
Figure IV.21 : Vue 3D de la structure proposée à l'itération 1.....	86
Figure IV.22 : (a) Coefficient de réflexion, (b) L'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire). (c) rapport d'onde stationnaire.....	87
Figure IV.23 : distribution de courante itération 1.....	88
Figure IV.24: Diagramme de rayonnement 2D et 3D pour l'itération 1.....	89
Figure IV.25: Vue 3D de la structure proposée à l'itération 2.....	90
Figure IV.26 : (a) Coefficient de réflexion,(b) rapport d'onde stationnaire(c) L'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire).	91
Figure IV.27 : distribution de courant itération 2.....	92
Figure IV.28: Diagramme de rayonnement 3D et 2D pour l'itération 2.....	94
CHAPITRE V :	
Figure V.1 : antenne patch tapis de sierpinski après réalisation.....	97
Figure V.2 : Banc d'essai des antennes (8.5GHz).....	98
Figure V.3: Diagramme de rayonnement polaire.....	98
Figure V. 4: Diagramme de rayonnement cartésien.....	99
Figure V. 5 : Diagramme de rayonnement polaire.....	100

List des tableaux

Tableau I. 1: Hauteur de chaque segment de l'arbre fractal pour les trois premières itérations (P9).

Tableau II.1: Principaux domaines d'applications des antennes imprimées(P40).

Tableau II.2 : les avantages et les inconvénients des antennes imprimées. (P41).

Tableau IV.1 : Tableau de Caractéristiques du substrat utilisé. (P65).

Tableau IV.2: Différents résultats pour les trois itérations. (P81).

Tableau IV.3 : Pics de résonances pour trois itérations(P95).

Tableau V.1: Ouverture à -3dB des valeurs simulées et mesurées de l'antenne à 8.5 GHz(P101).

Introduction générale

INTRODUCTION GENERAL

De nos jours, les antennes sont devenues les éléments de base pour une liaison radioélectrique, grâce à leur grande utilisation tel que dans le réseau GSM, télé localisation et radar ainsi que pour les besoins dans notre vie quotidienne.

Les technologies modernes s'orientent vers la miniaturisation et la facilité de l'intégration de ces dispositifs dans les systèmes d'émission-réception tout en essayant de garder les meilleures performances. Pour satisfaire ces besoins L'antenne patch est la meilleure solution.

Pendant les deux dernières décennies les antennes imprimées ont évolué Comme une activité innovatrice majeure dans le domaine des antennes. Jusqu'au début des années 1990 les technologies micro-ruban étaient employées spécialement pour les applications militaires. Depuis, on constate un changement rapide vers les applications commerciales. Un grand nombre de produits destinés aux technologies sans fil est apparu sur le marché.

Les antennes micro-ruban ont quelques particularités qui les rendent idéales pour plusieurs applications commerciales, basées sur la technologie des circuits imprimés, elles sont très peu coûteuses à produire, la production en grande quantité est facile. Leur profil plat leur permet d'être montées dans le même boîtier que le produit qu'elles servent. Elles peuvent souvent être intégrées sur la plaque qui contient le circuit radiofréquence ou microonde.

La conception des microbandes rayonnantes a été proposée premièrement par **Deschamps** aux USA en 1953 puis **Gutton** et **Baissinot** en France en 1955. Le phénomène de rayonnement provenant des discontinuités dans les lignes micro rubans fut observé et étudié par **Lewin** en 1964. En 1970 **Byron** a décrit la structure planaire qui est constituée d'une plaque conductrice gravée sur un substrat diélectrique qui repose sur un plan de masse; un peu plus tard des antennes pratiques ont été développées par **Howl** et **Munson**.

Dans ces dernières années, divers types d'antennes imprimées utilisant des motifs fractals ont été développés, et différentes techniques d'alimentation sont mises en œuvre pour améliorer les performances de ce type d'antennes dans plusieurs cas d'applications. La technique des circuits imprimés a révolutionné les domaines de l'électronique, et plus récemment celui des hyperfréquences, elle se prête particulièrement bien à la réalisation des

circuits et des antennes. Dans certaines applications, il est nécessaire d'utiliser un groupement d'antennes commandées automatiquement pour assurer un balayage électronique dans l'espace qui est le cas d'un radar.

L'objectif de notre projet est de faire une étude sur le comportement de l'antenne tapis de Sierpinski en termes de performance. De ce fait, notre travail est réparti en cinq chapitres, dont le premier présente un état de l'art sur la géométrie fractale et leur applications notamment dans le domaine de la conception des antennes, Dans le deuxième chapitre, nous traitons une généralité sur les antennes, leur caractéristiques et nous nous intéresserons à l'étude d'une antenne plaquée et certaines techniques d'alimentation ainsi que leurs mécanisme de rayonnement. On arrive au troisième chapitre qui expose les différentes méthodes d'analyse. Le quatrième chapitre est consacré à la simulation de deux types d'antennes, le tapis de sierpinski et sierpinski modifié qui ont été proposées pour atteindre les résultats exigés avec le logiciel IE3D. Enfin pour valider nos résultats on a effectué une réalisation.

Chapitre I

I.1 INTRODUCTION

Le terme de fractal a été introduit par *Benoît Mandelbrot* au cours des années 70, dans un Ouvrage célèbre, plusieurs fois édité et modifié qui s'appelle 'Les Objets Fractals' Benoît Mandelbrot un mathématicien[1], né en France en 1924, est le "pilier" de la théorie des fractales qu'il a initié en s'appuyant à la fois sur une somme d'indices relevés dans les travaux de divers mathématiciens et par un regard curieux et sans cesse investigateur du monde qui nous entoure.

Mais qu'est-ce que la Théorie des fractals ? Une liste de mots dans ce domaine du fractal sont traduits de l'anglais au français et vice versa.

I.2 DEFINITION DES FRACTALS

D'après B. Mandelbrot, les objets fractals (1975). Se dit d'une figure géométrique ou d'un objet naturel qui présente la même irrégularité à toutes les échelles et dans toutes ses parties : on dit que cet objet est auto-similaire ou symétrique par changement d'échelle (ceci fait appel à la notion d'homothétie interne qui est la répétition de formes, de structures, à plusieurs niveaux d'agrandissement : il y a homothétie interne lorsque les parties reproduisent un tout). Le terme fractal vient à partir de l'adjectif latin 'fractus', qui signifie irrégulier ou brisé.

Les objets fractals peuvent se définir comme des structures obtenues par l'itération d'un algorithme géométrique sur une figure. Pour construire des objets fractals, nous débutons avec un objet graphique quelconque (ligne, triangle, carré, cube, etc...). Par la suite, nous définissons une opération, ou une série d'opérations, qui ajouteront un élément de complexité à l'objet initial. Nous appliquons à l'infini, les transformations choisies à l'objet de départ [1].

I.3 PROPRIETES DES FORMES FRACTALES

I.3.1 LA DIMENSION FRACTAL

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 $D = 3$.

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

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[2].

I.3.2 L'AUTOSIMILARITE

On dit qu'un objet est auto-similaire (ou invariant d'échelle) lorsqu'il conserve sa forme, quelle que soit l'échelle à laquelle on l'observe.

Notant que l'auto-similarité des structures fractales naturelles s'arrête à un certain moment et, par conséquent, ce ne sont pas vraiment des structures fractales à l'infini [3].

I.4 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.4.1 LES COURBES FRACTALES

Parmi ces formes nous citons :

a- La poussière de Cantor :

Au niveau géométrique, la poussière de Cantor décrite par le mathématicien Georg Cantor en 1872 est probablement la plus ancienne figure fractale connue et la plus facile à créer [4]. 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 : (a) Premières étapes de la construction de l'ensemble de Cantor
(b) On utilise des lignes verticales pour faciliter la visualisation ; l'ensemble de Cantor est formé par les points à la base de chaque ligne [4].

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 une 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 type de fractale est :

$$D = \frac{\log 2}{\log 3} = 0.6309 \quad [I - 2]$$

b- 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

La construction géométrique de la courbe standard de Koch est assez simple. On Commence par une ligne droite, appelée l'initiateur. Ce dernier sera divisé en trois parts

égales et le segment du milieu sera remplacé lui aussi par deux autres de la même longueur. C'est la Première translation réitérée de la géométrie appelée générateur ou fractale de Koch d'ordre 1.

On refait le même processus pour chacun de ces quatre nouveaux segments et ainsi de suite, Comme le montre la figure(I.2)

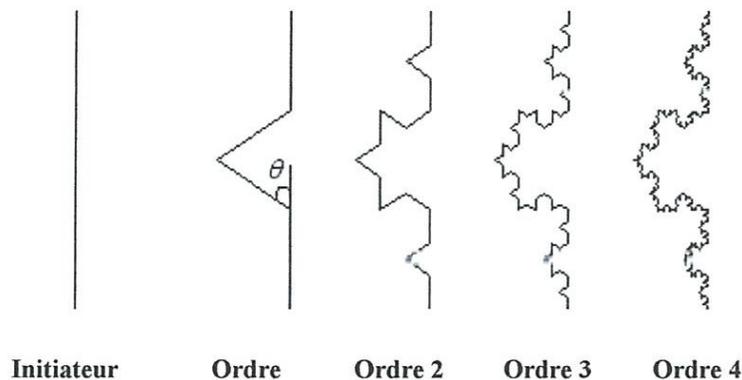


Figure I. 2 : Courbe de Koch.

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 droit est remplacée par 4 segments de Longueur $l/3$; à la deuxième elle devient $16l/9...$ [3]

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] :

$$l_n = l_0 \left(\frac{4}{3}\right)^n \quad [I - 3]$$

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* [4]. Il s'agit de la technique des *IFS*

(Iterative Function 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),

$$w_1 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & 0 \\ 0 & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \quad [I-4]$$

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

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

$$w_4 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & 0 \\ 0 & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{2}{3} \\ 0 \end{pmatrix} \quad [I-7]$$

pour un angle de rotation de 60° , sous la forme [6].

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

$$W(A) = W_1(A) \cup W_2(A) \cup W_3(A) \cup W_4 \quad [I-8]$$

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 [6]:

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

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) [3].

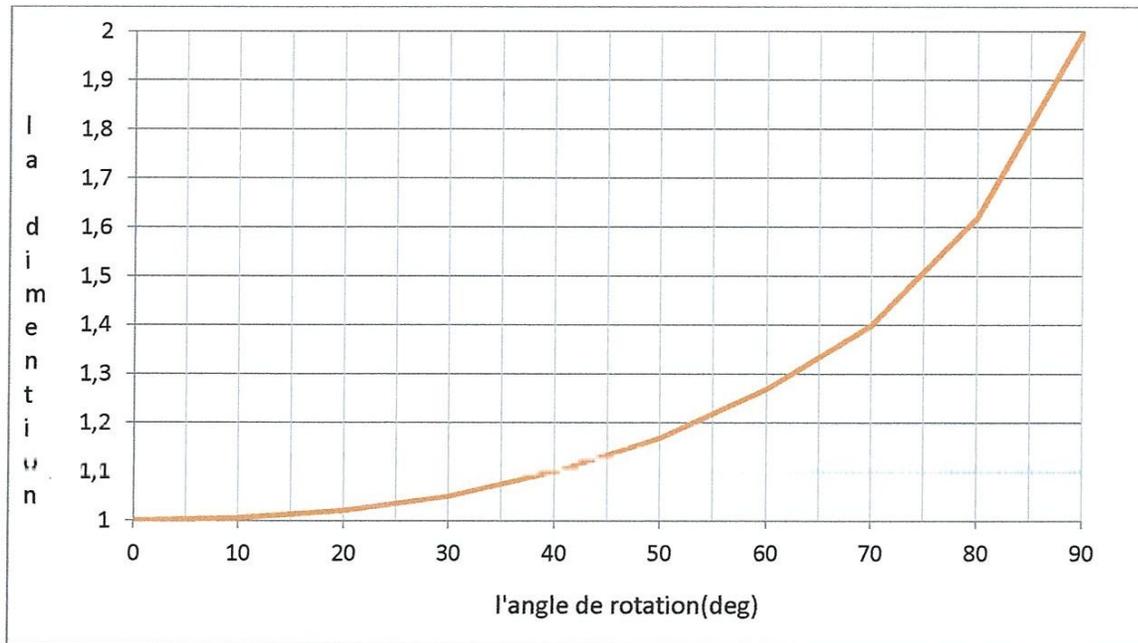


Figure I. 3 : Variation de la dimension fractale en fonction de l'angle de rotation.

c- 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. À la prochaine étape de l'itération, chacun de ces branches est laissée s'embrancher au loin encore, et le processus est répété infiniment.

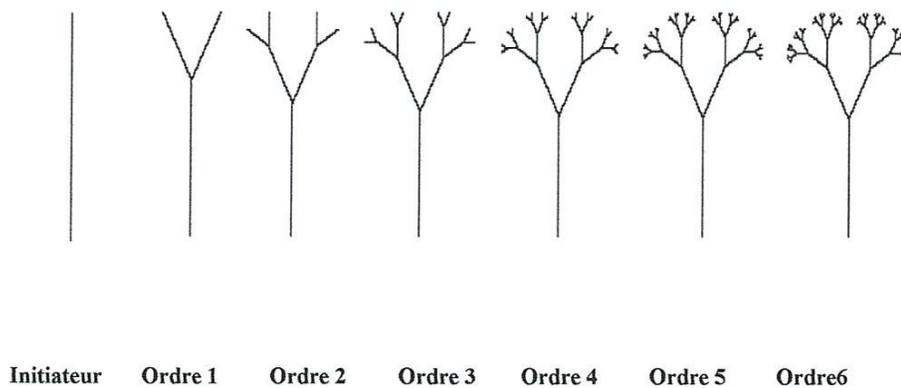


Figure I. 4 : Arbre fractal [6].

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:

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

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 :

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

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

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

d-Les fractales de Hilbert et Peano :

- *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

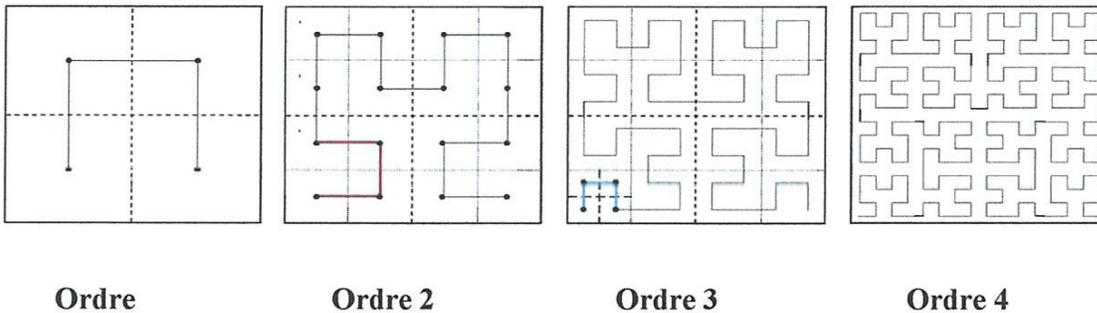


Figure I.5 : Courbe de Hilber [4].

- *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 suivant :

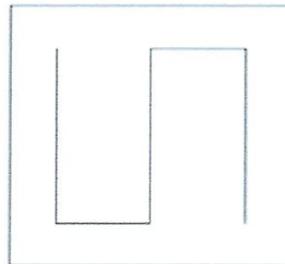


Figure I.6 : Première itération de la géométrie [6].

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 :

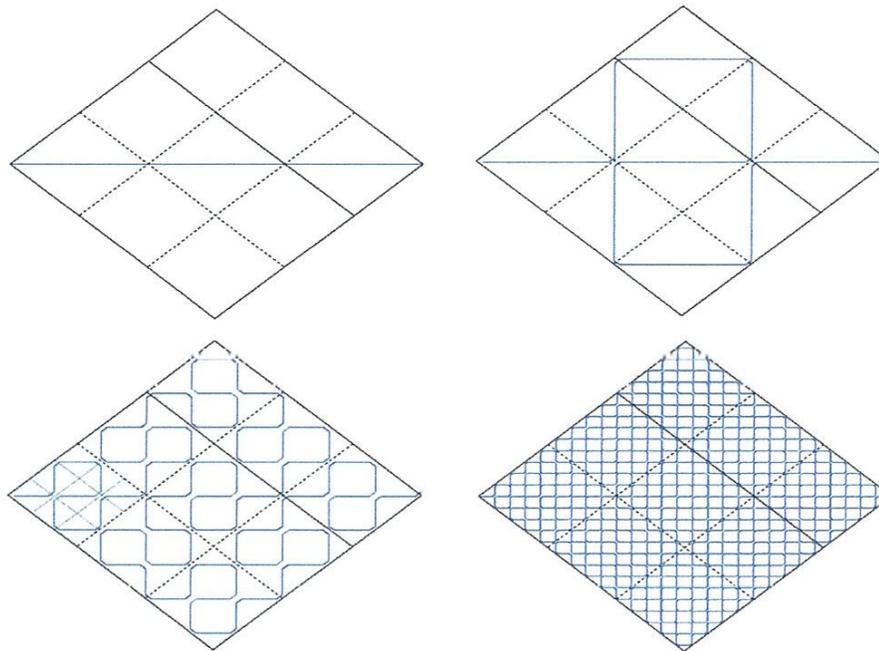


Figure I.7: Courbe de Peano[4].

Note : en réalité, la courbe parcourt les diagonales en entier et admet donc des points doubles. Sur l'illustration, les coins ont été arrondis pour faciliter la compréhension du parcours.

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.4.2 LES SURFACES FRACTALES

a- Le triangle de Sierpinski « Sierpinski Gasket » :

La fractale de Sierpinski apparue en 1915 est l'une des formes fractales les plus utilisées. Elle est baptisée du nom de « Waclaw Sierpinski », le mathématicien polonais qui l'a intensivement étudié [7].

La génération du triangle se base sur deux méthodes à savoir : l'approche copie Multiple, ou l'approche de décomposition. Dans la première, on commence par un petit triangle. Deux copies supplémentaires de ce triangle de la même taille sont produites et

collées au triangle original. Ce processus peut être répété n fois, 'n'étant l'ordre de l'itération fractale. Dans l'approche de décomposition, on commence par un grand triangle entourant la géométrie entière. Les points médians des côtés sont joints ensemble, et un espace creux au milieu est créé. Ce processus divise le triangle original à trois versions réduites du plus grand triangle. Le même processus de division peut être réalisé sur chacune des copies. La géométrie représentée sur la figure I.8 illustre ce processus. Avec cette méthode, on obtient 3^n triangles après la n ème étape.

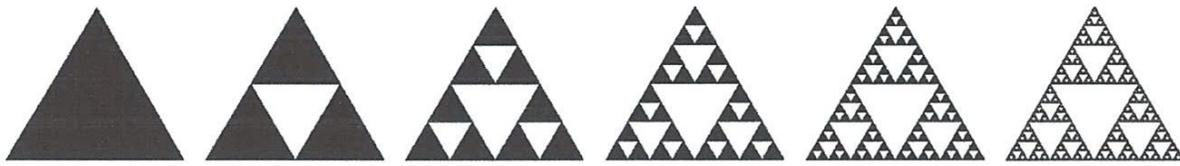


Figure I.8 : Illustration des premières étapes de la construction du triangle de Sierpinski.

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°

$$w_1 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \quad [\text{I-15}]$$

$$w_2 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0.5 \\ 0 \end{pmatrix} \quad [\text{I-16}]$$

$$w_3 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0.25 \\ 0.433 \end{pmatrix} \quad [\text{I-17}]$$

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

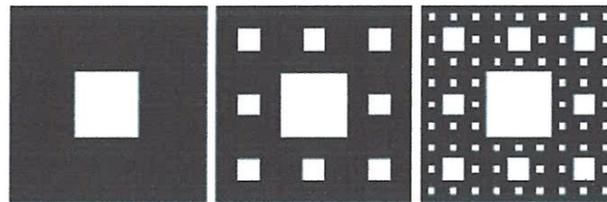
$$W(A) = W_1(A) \cup W_2(A) \cup W_3(A) \quad [\text{I.18}]$$

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 :

$$D = \frac{\log 3}{\log 2} = 1.585 \quad [I-19]$$

b- 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.



Ordre 1

Ordre 2

Ordre 3

Figure I.9 : Génération de la géométrie du tapis de Sierpinski [4].

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 $\log 8 / \log 3 = 1.89$ [3].

I.5 LES FRACTALES DANS LA NATURE

I.5.1 LE CORPS HUMAIN

Une caractéristique très particulière de certaines fractales est de posséder une longueur infinie alors qu'elles sont contenues dans une surface bornée. D'autres fractales sont plutôt une surface infinie dans un volume limité. Depuis bien longtemps, la nature a compris que ces formes géométriques présentent des intérêts d'optimisation ! En effet, nos poumons se subdivisent quasi-infiniment afin de créer la plus grande surface de contact possible tout en restant contenus dans notre cage thoracique. Bien qu'ils occupent un volume de 6L, nos poumons ont une superficie de la grandeur d'un terrain de tennis ! Ceci permet évidemment de maximiser les échanges gazeux avec le sang.

Le même phénomène se retrouve un peu partout dans le corps humain. Par exemple, la structure fractale des intestins permet de maximiser l'absorption des nutriments dans le sang. Le réseau vasculaire, le cerveau, le myocarde sont d'autres parties du corps qui possèdent une structure fractale.

I.5.2 LES VEGETAUX

Les végétaux ont aussi profité de cette forme géométrique. Par exemple, la structure d'un arbre offre une surface très grande permettant d'optimiser le processus de photosynthèse sans que l'arbre n'ait à augmenter en volume ce qui lui demanderait beaucoup trop d'énergie pour survivre. De la même façon, le réseau de racines possède une forme fractale qui favorise l'absorption de l'eau et des minéraux dans le sol.

De plus, la forme adoptée par les branches protège l'arbre contre les rafales de vent. Ainsi, avec ses nombreuses ramifications, pour une fréquence donnée, seule une partie de l'arbre entre en résonance ce qui limite la sollicitation de l'arbre en entier.

I.5.3 LA FORME DES COTES ET DES MONTAGNES

Si on observe la cote littorale d'un continent, on constate qu'elle est similaire, peu importe à quelle distance on se trouve. Les différents phénomènes d'érosions, qui agissent de façon aléatoire, dessinent lentement la forme des côtes. Et pourquoi cette forme est-elle fractale ? D'après *Bernard Sapoval* et son équipe, le relief amortit l'érosion pour atteindre un état stationnaire : sa forme change mais pas sa dimension fractale. Autrement dit, la cote « se défend » contre l'érosion en adoptant une structure fractale. Ainsi, la dimension fractale d'une cote adopte une valeur supérieure à 1, plus particulièrement, elle se situe entre 1 et 1,5..

Une explication analogue peut être généralisée en trois dimensions pour la forme des montagnes. Cette fois-ci, la dimension fractale est située entre 2,1 et 2,5.

D'autres natures mortes adoptent une géométrie fractale. Mentionnons, entre autres, les nuages, les réseaux fluviaux et les flocons de neige.

I.6 L'UTILISATION HUMAINE DES FRACTALES

I.6.1 MUR ANTI-BRUIT

Bernard Sapoval et *Marcel Filoche* ont démontré que plus la surface d'un mur augmente, meilleure est l'absorption des ondes acoustiques. En effet, à chaque fois qu'une

onde est réfléchi, elle perd en intensité. En collaboration avec la firme COLAS, ils ont créé un mur fractal forme de cavités de plus en plus petites. De cette façon, on arrive à créer une surface quasi-illimitée dans un volume limité. En plus d'augmenter la surface, la structure fractale, grâce à son invariance d'échelle, permet d'assurer que toute résonance sera localisée dans une petite région du mur, ce qui en fait un mauvais résonateur, donc un bon amortisseur. De plus, en frappant le mur dans ses cavités, les ondes sonores induisent des ondes destructrices qui, en s'additionnant, s'annulent. En somme, le mur est forme d'anfractuosités qui « emprisonnent » les ondes sonores et offre un rendement environ 40% meilleur que les murs anti-bruit classiques.

I.6.2 COMPRESSION D'IMAGES

Dans chaque image, on peut trouver des redondances. Si on divise une image en blocs, il est possible de retrouver chacun de ses blocs réduits ailleurs dans l'image) à ceci près qu'ils ont subi une transformation affine et peut être une variation de luminosité et de contraste. La méthode fractale de compression d'images utilise ces similarités.

Plutôt que d'enregistrer l'image en fonction de ses pixels, l'idée consiste à remplacer l'image par des équations mathématiques qui représentent les transformations unissant les différentes parties de l'image. Cette technique se base sur la méthode des IFS. Ainsi, à partir de n'importe quelle image, on peut retrouver l'image compressée au départ.

Evidemment, plus le découpage est fin, plus le calcul des transformations seront long mais plus l'image finale sera précise. Bien que le temps de compression soit élève, le temps de décompression est quant à lui très rapide. La technique fractale offre les avantages de fournir une image finale qui soit indépendante de sa taille et qui ne subit aucun effet de pixellisation.

I.6.3 INFOGRAPHIE

Puisque la nature est formée d'objets fractals et que ceux-ci se programment simplement, il devient possible d'utiliser cette notion en infographie pour créer des paysages réalistes ou pour rendre les mouvements plus crédibles.

I.6.4 ANTENNES

La compagnie Fractal antenna systems produit des antennes de forme fractale. Ceci permet d'augmenter la performance puisque la géométrie auto-similaire du conducteur évite d'accumuler des composantes séparées, ce qui aurait pour conséquence d'augmenter la complexité et les points de bris potentiel. De plus, la structure fractale permet de produire des antennes 50 à 75% plus petites que les antennes traditionnelles. Des antennes fractales ont remplacé des antennes classiques dans certains téléphones cellulaires.

On a pu observer une augmentation de l'efficacité de 25% ainsi qu'une diminution des coûts. Et pourquoi les antennes fractales sont-elles plus performantes ? *Cohen et Hohlfeld* ont démontré que pour qu'une antenne fonctionne aussi bien à toutes les fréquences, elle doit être symétrique en un point et auto-similaire, donc fractale ! [4].

I.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons donné un bref aperçu sur le développement théorique des fractales, mis en évidence leurs propriétés fondamentales, les différentes structures géométriques et exposé leurs nombreuses applications. Nous avons montré que des structures à caractère fractal existent dans la nature, grâce à leurs caractéristiques particulières.

Le concept des fractales offre une compréhension sur de nombreux phénomènes naturels ou artificiels, et il est devenu donc un nouveau champ des mathématiques qui permet d'étudier avec succès plusieurs objets dont la forme est extrêmement irrégulière. Ces deux dernières décennies, des chercheurs ont utilisé les fractales dans le domaine de l'électromagnétisme, spécialement dans la conception d'antennes.

Chapitre II

II.1 INTRODUCTION

Dans tous les systèmes faisant usage de propagation dans l'espace libre (radiodiffusion, radar, faisceau hertzien) il est nécessaire de disposer d'éléments permettant la transition entre une onde guidée (ligne de transmission ou guide d'onde) et une onde rayonnée; Ces éléments de transition sont les antennes. D'une part leur structure géométrique spécialement mise au point dans ce but, elles permettent le détachement des champs électromagnétiques de leur support métallique (ainsi que la transition inverse).

De plus une antenne peut servir à diriger le signal dans une direction désirée et produit pour cela une concentration des champs dans une région particulière de l'espace. Une antenne est un composant qui rayonne et reçoit la puissance Radiofréquence ou la puissance micro-onde. C'est un dispositif réciproque, et la même antenne peut servir comme un dispositif de réception et d'émission. Une ligne de transmission est conçue pour avoir une très petite perte de rayonnement, tandis que l'antenne est conçue pour avoir un rayonnement maximum. Le rayonnement se produit en raison des discontinuités (qui causent la perturbation des champs ou courants), courants non équilibrés, et ainsi de suite [8].

II.2 PRINCIPE DE PROPAGATION DES ONDE ELECTROMAGNETIQUES

II.2.1 NOTATION

- $\rho(\vec{r}, t)$: est la densité de charge électrique locale au point \vec{r} à l'instant t .
- $\vec{J}(\vec{r}, t)$: Le vectrice densité de courant.
- $\vec{E}(\vec{r}, t)$: Le vecteur champ électrique.
- $\vec{B}(\vec{r}, t)$: Le vecteur indication magnétique.
- ϵ_0 : la permittivité diélectrique du vide ($8.8542 \cdot 10^{-12}$ A.s /V.m).
- μ_0 : la perméabilité diélectrique du vide ($4\pi \cdot 10^{-7}$ A.s /V.m).

II.2.2 ELABORATION DES EQUATIONS DE MAXWELL

C'est Maxwell que l'on doit la formulation la plus complète des relations liantes entre les grandeurs électriques et magnétiques.

Les équations de Maxwell spécifient que toute variation spatiale d'un champ (électrique ou magnétique) en un point de l'espace entraîne l'existence ou la variation

temporelle d'un autre champ au même point. Analytiquement, voici les équations en quatre formules [9]:

Les deux premières équations correspondent donc au théorème de Gauss pour l'électricité, et pour le magnétisme, la troisième est la loi de Faraday et la quatrième correspond au théorème d'Ampère modifié par Maxwell.

$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad \text{Equation de Maxwell – Gauss} \quad \oint_S \vec{D} d\vec{S} = 0$$

$$\iiint_V \rho d\tau \operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad \text{Equation de la conservation de flux de } \vec{B} \quad \oint_S \vec{B} d\vec{S} = 0.$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{Equation de Maxwell – Faraday (phénomène d'induction)}$$

$$\operatorname{rot} \vec{B} = \mu_0 \vec{J} + \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad \text{Equation de Maxwell – Ampère}$$

Ces équations sont les équations fondamentales de l'électromagnétisme.

Ils signifient que l'on peut séparer le traitement des champs électrique et magnétique pourvu que ceux-ci ne varient pas dans le temps. Inversement, ils sont indissociables s'ils varient dans le temps

II.3 CONCEPT D'ANTENNE

II.3.1 INTRODUCTION

Les antennes sont des dispositifs qui ont pour fonction de transformer les ondes guidées en ondes se propageant dans l'espace libre et réciproquement ; de capter les ondes de l'espace pour les conduire vers les systèmes de réception.

II.3.2 THEOREME DE RECIPROCITE

Le couplage antenne milieu extérieur est réciproque et l'on peut donc utiliser l'antenne indifféremment en émission ou en réception. Cette propriété peut s'énoncer de la façon suivante :

"Si une force électromotrice est appliquée à l'entrée d'une antenne A et si l'on mesure le courant produit par cette antenne aux bornes d'une antenne B, on trouve un courant égal à celui que l'on aurait aux bornes de l'antenne A si la force électromotrice était appliquée à l'antenne B"

II.3.3 DIFFERENTES ZONES DE RADIATION D'UNE ANTENNE

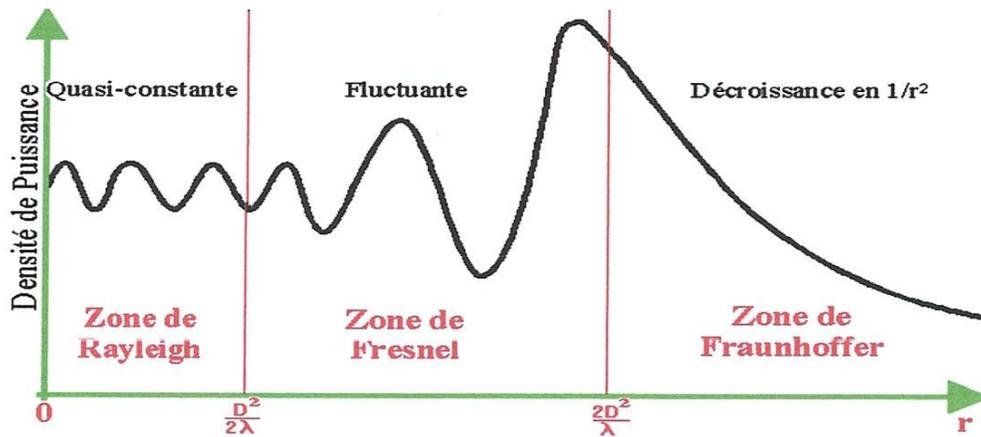


Figure II.1 : Zones de radiation d'une antenne[8].

« r » correspond à la distance entre le point de référence et la frontière entre les champs proche et lointain (en mètres).

« D » le diamètre de la surface équivalente de l'antenne (en mètres).

« λ » Correspond à la longueur d'onde (en mètres)

➤ **Zone de Rayleigh**

Dans cette zone de champ proche (ou zone de Rayleigh), il y a échange d'énergie réactive entre l'antenne et le milieu extérieur. A courte distance (par rapport à la longueur d'onde) $r < \frac{D^2}{2\lambda}$ la densité de puissance est quasi constante.

➤ **Zone de Fresnel**

Dans une seconde zone $\frac{D^2}{2\lambda} < r < \frac{D^2}{\lambda}$ la densité de puissance est fluctuante.

➤ **Zone de Fraunhofer**

Dans la zone du champ lointain (ou de Fraunhofer), à grande distance (par rapport à la longueur d'onde), $r > \frac{2D^2}{\lambda}$ les champs sont rayonnés sous la forme d'onde (quasiment) plane.

- Si r est la distance à l'antenne, dans cette zone la densité de puissance décroît en $1/r^2$ [8].

II.4 CARACTERISTIQUES DES ANTENNES

L'antenne a plusieurs rôles dont les principaux sont les suivants :

- permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation,
- assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées,
- transmettre le plus fidèlement possible une information.

Par ailleurs, afin de décrire les caractéristiques et les performances des antennes, divers paramètres sont utilisés et classés en deux groupes :

- Le premier groupe caractérise l'antenne comme un élément de circuit électrique (Z_{in} et S_{11})
- le second groupe s'intéresse à ses propriétés de rayonnement, tel que le diagramme de rayonnement, la directivité et le gain. Enfin, précisons que la notion de puissance rayonnée joue un rôle important dans l'étude des antennes plaquées que nous développerons ultérieurement [10].

II.4.1 CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Les paramètres électriques définissent l'antenne comme élément du circuit dans lequel elle est connectée. Ils permettent d'évaluer 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 taux d'onde stationnaire.

a- Impédance d'entrée de l'antenne

En ce qui concerne l'émission et conformément à la théorie des circuits linéaires, l'antenne peut être représentée par un dipôle d'impédance d'entrée complexe

$Z(f)_e = R(f)_e + jX(f)_e$ « chargeant » la sortie du circuit émetteur, modélisé par une source d'impédance interne : $Z(f)_s = R(f)_s + jX(f)_s$

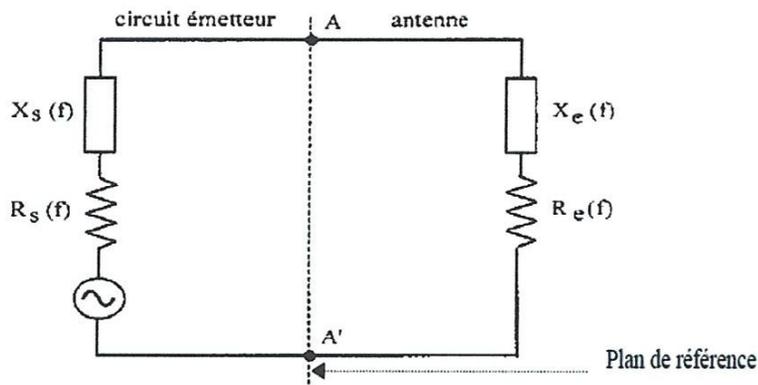


Figure II.2 : Schéma équivalent du dispositif à l'émission[10].

D'une part, la partie réelle de l'impédance d'entrée $R_e(f)$ caractérise la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement et de pertes diverses dans sa structure (effet Joule, onde de surface, etc.) et d'autre part, la partie imaginaire $X_e(f)$, d'interprétation plus délicate est liée à la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne et au déphasage.

b- Coefficient de réflexion

Dans le plan de référence introduit précédemment, la discontinuité présentée par l'antenne peut être caractérisée par le coefficient de réflexion (en tension ou champ) : Γ

Le coefficient Γ est alors lié à l'impédance d'entrée de l'antenne par une relation classique. Dans la pratique, l'adaptation est délicate par rapport à la géométrie de l'antenne, la fréquence, l'endroit de la ligne d'alimentation ou encore l'impédance d'entrée. Ces paramètres jouent un rôle plus ou moins fort [10].

c-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 :

$$B\% = 100 \times \frac{(f_s - f_i)}{f_c} \quad [\text{II .1}]$$

(Typiquement $B\% = 10$ à 20%) où :

f_c : Fréquence centrale d'utilisation pour laquelle l'antenne est conçue.

f_s Et f_i : les fréquences limites supérieures et inférieures [9].

II.4.2 CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT

a- Le diagramme de rayonnement

La répartition dans l'espace de l'énergie rayonnée par une antenne est caractérisée par son diagramme de rayonnement.

Soit une source rayonnante positionnée au point O du repère $(Oxyz)$ et soit OM

Une position quelconque, définie par les angles θ et φ .

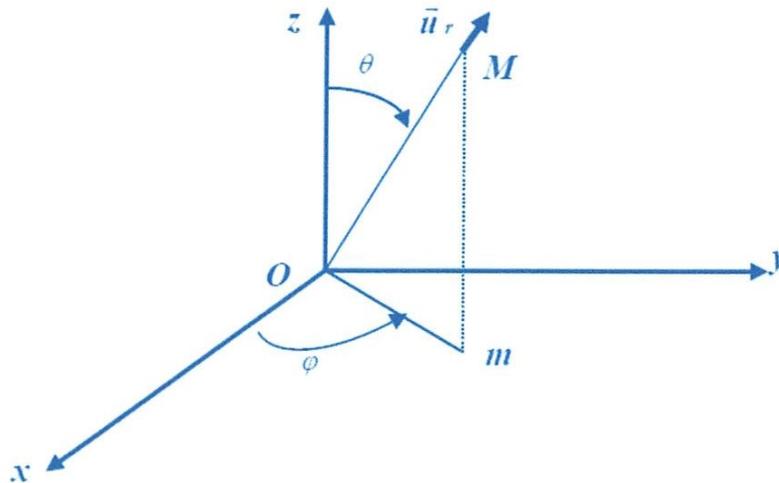


Figure II. 3 : Source élémentaire liée au repère des coordonnées sphériques[8].

La détermination du champ rayonné par cette source se fait à partir de la résolution des équations de Maxwell.

Ce problème de physique mathématique n'a en général pas de solution analytique, même pour les structures les plus simples. C'est pour cette raison que l'on fait appel à des modèles équivalents. Ces modèles vont contribuer à la détermination du champ électromagnétique rayonné par l'antenne. Il a été établi qu'à grande distance, ce champ électromagnétique ne possède pas de composante radiale suivant \vec{u}_r . L'onde rayonnée se

comporte alors comme une onde plane, par conséquent, les champs électrique et magnétique sont transverses et perpendiculaires entre eux.

Dans le système des coordonnées sphériques, le champ électrique a pour expression :

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = W \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{F}(\theta, \varphi) \quad [\text{II-2}]$$

Où

W : nombre complexe.

$\vec{F}(\theta, \varphi)$: représente la caractéristique vectorielle de rayonnement, propre à l'antenne.

K : représente le nombre d'onde $K = \frac{2\pi}{\lambda}$.

On définit le diagramme de rayonnement d'une antenne par la représentation polaire du champ électrique ou de sa fonction caractéristique. Il est cependant plus intéressant de considérer le carré de la norme de $\vec{E}(\theta, \varphi)$, directement relié à la puissance rayonnée, normalisé en général par rapport à son maximum : c'est le diagramme de rayonnement en puissance de l'antenne.

Les diagrammes de rayonnement sont généralement mesurés dans les plans de symétrie, s'il y en a, ou dans les plans principaux nommés plan E et plan H (figure II.4). Ceux sont respectivement les plans pour lesquels les champs électrique et magnétique atteignent leurs valeurs maximales [11].

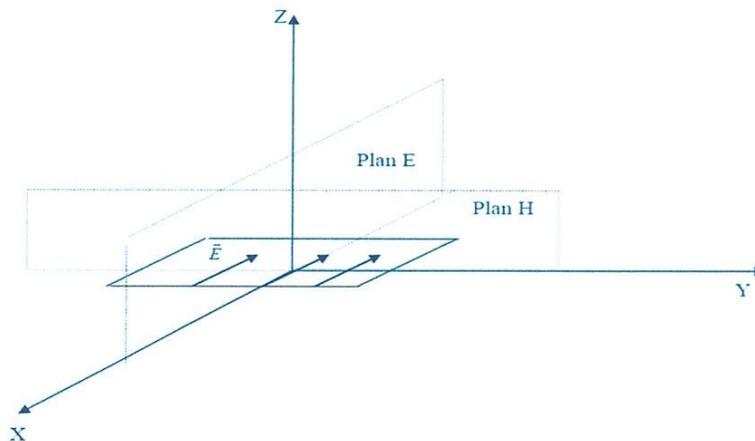


Figure II.4: Définitions des plans principaux (E et H).

Avec une source polarisée parallèlement à l'axe OX, le plan E est caractérisé par $\varphi = 0^\circ$ et θ variable tandis que pour une source polarisée parallèlement à l'axe OY, le plan H est caractérisé par $\varphi = 90^\circ$ et θ variable.

Les diagrammes de rayonnement sont représentés en coordonnées polaires ou en coordonnées cartésiennes.

1-Lobe principal

La quasi-totalité de la puissance est concentrée dans la direction du maximum de rayonnement, formant ce qu'on appelle le lobe principal. La caractéristique qu'on associe à celui-ci est sa largeur à mi-puissance, également appelée largeur à $-3dB$. Il arrive parfois de mesurer la largeur à $-10dB$, lorsque l'antenne présente un lobe principal très étroit.

2- Les lobes secondaires

En dehors du lobe principal, la puissance rayonnée est répartie dans l'espace, formant ce qu'on appelle les lobes secondaires ou latéraux (figure II.5). Ces derniers sont caractérisés par leurs niveaux et leurs positions par rapport au maximum de rayonnement. Le premier lobe secondaire est celui auquel on se réfère le plus souvent [8].

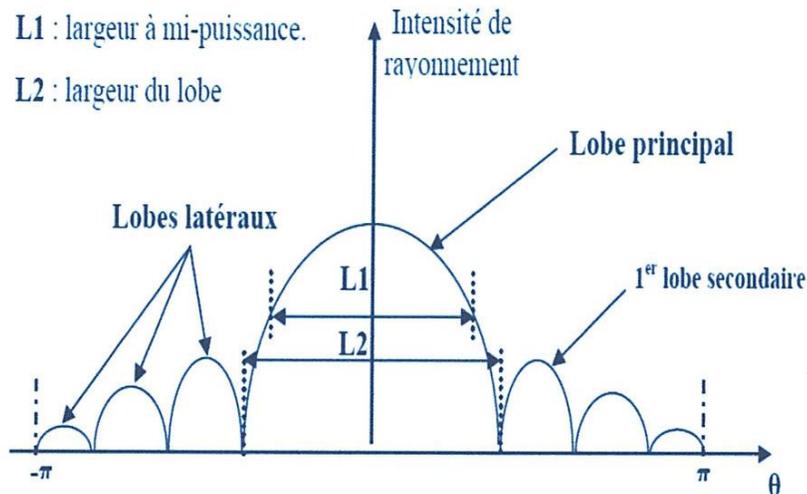


Figure II.5 : Tracé du diagramme de puissance et caractérisation des lobes et de leurs largeurs[8].

b-Directivité

Un réseau d'antennes a la propriété de concentrer la puissance rayonnée dans le faisceau principal. Cette propriété s'appelle la directivité. Par définition, la directivité est le rapport entre l'intensité maximale du rayonnement et l'intensité maximale du rayonnement

$$D = \frac{U_{\max}}{U_0} \quad [\text{II-3}]$$

Où D : la directivité.

U : L'intensité maximale du rayonnement

U_0 : L'intensité d'un résonateur isotrope.

Pour un résonateur isotrope la puissance est la même dans toutes les directions; donc, le vecteur de Poynting est constant pour tous les angles. L'intensité du rayonnement étant U_0 la puissance totale rayonnée s'écrit:

$$P_{rad} = 4\pi U_0 \quad [\text{II-4}]$$

En utilisant l'expression [II-4] la directivité peut être exprimée comme:

$$D = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} \quad [\text{II-5}]$$

La directivité D est une mesure des propriétés directionnelles d'une antenne comparée à une antenne isotrope. Comme l'antenne isotrope a par définition une directivité unité, D sera toujours plus grand ou égal à 1.

c- Le gain

Le gain est une quantité reliée à la directivité. Il est défini comme le rapport entre l'intensité maximale du rayonnement et la puissance d'entrée P_{in} dans l'antenne:

$$G = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{in}} \quad [\text{II-6}]$$

La seule différence entre le gain et la directivité est la puissance utilisée au dénominateur. La puissance rayonnée est la différence entre la puissance d'entrée et la puissance dissipée sur l'antenne. Pour une antenne sans pertes $P_{rad} = P_{in}$, et le gain est équivalent à la directivité. En réalité toute antenne a des pertes, spécialement celles dues au conducteur et au diélectrique. Le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance d'entrée s'exprime:

$$P_{rad} = eP_{in} \quad [\text{II-7}]$$

Où $e=\eta$: l'efficacité de l'antenne et elle est comprise dans l'intervalle [0,1]. De [II-5] et [II-7] il ressort:

$$G = eD \quad \text{[II-8]}$$

Lorsque des pertes sont présentes, le gain est plus petit que la directivité. Typiquement, le gain est exprimé en décibels : $10\log(G)$. Pour une antenne en réception, le gain et la directivité ont la même valeur qu'en émission. Dans ce cas, la puissance rayonnée P_{rad} devient la puissance totale reçue et la puissance d'entrée P_{in} est la puissance fournie au récepteur.

Le gain est une quantité très utile dans l'étude des systèmes. Étant donné un émetteur de puissance P_t watts, une antenne de gain G_t produit un champ électromagnétique dont le vecteur de Poynting à une distance r s'écrit:

$$P_{avg} = \frac{G_t P_t}{4\pi r^2} \quad \text{[II-9]}$$

La puissance fournie par une antenne de réception de gain G_r , située dans un champ de densité de puissance P_{avg} peut s'exprimer:

$$P_{rec} = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G_r P_{avg} \quad \text{[II-10]}$$

Les deux dernières équations combinées donnent [12]:

$$P_{rec} = \frac{\lambda_0^2}{(4\pi r)^2} G_t G_r \quad \text{[II-11]}$$

d - polarisation de l'onde rayonnée

La polarisation de l'antenne, décrit la forme et l'orientation du chemin que fait l'extrémité du vecteur champ électrique \vec{E} ou magnétique \vec{H} lorsqu'il évolue avec le temps et ce en un point donné de l'espace. Ce chemin peut être une ligne, un cercle ou une ellipse, selon la manière dont est alimentée l'antenne. On obtient alors respectivement une polarisation rectiligne, circulaire ou elliptique.

Par convention : la polarisation de l'onde est la direction du champ électrique \vec{E} .

➤ Polarisation linéaire

Une onde dont le vecteur champ électrique se concentre toujours dans un même plan est dite polarisée linéairement. Elle est dite polarisée horizontalement si son vecteur E n'a qu'une composante alignée sur le plan horizontal.

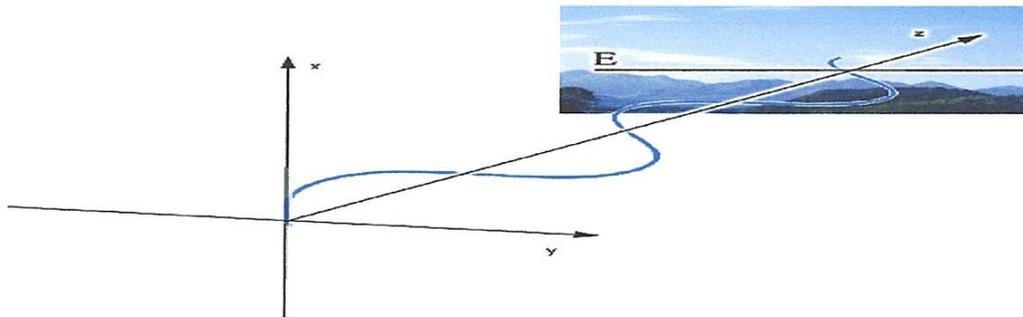


Figure II.6: Polarisation horizontale.

Si le plan de polarisation est perpendiculaire à l'horizon, l'onde est alors dite polarisée verticalement. L'amplitude du vecteur champ électrique ne change pas.

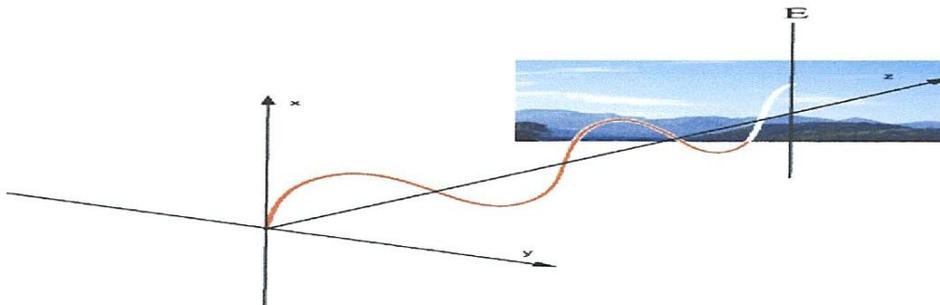


Figure II.7: Polarisation verticale.

➤ Polarisation circulaire

Avec la polarisation circulaire, le vecteur champ électrique tourne en spirale le long de la direction de propagation de l'onde. Il dispose d'une composante verticale et d'une composante horizontale déphasée entre elles de $\lambda/4$. Comme l'amplitude est constante, la pointe du vecteur champ électrique décrit un cercle. Si l'amplitude change périodiquement pendant un tour ou si les composantes horizontale et verticale ne sont pas exactement déphasées de 90° , il se produit un cas de polarisation elliptique. Les polarisations linéaire et circulaire peuvent s'entendre comme des cas limités de polarisation elliptique. On distingue les polarisations circulaires droites (dextrogyres) et gauche (lévogyre).

Il est important de veiller à ce que les antennes d'émission et de réception présentent le même sens de rotation l'une par rapport à l'autre.

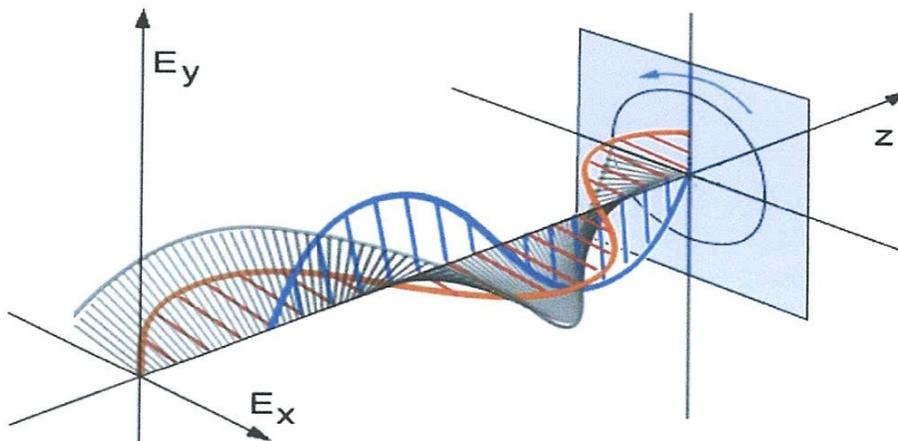


Figure II.8: Polarisation circulaire [13].

➤ Polarisation elliptique

Le vecteur de champ tourne autour du vecteur d'onde en changeant périodiquement de valeur. Ce faisant, la pointe du vecteur de champ décrit une ellipse. Les polarisations linéaire et circulaire peuvent également être interprétées comme des cas limités de la polarisation elliptique.

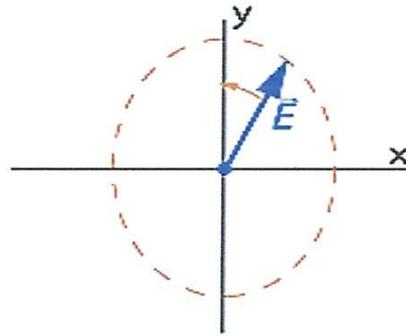


Figure II.9 : Polarisation elliptique.

En règle générale, on considère que l'antenne réceptrice doit toujours avoir la même polarisation circulaire que l'antenne émettrice. Une restriction s'impose toutefois : en effet cette règle n'est valable que pour des liaisons sans fil droites et non pour les liaisons par réflexion telles qu'elles sont utilisées pour le radar [13].

e – Impédance de rayonnement

D'un point de vue propagation guidée, une antenne parfaite (constituée d'éléments sans pertes) devrait se comporter comme une réactance pure. En fait, lorsqu'elle capte de l'énergie, l'antenne est parcourue par des courants. Une partie de l'énergie incidente est alors "rerayonnée" et l'onde ainsi créée vient perturber localement l'onde incidente. Ces pertes par rayonnement font apparaître une partie réelle dans l'impédance équivalente de l'antenne [12].

f -densité de puissance (P_r)

La Densité de Puissance est l'expression de l'énergie disponible en réception en un point de l'espace. P_r dépend de la Puissance P_e fournie à l'antenne d'émission, du Gain G_e de cette antenne et de la distance d entre l'émetteur et le point considéré. L'expression de P_r est :

$$p_r = \frac{P_e G_e}{4\pi d^2} \quad [w/m^2] \quad [\text{II-12}]$$

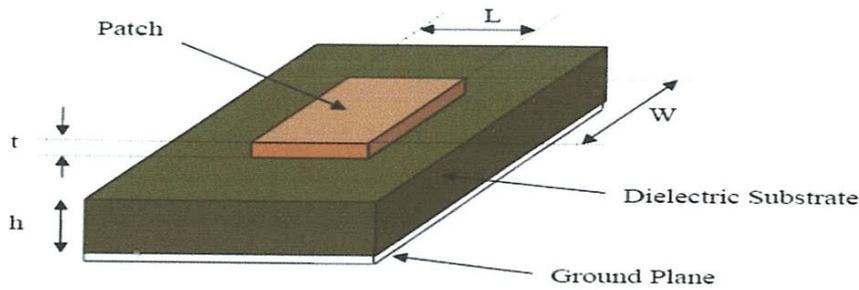


Figure II.10 : Schéma de principe d'une antenne à élément rayonnant imprimé [15].

II.5.3 CARACTERISTIQUES

Les antennes PATCH sont caractérisées par :

- 1) Permittivité relative du diélectrique $\epsilon_r, (1 < \epsilon_r < 12)$.
- 2) Leurs épaisseurs qui doivent rester faible par rapport à la longueur d'onde transmise, et par les dimensions de l'élément rayonnant.
- 3) Généralement le diagramme de rayonnement présente un lobe principal.
- 4) La largeur de bande varie avec la géométrie de l'antenne.
- 5) Les antennes plaquées rectangulaires et circulaires sont les plus favorables en raison de leur facilité d'analyse et de fabrication, ainsi que leurs caractéristiques de rayonnement [12].

II.5.4 ÉLÉMENTS RAYONNANTS

a - Divers types d'éléments rayonnants :

Les éléments rayonnants les plus simples ont la forme d'un rectangle ou d'un carré, d'un disque circulaire ou d'un anneau, d'un triangle ou d'un dipôle.

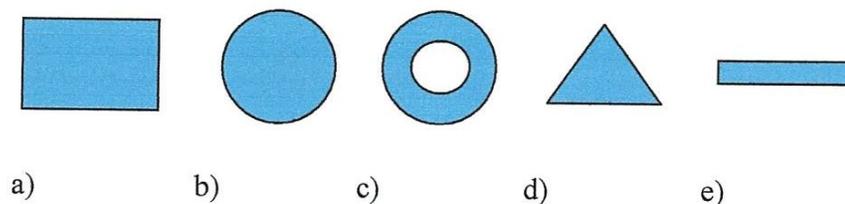


Figure II.11 : Divers types d'éléments rayonnants.

Pour augmenter la bande passante, on peut aussi utiliser des éléments rayonnants étagés figure (II.12) :

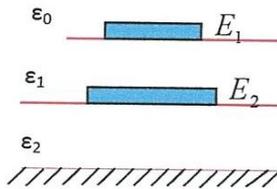


Figure II.12 : Eléments rayonnants étagés[12].

- Un premier élément E_1 sur un substrat de permittivité ε_1 , de fréquence centrale f_1 ;
- Un second élément E_2 sur un substrat de permittivité ε_2 , de fréquence centrale f_2 , au-dessus du plan de masse de la structure.

Si les fréquences f_1 et f_2 sont relativement voisines. Le couplage électromagnétique entre les deux éléments superposés permet un élargissement de la courbe de réponse fréquentielle de l'ensemble [12].

b- Alimentation des éléments rayonnants

L'alimentation peut se faire par connexion directe à une ligne microbande dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie (figure II.13a) si cela permet une meilleure adaptation d'impédance ; dans ce but, l'alimentation axiale avec une encoche donne de bons résultats (figure II.13c)

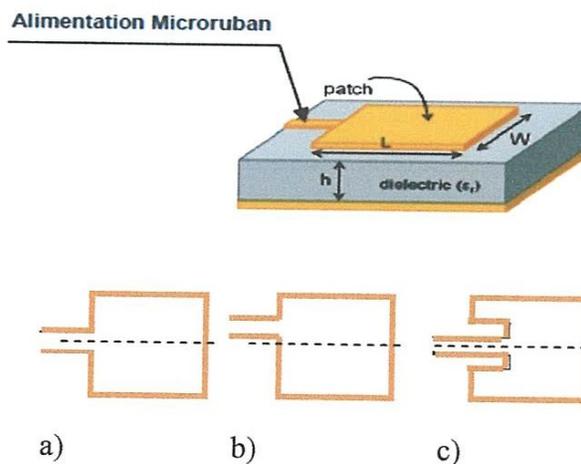


Figure II.13 : Alimentation par une ligne microbande : a. axiale, b. décalée, c. axiale avec encoche.

Elle peut aussi être effectuée par connexion directe à une ligne coaxiale (figure II.14) dont le conducteur central est connecté en un point situé sur l'axe de symétrie de l'élément, plus ou moins près du bord, afin d'adapter les impédances, le conducteur extérieur est relié au plan de masse.

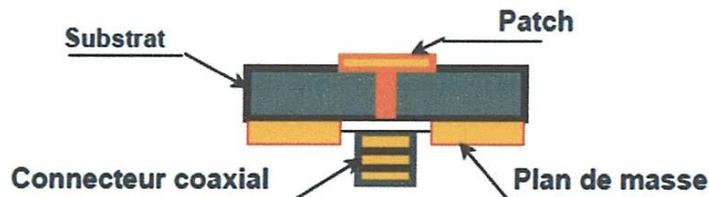


Figure II.14 : Alimentation par connexion directe à une ligne coaxiale.

Il existe enfin des alimentations par couplage électromagnétique d'une ligne microbande à l'élément rayonnant. Dans la configuration représentée à la (figure II.15), l'élément rayonnant et la bande métallique de la ligne d'alimentation directe par ligne microbande, cette structure présente l'inconvénient d'ajouter le rayonnement parasite de la ligne d'alimentation à celui de l'antenne.

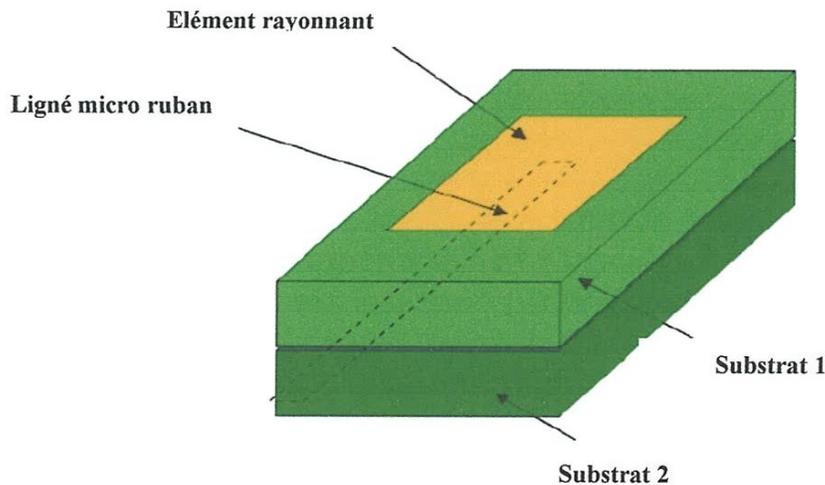


Figure II.15 : Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande.

Dans la structure représentée à la (figure II.16), un plan de masse commun sépare la ligne microbande d'alimentation, située en dessous, de l'antenne à élément imprimé, située

au-dessus. Au lieu d'avoir un couplage direct comme dans la structure de la (figure II.15), il y a un couplage électromagnétique par l'intermédiaire d'une fente usinée dans le plan de masse. Une telle alimentation est particulièrement appropriée aux dispositifs intégrant une antenne à éléments rayonnants multiples (réseaux), situés à la partie supérieure et les circuits passifs (déphaseurs) et actifs (amplificateurs), situés à la partie inférieure.

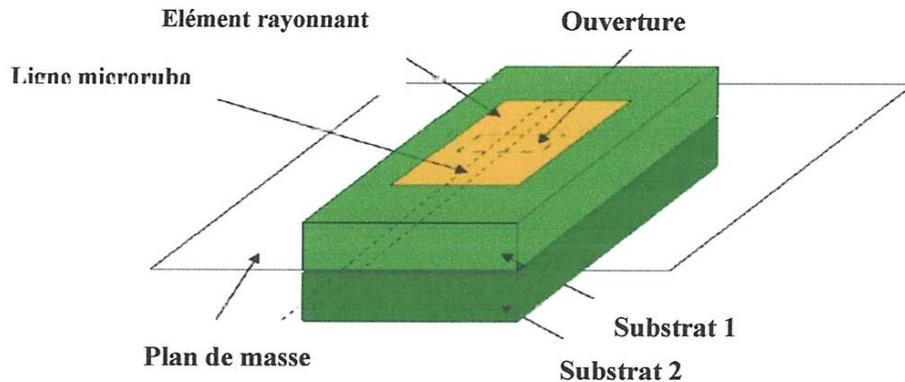


Figure II.16 : Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande à travers une fente dans le plan de masse.

II.6 INFLUENCE DES PARAMETRES GEOMETRIQUES SUR LES CARACTERISTIQUES D'UNE ANTENNE RECTANGULAIRE

II.6.1 LARGEUR W DU PATCH

La largeur du patch a un effet mineur sur les fréquences de résonance et sur le diagramme de rayonnement de l'antenne. Par contre elle joue un rôle pour l'impédance d'entrée de l'antenne équation (II.14) et la bande passante à ses résonances, voir équation (II.15)

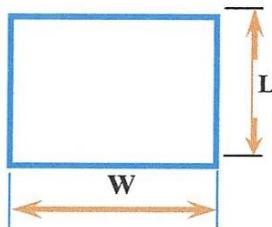


Figure II.17 : Dimensions géométriques d'un élément rectangulaire.

$$Z_{in} = 90 \frac{\varepsilon_r^2}{\varepsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W} \right)^2 \quad [\text{II -14}]$$

$$B = 3.11 \frac{\varepsilon_r - 1Wh}{\varepsilon_r^2 LW} \quad [\text{II-15}]$$

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

$$W = \frac{c}{2 f_{01}} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad [\text{II -16}]$$

Ou f_{01} : fréquence du mode fondamental de l'antenne.

II.6.2 LONGUEUR L DU PATCH

La longueur du patch détermine la fréquence de résonance de l'antenne comme le montre l'équation (II.17)

$$L = \frac{\lambda_{dielectric}}{2} - 2\Delta L = \frac{c}{2 f_{01} \sqrt{\varepsilon_r}} - 2\Delta L \quad [\text{II -17}]$$

II.6.3 RAYONNEMENTS D'UN ELEMENT RECTANGULAIRE

a -principe du rayonnement de cet élément

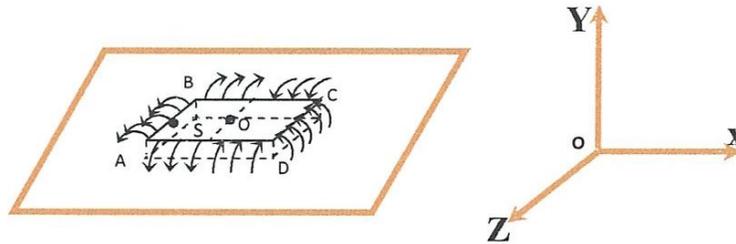


Figure II.18 : Lignes de champ entre les bords d'un élément imprimé et le plan de masse.

Un élément imprimé $ABCD$ sur substrat de diélectrique et plan de masse rayonne comme les 4 fentes qui le délimitent :

- Fentes AB et DC parallèles à Oz ;
- Fentes AD et BC parallèles à Ox .

Les lignes de champ électrique qui relient l'élément imprimé au plan de masse sont indiquées sur la figure (II.18), pour un élément de longueur $\lambda_e/2$ alimenté en S à l'une de ses extrémités. Il en résulte que les fentes AB et DC , qui sont distantes de $\lambda_e/2$, présentent des lignes de champ en opposition de phase. Pour les fentes AD et BC , il y a un renversement de phase au passage par $x = 0$, si bien que, d'une moitié à l'autre de chacune de ces fentes, les lignes de champ sont en opposition de phase.

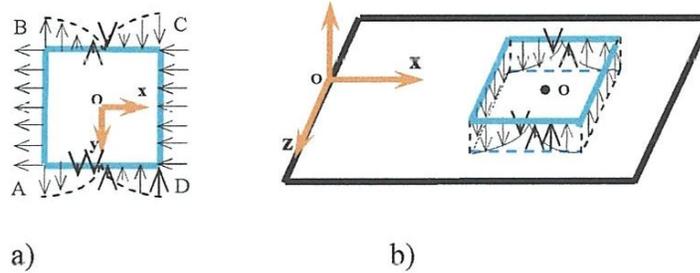


Figure II.19 : Lignes de champ entourant un élément imprimé :

a. composantes horizontales, **b.** composantes verticales.

Les (figures II.19 a et b) représentent les composantes horizontales et verticales de ces lignes de champ. Si l'on raisonne par rapport aux plans principaux xOy (plan E) et yOz (plan H), on voit bien que la contribution des fentes AD et BC est nulle puisqu'il y a toujours deux composantes situées en des points symétriques par rapport à ces plans, qui sont en opposition de phase. Il en est de même pour la contribution des composantes horizontales des champs dans ces fentes créent des rayonnements qui sont en phase dans le plan yOz et qui interfèrent dans le plan xOy .

Finalement, le rayonnement de l'élément imprimé étudié peut être modélisé par celui de deux fentes parallèles à Oz , distantes de L , de dimensions w selon Oz et h (égale à l'épaisseur du substrat). Ces deux fentes sont soumises à un champ \vec{E} uniforme, polarisé parallèlement à l'axe Ox [12].

II.7 MECANISME DE RAYONNEMENT

Pour mieux comprendre le mécanisme de rayonnement des antennes imprimées, la littérature scientifique s'appuie généralement sur la théorie de l'optique.

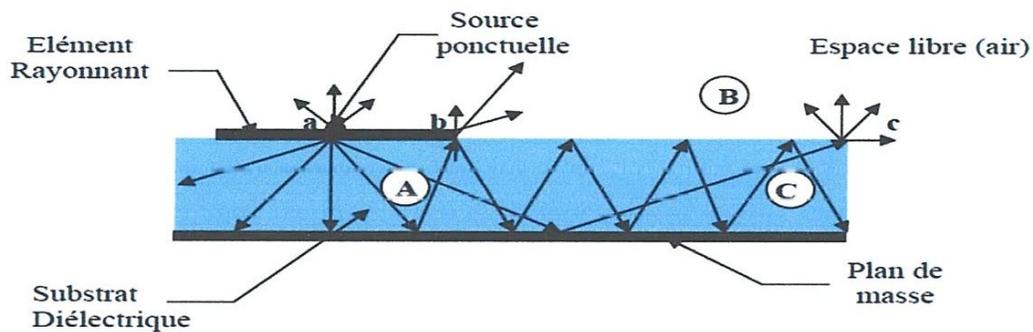


Figure II.20 : Mécanisme de rayonnement[8].

L'élément rayonnant est en fait une multitude de sources ponctuelles similaires à celle qui se trouve au point « a ». Ces sources isotropiques vont rayonnées dans toutes les directions.

Une partie de celui-ci est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains de ces rayons aboutissent sur l'arrête du conducteur (point « b ») qui les diffracte et par conséquent le champ se décompose en deux composantes normale et tangentielle par rapport au plan de masse. On peut donc envisager trois régions :

Région A :

C'est la plus dense en rayons. Dans cette région le champ électromagnétique s'accumule plus fortement. Cette propriété est d'ailleurs utilisée pour la propagation le long des lignes micro rubans. Lorsque les fréquences sont basses ; le champ électromagnétique est concentré dans cette zone. Donc il y a propagation sans rayonnement.

Région B :

Région de l'espace libre au-dessus du substrat dans laquelle il y a dispersion libre du champ. La contribution des sources ponctuelles est faible. La partie la plus grande du rayonnement provient des rayons à l'extrémité du conducteur supérieur (point « b »), le reste du champ demeure à l'intérieur du substrat et sera considéré comme perte dans le diélectrique. Nous obtenant ainsi une antenne dont le rendement en rayonnement est très limité.

Région C :

Certains rayons atteignent les surfaces de séparation (air-diélectrique) avec une incidence rasante et restent piégés à l'intérieur du diélectrique. Il peut arriver que certains de ces rayons soient diffractés en atteignant le bord (point « c ») du substrat, engendrant ainsi, un rayonnement parasite. Cette dernière est à l'origine du couplage inter éléments, lorsque les antennes, imprimées sont mise en réseau. Au de la d'une certaine fréquence, ce phénomène affecte considérablement le rayonnement de l'antenne. Ce si, détériore la qualité du diagramme de rayonnement, particulièrement au niveau du lobe secondaire [8] [16].

II.8 CARACTERISTIQUES DESIREES D'UNE ANTENNE PATCH

Lors de la conception d'une antenne imprimée, on cherche à optimiser les caractéristiques électriques de l'antenne en diminuant son volume. L'antenne est conçue pour atteindre les caractéristiques suivantes:

- Fréquence de résonance selon applications
- Gain à la fréquence de résonance Le plus élevé possible
- Coefficient de réflexion S11 à l'entrée < -10 dB
- Une large bande passante à un taux d'onde stationnaire (TOS) ≤ 2 [16].

II.9 REPRESENTATION EN QUADRIPOLES

Une antenne peut être représentée comme un quadripôle (Figure II.22), défini par les paramètres S :

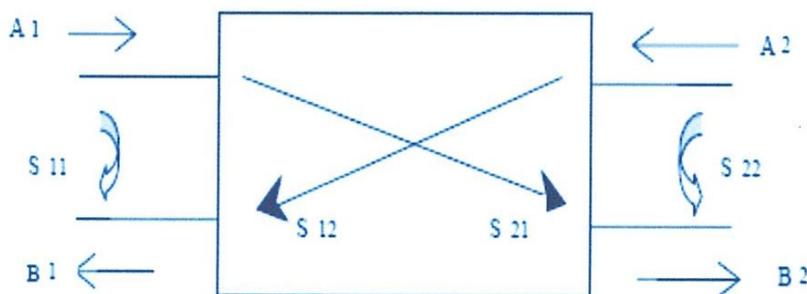


Figure II.21 : Représentation en quadripôle.

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

On a les relations suivantes :

$$B_1 = S_{11} \cdot A_1 + S_{12} \cdot A_2 \quad [\text{II -18}]$$

$$B_2 = S_{21} \cdot A_1 + S_{22} \cdot A_2 \quad [\text{II -19}]$$

- Le coefficient S_{11} correspond à la réflexion en entrée des quadripôles lorsque $A_2 = 0$.
- Le coefficient S_{12} représente la transmission de la puissance entrant en sortie vers l'entrée lorsque $A_1 = 0$
- Le coefficient S_{21} est le gain du quadripôle lorsque $A_2 = 0$
- Le coefficient S_{22} est la réflexion en sortie du quadripôle lorsque $A_1 = 0$ [8].

II.9.1 COEFFICIENT DE REFLEXION S_{11} (ou Γ)

➤ Adaptation et rapport d'onde stationnaire

On dit qu'une antenne est parfaitement adaptée lorsque son impédance d'entrée (Z_e) est égale à l'impédance de la ligne d'alimentation (Z_c), sinon on démontre qu'il apparaît un coefficient de réflexion S_{11} (ou Γ).

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} = \frac{\text{onde réfléchie}}{\text{onde incidente}} \quad [\text{II -20}]$$

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

Z_c : Impédance caractéristique de la ligne.

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

$$\text{ROS} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad [\text{II -21}]$$

- Si $\rho=1$ alors $\Gamma=0$ donc on a un régime d'onde progressive, adaptation parfaite.
- Si $2 < \rho < 10$ alors on dit qu'il y a une désadaptation assez sérieuse.
- Si $\rho > 10$ alors on a un régime d'onde stationnaires.
- Si $1 < \rho \leq 2$ adaptation acceptable.

Avec : $\rho = \text{ROS}$

A partir du dernier cas on définit la bande passante de l'antenne qui correspond à $\frac{\Delta f}{f_{\text{résonance}}}$

$$\text{On a } \Gamma = \frac{\rho - 1}{\rho + 1}; \quad \rho \leq 2 \Leftrightarrow \Gamma < -10 \text{ dB} \quad [\text{II -22}]$$

Une antenne résonne si la partie imaginaire de son impédance d'entrée est nulle

(Pratiquement on prend le minimum de la partie imaginaire),

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

Et dans laquelle la directivité de l'antenne est maximal, et le gain est plus élevé, c'est à dire le rayonnement est plus directif, et c'est la définition pour déterminer la fréquence de résonance [12]

II.10 APPLICATIONS DES ANTENNES IMPRIMÉES

Les demandes des antennes imprimées sont au loin très nombreuses, de l'électronique grand public aux systèmes technologiques de pointe. Les antennes imprimées sont utilisées dans :

1. La télémétrie des missiles.
2. Les contrôles et les commandes à distance.
3. Les radars.
4. Les Réseaux mobiles (GSM 900, DCS 1800, UMTS,...).
5. Réseaux sans fils : (WLAN, BLUETOOTH, WIFI, ...).
6. Les communications spatiales (GPS).

Plusieurs systèmes complexes comme les radars de poursuite ont été miniaturisés à partir de la taille réduite des antennes planaires.

Quelques domaines d'applications des antennes imprimées et leurs largeurs de Bandes

Applications	Fréquences
GPS	1575 MHz et 1227 MHz
Système de communication personnel	1.875 – 1.99 GHz et 2.18 – 2.20 GHz
GSM	915 – 980 MHz et 935 – 960 MHz
Réseaux locaux sans fils	2.40 – 2.48 GHz et 5.4 GHz
Satellite de radiodiffusion	11.7 – 12.5 GHz
Radar de poursuite	60 GHz et 77 GHz

Tableau II.1 : Principaux domaines d'applications des antennes imprimées [16].

II.11 CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DES ANTENNES PATCHS

Actuellement, les antennes patchs deviennent de plus en plus importantes en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration.

les avantages	les inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> - Faible poids. -Limitation du risque de panne. -Faible coût de fabrication, production en masse possible -Polarisation linéaire et circulaire. -Antennes multi bandes, multi polarisations possibles. -Simples, Robustes. -non encombrants. 	<ul style="list-style-type: none"> - Bande passante étroite, souvent associée avec les problèmes de tolérances (Géométriques et physiques). - Généralement faible gain (6 dB). -La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan. -Supportent uniquement des faibles puissances (quelques dizaines de watts). - Rayonnement parasite de l'alimentation. -Circuit d'alimentations parfois très complexes.

Tableau II.2 : les avantages et les inconvénients des antennes imprimées.

Donc, la conception des antennes doit répondre à des compromis en termes de performances et de complexité de réalisation [8].

II.12 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 et basées sur les antennes fractales. 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

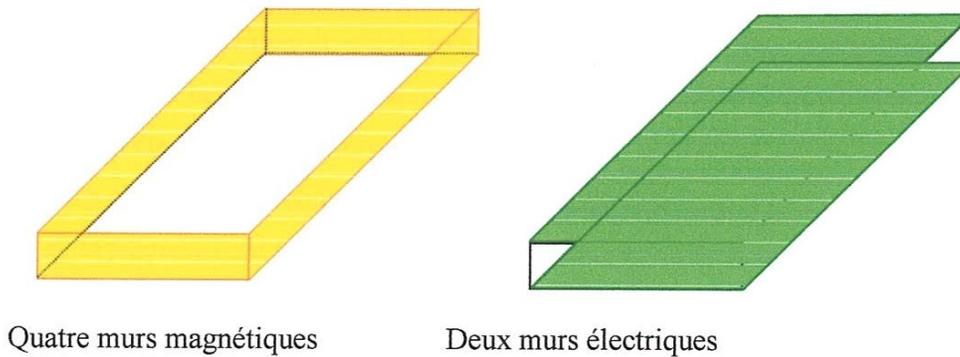


Figure III.1 : Représentation des murs électriques et magnétiques dans le modèle de la cavité[14]

Afin de permettre une mise en équation des modes stationnaires, la cavité est placée dans un repère (O,x,y,z) et présente les dimensions suivantes : a suivant l'axe des x , b suivant l'axe des y , h suivant l'axe des z (Figure III.2).

Les hypothèses qui vont être utilisées pour déterminer les modes qui s'installent dans cette cavité sont les suivantes :

- Les murs électriques dans les plans $z = 0$ et $z = h$ sont idéaux
- Les murs magnétiques dans les plans $y = 0$, $y = b$, $x = 0$, $x = a$ sont idéaux
- La hauteur h du patch au-dessus du plan de masse est très inférieure à la longueur d'onde λ correspondant à la fréquence de fonctionnement de l'antenne (fréquence du mode excité)

Cette dernière hypothèse a des conséquences importantes : puisque le champ électrique tangentiel est nul en $z = 0$ et $z = h$, on en déduit que les lignes de champ qui atteignent les conducteurs dans ces deux plans sont orthogonales à ces plans.

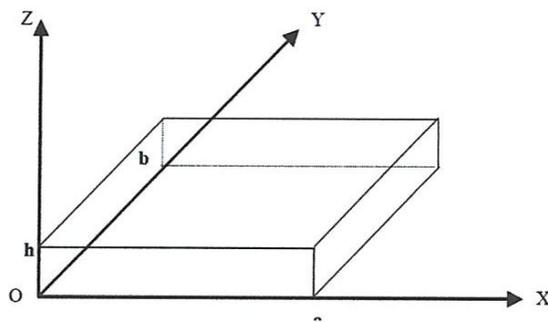


Figure III.2 : Représentation de la cavité dans un repère (O, x, y, z)

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.3).

Pour le mode fondamentale, l'antenne est équivalente à un circuit résonant parallèle R.L.C (figure III.4).

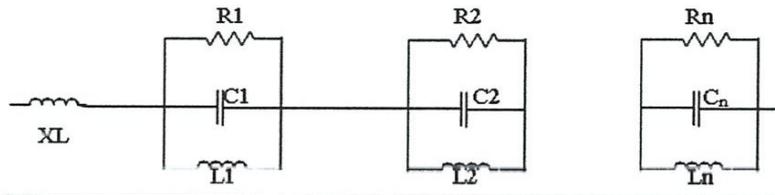


Figure III.3 : circuit équivalent de l'antenne pour tous les modes.

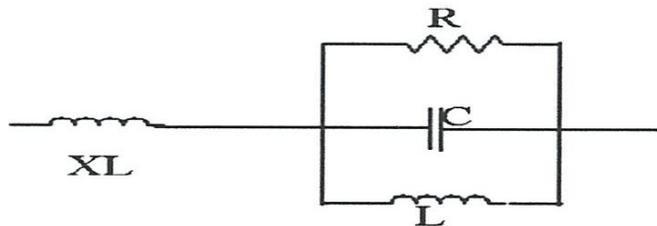


Figure III.4 : circuit équivalent de l'antenne pour le mode fondamental.

L'impédance d'entrée de l'antenne est donnée par [8] :

$$Z_{in} = 90 \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W} \right)^2 \quad \text{[III-6]}$$

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:

$$Q_d = \frac{1}{\text{tg } \delta} \quad \text{[III-7]}$$

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.

III.2.1.2 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.5; ce modèle est complété en tenant compte des pertes dans le diélectrique, dans les conducteurs et du couplage entre les deux ouvertures.

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

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

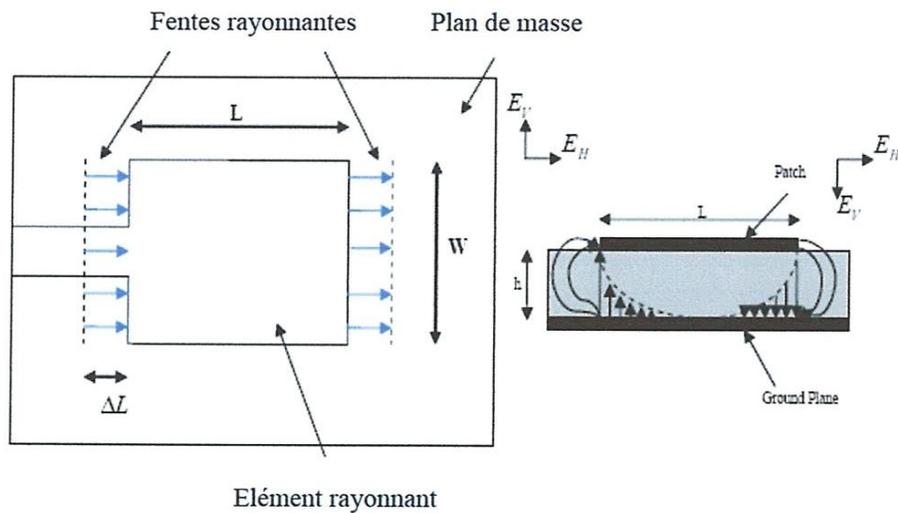


Figure III.5: Modélisation de l'antenne patch rectangulaire par deux fentes couplées

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.6.

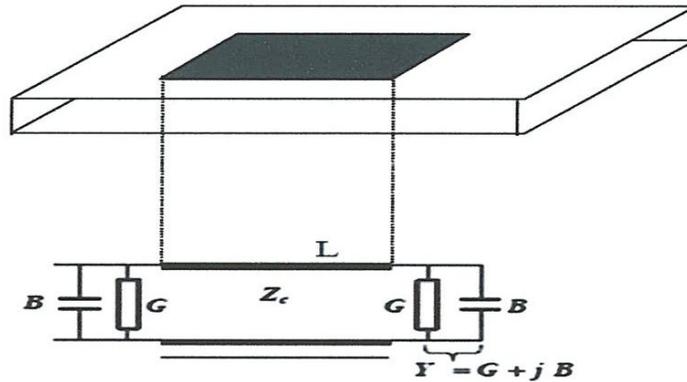


Figure III.6: schéma équivalent de l'antenne [16]

➤ Le rayonnement est le facteur le plus important .il est modéliser par Les grandeurs G et B , obtenues à partir des formules suivantes:

$$G = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (K_0 h)^2 \right] \quad \text{[III - 8]}$$

$$B = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0.6361n(K_0 h)] \quad \text{pour} \quad \frac{h}{\lambda_0} \leq \frac{1}{10} \quad \text{[III - 9]}$$

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

$$k_0 = \frac{2.\pi}{h_0}, \quad \text{le nombre d'onde.}$$

W : la largeur de l'élément rayonnant

- **L'alimentation** : l'excitation est ramenée à l'antenne par une sonde coaxial ; les mesures de l'impédance s'effectuent au niveau de la sonde.
- **Permittivité effective** : du fait que la propagation se fait à la fois dans le diélectrique et dans l'aire 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 :

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \left(1 + \frac{10.h}{W}\right)^{-0.5} - \frac{(\varepsilon_r-1)\frac{t}{h}}{4,6\sqrt{\frac{W}{h}}} \quad [\text{III-10}]$$

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 rayonnant.

Ou, par HAMMERSTADE

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

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \left(1 + \frac{12.h}{W}\right)^{-0.5} \quad [\text{III} - 11]$$

❖ **Plan E :**

$$E_\varphi = j \frac{hWk_0E_0e^{-jk_0r}}{2.\pi.r} \left[\cos \theta \frac{\sin\left(\frac{k_0W}{2} \sin \theta\right)}{\frac{k_0W}{2} \sin \theta} \right] \quad [\text{III} - 12]$$

➤ **Plan H :**

$$E_\varphi = 2j \frac{hWk_0E_0e^{-jk_0r}}{2.\pi.r} \left[\cos \theta \frac{\sin\left(\frac{k_0W}{2} \sin \theta\right)}{\frac{k_0W}{2} \sin \theta} \right] . \cos\left(\frac{k_0L_e}{2} \sin \theta\right) \quad [\text{III.13}]$$

➤ Phénomène de dispersion : pour les fréquences élevées, la permittivité du diélectrique varie avec la fréquence. Cette variation est donnée par :

$$\varepsilon_e(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_e}{1 + G\left(\frac{f}{f_p}\right)} \quad [\text{III-14}]$$

Avec :

$$f_p = \frac{Z_c}{2.\mu_0.h} \quad [\text{III-15}]$$

Z_c : impédance caractéristique.

G : facteur empirique.

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

Avec :

$$\epsilon_e(f) = \begin{cases} \epsilon_e, & \text{quand } f \rightarrow 0 \\ \epsilon_r, & \text{quand } f \rightarrow \infty \end{cases} \quad [\text{III-16}]$$

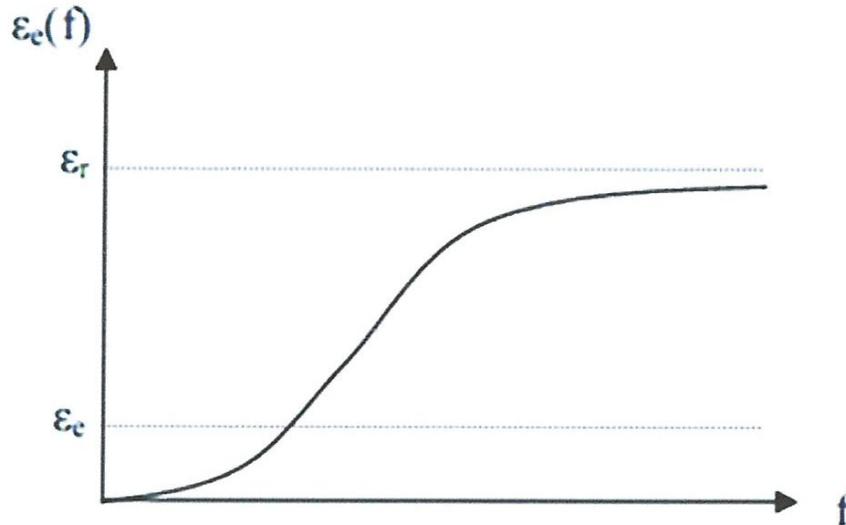


Figure III.7: variation de ϵ_e en fonction de la fréquence

➤ 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:

$$\alpha_d = 27,3 \cdot \frac{f}{c} \text{tg} \delta \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_e(f)}} \left(\frac{\epsilon_e(f) - 1}{\epsilon_r - 1} \right) \quad [\text{III -17}]$$

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

Pour $W/h \geq 1$:

$$\alpha_c = 6,1 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{\varepsilon_e \cdot Z_c \cdot R_s}{h} \left[\frac{W_e}{h} + \frac{0,667 \frac{W_e}{h}}{\frac{W_e}{h} + 1,44} \right] \quad [\text{III} - 18]$$

Pour $W/h \leq 1$:

$$\alpha_c = 1,38 \cdot \frac{R_s}{Z_c \cdot h} \left[\frac{32 - \frac{W_e}{h}}{32 + \frac{W_e}{h}} \right]^2 \left[1 + \frac{h}{W_e} \left[1 + \frac{1,25}{\pi} \ln \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot W}{t} \right) \right] \right] \quad [\text{III} - 19]$$

Avec :

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi \cdot f \cdot \mu_0}{\sigma}} \quad [\text{III} - 20]$$

σ : La conductivité des conducteurs.

W_e : La largeur effective donnée par :

$$W_e = W + \frac{1,25 \cdot t}{\pi} \cdot \left(1 + \ln \left(\frac{2 \cdot h}{t} \right) \right) \quad \text{pour: } \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad [\text{III} - 21]$$

$$W_e = W + \frac{1,25 \cdot t}{\pi} \cdot \left(1 + \ln \left(\frac{1 \cdot \pi \cdot W}{t} \right) \right) \quad \text{pour: } \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \quad [\text{III} - 22]$$

➤ Longueur effective :

$$L_e = L + 2\Delta L$$

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

• Selon LIER :

$$\Delta L = 0,412 \cdot h \cdot \frac{(\varepsilon_e + 0,3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\varepsilon_e - 0,258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad [\text{III} - 23]$$

• Selon GARG :

$$\Delta L = \frac{h}{2 \cdot \pi} \left(\frac{\frac{W}{h} + 0,366}{\frac{W}{h} + 0,556} \right) \cdot \left(0,28 + \frac{\varepsilon + 1}{\varepsilon_r} \left(0,274 + \ln \left(\frac{W}{h} + 2,518 \right) \right) \right) \quad [\text{III} - 24]$$

Le modèle final de l'antenne est représenté par la figure III.8

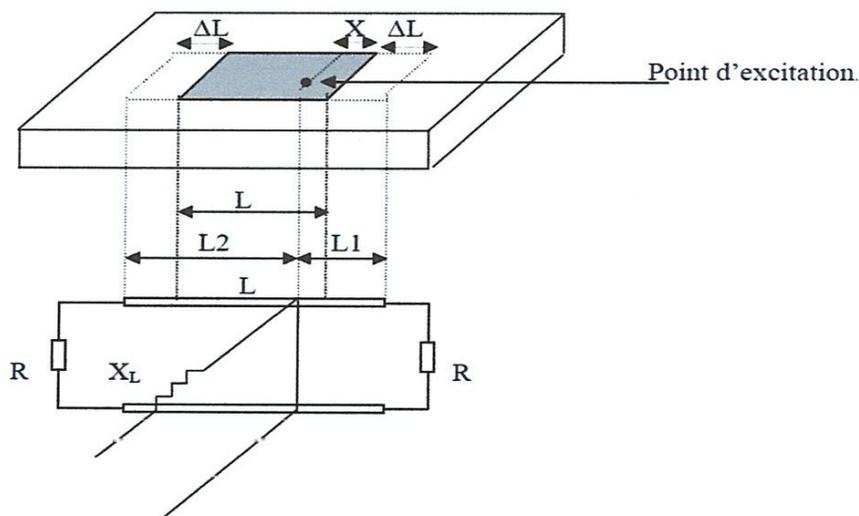


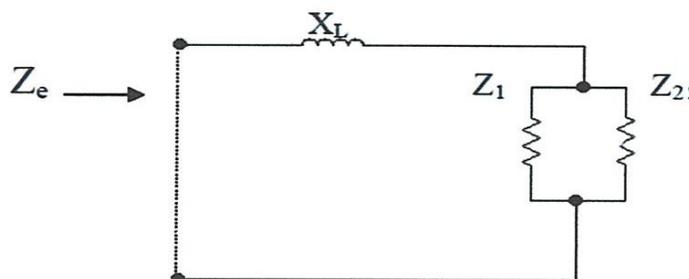
Figure III.8: schéma équivalent final de l'antenne

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 Zc et ses pertes diélectriques et métalliques. L'impédance caractéristique est donnée par : [8]

$$Z_c = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \cdot \left(\frac{W_e}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_e}{h} + 1,444 \right) \right)^{-1} \quad [III - 25]$$

L'impédance d'entrée est calculée en ramenant les deux résistances R au niveau du plan de la sonde d'une distance L1 et L2. Le schéma équivalent devient :



Zi : l'impédance ramenée au niveau de la sonde

$$Z_i = \frac{Z_c(R + Z_c \operatorname{th}(\delta \cdot L_i))}{Z_c + R \cdot \operatorname{th}(\delta \cdot L_i)} \quad [\text{III. 26}]$$

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

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

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

On pose :

$$y_i = \frac{Z_c}{Z_i} = \frac{1 + z \cdot \operatorname{th}((\alpha + j \cdot \beta) \cdot L_i)}{z + \operatorname{th}((\alpha + j \cdot \beta) \cdot L_i)} \quad [\text{III. 27}]$$

$y_e = y_1 + y_2$ (sans tenir compte de X_L).

On a donc :

$$\operatorname{Re}(y_e) = \sum_{i=1}^2 \frac{(1 + z \cdot \operatorname{th} \alpha \cdot L_i) \cdot (z + \operatorname{th} \alpha \cdot L_i) \cdot (1 + (\operatorname{tg} \beta \cdot L_i)^2)}{(z + \operatorname{th} \alpha \cdot L_i)^2 + (\operatorname{tg} \beta \cdot L_i)^2 \cdot (1 + z \cdot \operatorname{th} \alpha \cdot L_i)^2} = R_y \quad [\text{III. 28}]$$

$$\operatorname{Im}(y_e) = \frac{\operatorname{tg} \beta \cdot L_i \cdot ((z + \operatorname{th} \alpha \cdot L_i)^2 - (1 + z \cdot \operatorname{th} \alpha \cdot L_i)^2)}{(z + \operatorname{th} \alpha \cdot L_i) + (\operatorname{tg} \beta \cdot L_i)^2 \cdot (1 + z \cdot \operatorname{th} \alpha \cdot L_i)^2} = I_y \quad [\text{III. 29}]$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} z = \frac{R}{Z_c} \\ L_1 = x + \Delta L \\ L_2 = L + 2 \cdot \Delta L - L_1 \end{cases}$$

L'impédance d'entrée est donné par :

$$Z_e = \left[\frac{R_y \cdot Z_0}{R_y^2 + I_y^2} + j \cdot \left(X_L - \frac{I_y \cdot Z_0}{R_y^2 + I_y^2} \right) \right] \quad [\text{III. 30}]$$

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 $(\operatorname{MAX} \operatorname{Re}(Z_e))$ [8].

III.2.2 Analyse par des méthodes numériques

Historiquement, le développement des méthodes numériques pour la résolution des équations de Maxwell a commencé avec Kane Yee, qui a proposé en 1966 la méthode FDTD qui nécessite un maillage sous forme de cubes. Ensuite en 1968, Harrington a développé la méthode des moments et enfin en 1969 Sylvester a développé la méthode des éléments finis qui nécessite généralement un maillage sous forme de petits éléments finis .

Les méthodes numériques sont actuellement les méthodes les plus utilisées. Elles sont réparties en trois groupes selon la forme des équations électromagnétiques utilisées :

- Les méthodes intégrales sont basées sur la résolution numérique dans le domaine fréquentiel des équations intégrales de l'électromagnétisme. Parmi ces méthodes nous pouvons citer la Méthode des Moments(MoM).
- Les méthodes différentielles reposent sur une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell. Parmi ces méthodes nous trouvons la méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (FDTD) et la méthode des Matrices des Lignes de Transmission (TLM).
- Les méthodes variation elles reposent sur la division en éléments finis(tétraèdre élémentaire) de la structure étudiée et de l'environnement de propagation. Le champ électromagnétique (électrique ou magnétique) est déterminé à chaque nœud des tétraèdres élémentaires. Parmi ces méthodes nous pouvons citer la Méthode des Eléments Finis (MEF) [3].

III.2.2.1 la méthode des moments (MOM)

La méthode des moments (MOM) est une technique de résolution des équations fonctionnelles ou intégro-différentielles de l'électromagnétisme. C'est une procédure numérique de transformation des équations intégrales de l'électromagnétisme dont l'inconnue est la densité de courant surfacique en système d'équations linéaires algébriques résolues ensuite par des systèmes d'équations matricielles. Elle a d'abord été appliquée à des structures filiformes puis généralisée à des structures tridimensionnelles. Si nous considérons le cas d'une onde électromagnétique qui illumine un objet métallique de surface S , cette onde

incidente E^{inc} va induire des courants à la surface de l'objet. Ces derniers génèrent à leur tour un champ qui sera diffusé par l'objet E^{dif} ;

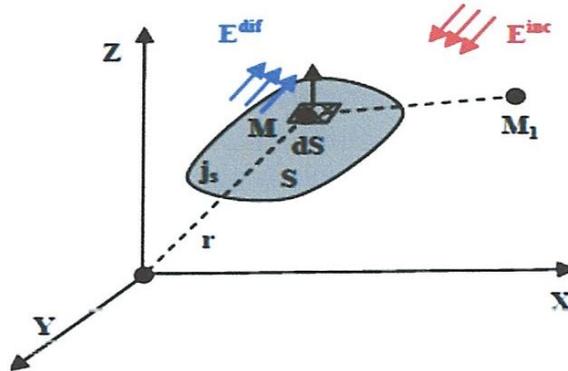


Figure III.9 : Diffusion du champ électrique[17].

A la surface du conducteur l'interaction de l'onde incidente avec la structure est donnée par la formulation suivante :

$$\vec{n} \wedge (\overline{E^{inc}} + \overline{E^{dif}}) = Z_S(w) J_S \quad [\text{III-31}]$$

Avec E^{inc} : Champ électrique incident.

E^{dif} : Champ électrique diffusé.

Z_S : Impédance de la surface étudiée. Elle est définie comme étant le rapport des composantes des champs électrique et magnétique.

J_S : Le courant surfacique.

En exprimant les composantes du champ électrique diffusé en fonction de la distribution des courants et de charges et après discrétisation de la structure étudiée, le courant est exprimé sous forme de fonctions de test pondérées par les différentes valeurs des courants aux nœuds des subdivisions. Le problème est alors ramené à un système d'équations matricielles de la forme suivante :

$$[Z][I] = [V] \quad \text{[III-32]}$$

Avec

[Z]: la matrice des impédances.

[I]: le vecteur des courants à calculer.

[V]: le vecteur de la tension d'excitation.

Ainsi le calcul de la distribution de courant à la surface de l'objet va permettre par la suite le calcul du champ électrique diffusé en tout point de l'espace. L'avantage d'utiliser la méthode des moments est que cette méthode modélise seulement la géométrie de la structure à étudier sans modéliser son environnement. Elle permet ainsi d'insérer facilement les différents composants discrets que nous pouvons trouver sur une carte électronique.

Cependant l'inconvénient principal de cette méthode est que la résolution des structures où la géométrie contient différents milieux diélectriques ou magnétiques se révèle délicate. De plus, la résolution est effectuée dans le domaine fréquentiel, ce qui complique le traitement des non linéarités. Enfin cette méthode nécessite un calcul pour chaque point de fréquence ce qui entraîne des temps de calcul élevés pour obtenir une réponse sur un large spectre fréquentiel. De plus, si le pas de fréquence n'est pas assez fin le risque est de perdre des informations et, plus particulièrement, de ne pas voir certaines fréquences de résonances.

Pour résumer, la méthode des moments est utilisée essentiellement dans le domaine fréquentiel bien que des versions temporelles existent. Elle est appropriée pour les structures dont la plus grande dimension ne dépasse pas, en général, quelques longueurs d'ondes. Au-delà de cette limite qui dépend en partie du choix des fonctions de base, le coût en temps de calcul et la taille de la mémoire nécessaire deviennent excessifs.

III.2.2.2 La méthode des différences finies dans le domaine temporel(FDTD)

La méthode « FDTD » est une des méthodes les plus utilisées en modélisation électromagnétique. Elle permet de modéliser la structure à étudier d'une manière très proche de la réalité.

Le principe de la méthode consiste à transformer les équations de Maxwell en des équations discrétisées. Ensuite les différentes composantes du champ électromagnétique sont calculées à partir d'un algorithme de calcul itératif temporel. En partant des deux équations de Maxwell

équation III.33, et en définissant un pas temporel Δt et des pas spatiaux (Δx , Δy , Δz) dans le but de réaliser un maillage de la structure dans un espace tridimensionnelle (Figure III.10)

$$\begin{cases} \text{rot } \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \\ \text{rot } \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \end{cases} \quad \text{[III.33]}$$

$$\begin{cases} \frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon_x} \left(-\frac{\partial H_y}{\partial z} + \frac{\partial H_z}{\partial y} - \sigma_x E_x \right) \\ \frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon_y} \left(-\frac{\partial H_z}{\partial x} + \frac{\partial H_x}{\partial z} - \sigma_y E_y \right) \\ \frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon_z} \left(-\frac{\partial H_x}{\partial y} + \frac{\partial H_y}{\partial x} - \sigma_z E_z \right) \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} \mu \frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \\ \mu \frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \\ \mu \frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \end{cases}$$

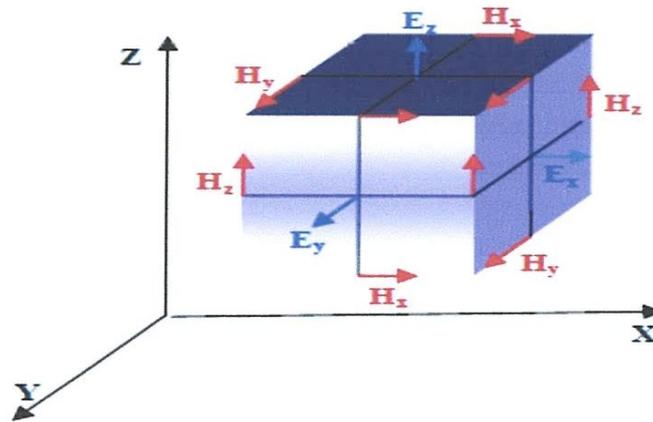


Figure III.10: Décomposition Spatiale du volume de calcul

Les composantes du champ magnétique H sont calculées aux instants $(t + n \Delta t)$ tandis que celles du champ électrique E sont calculées aux instants :

$$\left(t + \frac{1}{2} n \Delta t \right).$$

Nous pouvons noter que les composantes des champs E sont calculées avec un décalage d'une demi itération temporelle par rapport à l'instant où sont calculées celles des champs H (Figure III.11).

Le principe de la MEF consiste à résoudre les équations de Maxwell en recherchant les minima de l'expression intégrale suivante :

$$F(\vec{H}) = \int_V \frac{1}{\mu} \left[\text{rot} \vec{H} \cdot \text{rot} \vec{H}^* - k^2 \varepsilon_r \vec{H} \cdot \vec{H}^* \right] dv \quad [\text{III-34}]$$

Avec:

\vec{K} : le vecteur d'onde

La fonction F représente la différence entre l'énergie magnétique et l'énergie électrique. La précision de calcul dépend directement du critère de convergence qui doit avoir une valeur tendant vers zéro. Cette fonction est approximée à l'ordre K en chacun des Nœuds. À partir de ce principe, la méthode des éléments finis est dite variation elle.

L'avantage de la MEF est que la résolution est fondée sur des surfaces élémentaires. Ainsi, si la structure présente différents milieux diélectriques ou magnétiques, la méthode garde toute son efficacité. Cependant, si la structure étudiée est de grandes dimensions et/ou complexe, le nombre de maille augmente ce qui donne un nombre considérable d'équations à résoudre et cela influe sur le temps de calcul et l'espace mémoire nécessaire.

III.2.2.4 La méthode des matrices des lignes de transmission (TLM)

La méthode des lignes de transmission (TLM) est une méthode temporelle basée sur le principe de l'équivalence entre les équations de Maxwell et celles des lignes de transmission [20].

Globalement les éléments de la structure sont modélisés par des charges localisées et les propriétés des milieux de propagation entre ces éléments par les différentes caractéristiques des lignes de transmission. L'excitation par une onde électromagnétique incidente est transformée en une impulsion de tension ou de courant [21].

La méthode TLM divise la structure à étudier en petits éléments. Ces éléments sont modélisés par une matrice cartésienne tridimensionnelle composée de nœuds séries et parallèles. Les nœuds condensés symétriques sont reliés entre eux par des lignes de transmission bifilaires permettant de simuler la propagation d'impulsion Figure III.13.

Lorsque nous excitons un nœud par cette impulsion, l'énergie qui accompagne cette excitation va se propager dans les six directions de façon isotrope.

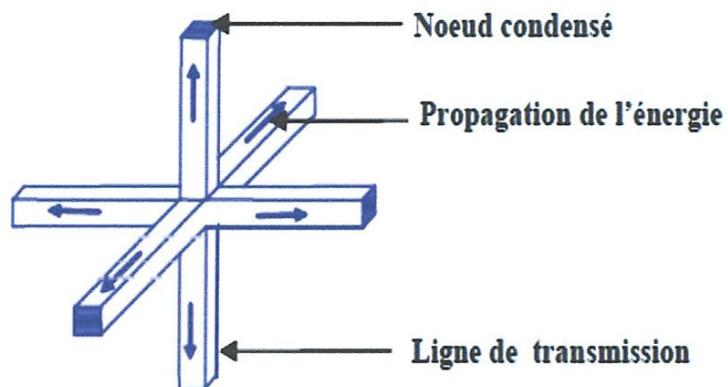


Figure III.13: Nœud Symétrique Condensé[17].

La méthode TLM présente en général les mêmes avantages et inconvénients que la méthode des différences finies..

III.3 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de quelques méthodes d'analyses, applicable à des structures d'antennes micro-rubans de forme quelconque et jugées les plus utilisées pour le traitement de ces dernières. Nous avons détaillé le principe de la méthode des moments puisqu'elle sera choisie pour l'analyse de notre problème

Chapitre IV

IV.1 INTRODUCTION

Ce chapitre a pour objectif d'étudier les caractéristiques et les avantages des antennes de formes fractales. Notre but s'est orienté vers la conception et la simulation de l'antenne fractale à géométries auto similaires : le tapis de sierpinski en modèle 1 et en modèle 2,

Dans ce travail les différentes simulations ont été réalisées par le logiciel **IE3D**

IV.2 SIMULATION DES ANTENNES FRACTALES

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 paramètres statiques et des conditions de fonctionnement selon l'objectif fixé à priori. Pour l'antenne fractale, le but est de profiter des caractéristiques électromagnétiques de sa géométrie spéciale pour avoir un caractère multi-bandes.

En raison de leur complexité géométrique, il est très difficile de prévoir les propriétés de rayonnement des antennes fractales en utilisant des calculs symboliques. Il existe beaucoup de méthodes numériques pour prévoir les performances des antennes. Toutes ces techniques sont basées sur la résolution des formes discrètes des équations de Maxwell du champ en fonction du temps[3].

IV.3 OUTILS NUMERIQUES 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 logiciels commerciaux qui permettent la modélisation et le calcul du comportement électromagnétique des différentes structures. Parmi ces logiciels on peut citer le logiciel SuperNEC (Poynting Software), le HFSS (Ansoft), le Momentum (Agilent), le IE3D (Zeland Software)...

IV.4 PROCEDURE DE CONCEPTION

L'objectif principal d'une conception est d'atteindre des caractéristiques de fonctionnement spécifiques pour une fréquence désirée, dans le cadre de notre mémoire, nous allons concevoir des antennes imprimées capable de fonctionner dans différent standards de communications radio mobiles. Donc nous sommes concernés par les bandes de fréquences respectivement pour le **modèle 1** :1.8 / 2.7/4.2/5.3/5.6/6.7/7.7/8.1/9.8 GHz et pour le **modèle 2** :1.8/2.6/3.4/5.1/5.9/6.4/8.4/8.9 GHz.

IV.4.1 SUBSTRAT DIELECTRIQUE

Les substrats exploités dans la conception des antennes imprimées sont nombreux. Leurs permittivités relatives varient de 2.2 à 12 ($2.2 < \epsilon_r < 12$). 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.

Le substrat joue deux rôles :

- **Electriquement** : C'est une partie intégrante de la ligne de transmission, des circuits, et des antennes.
- **Mécaniquement** : C'est le support de la structure.

Dans ce mémoire, on a utilisé comme substrat le verre époxy de type FR4 (tableau IV.1), notre choix est justifié par le fait que ce type est largement disponible et que le FR4 peut fonctionner jusqu'à la fréquence 10GHz.

- Il a été largement répandu dans la conception de antennes patch, antennes filaires, et d'autres antennes de RF/sans fil.
- Il est utilisé pour calculer et tracer les paramètres S11, VSWR (voltage standing-wave ratio), distribution de courant aussi bien que le diagramme de rayonnement

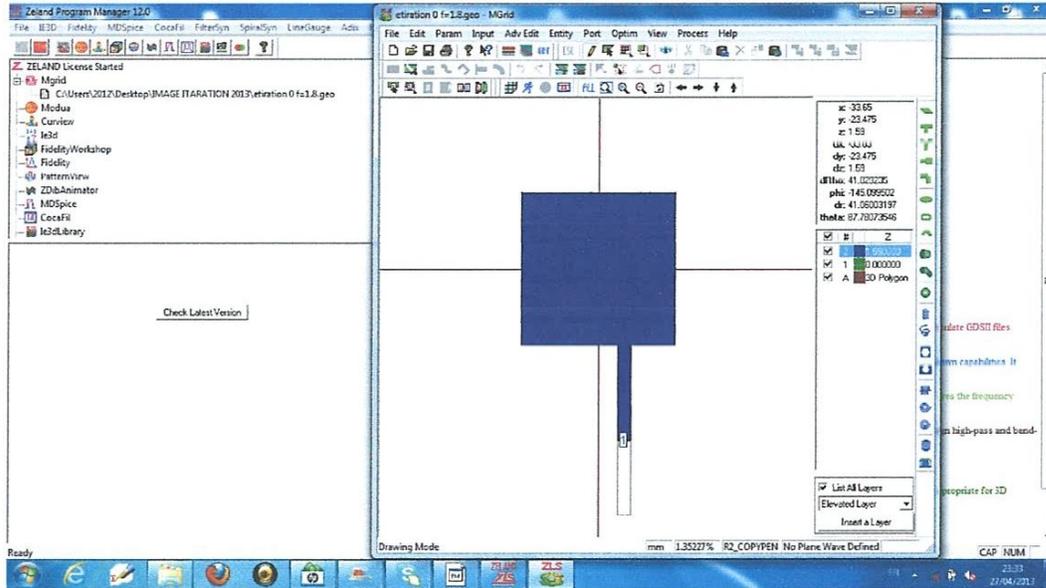


Figure IV .1: Enivrement IE3D.

IV.6 SIMULATION DE L'ANTENNE TAPIS DE SIERPINSKI

MODELE 1 :

Antenne micro-ruban à base de tapis de sierpinski est caractérisée par :

- fréquence de résonance $f = 1.8$ (GHz)
- substrat diélectrique FR4 ($\epsilon_r = 4,4$)
- $h = 1.59$ (mm)

Après calcul et comparaison avec le logiciel EM-TALK on a aboutie aux résultats :

- Élément rayonnant $L_p = W_p = 37$ (mm)

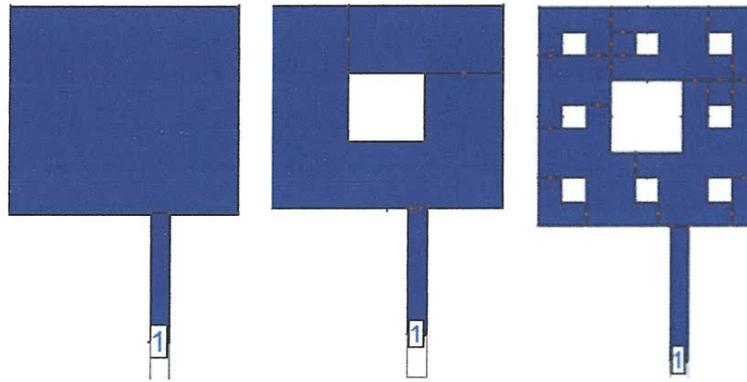


Figure IV. 2 : Trois itérations de l'antenne proposée.

❖ ITERATION 0

La figure IV .3 représente les paramètres de l'élément rayonnant de base

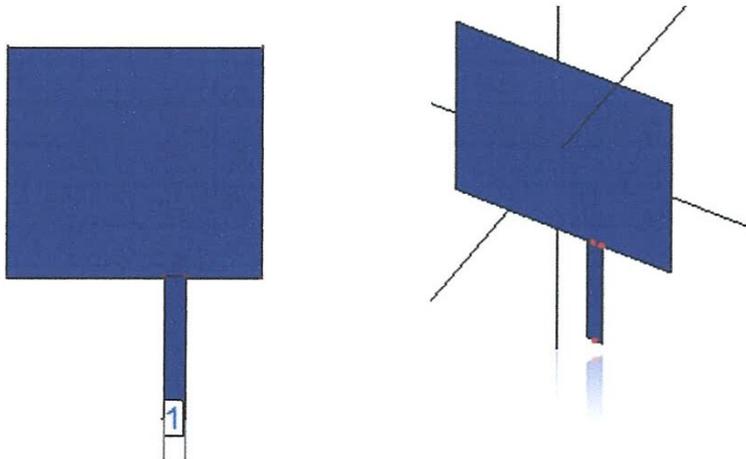
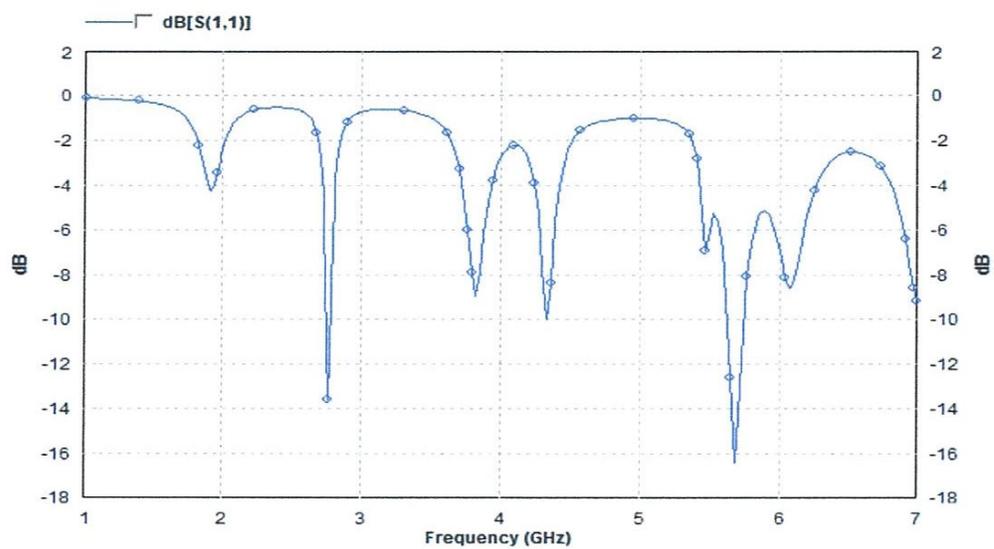
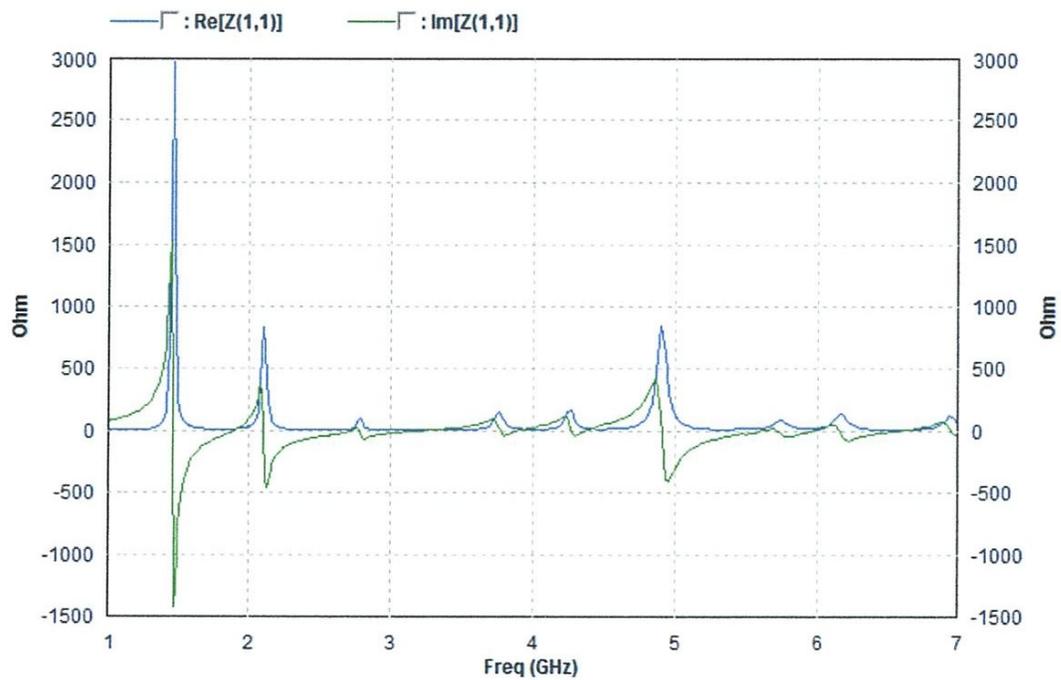


Figure IV. 3 : La vue 3D de l'antenne proposée de base.

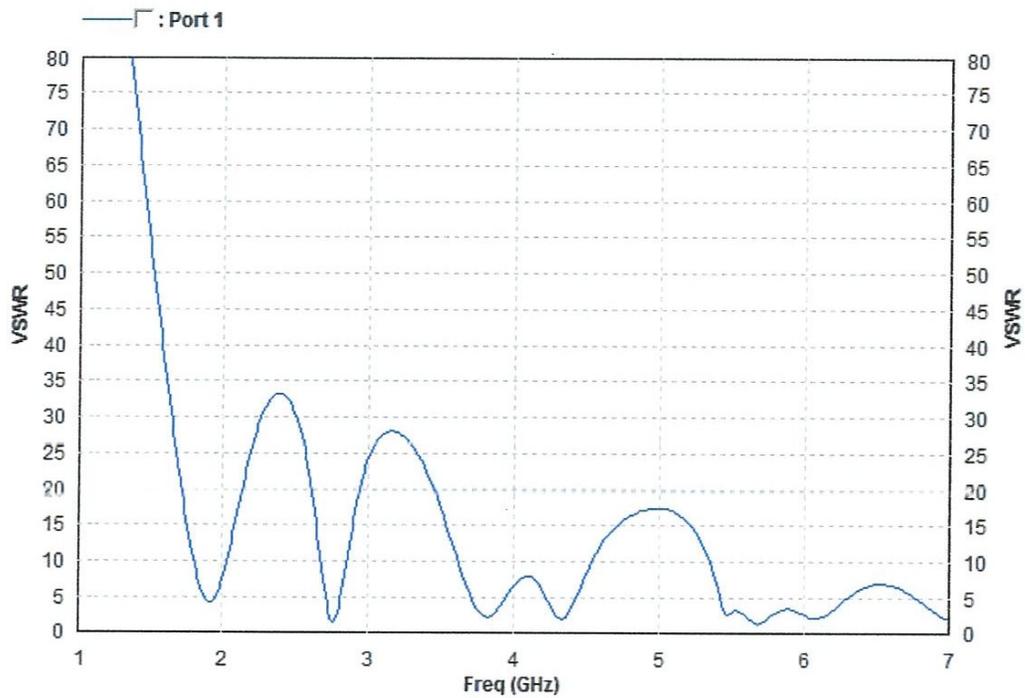
Sur les figures (IV. 3. a, IV.3.b et IV.3.c), représentent respectivement le coefficient de réflexion, le rapport d'onde stationnaire ROS et la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée.



-a-



-b-



-c-

Figure IV.4 : (a) Coefficient de réflexion, (b) L'impédance d'entrée (partie réelle et Imaginaire). (c) rapport d'onde stationnaire

Le caractère multi-bande est présent, avec un bon rayonnement pour les fréquences 1.8GHz, 2.7GHz, et 5.7 GHz qui est traduit par les valeurs, de S_{11} respectivement -, -13.26, -16.20 dB qui correspond à une partie imaginaire nulle de l'impédance d'entrée avec VSWR inférieur à 2.

La figure IV.5, représentent les diagrammes de rayonnement 3D et 2D pour l'itération 0

On remarque que l'antenne a un comportement omnidirectionnel dans la demi-sphère supérieure pour la fréquence 1.8 GHz. par contre il y'a un recule de côté droite du plan H pour la fréquence 2.7GHz et pour la fréquence 5.4 GHz l'apparition des lobes est bien claire.

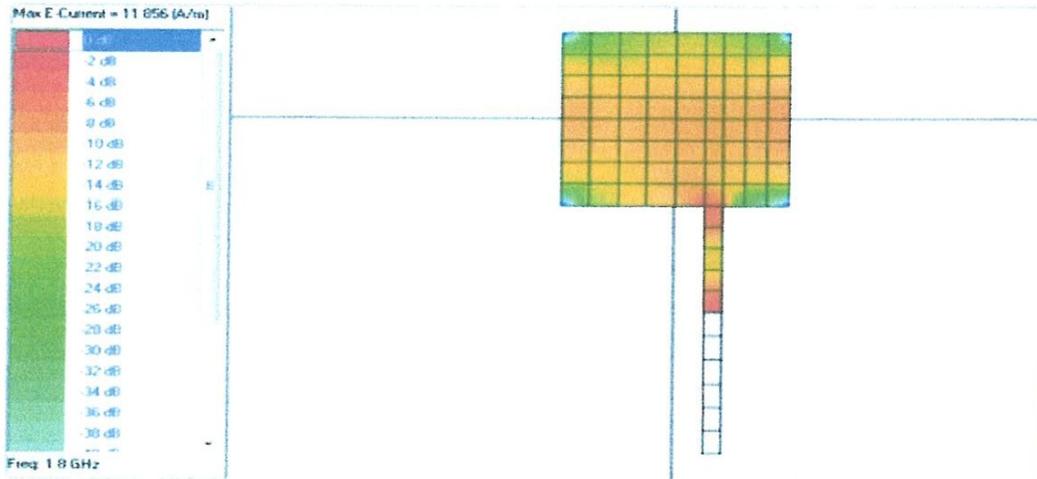


Figure IV.6 : distribution de courant en 3D.

❖ ITERATION 1

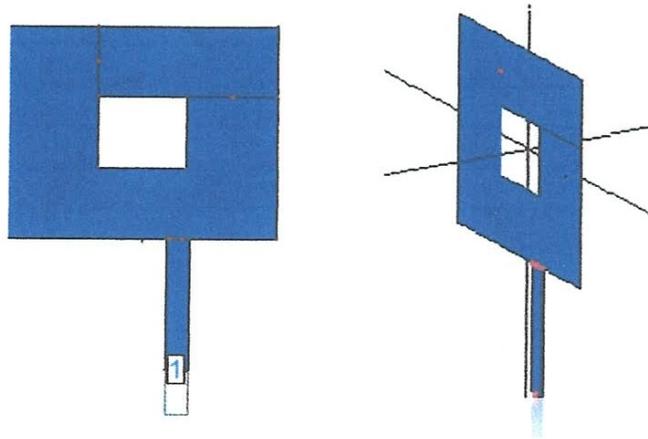
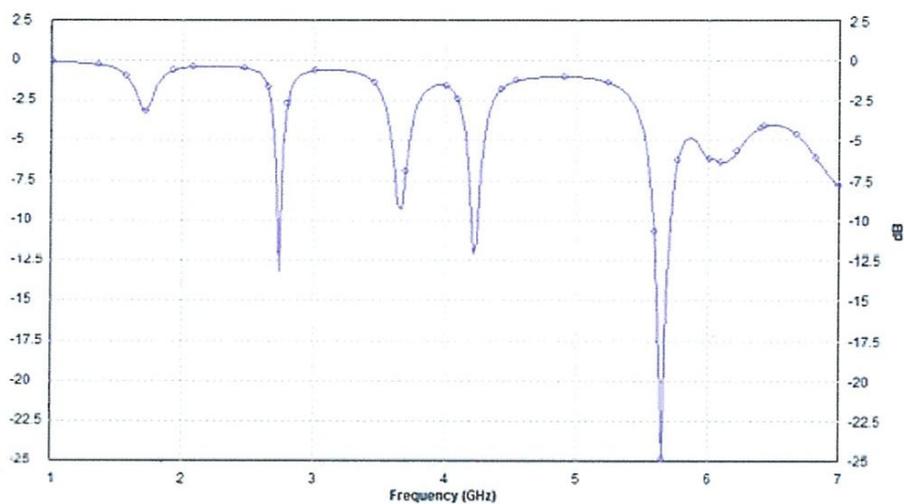
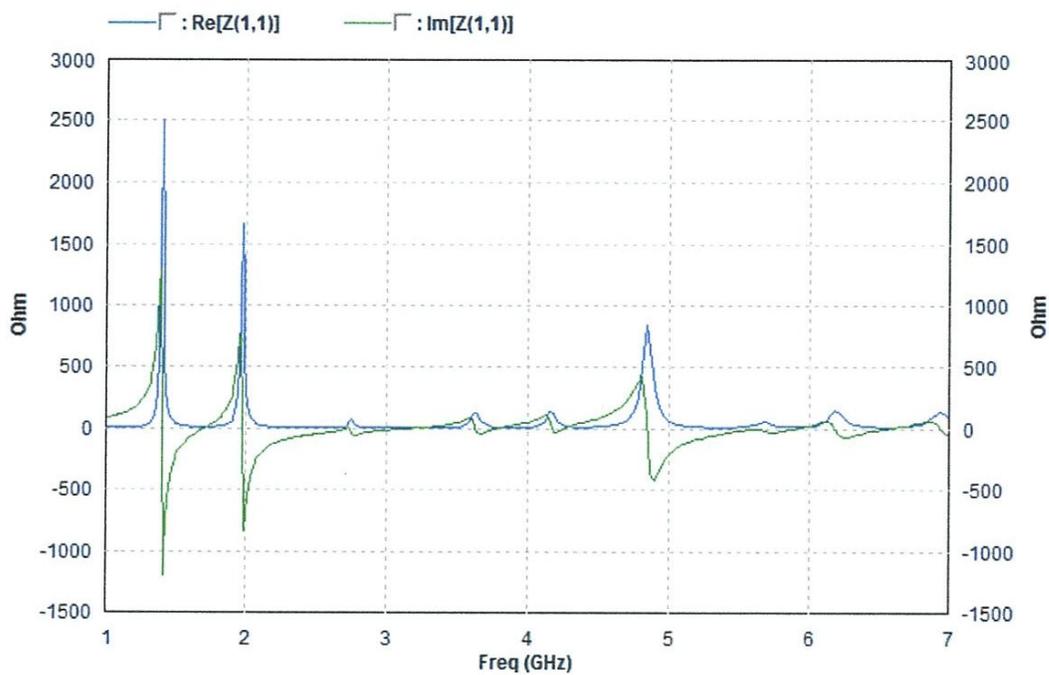


Figure IV. 7 : La vue 3D de l'antenne pour l'itération 1.

La figure IV.8 représente respectivement le coefficient de réflexion, le rapport d'onde stationnaire et les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne pour l'itération 1.



-a-



-b-

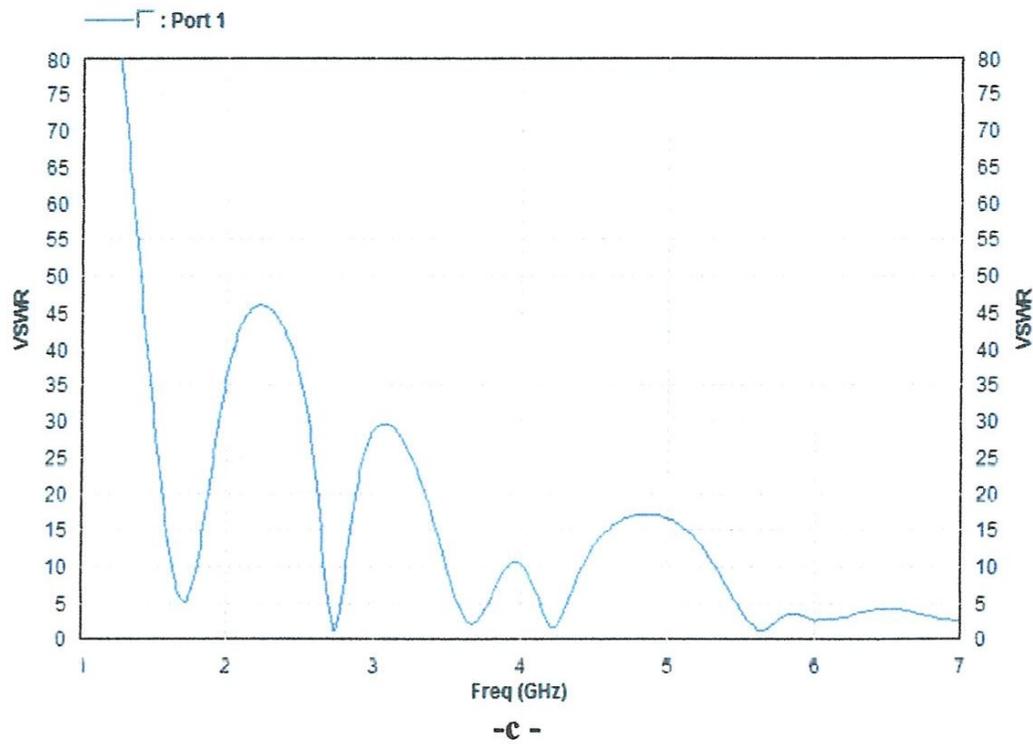


Figure IV.8 : (a) Coefficient de réflexion, (b) rapport d'onde stationnaire
(c) L'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire).

Ici notre antenne est devenue sensible par rapport à l'itération 0.

La visualisation du courant pour la fréquence de résonance de l'itération 1 est illustrée sur la figure IV.9.

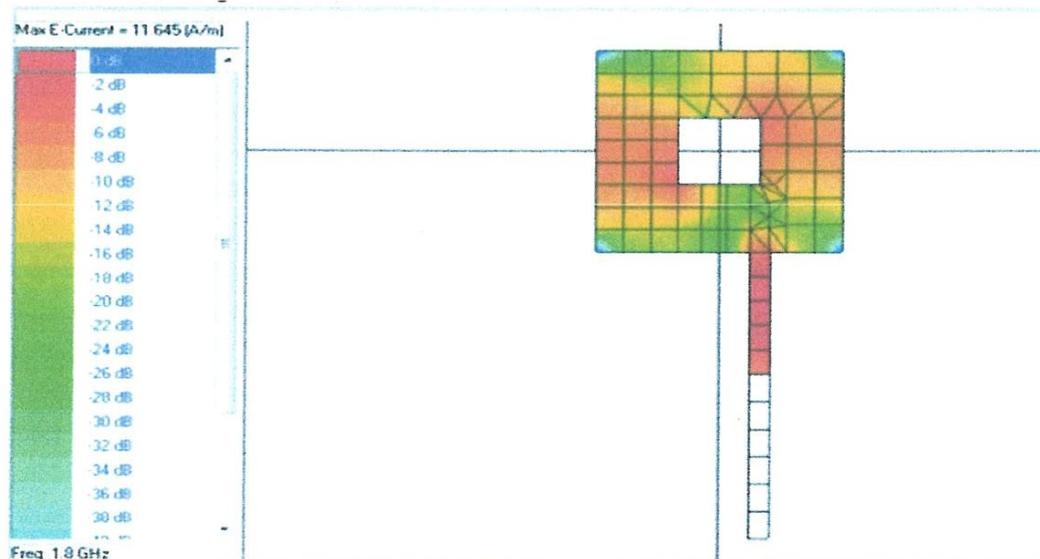
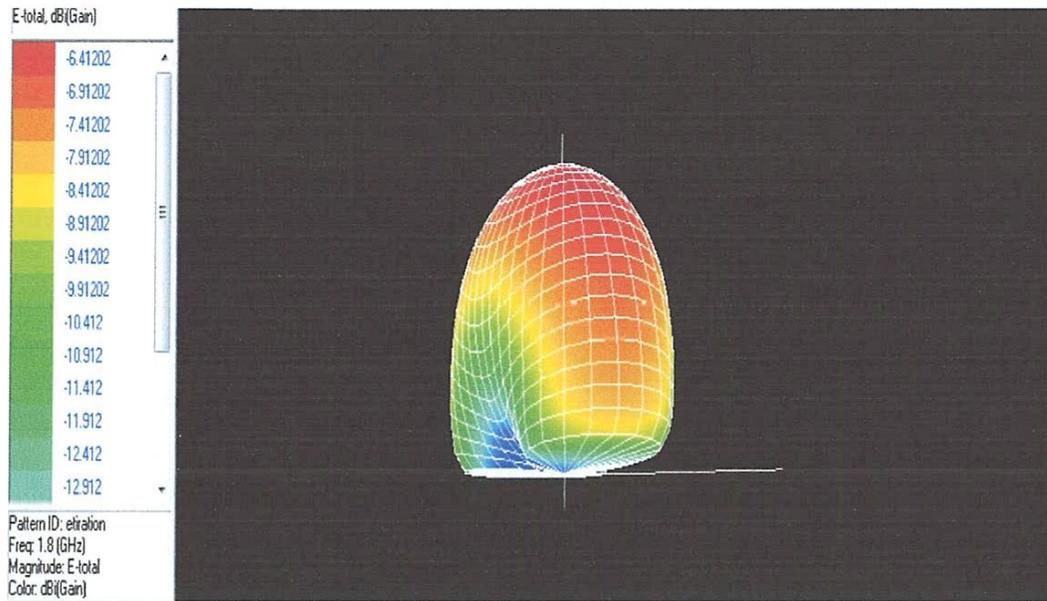


Figure IV.9 : distribution de courant itération 1.

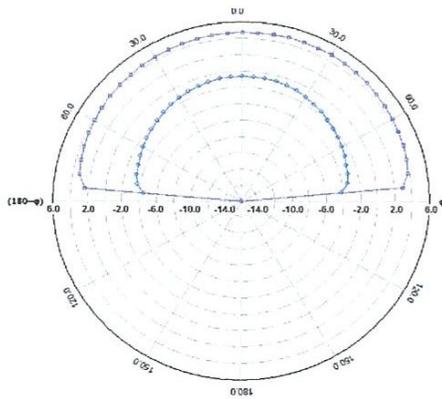
Les caractéristiques de rayonnement en 3D et 2D de l'antenne à la fréquence de résonance sont présentées dans la figure (IV.10) dans les deux plans ($\phi=0^\circ$, $\phi=90^\circ$).



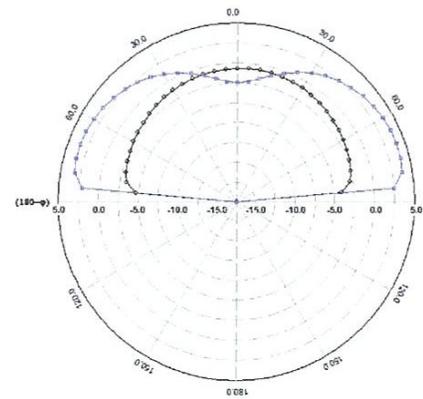
-3D-

—◆— etiracion , f=1.8(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=-0.67429 dB, AG=-5.04942 dB
—□— etiracion , f=1.8(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=4.73724 dB, AG=1.0841 dB

—◆— etiracion , f=2.7(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=-15.6119 dB, AG=-20.1343 dB
—□— etiracion , f=2.7(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=-6.91584 dB, AG=-14.4258 dB



f=1.8GHz



f=2.7GHz

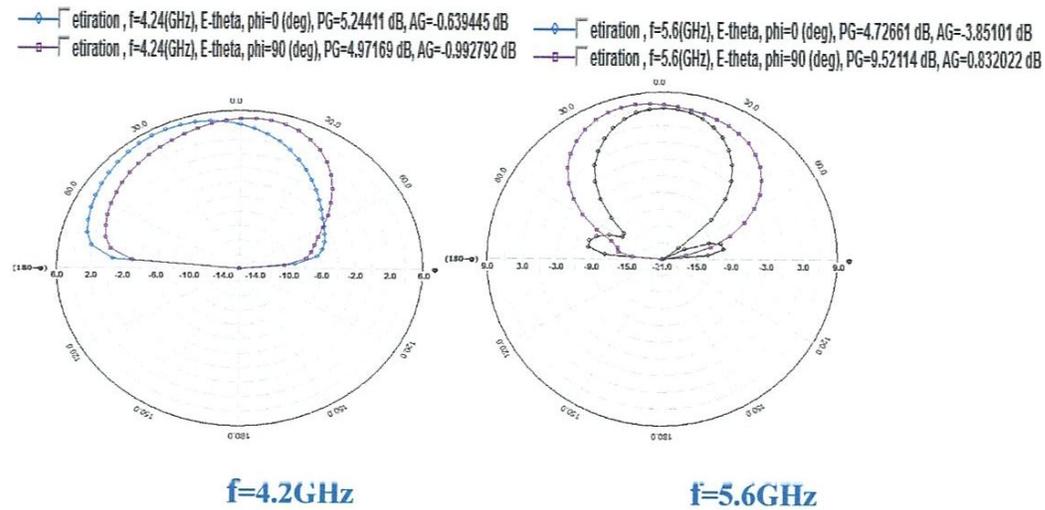


Figure IV.10 : Diagramme de rayonnement 3D et 2D pour l'itération 1.

Nous remarquons que le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel pour la fréquence 1.8GHz, et il perd un petit peu de ses performances pour les deux autres fréquences 2.7 GHz et 5.6 GHz.

❖ ITERATION 2 :

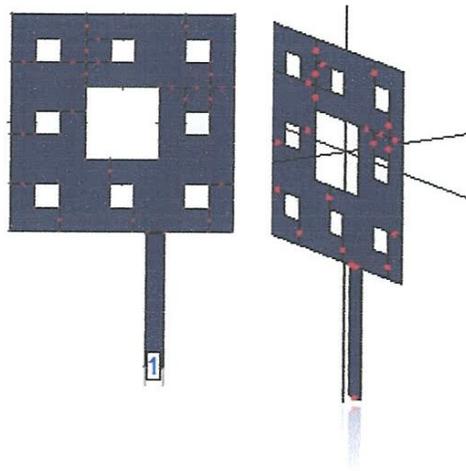
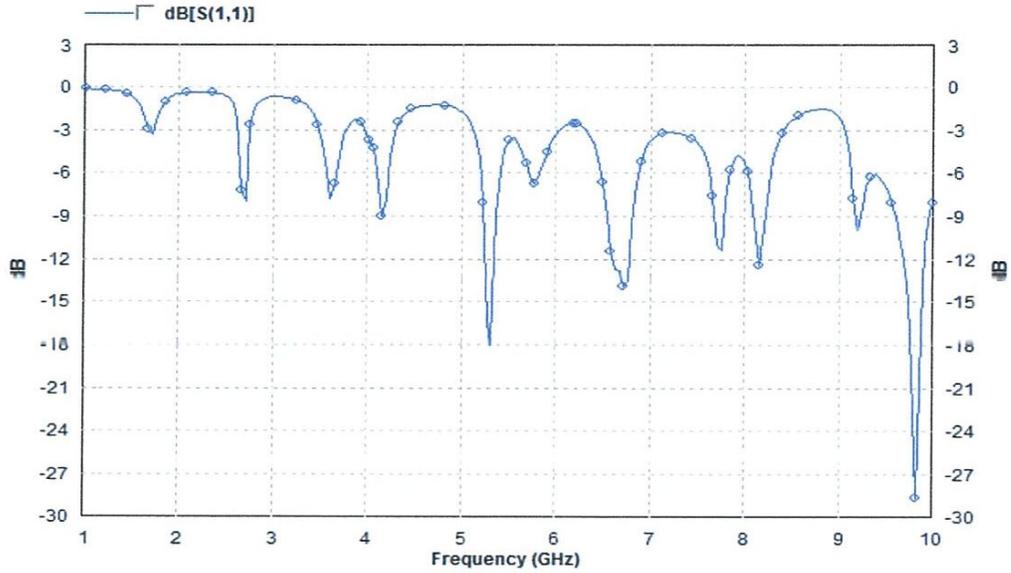


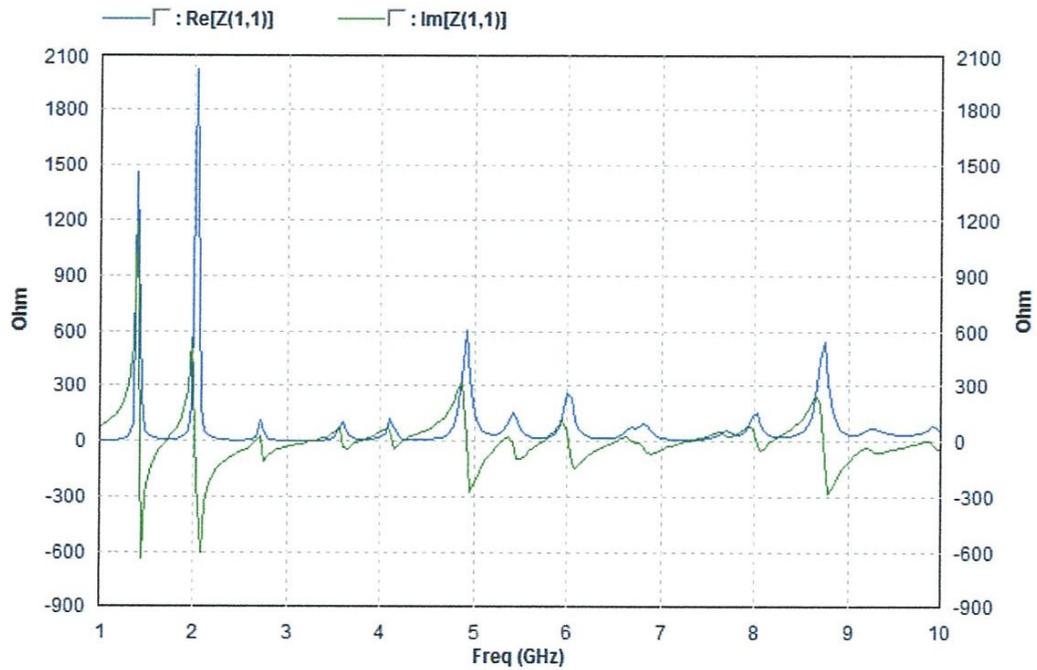
Figure IV. 11: La vue 3D de l'antenne pour itération 2.

Nous avons simulé par la suite le coefficient de réflexion S11 L'impédance d'entrée et le ROS pour la 2^{ème} itération, les résultats de simulations obtenus sont donnés par la figure IV.12.



-a-

Z-Parameters Display



-b-

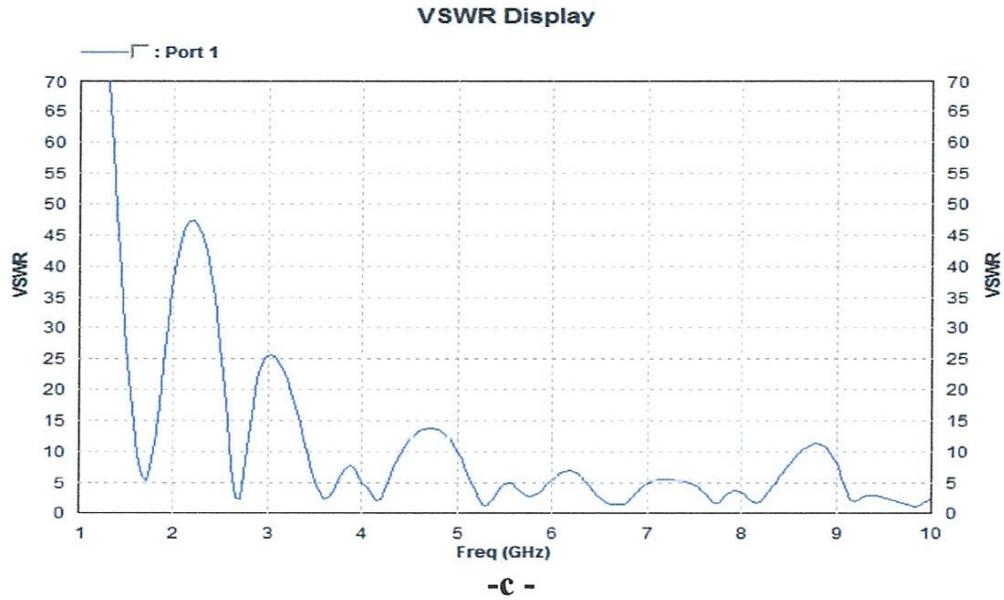


Figure IV.12: (a) Coefficient de réflexion, (b) L'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire), (c) rapport d'onde stationnaire

La représentation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence montre l'apparition de plusieurs fréquences. Six pics de résonances avec des valeurs de S_{11} inférieur à -10 dB.

La visualisation du courant pour la fréquence de résonances 1.8 GHz de l'itération 2 est illustrée dans la figure IV.13.

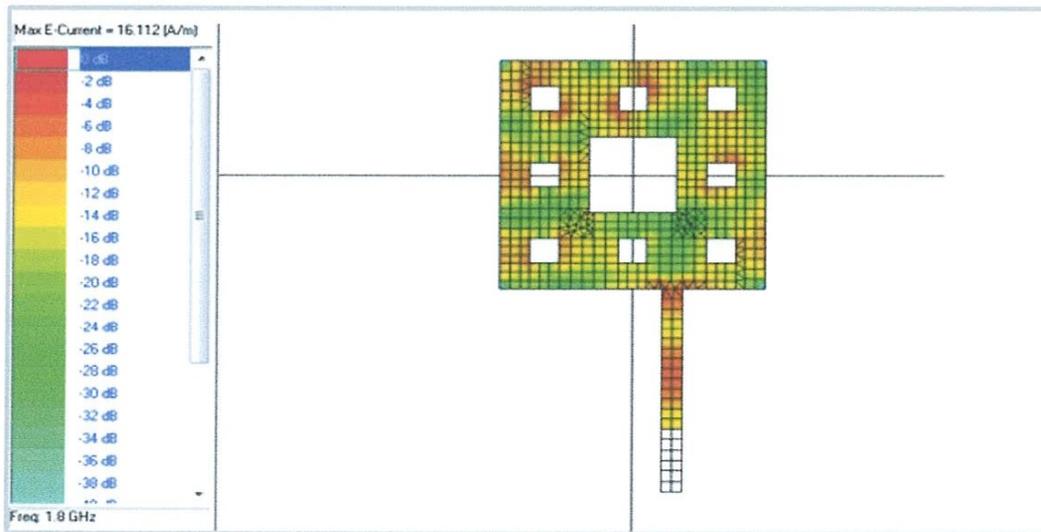
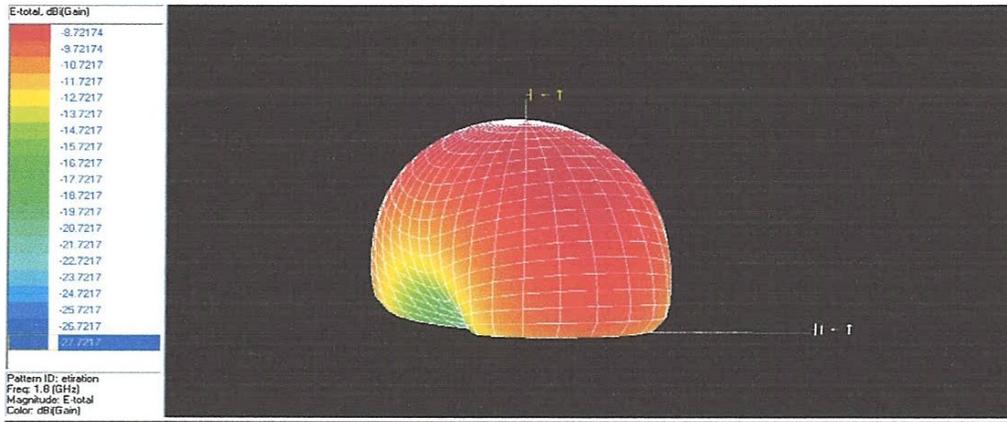
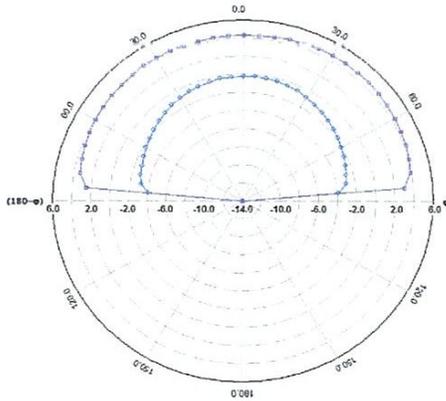


Figure IV.13 : Distribution de courant itération 2.



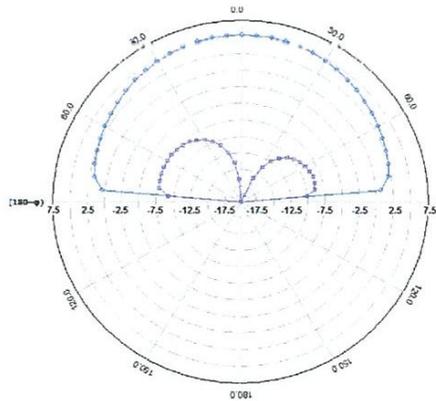
3D-

- etiration, f=1.8(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=-0.203834 dB, AG=-4.58827 dB
- etiration, f=1.8(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=4.54646 dB, AG=0.999802 dB



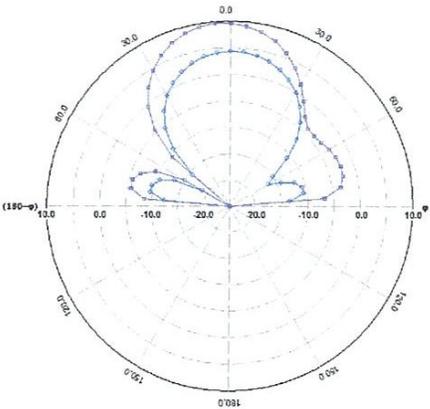
f=1.8GHz

- itiration1, f=2.4(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=5.3363 dB, AG=0.754751 dB
- itiration1, f=2.4(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=-7.49166 dB, AG=-13.1664 dB



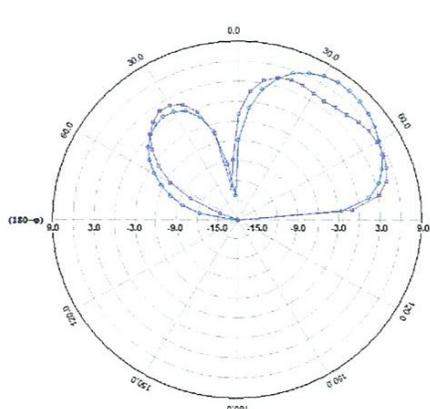
f=2.4GHz

- etiration, f=5.3(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=4.24671 dB, AG=-4.23165 dB
- etiration, f=5.3(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=9.66227 dB, AG=0.743853 dB



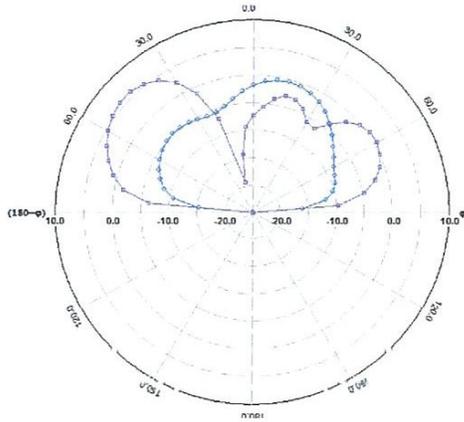
f=5.3GHz

- etiration, f=6.7(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=7.37921 dB, AG=-0.315076 dB
- etiration, f=6.7(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=5.4689 dB, AG=-1.17993 dB

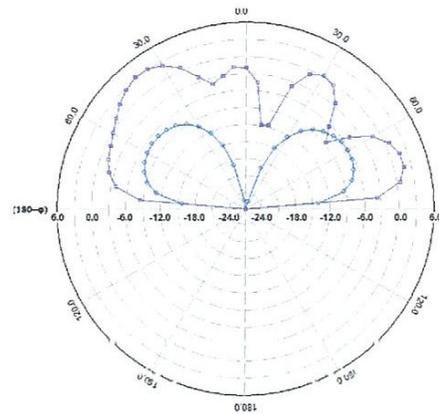


f=6.7GHz

◆ etiration , f=7.7(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=-0.532472 dB, AG=-7.76415 dB ◆ etiration , f=8.2(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=-6.40384 dB, AG=-12.8716 dB
■ etiration , f=7.7(GHz), E-theta, phi=80 (deg), PG=5.89862 dB, AG=-2.70043 dB ■ etiration , f=8.2(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=3.25856 dB, AG=-3.94252 dB

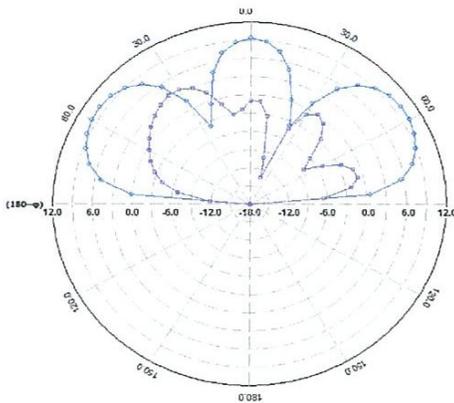


f=7.7GHz

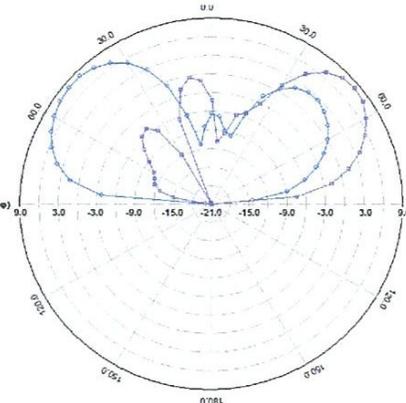


f=8.2GHz

◆ etiration , f=9.2(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=10.0335 dB, AG=4.22953 dB ◆ etiration , f=9.8(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=8.18554 dB, AG=-0.273 dB
■ etiration , f=9.2(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=3.79128 dB, AG=-3.92792 dB ■ etiration , f=9.8(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=8.20554 dB, AG=-1.90912 dB



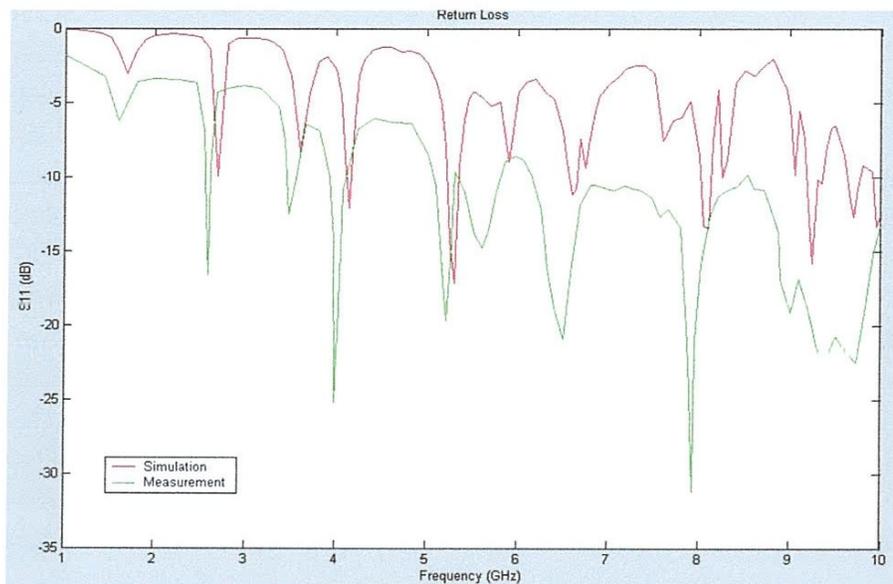
f=9.2GHz



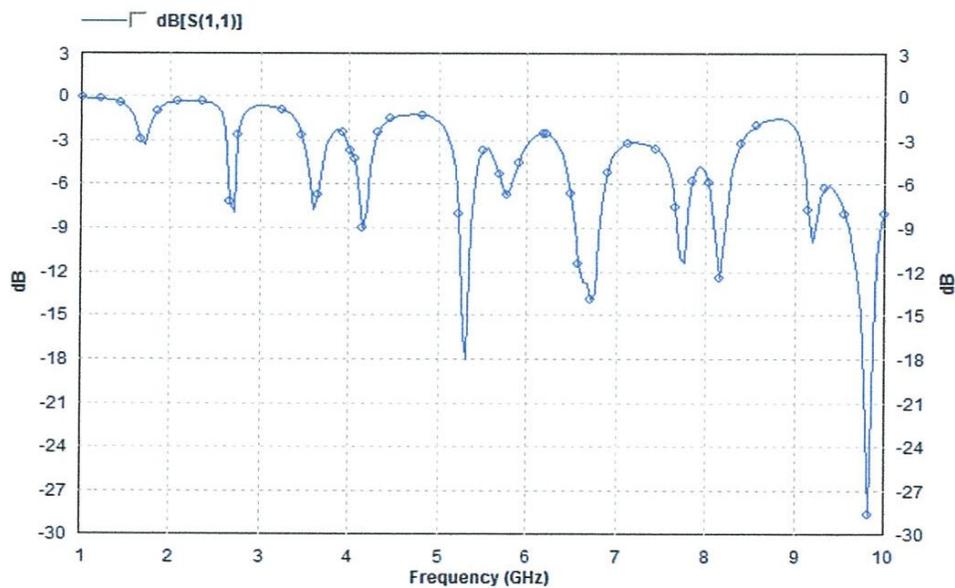
f=9.8GHz

Figure IV.14: Diagramme de rayonnement 3D et 2D pour l'itération 2.

Pour valider nos résultats une étude comparative avec la littérature [19] a été effectuée pour l'itération 2.



-a-



-b-

Figure IV. 15: Comparaison du coefficient de réflexion, simulation de [19] cas (a) et notre simulation par IE3D cas (b).

La représentation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence montre l'apparition de plusieurs fréquences de résonances avec des valeurs de S11 inférieur à -10 dB, ce qui veut dire une bonne résonance.

Le tableau (IV.2) résume les résultats obtenus :

Telle que Bande passante $B_p = \frac{f_s - f_i}{f_c} \times 100$ (%).

Itérations	Fréquences (GHz)	S11 (dB)	VSWR	Bande passante (%)	Gain (dBi)
0	2.7	-13.26	1.30	2.96	-6.02
	4.4	-10	1.85	-	-0.53
	5.7	-16.2	1.05	2.80	6
1	2.77	-13.5	1.33	2.16	-4.01
	4.24	-12.49	1.40	1.88	1.91
	5.61	-25	0.98	3.03	6.98
2	5.3	-18	1.03	3.77	6.43
	6.7	-14.4	1.29	4.47	2.85
	7.7	-11.4	1.51	2.59	1.77
	8.2	-12	1.43	1.82	-2.61
	9.2.	-10	1.85	-	1.99
	9.8	-29.5	0.97	4.08	2.98

Tableau IV.2 : Différents résultats pour les trois itérations.

✚ MODELE 2 :

La configuration de cette structure est similaire au précédente ; en effet, la structure proposée est construite en divisant le carré horizontalement et verticalement par 3, ce qui nous donne neufs petits carrés à une échelle réduit, par suite on enlève le carré central supérieur pour avoir l'itération 1, et on répète la même opération sur cette dernière structure pour obtenir l'itération 2.

Cette antenne est caractérisée par :

- fréquence de résonance $f = 1.8$ (GHz)
- substrat diélectrique FR4 ($\epsilon_r = 4,5$)
- $h = 1.6$ (mm)

Après calcul :

- Élément rayonnant $L_p = W_p = 39.1$ (mm)

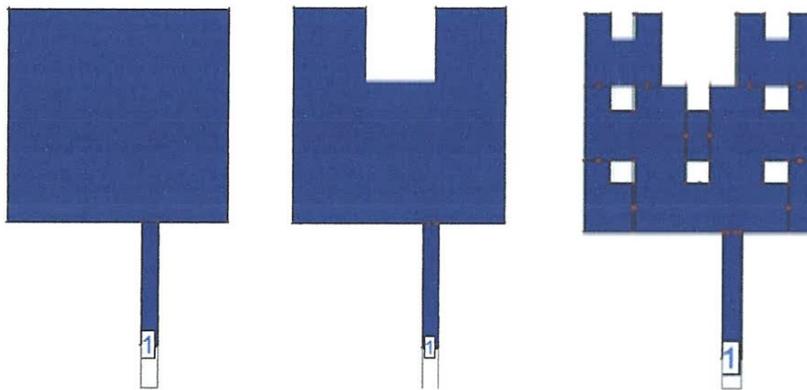


Figure IV.16: Trois itérations de l'antenne proposée.

❖ ITERATION 0 :

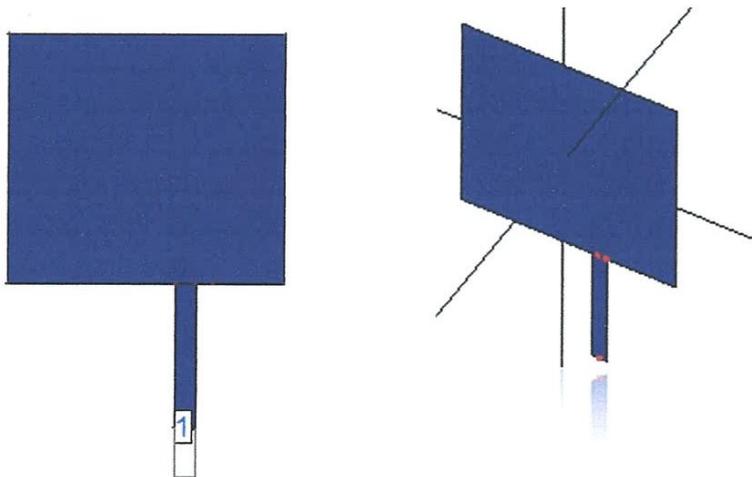
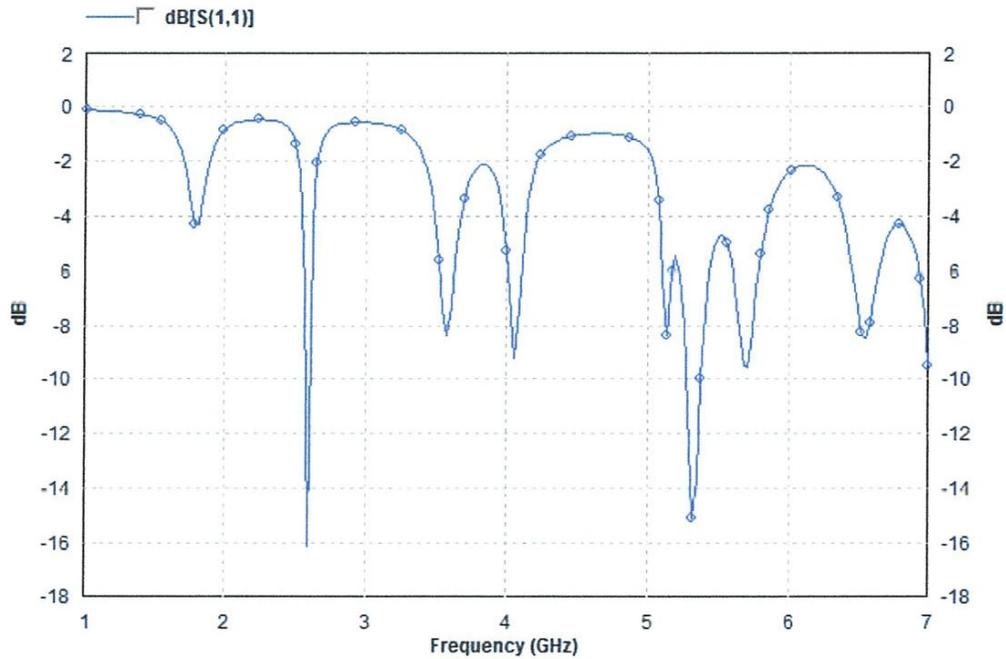
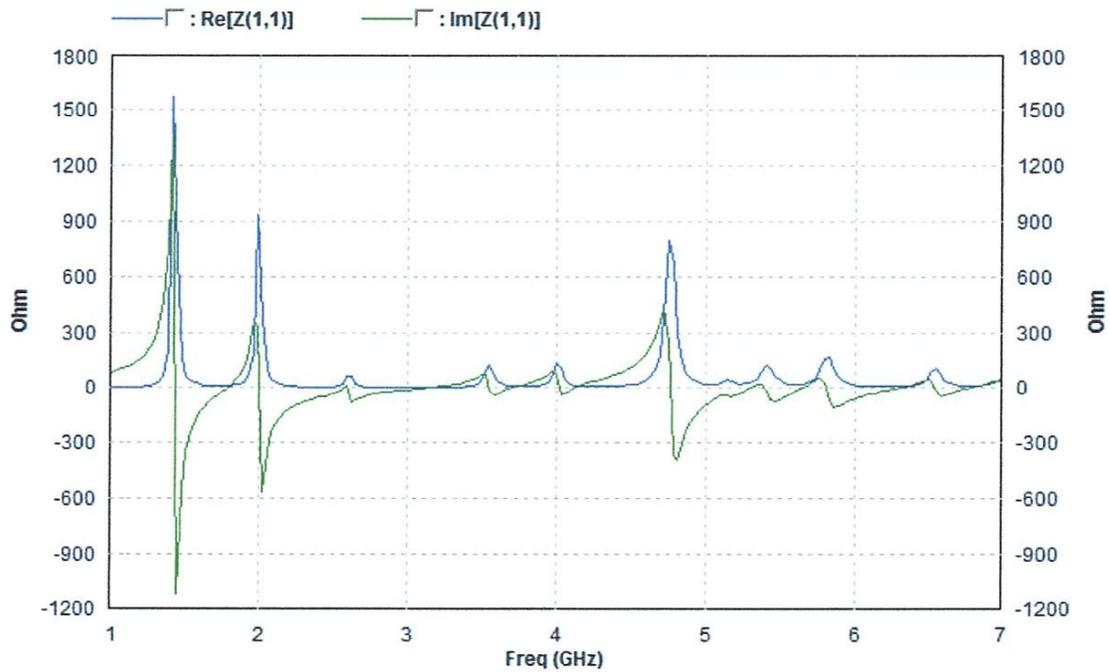


Figure IV.17 : Vue 3D de la structure proposée à l'itération 0.

Les figures (IV. 18. a, IV.18.b et IV.18.c), représentent respectivement le coefficient de réflexion, le rapport d'onde stationnaire ROS et la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée.



-a-



-b-

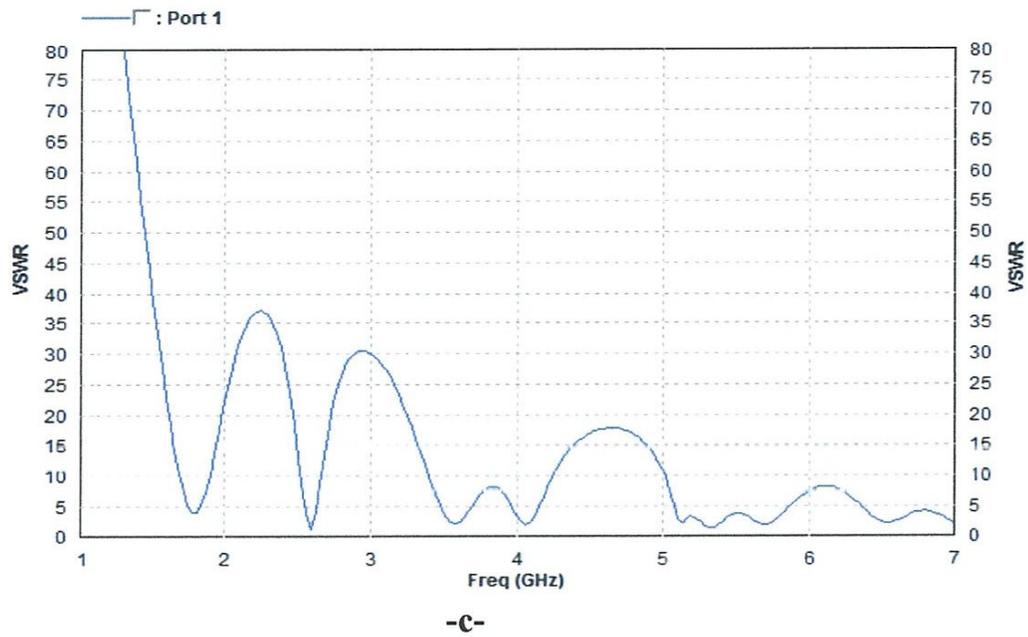


Figure IV.18 : (a) Coefficient de réflexion, (b) L'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire). (c) rapport d'onde stationnaire.

La visualisation du courant pour la fréquence de résonance de l'itération 0 est illustrée dans la figure IV.19 :

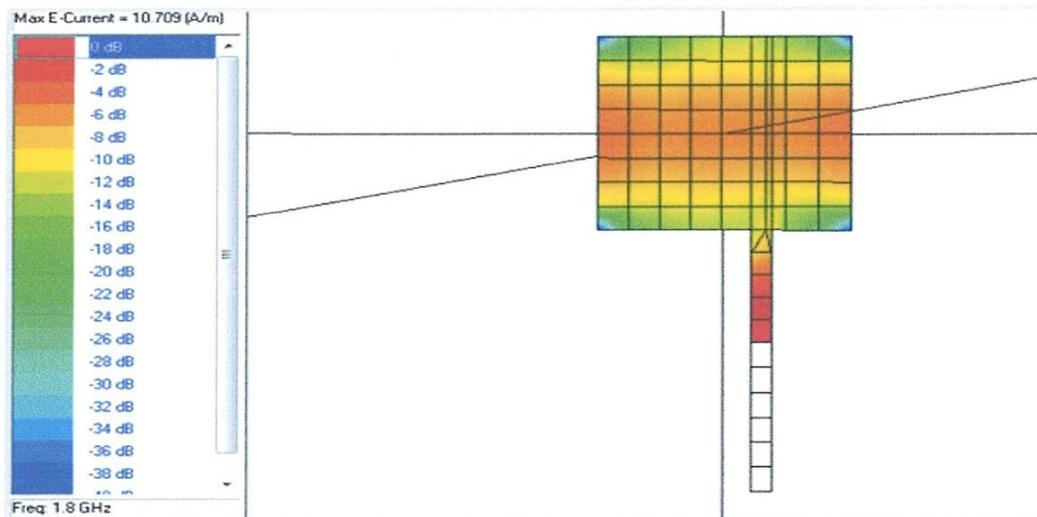
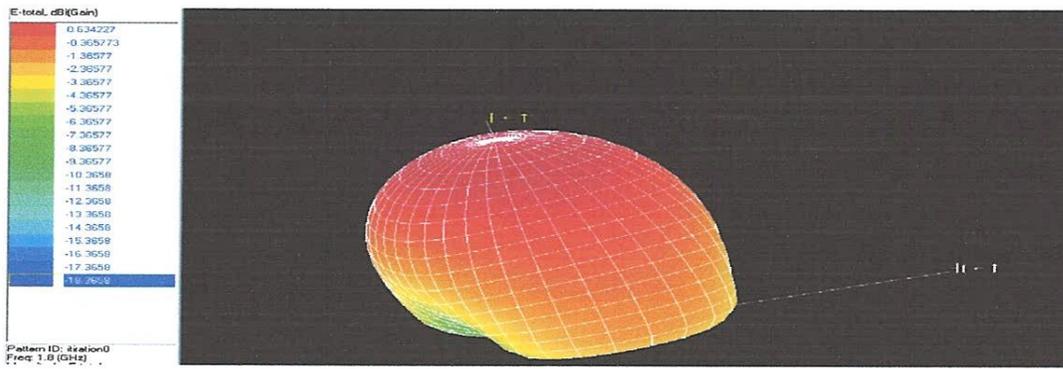


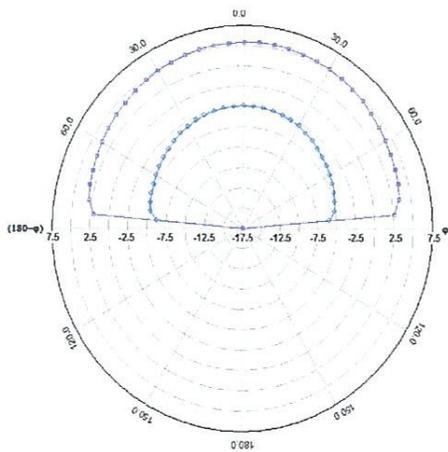
Figure IV.19 : distribution de courant itération 0.

la figure IV.20, représentent les diagrammes de rayonnement 3D et 2D pour l'itération 0

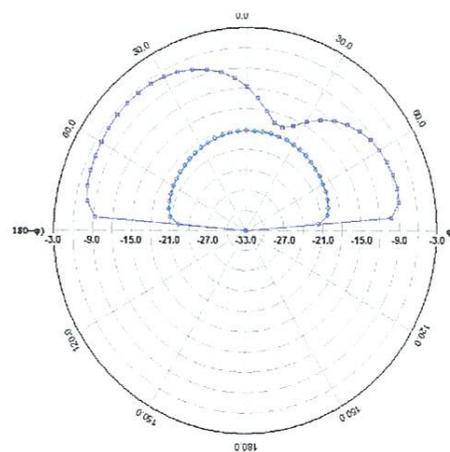


—◆— itiration0, f=1.8(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=2.40884 dB, AG=-6.77012 dB
—■— itiration0, f=1.8(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=5.44081 dB, AG=1.32994 dB

—◆— itiration0, f=2.6(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=10.2463 dB, AG=-22.3029 dB
—■— itiration0, f=2.6(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=-6.51183 dB, AG=-12.0553 dB

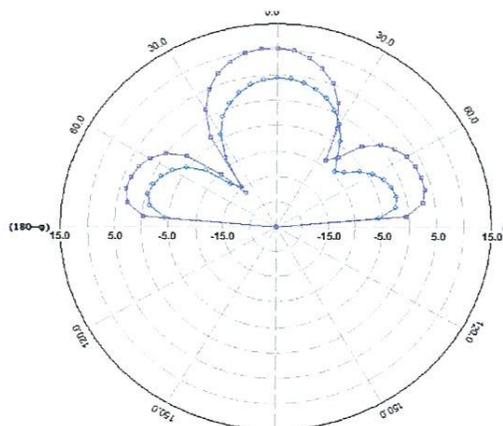


f=1.8GHz



f=2.6GHz

—◆— itiration0, f=5.4(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=4.30072 dB, AG=-3.69454 dB
—■— itiration0, f=5.4(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=10.2394 dB, AG=1.57962 dB



f=5.4GHz

Figure IV.20: Diagramme de rayonnement 3D et 2D pour l'itération 0.

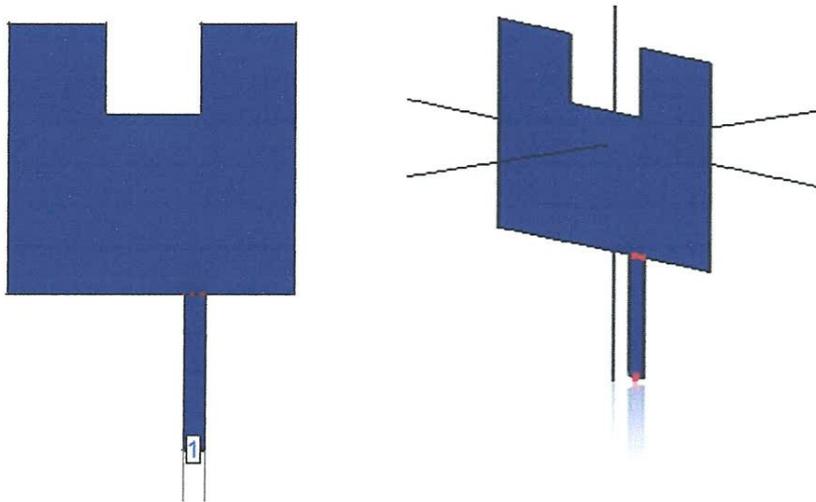
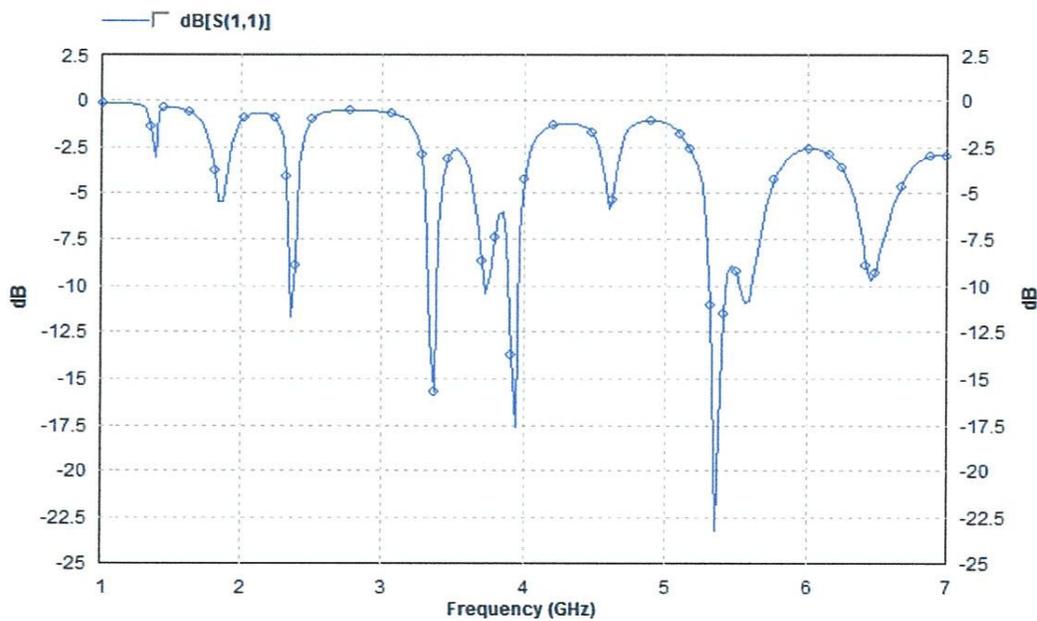
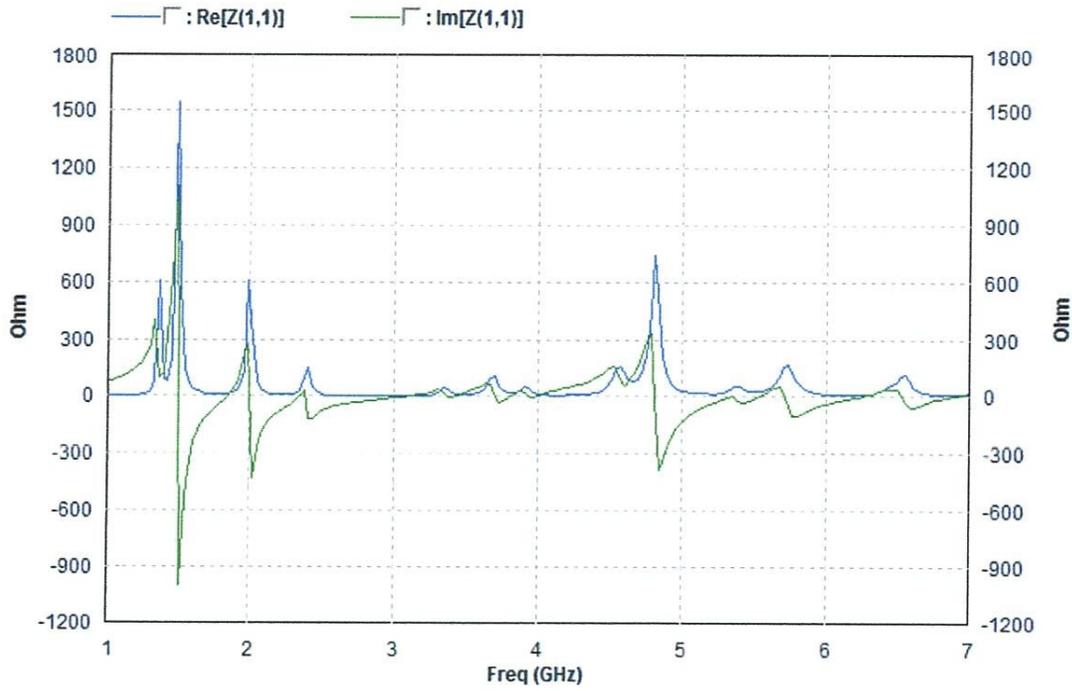
❖ ITERATION 1 :

Figure IV.21 : Vue 3D de la structure proposée à l'itération 1.

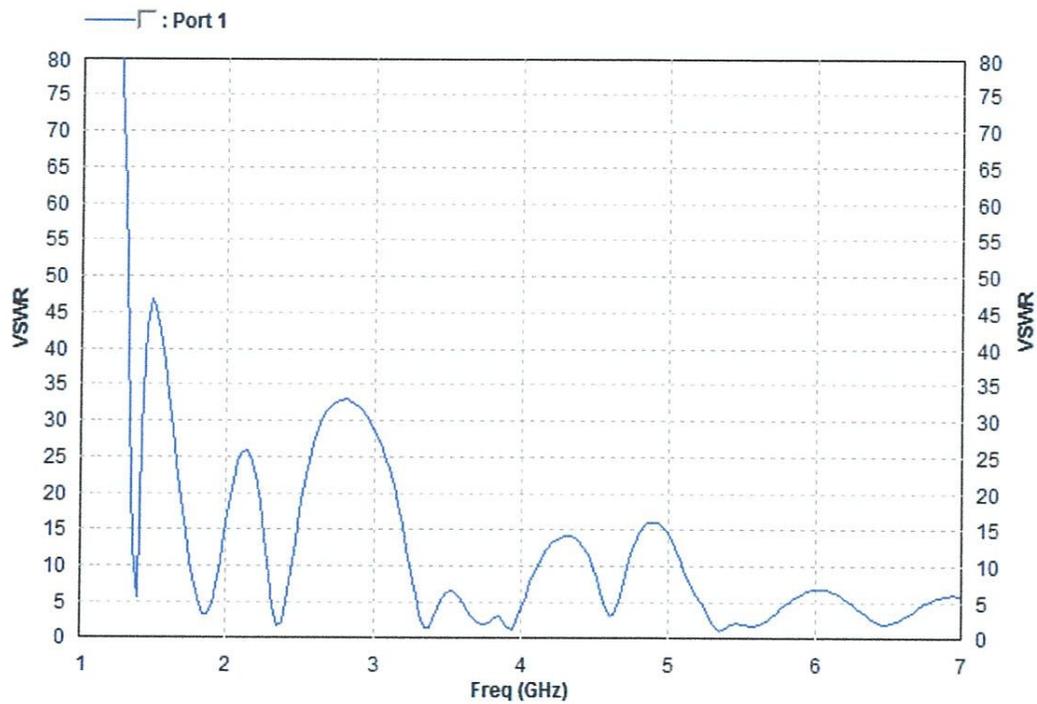
Les figures (IV. 22. a, IV.22.b et IV.22.c), représentent respectivement le coefficient de réflexion, le rapport d'onde stationnaire ROS et la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée.



-a-



-b-



-c-

Figure IV.22 : (a) Coefficient de réflexion, (b) L'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire). (c) rapport d'onde stationnaire.

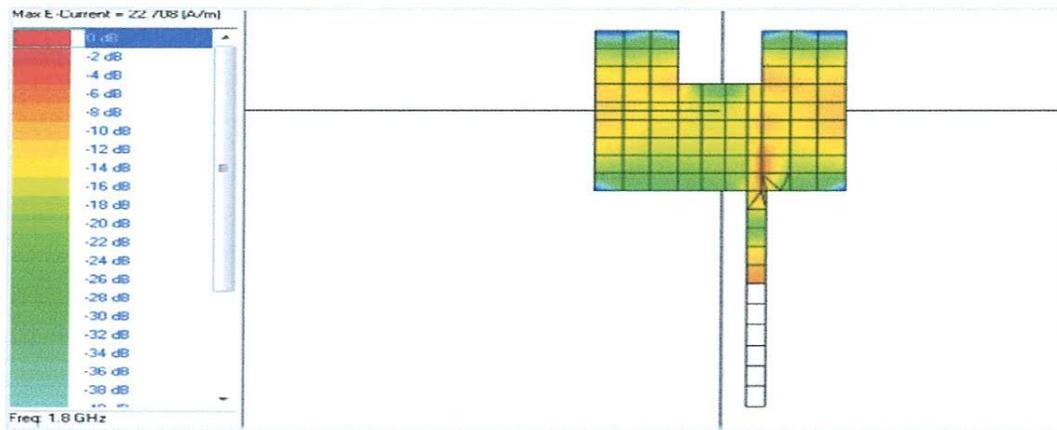
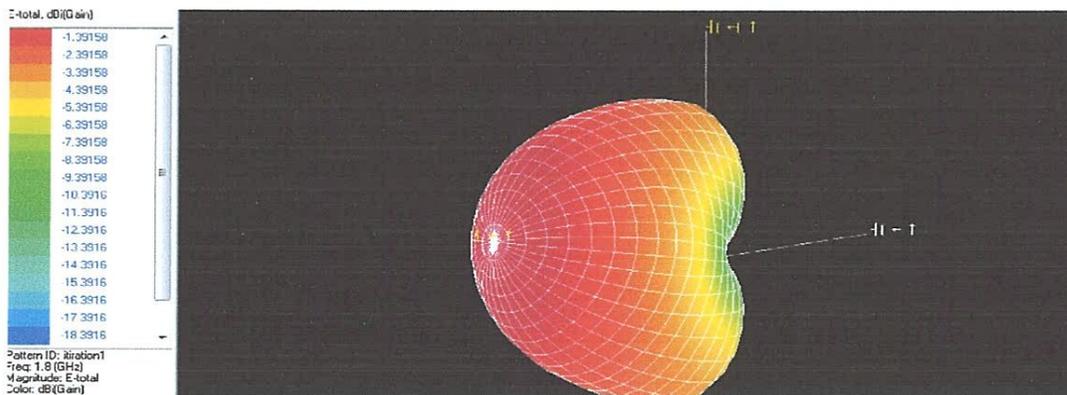


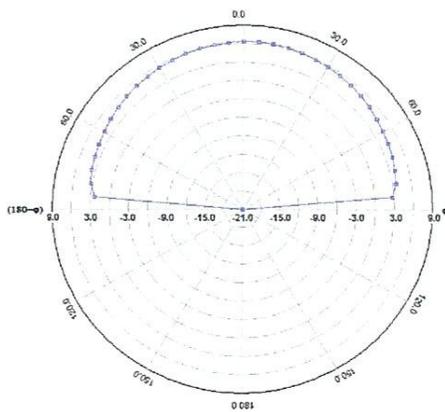
Figure IV.23 : distribution de courante itération 1.

La figure IV.24, représentent les diagrammes de rayon 3D et 2D pour l'itération 1,

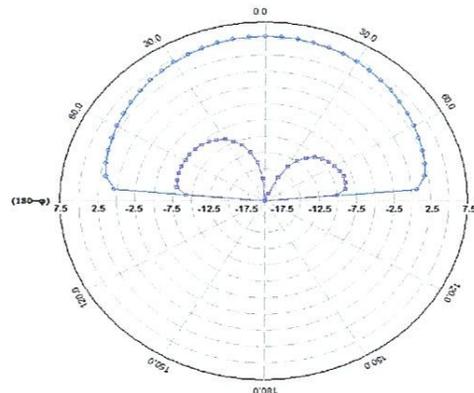


-3D-

- Iteration0, f=1.8(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=-22.4468 dB, AG=-28.1137 dB
- Iteration0, f=1.8(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=6.30592 dB, AG=1.92252 dB
- Iteration , f=2.7(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=-15.6119 dB, AG=-20.1343 dB
- Iteration , f=2.7(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=-6.91584 dB, AG=-14.4258 dB



f=1.8GHz



f=2.7GHz

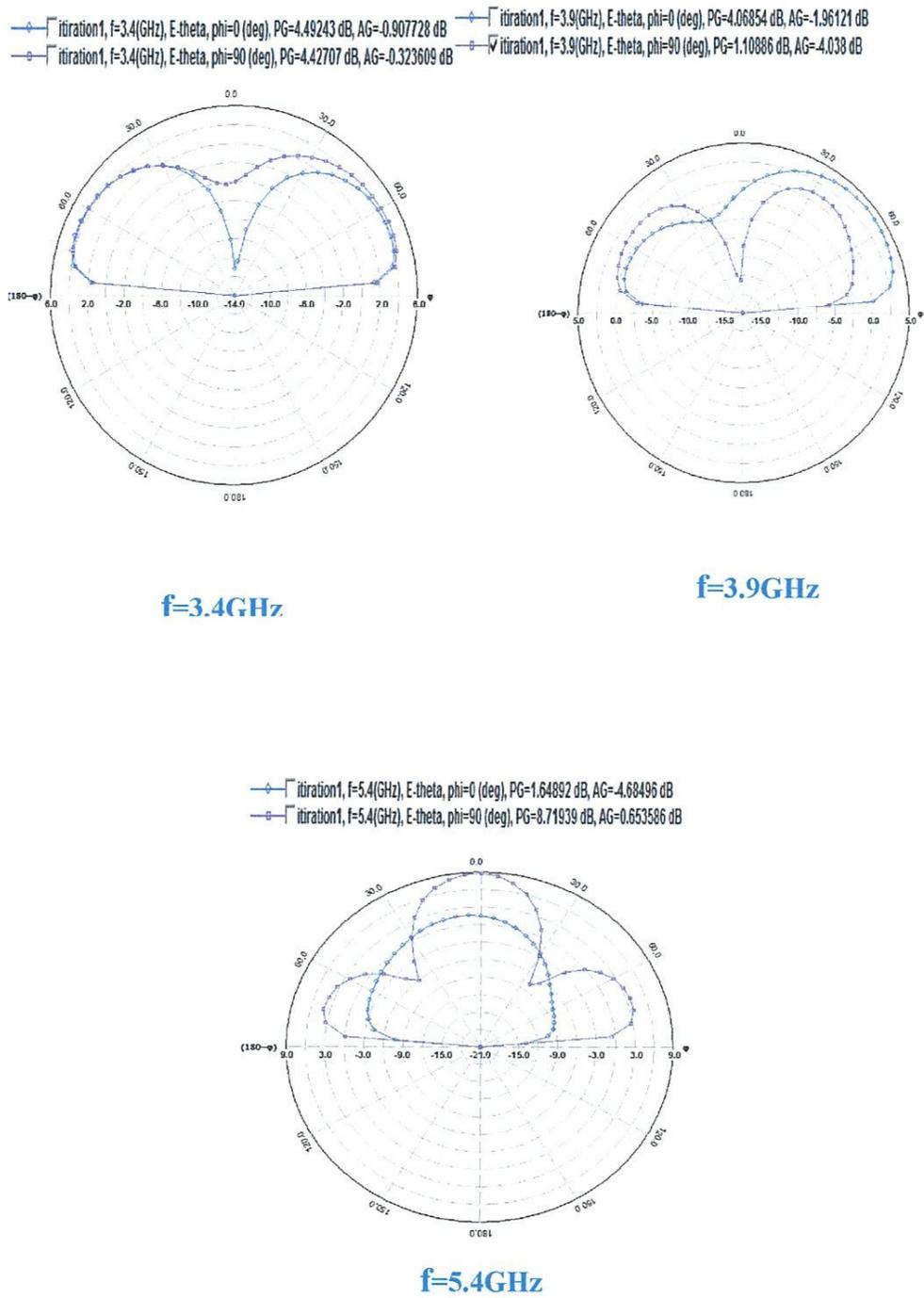


Figure IV.24: Diagramme de rayonnement 2D et 3D pour l'itération 1.

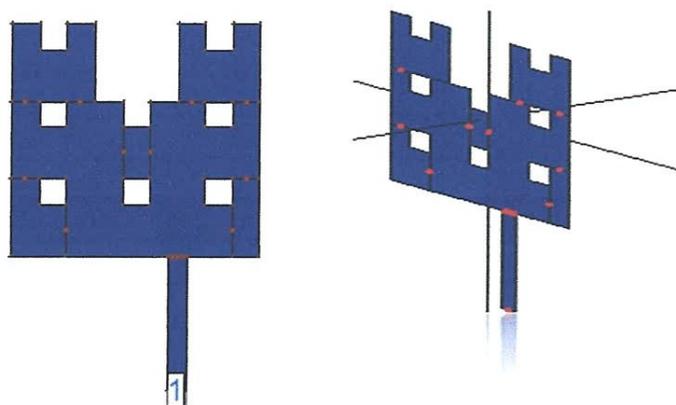
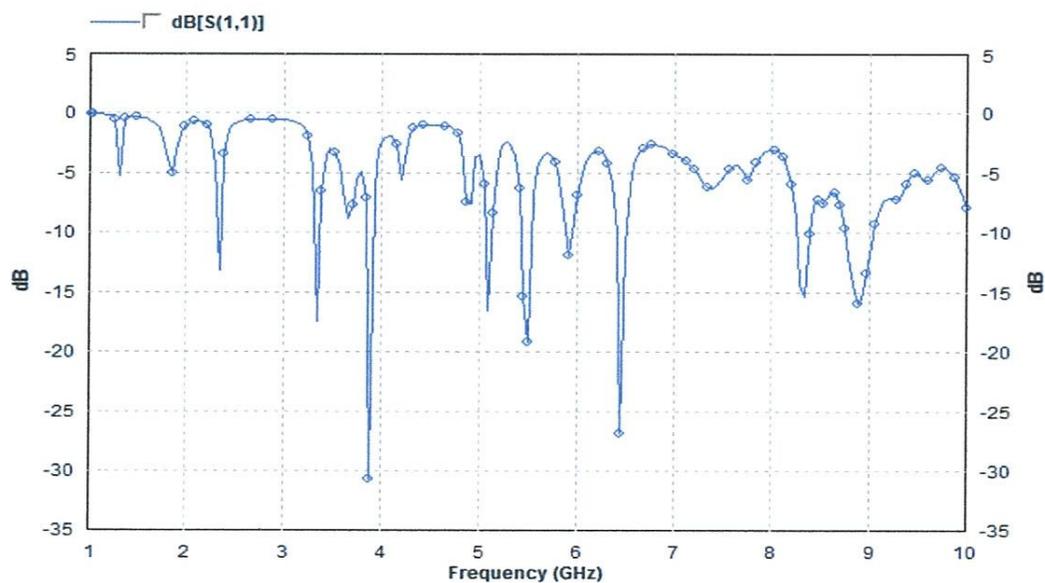
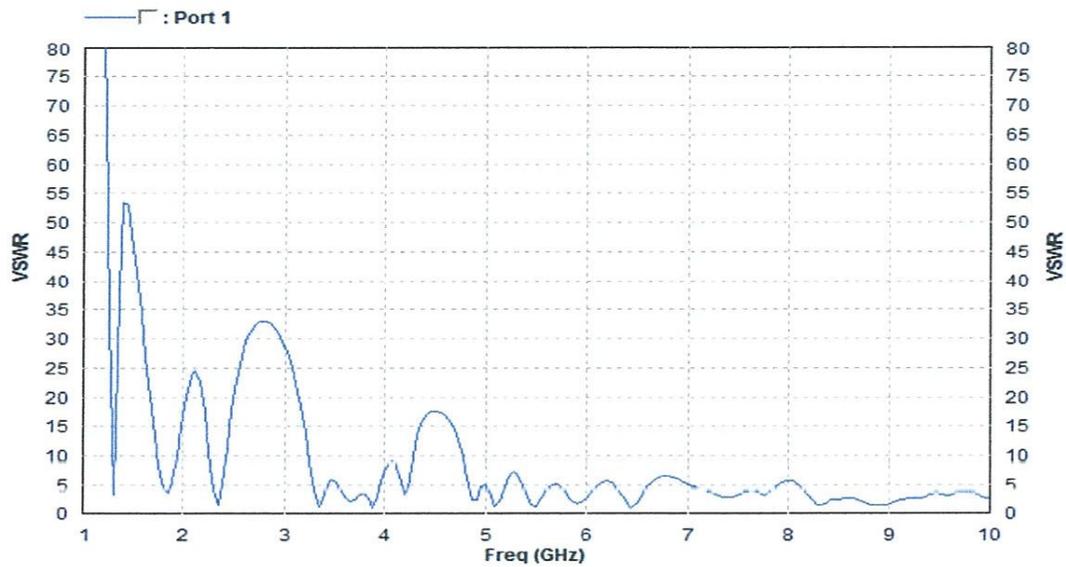
❖ ITERATION 2:

Figure IV.25: Vue 3D de la structure proposée à l'itération 2.

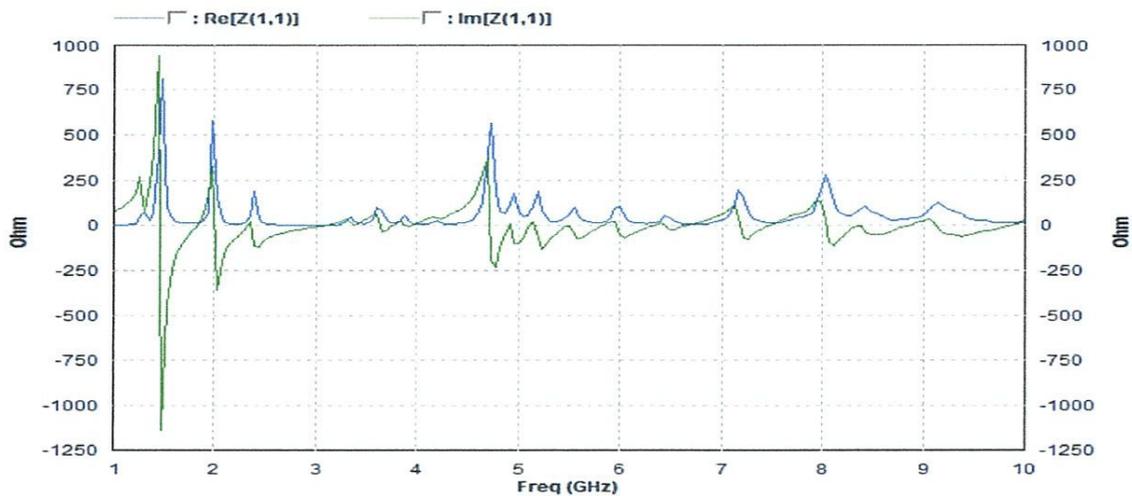
Nous avons simulé par la suite le S11, l'impédance d'entrée et le ROS pour la 2^{ème} itération, les résultats de simulations obtenus sont donnés par la figure (IV. 26)



-a-



-b-



-c-

Figure IV.26 : (a) Coefficient de réflexion, (b) rapport d'onde stationnaire
(c) L'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire).

La simulation du coefficient de réflexion de ce type d'antenne montre le caractère multi bandes à partir de la première itération ceci pour la 2em itérations.

La visualisation du courant pour la fréquence de résonances 1.8 GHz de l'itération 2 est illustrée dans la figure IV.27.

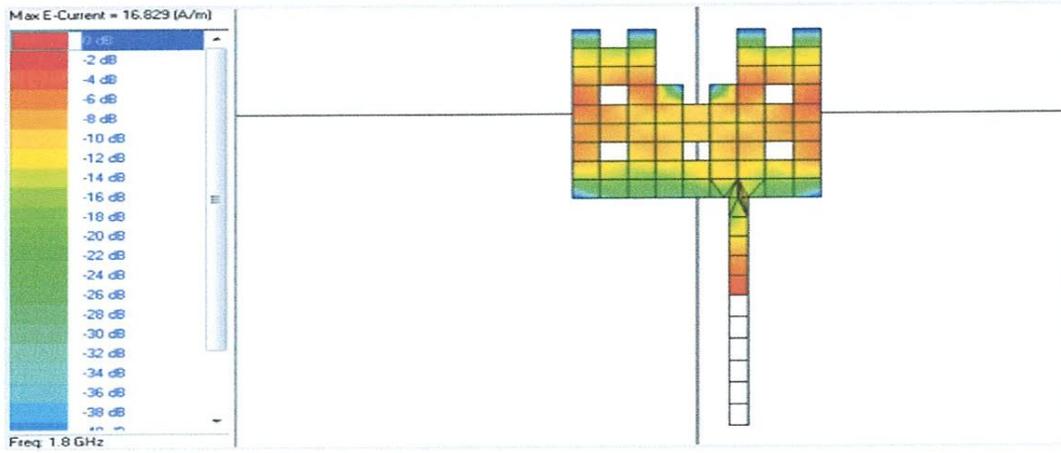
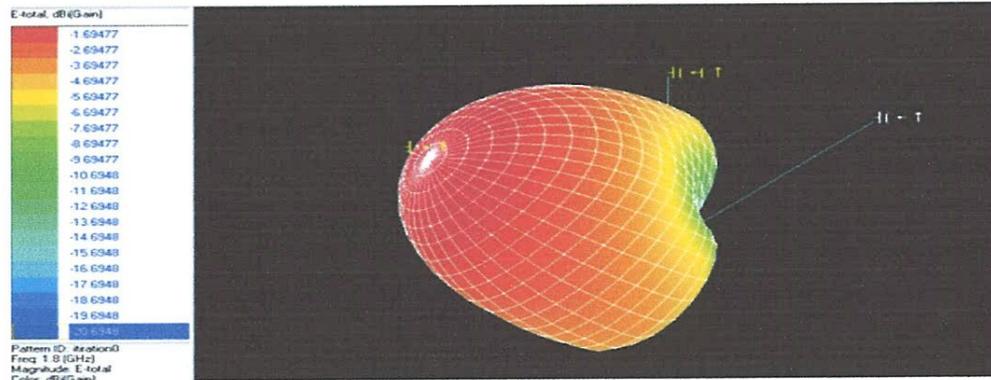


Figure IV.27 : distribution de courant itération 2.

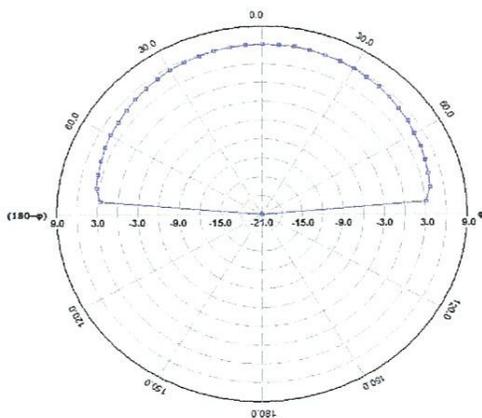
La figure IV.28, représentent les diagrammes de rayonnement 3D et 2D pour l'itération 2,



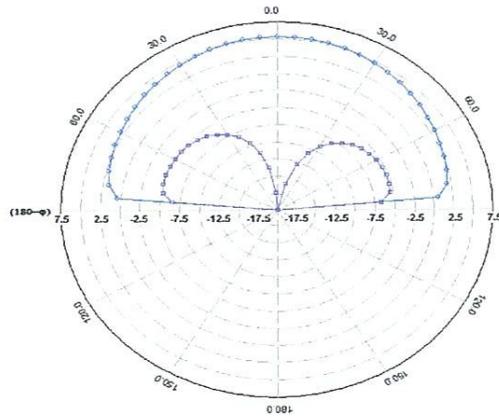
-3D-

Iteration0, f=1.8(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=-21.9345 dB, AG=-28.1388 dB
 Iteration0, f=1.8(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=6.14933 dB, AG=1.97589 dB

Iteration2, f=2.4(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=5.33836 dB, AG=0.735464 dB
 Iteration2, f=2.4(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=-4.89846 dB, AG=-10.3111 dB

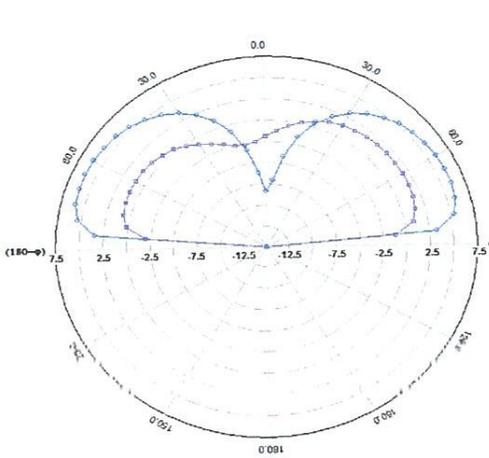


f=1.8GHz

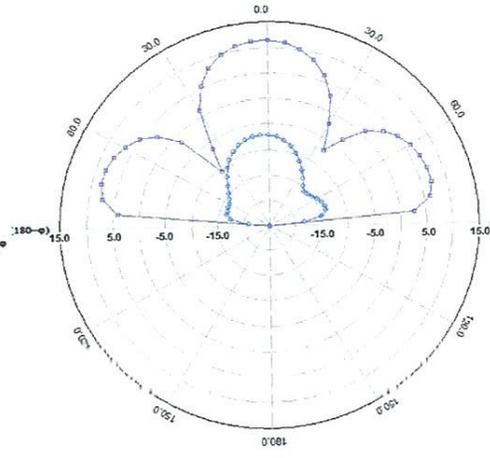


f=2.4GHz

—○— itiration2, f=3.4(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=6.11238 dB, AG=0.850293 dB
 —○— itiration2, f=5.5(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=7.10408 dB, AG=14.5642 dB
—□— itiration2, f=3.4(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=1.74025 dB, AG=-2.76861 dB
 —□— itiration2, f=5.5(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=11.3912 dB, AG=3.5677 dB

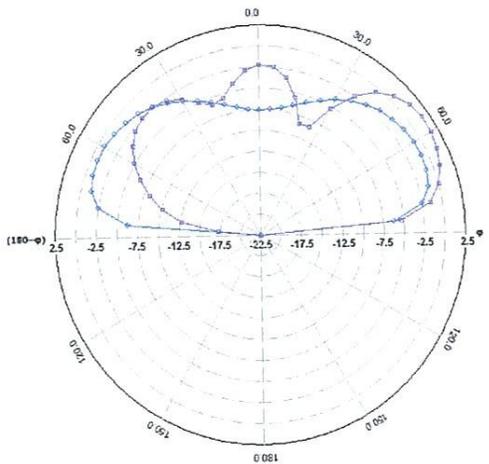


f=3.4GHz

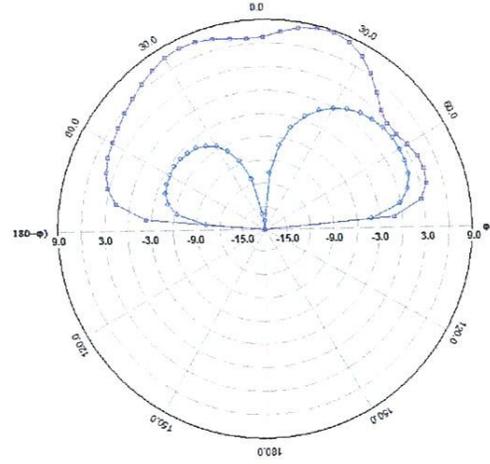


f=5.5GHz

—○— itiration2, f=5.9(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=0.73423 dB, AG=-6.06751 dB
 —○— itiration2, f=6.4(GHz), E-theta, phi=0 (deg), PG=2.1866 dB, AG=-5.12012 dB
—□— itiration2, f=5.9(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=1.54956 dB, AG=-5.67959 dB
 —□— itiration2, f=6.4(GHz), E-theta, phi=90 (deg), PG=8.7336 dB, AG=2.743 dB



f=5.9GHz



f=6.4GHz

	5.5	-19	1.01	3.63	4.73
	5.9	-12	1.81	1.99	0.95
	6.4	-26.5	0.97	1.56	1.34
	8.4	-15	1.5	1.78	2.98
	8.9	-15.5	1.48	2.80	2.31

Tableau IV.3 : Pics de résonances pour trois itérations.

IV.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté à travers la simulation une étude complète de l'antenne tapis de sierpinski et sierpinski modifiée. A chaque fois on augment l'itération nous remarquons l'amélioration de rayonnement tout en gardons le caractère omnidirectionnel et l'apparition de plusieurs nouvelles fréquence de résonances c'est-à-dire le caractère est multi band.

Chapitre V

V.1 REALISATION DE L'ANTENNE PATCH A BASE DU TAPIS DE SIERPENSKI MODIFIE

Après avoir simulé notre antenne dans l'environnement ie3d et étudié leurs caractéristiques électriques et de rayonnement, on a voulu valider nos résultats avec la mesure. Pour cela on a procédé à la réalisation d'un prototype d'une antenne tapis de sierpinski modifiée(modèle 2).

Cahier de charge :

Un substrat verre époxyFR4 de permittivité $\epsilon_r=4.5$ et d'une épaisseur $h=1.6$ mm, dimensions de patch (39.1 x 39.1) mm² et dimensions du plan de masse (71,33 x 58,6)mm², la fréquence de fonctionnement est de 8.5 GHz.

V.1.1 ETAPES DE REALISATION

Nous avons procédé comme suit :

- ✚ Nous avons pris une plaque du verre époxy *FR4* double faces métallisée, l'une constitue le plan de masse et l'autre est imprimée pour faire le patch. Ce substrat a été couvert de cuivre(conductivité $\sigma = 5,8.10^7$ S/m) dans ces deux surfaces (en haut et en bas), les deux surfaces sont ensuite recouvertes d'une bande isolante.
- ✚ **Réalisation du masque :** Préparation du tracé de l'antenne (avec dimensions réelle du substrat et du patch) en mettant la zone patch plus avec une couleur plus sombre.
- ✚ **Insolation :** L'attaque de la plaque par les rayons ultraviolets.
- ✚ **Révélation :** on met la plaquette dans une cuvette contenant NaOH.
- ✚ **Gravure :** La gravure s'effectue dans une machine contenant perchlore de Fer ,qui va attaquer la partie non protégée de l'ultra-violet et elle l'enlève.

- ✚ **Gravure** : L'attaque par l'acide.
- ✚ **Connecteur SMA** : soudure des bornes du connecteur SMA dans la plaque portant l'antenne.

Maintenant notre antenne est prête à la mesure (figure V.1).

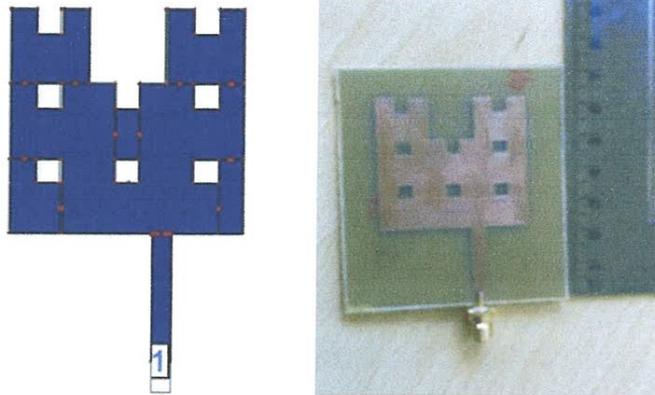


Figure V.1 : antenne patch tapis de sierpinski après réalisation.

V.1.2 LA MESURE

Afin de prélever des mesures sur notre antenne, on a utilisé le banc d'essai des antennes de la société LUCAS-NULLE qui est disponible dans le laboratoire pédagogique (labo1) du département. Ce banc d'essai est constitué d'un émetteur et récepteur qui travaille dans la bande X($f=8.5\text{GHz}$) (figure V.2). On place l'antenne dans l'émetteur et on fait marcher la mesure pour tracer les diagrammes de rayonnements horizontal et vertical dans les cordonnés polaire et cartésiens.

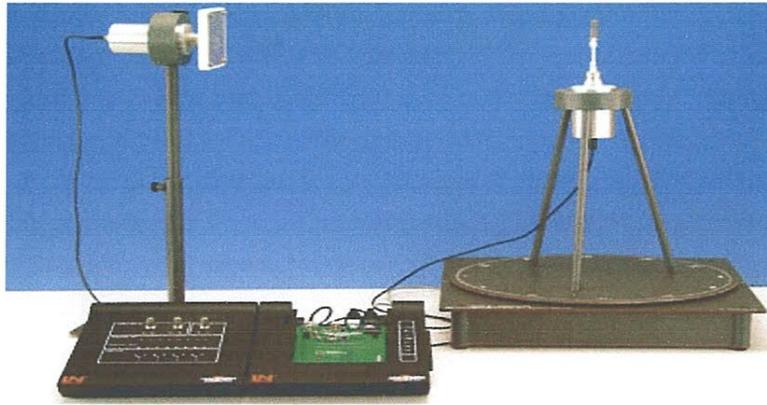
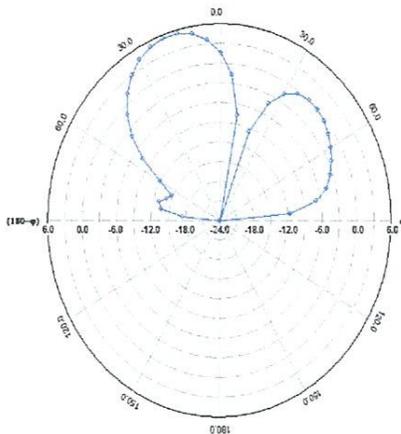


Figure V.2 : Banc d'essai des antennes (8.5GHz).

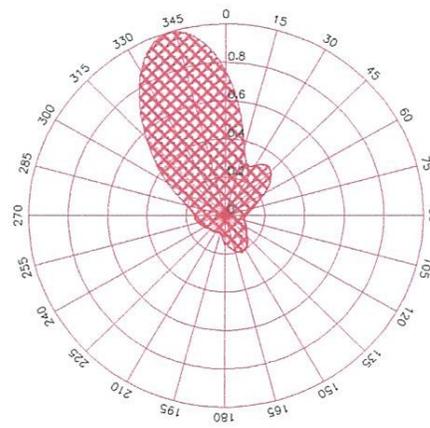
V.2 COMPARAISON SIMULATION-MESURE

La comparaison des résultats de la simulation et celle de la mesure concernant les diagrammes de rayonnements est donnée dans les figures suivantes :

❖ Plan vertical (plan E) → $\Phi=0^{\circ}$

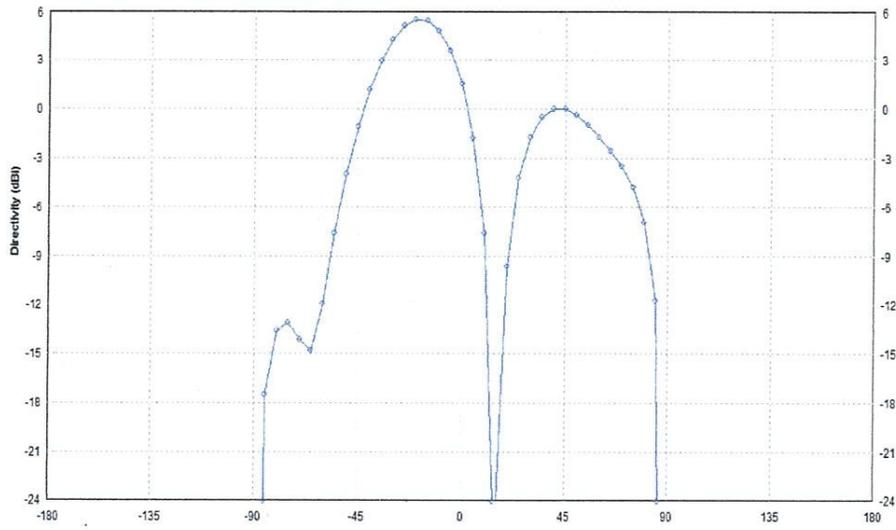


Simulation

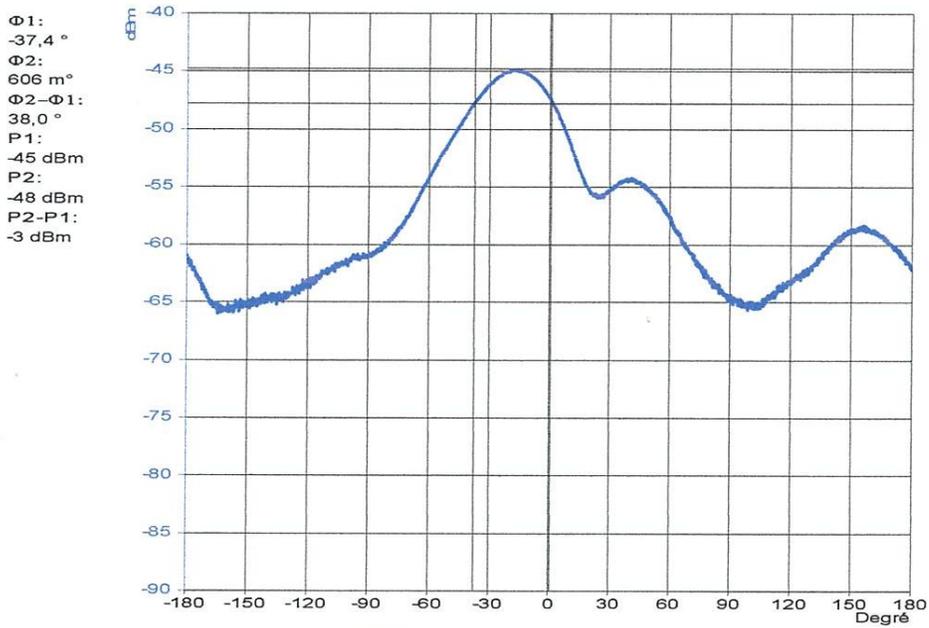


Mesure

Figure V.3: Diagramme de rayonnement polaire.



Simulation

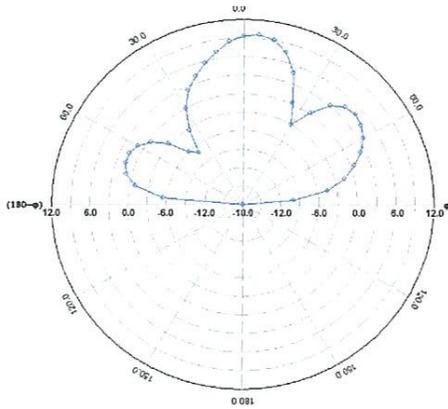


$\Phi 1$:
 $-37,4^\circ$
 $\Phi 2$:
 606 m°
 $\Phi 2 - \Phi 1$:
 $38,0^\circ$
 $P 1$:
 -45 dBm
 $P 2$:
 -48 dBm
 $P 2 - P 1$:
 -3 dBm

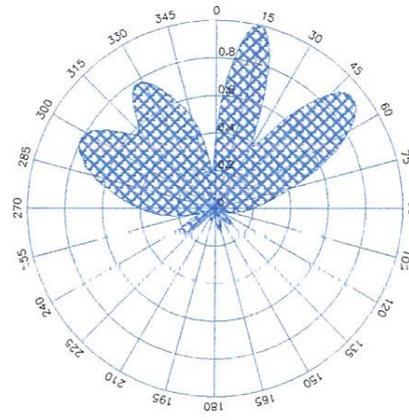
Mesure

Figure V. 4: Diagramme de rayonnement cartésien.

❖ Plan horizontal (plan H) → $\Phi = 90^\circ$

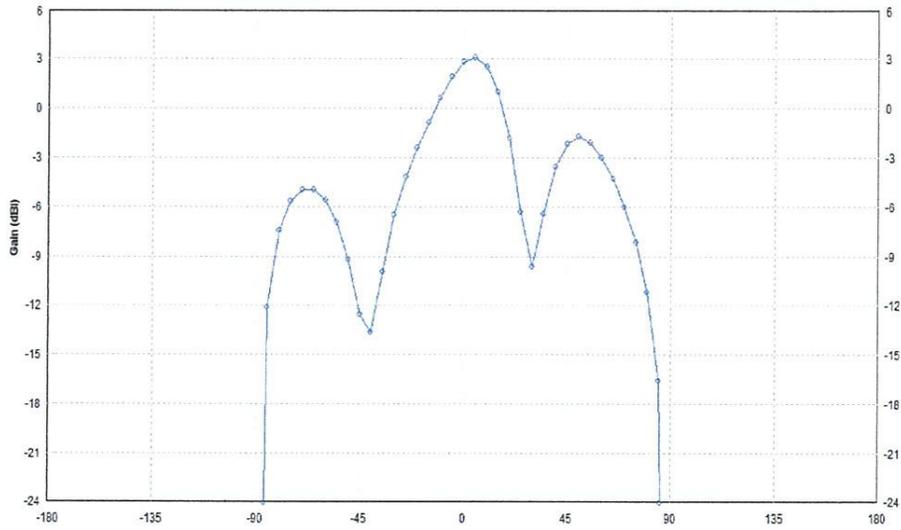


Simulation

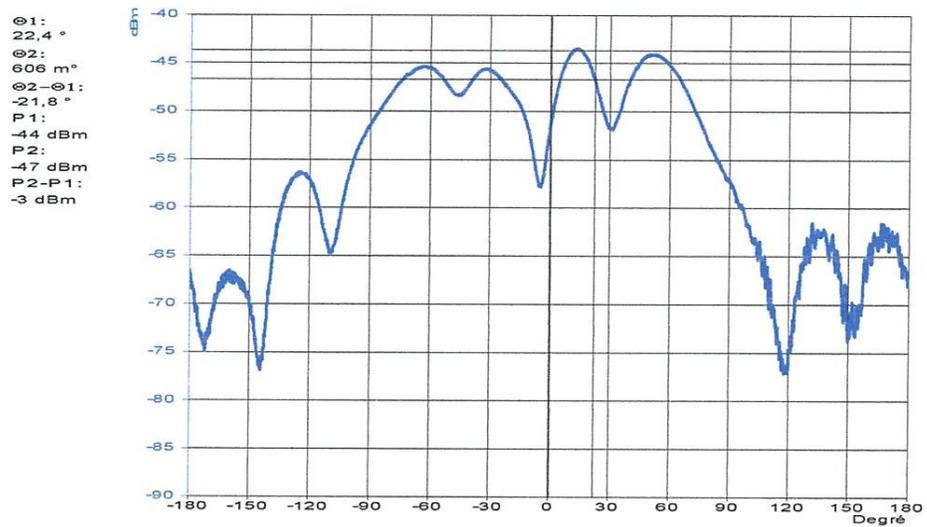


Mesure

Figure V. 5 : Diagramme de rayonnement polaire.



Simulation



Mesure

Figure V. 6 : Diagramme de rayonnement cartésien.

		Fréquence (GHz)	Phi=0°	Phi=90°
θ à (-3dB)	Simulation	8.5	34.36	21.2
	Mesure	8.57	38	21.8

Tableau V.1: Ouverture à -3dB des valeurs simulées et mesurées de l'antenne à 8.5 GHz

Conclusion générale

-
- [15] : Alaeddine AL-FAWAL « Conception et Réalisation de Réseaux d'Antennes pour les Mesures de Propagation et de Transmission Application aux Réseaux de Communication sans Fil UMTS, WLAN, WLL ET HIPERLAN/2 » France, juillet 2001.
- [16] :Belousif. Haddad A. «Conception et simulation d'une antenne fractale imprimée à base de triangle de sierpinski »mémoire, Université 8mai 1945,2012.
- [17]: M. Sofiane ATROUS « Mise en place d'une méthodologie de caractérisation en immunité champ proche de dispositifs électroniques »Thèse, Université de Rouen, Janvier 2009
- [18]: Amziane. Jamal. « Etude et Optimisation d'Antennes Fractales Plaquées »Université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen, 2009.
- [19]: Mohamad,Rahim,Zoinol,Noorsaliza «microstrip sierpinski carpet antenna using transmission line feeding», Article , Université de Teknologi Malaysia, Skudai Johor.
- [20]: M.N.O.S adiku, L C. Agba, « A Simple Introduction to the Transmission-Line Modeling», IEEE Transactions. on Circuits and Systems, P. 991-999, Vol. 37, NO. 8, Aug 1990.
- [21]: R. S. Simons,A. Sebak,A. Ittipiboon « Analysis of Aperture-Coupled Microstrip-Antenna and Circuit Structures Using the Transmission-Line-Matrix Method » IEEE Antennas and Propagation Magazine, P. 27-37, Vol. 37, No. 4, Aug. 1995.
-