

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة سعيدة – د. الطاهر مولاي –

Université Saïda – Dr Tahar Moulay –
Faculté de Technologie



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **Diplôme de MASTER en Télécommunication**

Spécialité : Système Télécommunication

Par : Guelmaoui Abdelghani
Ghalem Fatima

Etude et conception d'une antenne fractale

Soutenu, le 14 / 06 / 2023, Devant le jury composé de :

M/Melle : NOURI Keltouma

Prof-Univ-Saida

Président

Mr : BOUHMIDI Rachid

Dr-Univ-Saida

Encadreur

Mr : CHETIOUI Mohammed

Dr-Univ-Saida

Examineur

2023 / 2022



Remerciements



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

Notre gratitude est adressée à notre encadreur monsieur : **BOUHMIDI Rachid**, qu'il trouve ici toute notre sympathie pour avoir accepté de nous assister durant la présentation de ce modeste travail avec beaucoup de patience.

Nous adressons toute notre gratitude et remerciement aux membres de jury d'avoir accepté d'examiner notre travail.

Notre remerciement aux enseignants du département d'électronique de l'université Dr Moulay Tahar de Saida qui nous ont encouragés durant la préparation de ce modeste travail.

Notre gratitude est réservée à nos familles, en particulier à nos parents, qu'ils trouvent ici l'expression de notre profonde gratitude et témoignage de notre amour.

Enfin, à tous ceux qui de près ou de loin ont contribué à la réalisation de ce travail

.



Dédicace

A l'aide du dieu et grâce à la prière de mes parents.

A mon cher père « Abdelkader » qui a été mon ombre durant toutes les années des études, et qui a veillé tout au long de ma vie à m'encourager, à me donner l'aide et à me protéger.

J'ai pu terminer ce modeste travail je dédie ce mémoire : à ma cher trésor ma mère.

Je dédie cet événement marquant de ma vie à mon frère 'Allah Yerhmo' décédé avec lequel je n'aurais pas le plaisir de partager cet événement mais qui est et qui restera à jamais dans mon cœur.

A mes cher sœur : Nadia, Hanane, Bouchra, Nihel et sans oublier les cher enfants de ma sœur Najib, Roaya, doaa, farah

Je vous souhaite un avenir plein de joie, de bonheur, de réussite et de sérénité, je vous exprime à travers ce travail mes sentiments de fraternité et d'amour.



Abdelghani

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A Mon cher père cheikh, je tiens à vous exprimer ma plus profonde gratitude et un grand merci pour tout ce que vous avez fait pour moi.

Je dédie cet événement marquant de ma vie à ma mère 'Allah Yerhamha' décédé avec lequel je n'aurais pas le plaisir de partager cet événement mais qui est et qui restera à jamais dans mon cœur.

A mes très chers frères et sœur houda , hamida, youcef et mohamed ,
Puisse Dieu vous donne santé, bonheur, courage et surtout réussite.

A mon cher mari mohamed, source de force et de soutien, je tiens à vous exprimer mes plus profonds remerciements et ma gratitude pour tout ce que vous avez fait.

A tous les membres de ma famille et toute personne qui porte le nom Ghalem je dédie ce travail à tous ceux qui ont participé à ma réussite

A ma chère amie, je suis reconnaissante d'être avec vous et de votre soutien.



Fatima

Liste des abréviations :

- ✓ S₁₁ : Le coefficient de réflexion.
- ✓ dB : Décibel.
- ✓ f_r : Fréquence de résonance.
- ✓ η : Le rendement
- ✓ θ : Angle l'azimutal.
- ✓ φ : Angle d'élévation
- ✓ G (θ , φ) : Gain de l'antenne dans la direction (θ , φ).
- ✓ D (θ , φ) : Directivité de l'antenne dans la direction (θ , φ).
- ✓ λ : La longueur d'onde.
- ✓ W : largeur de l'élément rayonnant.
- ✓ ϵ_r : La constante diélectrique du substrat.
- ✓ ROS : rapport d'onde stationnaire.
- ✓ VSWR: (Voltage Standing WaveRatio).
- ✓ TOS : (taux d'ondes stationnaires).
- ✓ μ : perméabilité magnétique du matériau.
- ✓ $\Delta\theta$: L'angle d'ouverture de l'antenne.
- ✓ Bp: La bande passante.
- ✓ Wi-Fi: Wireless Fidelity.
- ✓ WiMAX: Worldwide interoperability for Microwave Access.
- ✓ GPS : Global positioning system.
- ✓ HFSS: High Frequency Structure Simulator.
- ✓ FEM: Méthode des éléments finis.
- ✓ TM: Magnétique transverse.
- ✓ FR4: Flamme retardant.

Chapitre I: Généralité sur les antennes

Figure I. 1: Diagramme de rayonnement en coordonnées sphériques.	3
Figure I. 2: Angle d'ouverture a -3dB.	4
Figure I. 3: La polarisation rectiligne.	8
Figure I. 4: Les polarisations elliptique et circulaire.	8
Figure I. 5: Bande passante et coefficient de réflexion [17].	9
Figure I. 6: Antenne yagi.	11
Figure I. 7: Antenne hélice.	12
Figure I. 8: Exemple d'une antenne cornet.	12
Figure I. 9: Exemple d'une antenne parabolique.	13
Figure I. 10: Antenne patch.	13
Figure I. 11: Structure d'une antenne patch rectangulaire.	14
Figure I. 12: Différentes formes d'antennes patch.	14
Figure I. 13: Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.	15
Figure I. 14: Alimentation par ligne microruban.	15
Figure I. 15: Alimentation par une sonde coaxiale [16].	16
Figure I. 16: adaptation avec une ligne quart d'onde.	16
Figure I. 17: Patch adapté par encoches de longueur $y/4$	17
Figure I. 18: modèle équivalent d'une antenne.	19

Chapitre II: LES antennes fractales

Figure II. 1: Courbe de Koch.	27
Figure II. 2: La fractale de Cantor.	27
Figure II. 3: fractale d'Hilbert.	28
Figure II. 4: la fractale de Minkowski.	28
Figure II. 5: Génération de la courbe de Péano.	29
Figure II. 6: le triangle de Sierpinski.	29
Figure II. 7: fractale de Sierpinski Carpet.	30
Figure II. 8: Tétraèdre de Sierpinski.	30
Figure II. 9: Eponge de Sierpinski Menger.	31
Figure II. 10: Application « Antenna Designer » de Matlab.	33
Figure II. 11: Conception d'une antenne Sierpinski Carpet.	34
Figure II. 12: Coefficient de réflexion à l'entrée.	34
Figure II. 13: Distribution du courant sur le patch.	35

Figure II. 14:Diagramme de rayonnement en 3D.	35
Figure II. 15:Diagramme de rayonnement en élévation 2D.....	36
Figure II. 16:Diagramme de rayonnement en azimuth 2D.....	36

Chapitre III: Conception et simulation d'une antenne Sierpinski Carpet sous HFSS

Figure III. 2: Environnement de développement de HFSS.	39
Figure III. 3: Débordements des champs.	41
Figure III. 4 : Le patch, le substrat et le plan de masse.	44
Figure III. 5: Synthèse de la ligne d'alimentation.	44
Figure III. 6: Positionnement du port d'excitation de l'antenne patch.....	45
Figure III. 7 : Délimitation du plan de rayonnement.....	46
Figure III. 8: Validation de la conception.	47
Figure III. 9: Ajout d'une analyse fréquentielle.	47
Figure III. 10: Création des rapports de simulation.	48
Figure III. 11: Coefficient de réflexion de l'antenne patch.	49
Figure III. 12: Distribution du courant dans le cas de la première itération.	50
Figure III. 13 : Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.	50
Figure III. 14: Diagrammes de rayonnement en 2D et 3D de l'antenne.	51
Figure III. 15: Distribution du courant dans le cas de la deuxième itération.	51
Figure III. 16: Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.	52
Figure III. 17: Diagrammes de rayonnement en 2D et 3D de l'antenne.	52
Figure III. 18: Distribution du courant dans le cas de la deuxième itération.	53
Figure III. 19 : Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.	53
Figure III. 20: Diagrammes de rayonnement en 2D et 3D de l'antenne.	54

Résumé :

L'objectif de ce mémoire est d'étudier et de concevoir une antenne fractale miniature et large bande sous le logiciel de conception 3D HFSS, alimentée avec une ligne micro-ruban simple de 50Ω , proposée pour un fonctionnement de 2.4 GHz pour application WiFi, le WiMAX, le GPS, les appareils mobiles et le Bluetooth. Nous avons utilisé un substrat de type FR4 d'épaisseur 1.6 mm et de permittivité 4.4. Par la suite, utiliser cette antenne dans des applications large bande. Les résultats de simulations sont très satisfaisants en termes de paramètre de réflexion S11 (dB). Enfin, une nouvelle forme d'antenne imprimée fractale miniature dédiée pour les applications mobile est simulée.

Most clé: fractal, HFSS, Wi-Fi, WiMAX, GPS, FR4, S11.

Abstract:

The aim of this thesis is to study and design a miniature and wideband fractal antenna using the 3D design software HFSS, fed with a single 50Ω microstrip line, proposed for operation at 2.4 GHz for WiFi, WiMAX, GPS, mobile devices, and Bluetooth applications. We used a FR4 substrate with a thickness of 1.6 mm and a permittivity of 4.4. Subsequently, this antenna is used in wideband applications. The simulation results are very satisfactory in terms of the reflection parameter S11 (dB). Finally, a new form of miniature printed fractal antenna dedicated to mobile applications is simulated.

Keywords: fractal, HFSS, Wi-Fi, WiMAX, GPS, FR4, S11.

ملخص:

تهدف هذه الأطروحة إلى دراسة وتصميم هوائي مصغر وعريض النطاق باستخدام برنامج تصميم ثلاثي الأبعاد HFSS، يعمل بتغذية من خط مايكرو ستريب بسيط ذو مقاومة 50 أوم، ويستخدم لتطبيقات شبكة الواي فاي، واي ماكس، نظام تحديد المواقع العالمي (GPS)، الأجهزة المحمولة، والبلوتوث بتردد 2.4 جيجا هرتز. تم استخدام قاعدة FR4 بسماك 1.6 ملم وثابت عزل 4.4. بعد ذلك، يمكن استخدام هذا الهوائي في تطبيقات ذات نطاق واسع. أظهرت نتائج المحاكاة نتائج مرضية جداً من حيث معامل الانعكاس S11 (dB). في النهاية، تم محاكاة شكل جديد لهوائي مصغر مطبوع بتصميم فراكتال مخصص لتطبيقات الأجهزة المحمولة.

الكلمات الرئيسية: فراكتال، HFSS، الواي فاي، واي ماكس، GPS، FR4، S11.

Table des matières

Remerciement

Dédicaces

Liste des abréviations

List des figures:

Chapitre I: Généralité sur les antennes

INTRODUCTION GENERALE.....	1
INTRODUCTION	3
I.1 LES CARACTERISTIQUES DES ANTENNES	3
I.1.1 CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT	3
I.1.1.1 Diagramme de rayonnement	3
I.1.2 Angle d'ouverture	4
I.1.3 Puissance rayonnée par une antenne	5
I.1.4 La directivité	6
I.1.5 Le rendement	6
I.1.6 Le gain.....	7
I.1.7 La polarisation	7
I.1.8 La bande passante.....	9
I.2 CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES	9
I.2.1 LE COEFFICIENT DE REFLEXION	9
I.2.2 RESISTANCE DE RAYONNEMENT	10
I.2.3 L'ADAPTATION, LE SCHEMA EQUIVALENT D'UNE ANTENNE ET LE ROS	10
I.2.4 L'IMPEDANCE D'ENTREE.....	10
I.2.5 CLASSIFICATION DES ANTENNES	11
I.2.5.1 LES DIFFERENTS TYPES D'ANTENNES VOLUMIQUES	11
I.2.5.1.1 L'antenne filaire.....	11
I.2.5.2 L'antenne à surfaces rayonnantes	12
I.3. ANTENNE IMPRIMEE OU PATCH	13
I.3.1 STRUCTURE D'UNE ANTENNE IMPRIMEE	14
I.3.2 LES DIFFERENTES FORMES D'UNE ANTENNE PATCH	14
I.3.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	15
I.3.4 ALIMENTATION DES ANTENNES PATCH	15
I.3.4.1 Alimentation par ligne microruban	15
I.3.4.2 Alimentation par la sonde coaxiale.....	16

I.3.5 ADAPTATIONS DES ANTENNES IMPRIMEES	16
I.3.5.1 Adaptation par ligne quart d'onde	16
I.3.5.2 Adaptation par encoches	17
I.4 ANALYSE ET SYNTHESE DE L'ANTENNE PATCH	17
I.5 MODELES EQUIVALENT DE L'ANTENNE	18
I.5.1 MODELE LOCALISE	18
I.5.2 MODELE CAVITE.....	19
I.6 LES PARAMETRES GEOMETRIQUES DE L'ANTENNE PATCH	19
I.6.1 DETERMINATION DU POINT D'ALIMENTATION	21
I.6.2 CALCUL DES DEMENTIONS THEORIQUES DU PATCH SOUS MATLAB....	22
CONCLUSION.....	24

Chapitre II: Les antennes fractales

II.1INTRODUCTION.....	26
II.2.1 LES COURBES FRACTALES	26
II.2.1.1 La courbe de Koch	26
II.2.1.2 Ensemble de Cantor	27
II.2.1.3 Les fractales d'Hilbert	28
II.2.2 LES SURFACES FRACTALES	28
II.2.2.1 Fractale de Minkowski	28
II.2.2.2 Les fractales de Peano.....	28
II.2.2.2 Le triangle de Sierpinski.....	29
II.2.2.3 Le tapis de Sierpinski.....	30
II.2.3 LES VOLUMES FRACTALS	30
II.2.3.1 Le tétraèdre de Sierpinski	30
II.2.3.2 L'éponge de Sierpinski	31
II.3CARACTERISTIQUESDESANTENNES FRACTALES	32
II.4. OUTILS DE SIMULATION DES ANTENNES FRACTALES AVEC MATLAB .	33
II.5 CONCLUSION.....	37

Chapitre III: Conception et simulation d'une antenne Sierpinski Carpet sous HFSS

III.1 INTRODUCTION	39
---------------------------------	-----------

III.2 PRESENTATION DU LOGICIEL HFSS	39
III.3 ANALYSE DE L'ANTENNE PATCH.....	40
III.3.1 EFFETS DE DEBORDEMENT DES CHAMPS ELECTRIQUES.....	40
III.3.2 ETAPES D'ANALYSE DE L'ANTENNE PATCH.....	42
III.4 CONCEPTION ET SIMULATION DE L'ANTENNE SIERPINSKI CARPET	42
III.4.1 CONCEPTION DE L'ANTENNE PATCH.....	42
III.4.2 ANALYSE FREQUENTIELLE DE L'ANTENNE PATCH	47
III.4.2 CREATION DES RAPPORTS DE SIMULATION	48
III.5 ANTENNE SIERPINSKI CARPET	50
III.5.1 Antenne Sierpinski Carpet, itération 1	50
III.5.2 ANTENNE SIERPINSKI CARPET, ITERATION 2	51
III.5.2 ANTENNE SIERPINSKI CARPET, ITERATION 3	53
III.6 CONCLUSION	55
CONCLUSION GENERALE	57

Introduction general

Introduction générale

D'années en années, les télécommunications sans fils connaissent une évolution très rapide dans tous les domaines de la vie quotidienne, cette évolution nécessite à utiliser des nouvelles technologies pouvant améliorer les performances des échanges de l'information, d'augmenter la couverture, d'améliorer la qualité de service pour les abonnés, par conséquent, d'augmenter d'avantage le nombre d'utilisateurs [1].

Les antennes imprimées sont les plus utilisées dans les systèmes des télécommunications à cause de leurs faibles poids, leurs coûts de réalisation et leurs capacités d'intégration aux différentes applications. L'émergence de nouvelles conceptions a donné lieu à plus de performances. Parmi ces nouvelles topologies dont nous nous sommes intéressés dans ce projet : les antennes fractales. Les antennes fractales sont classifiées en trois catégories : Classification basé sur la forme, la structure, et leurs applications. En plus, les antennes fractales présentent des solutions pour satisfaire des exigences imposées par les concepteurs [2].

Le travail présenté dans ce mémoire a pour objectif d'étudier et de concevoir une antenne fractale de la forme d'un tapis de Sierpinski en utilisant le simulateur de structures à haut fréquence (HFSS).

Pour atteindre notre objectif, le présent travail est réparti en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur les antennes. Nous présenterons les différentes topologies d'antennes, les différents paramètres caractérisant les antennes, l'antenne patch, les différentes techniques d'alimentation ainsi que les techniques d'adaptations,

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté au début quelques notions de base sur les géométries fractales. Ensuite, nous avons expliqué les différentes applications. Enfin on a présenté le tapis de Sierpinski et l'utilisation de l'outil « antenna application » de matlab pour l'analyse de cette antenne.

Le dernier chapitre de ce mémoire s'intéresse à la conception d'une antenne et la simulation d'une antenne fractale de type Tapis de Sierpinski.

Chapitre I : Généralité sur les antennes

Introduction :

Une antenne en réalité est un bout de métal, ou un diélectrique; avec un langage plus approprié à l'électronique nous dirons que c'est un dispositif métallique qui sert à rayonner ou recevoir des ondes électromagnétiques. En d'autres termes, c'est une interface entre l'espace libre et un dispositif de guidage. Le dispositif de guidage peut être une ligne de transmission ou un guide d'ondes. Il sert à transmettre l'énergie d'une source vers l'antenne ou de l'antenne vers un récepteur.

Le principe de l'antenne d'émission est de faire en sorte que lorsqu'elle est parcourue par un courant variable, va créer un champ magnétique variable autour d'elle, et ce champ magnétique variable crée à son tour un champ électrique et ainsi de suite (c'est la description des équations de Maxwell). Ce champ qui se propage, est alors une onde électromagnétique.

L'onde électromagnétique qui se propage en espace libre se transforme en énergie électrique guidée grâce à un conducteur électrique, c'est le principe de l'antenne de réception. Le rôle de l'antenne de réception est de transformer l'onde électromagnétique qui se propage en espace libre en une énergie utilisable (signal électrique [3]).

I.1 Les caractéristiques des antennes :

I.1.1 Caractéristiques de rayonnement :

I.1.1.1 Diagramme de rayonnement :

Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il indique les directions dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale (figures ci-dessous).

La représentation du vecteur de champ électrique se fait généralement en coordonnées sphériques d'après ses composants, et dans un repère tournant [4].

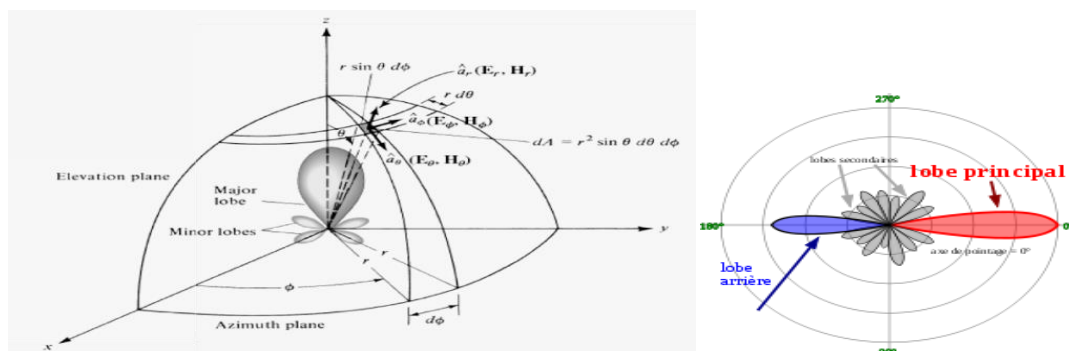


Figure I. 1: Diagramme de rayonnement en coordonnées sphériques.

Sans tenir compte de la polarisation, on n'utilise que celui représentant le module du champ électrique total assimilant le champ électrique à une quantité scalaire. L'échelle peut alors être linéaire (en V/m) ou logarithmique (en dB).

Cependant, il est commode de tracer le diagramme après normalisation, ce qui est appelé fonction caractéristique de rayonnement de l'antenne $F_E(\Theta, \Phi)$. Cette fonction obtenue en divisant $E(r, \Theta, \Phi)$ par sa valeur maximale, ne fait intervenir que les variables angulaires :

$$F_E(\theta, \phi) = \frac{E(\theta, \phi)}{E_{\max}} \quad [1]$$

La fonction caractéristique en puissance est donnée par l'expression suivante:

$$F_P(\theta, \phi) = \frac{p(\theta, \phi)}{p_{\max}} \quad [2]$$

On définit les éléments caractérisant un diagramme de rayonnement :

- ✓ **Lobe principale** : c'est lobe qui contient le maximum de puissance que l'antenne rayonne dans une direction privilégiée.
- ✓ **Lobes secondaires** : ce sont des lobes contenant à un maximum de puissance dans des directions autres que la direction privilégiée.
- ✓ **Lobe arrière** : c'est un lobe secondaire dans la direction opposée à la direction privilégiée de l'antenne (à l'arrière de l'antenne). Est spécifié par le terme << rapport avant/arrière >> qui désigne le rapport (la différence en dB) entre le lobe principal et le lobe arrière.

I.1.2 Angle d'ouverture:

L'angle d'ouverture est l'angle que font entre elles les deux directions du lobe principal selon lesquelles la puissance rayonnée est égale à la moitié de la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal (largeur de faisceau à -3 dB). La figure suivante présente un exemple de diagramme de rayonnement en coordonnées cartésiennes.

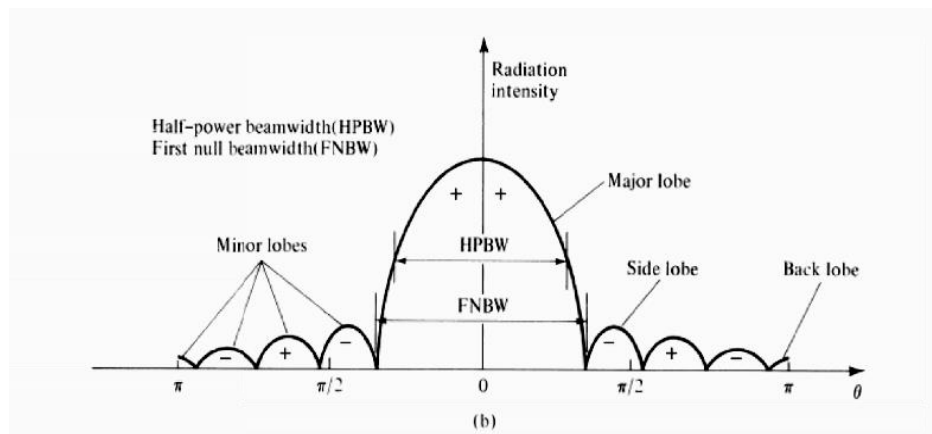


Figure I.2: Angle d'ouverture à -3dB.

L'angle $\Delta\theta$ représente sur ce diagramme l'angle d'ouverture de l'antenne. Lorsqu'une antenne présente un lobe principal assez fin, la plus grande partie de la puissance rayonnée à l'intérieur des deux directions à -3 dB. L'angle d'ouverture nous donne une idée assez précise sur la finesse du lobe et de la qualité du rayonnement.

Diagrammes de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes présentant l'angle d'ouverture. Zéro rayonnement : dans un diagramme de rayonnement d'antenne, une zone zéro est une zone dans laquelle la puissance rayonnée efficace est à un minimum. Un zéro à souvent un angle étroite de directivité comparé à celui du lobe principale.

I.1.3 Puissance rayonnée par une antenne :

Une antenne sert à convertir une puissance électrique en une puissance rayonnée, c'est-à-dire transporté par une onde électromagnétique, qui peut se propager dans toutes les directions de l'espace. La puissance rayonnée par unité d'angle solide dans une direction définie par les deux angles (θ, ϕ) s'écrit :

$$P(r, \theta, \phi) = \frac{P_a}{4\pi} \quad [3]$$

P_a : est la puissance d'alimentation. $P(r, \theta, \phi)$ Est parfois appelée intensité de rayonnement, exprimée en watt/stéradian.

La densité de puissance ou puissance rayonnée par unité du surface à la distance r , est donnée par :

$$P(r, \theta, \phi) = \frac{P_a}{4\pi r^2} \quad [4]$$

On peut montrer que l'onde transporte la puissance suivante, exprimée sous la forme d'un vecteur appelée vecteur de poynting :

$$P(r, \theta, \varnothing) = \frac{1}{2}[E(r, \theta, \varnothing)\Lambda H^*(r, \theta, \varnothing)] \text{ (Watt/m}^2\text{)} \quad [5]$$

H^* : est le conjugué du champ magnétique.

I.1.4 La directivité :

La directivité d'une antenne caractérise la manière dont cette antenne concentre son rayonnement dans certaines directions de l'espace, une antenne isotrope rayonne uniformément la même densité de puissance quel que soit la direction.

La directivité d'une antenne est le rapport de la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction $(\theta, \varnothing)$ à la puissance que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle pour une même puissance totale rayonnée [5].

$$D(\theta, \varnothing) = \frac{P(\theta, \varnothing)}{P_r/4\pi} \quad [6]$$

Avec :

$$P_r = \iint p(r, \theta, \varnothing) ds \text{ et } ds = r^2 \sin\theta d\theta d\varnothing$$

Ou bien :

$$P_r = \iint p(\theta, \varnothing) d\Omega \text{ et } d\Omega = \sin\theta d\theta d\varnothing$$

θ Varie de 0 à π et $\varnothing$ varie de 0 à 2π .

I.1.5 Le rendement :

Pour une antenne donnée, la puissance rayonnée est généralement inférieure à la puissance d'alimentation P_a , le rendement d'une antenne est alors défini comme étant le rapport de la puissance totale P_r qu'elle rayonne à sa puissance d'alimentation On la note [6]
 η :

$$\eta = \frac{P_r}{P_a} \quad [7]$$

I.1.6 Le gain :

Le gain suivant une direction donnée $(\theta, \varnothing)$ est défini comme le rapport entre la puissance rayonnée par unité d'angle solide par l'antenne réelle à la puissance que rayonnerait une antenne isotrope par unité d'angle solide (les deux antennes ont la même puissance d'alimentation). Le gain de l'antenne est donc le gain de puissance par rapport à l'antenne isotrope. Il est exprimé en dBi (avec i comme isotrope) [6] :

$$G(\theta, \varnothing) = \frac{4\pi \cdot P(\theta, \varnothing)}{P_a} \quad [8]$$

Si l'antenne omnidirectionnelle et sans pertes, son gain $G=1$ ou 0 dB

Le gain est généralement exprimé en dB :

$$G(\theta, \varnothing)_{dB} = \log_{10} G(\theta, \varnothing) \quad [9]$$

Le gain et la directivité sont liés par l'équation suivante :

$$G(\theta, \varnothing) = \eta D(\theta, \varnothing) \quad [10]$$

I.1.7 La polarisation :

Lorsqu'une antenne transmet une onde, elle crée un champ magnétique qui est produit par le passage du courant dans l'élément rayonnant de l'antenne. Les deux champs sont orthogonaux. D'une façon générale la polarisation est définie par le plan électrique de l'antenne.

La polarisation dans le domaine micro-onde peut être de plusieurs types définis comme suit :

- **Polarisation rectiligne :**

C'est la polarisation linéaire ou le vecteur électrique reste tout le temps dans le même plan, elle est simple à étudier, il existe des formes pour ce type de polarisation.

- **Polarisation verticale :**

Le vecteur électrique est dans le plan vertical. Ce type de polarisation moins affecté par des réflexions dans le chemin de transmission et l'angle de rayonnement plus bas.

- **Polarisation horizontale :**

Le vecteur électrique est dans le plan horizontal.

■ **Polarisation oblique :**

Le vecteur électrique est incliné à 45° par rapport à l'horizontale, ce qui peut être considéré comme la résultante de deux composantes d'amplitude égale et de même

phase, l'une étant polarisée horizontalement et l'autre verticalement. La polarisation est dite oblique dextrogyre (ou droite) ou bien lévogyre (ou gauche) suivant que le vecteur électrique de l'onde qui se propage, vu depuis le point d'émission, a tourné de

45° par rapport à la verticale respectivement dans le sens des aiguilles d'une montre ou dans le sens inverse.

■ **Polarisation elliptique :**

L'extrémité du vecteur électrique est elliptique, c'est le résultat de la polarisation verticale et horizontale d'amplitude et de phase différentes.

■ **Polarisation circulaire :**

L'extrémité du vecteur électrique décrit un cercle, c'est un cas particulier de la polarisation elliptique dans lequel des composantes polarisées verticalement et horizontalement, de même amplitude, sont combinées en quadrature de phase.

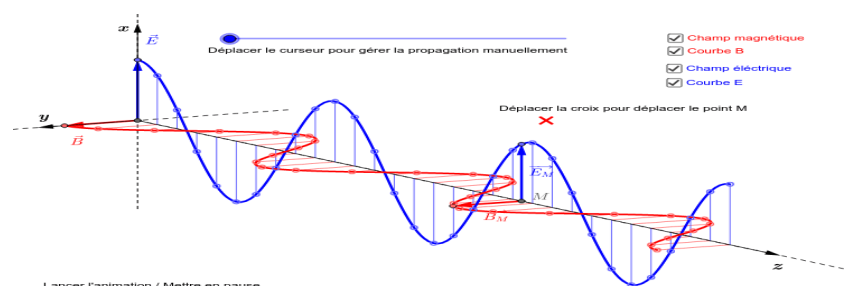


Figure I. 2: La polarisation rectiligne.

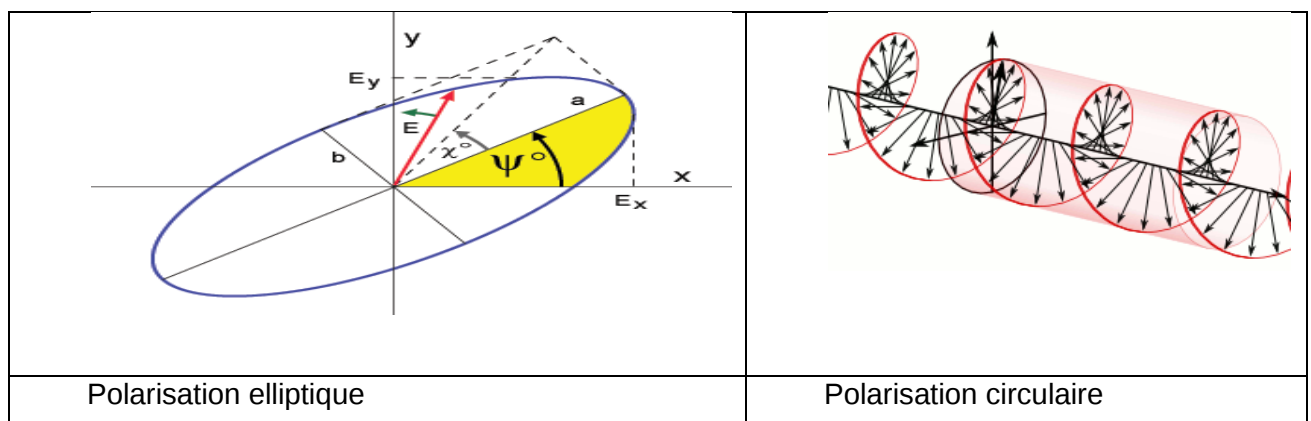


Figure I. 3: Les polarisations elliptique et circulaire.

Il existe des cas particuliers pour la polarisation double, mixte, ils sont utilisés pour certaines Application, la polarisation circulaire pour la communication satellite, la polarisation mixte pour la réception à domicile, la polarisation verticale utilisée par des stations couvrant zones urbaines, pour réception automobile on choisit polarisation circulaire.

I.1.8 La bande passante :

La largeur de bande ou bande passante en adaptation d'une antenne peut être définie comme une bande de fréquences pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil donné. Elle peut être définie comme correspondant à la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est supérieur à un seuil. On déduit souvent la bande passante d'une antenne à partir de la courbe de son coefficient de réflexion [7].

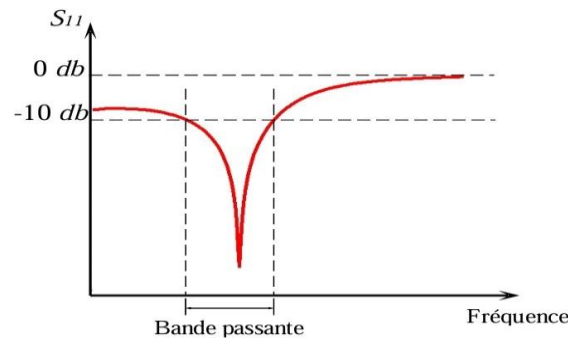


Figure I. 4: Bande passante et coefficient de réflexion [8].

I.2 Caractéristiques électriques :

I.2.1 Le coefficient de réflexion :

Le coefficient de réflexion d'une antenne représente le rapport des amplitudes des ondes incidentes sur les ondes réfléchies. Pour une antenne présentant une impédance Z_a à son entrée, et reliée à la source par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c , le coefficient de réflexion au niveau du port d'excitation de l'antenne numéroté 1, peut être défini comme suit [9]:

$$S_{11} = \frac{Z_a - Z_c}{Z_a + Z_c} \quad [11]$$

Le module de coefficient de réflexion est souvent exprimé en décibel et est noté

$$|S_{11}|_{dB} = 20 \log_{10}(S_{11}).$$

Souvent, la fréquence de résonance d'une antenne est celle où le coefficient de réflexion est minimal.

I.2.2 Résistance de rayonnement :

Soit la puissance active rayonnée par une antenne. On peut définir la puissance de rayonnement par cette relation :

$$R_r = 80 \cdot \pi^2 \left(\frac{dl}{\lambda} \right)^2 \quad [12]$$

I.2.3 L'adaptation, le schéma équivalent d'une antenne et le ROS :

Pour qu'une antenne fonctionne efficacement, le transfert d'un maximum de puissance doit s'effectuer entre l'émetteur et l'antenne. Ce transfert ne s'effectue que s'il y'a adaptation entre l'impédance de l'émetteur et le conjugué complexe de l'impédance d'entrée de l'antenne et vice-versa.

Si cette condition n'est pas satisfaite, une partie de la puissance est réfléchi, et cela conduit à la création d'ondes stationnaires, qui peuvent être caractérisées par un paramètre appelé le rapport d'ondes stationnaires de tension ROS en anglais VSWR (Voltage Standing WaveRatio). Le VSWR est exprimé par la formule suivante :

$$VSWR = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad [13]$$

Le VSWR égal à l'unité correspond à une adaptation parfaite. Une conception pratique de l'antenne doit avoir une impédance d'entrée égale à 50 ohms ou 75 ohms, la plupart des équipements radiofréquences sont construits pour ces impédances. Le terme de TOS (taux d'ondes stationnaires) peut être utilisé à la place de ROS.

I.2.4 L'impédance d'entrée :

L'impédance d'entrée d'une antenne est définie comme le rapport entre la tension V_{in} et le courant I_{in} à l'entrée de l'antenne ou comme le rapport entre les composants correspondantes des champs électriques et magnétiques.

L'expression de l'impédance d'entrée d'une antenne Z_{in} comportant une partie réelle et une partie imaginaire, s'écrit comme suit :

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_a + jX_a = Z_c \cdot \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \quad [14]$$

La partie réactive (réactance) : est due aux champs d'induction aux voisinages de l'antenne ; elle est capacitive pour les antennes électriquement courts (comme le cas de l'impédance vue près d'un circuit ouvert en régime sinusoïdale permanent). Autrement dit elle est liée à la puissance réactive stockée au voisinage de l'antenne. La partie active est reliée aux champs (Ou puissances) rayonnés et la puissance perdue par effet de joules, elle est constituée de deux composants, une résistance de rayonnement et une résistance de pertes.

Pour s'assurer que le maximum de puissance a été transféré de l'alimentation vers l'antenne, il est nécessaire d'avoir une adaptation d'impédance. Le transfert maximal de la puissance est obtenu lorsque l'impédance de l'alimentation est égale au conjugué de l'impédance de l'antenne, qui peut varier en fonction de la fréquence [10].

I.2.5 Classification des antennes:

Le rayonnement d'une onde électromagnétique est créé par la circulation d'un courant électrique sur un milieu conducteur. A partir de la structure géométrique de ce dernier, nous pouvons classer les antennes volumiques en deux catégories :

- Les antennes filaires.
- Les antennes à surfaces rayonnantes.

I.2.5.1 Les différents types d'antennes volumiques:

Les antennes peuvent être regroupées en quatre grandes familles qui sont facilement reconnaissables, pour la plupart, à leurs formes.

I.2.5.1.1 L'antenne filaire :

Ce type d'antennes est constitué d'un ou plusieurs fils conducteurs, sur lesquels circule un courant électrique. Cette grande famille compte les antennes relativement simples comme les antennes dipôles, monopoles, boucles résonnances Yagi, hélices...etc.....



Figure I. 5: Antenne yagi.



Figure I. 6: Antenne hélice.

I.2.5.2 L'antenne à surfaces rayonnantes :

L'antenne à ouverture est le modèle de prédilection pour la conception d'antenne de système de sécurité comme celles des radars micro-ondes utilisés pour la surveillance maritime et aéroportuaire.

I.2.5.2.1 L'antenne cornet :

L'antenne à cornet est une antenne un peu spéciale à cause de son apparence en cône plus ou moins cylindrique. Elle a généralement la forme d'un gros entonnoir ou d'une pyramide inclinée à base ouverte.



Figure I. 7: Exemple d'une antenne cornet.

I.2.5.2.2 L'antenne parabolique :

C'est le modèle que la plupart des particuliers abonnés aux chaînes de télévision connaissent. L'antenne parabolique a la forme d'une cuvette avec au centre de sa face concave une antenne.

Un guide d'ondes permettant de collecter les ondes réfléchis par la cuvette.



Figure I. 8: Exemple d'une antenne parabolique.

I.3. Antenne imprimée ou patch :

Le concept d'antennes patch est apparu dans les années 50, mais le véritable développement ne s'est fait que dans années 70. Les antennes imprimées ou micro ruban, ou (patch) en anglais sont des éléments rayonnants planaires. L'antenne est réalisée par gravure d'un circuit imprimé. De part leur technologie de fabrication, celles-ci peuvent être intégrées au plus près des circuits électroniques en occupant un volume réduit et se conformant à différent types de surface. Leur principal avantage réside dans leur faible coût de fabrication. Les antennes patch sont utilisées dans les nombreuses applications à partir des bandes VHF [11].

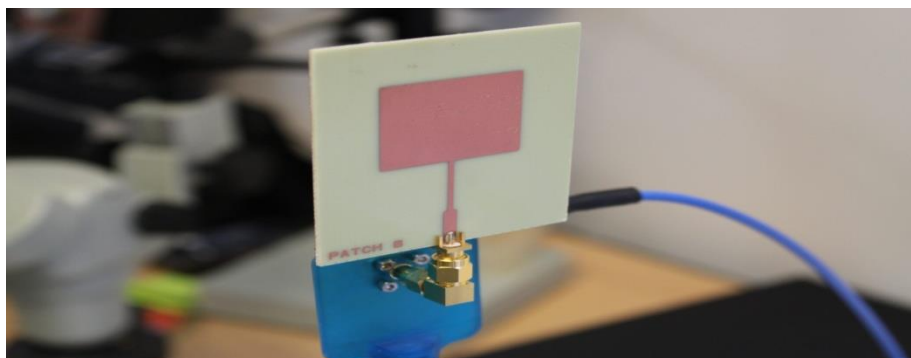


Figure I. 9: Antenne patch.

I.3.1 Structure d'une antenne imprimée :

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

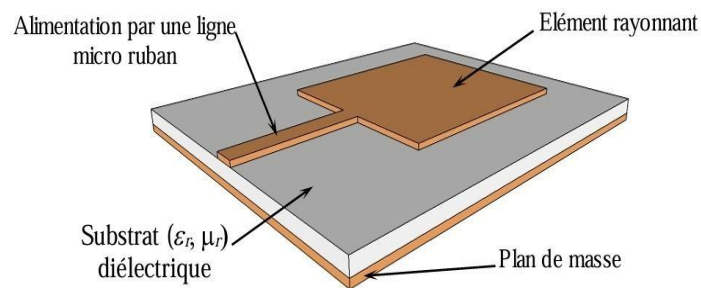


Figure I. 10: Structure d'une antenne patch rectangulaire.

Les dimensions du patch sont généralement de l'ordre de la demi-longueur d'onde. Le choix de la longueur est guidé par la fréquence de résonance à donner à l'antenne. Le plan de masse ne pouvant pas être infini, il peut être égal à 3 ou 4 fois la longueur d'onde. Ce qui représente parfois un encombrement trop important. Un plan de masse petit conduira à une modification des propriétés de l'antenne. Les caractéristiques du substrat influent aussi sur celles de l'antenne. En général, sa permittivité doit être faible, et doit être d'épaisseur négligeable devant la longueur d'onde et présenter de faibles pertes.

I.3.2 Les différentes formes d'une antenne patch :

L'antenne patch peut prendre plusieurs formes qui peuvent être rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle. Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication mais également un diagramme de rayonnement très intéressant. La figure suivante montre ces différentes formes [12].

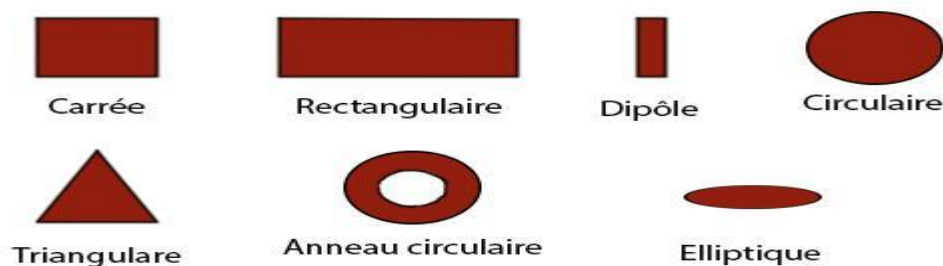


Figure I. 11: Différentes formes d'antennes patch.

I.3.3 Principe de fonctionnement :

Dans sa configuration originale, le comportement de l'antenne est contrôlé à l'aide d'une sonde de courant connectée entre le patch rayonnant et le plan de masse, ce qui va provoquer l'apparition et la distribution de charges qui s'établit au-dessus et en dessous de l'élément rayonnant.

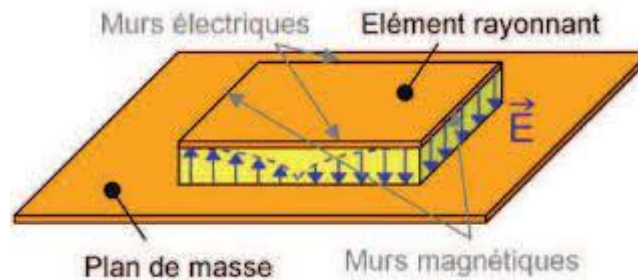


Figure I. 12: Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.

Le champ présent entre les bords du patch et le plan de masse va déborder et contribuer à générer le champ électromagnétique rayonné. Ces champs séparés par la longueur du patch sont maximaux et en opposition de phase, vont avoir tendance à s'additionner de manière constructive et optimale, et générer un rayonnement inscrit dans le plan transverse à la longueur du patch. Ces deux bords sont donc appelés fentes rayonnantes [8].

I. 3.4 Alimentation des antennes patch :

L'alimentation des antennes patch est l'une des parties les plus importantes dans le processus de la conception de ces antennes. Plusieurs techniques ont été alors élaborées dans ce but. On peut classer ces techniques en deux grandes catégories.

I.3.4.1 Alimentation par ligne microruban:

Pour ce type d'alimentation, une ligne microruban est connectée au patch. Cette ligne lui apporte de l'énergie. Néanmoins, ce type d'alimentation à ses inconvénients génère un rayonnement parasite [13].

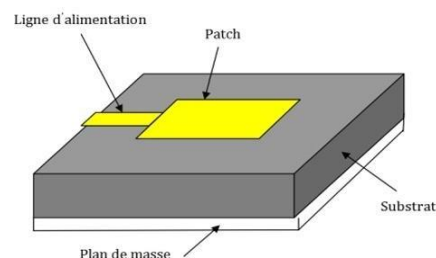


Figure I. 13:Alimentation par ligne microruban.

I.3.4.2 Alimentation par la sonde coaxiale :

Dans cette alimentation le conducteur externe d'un connecteur coaxiale relié à la masse et le conducteur intérieur est relié au patch. Dans ce cas la bande passante de l'antenne est étroite et la difficulté de modélisation spécialement pour des substrats épais cause une grande difficulté pour ce type d'alimentation. Parmi les avantages, ce type d'excitation peut être appliqué à n'importe quel emplacement du patch [11].

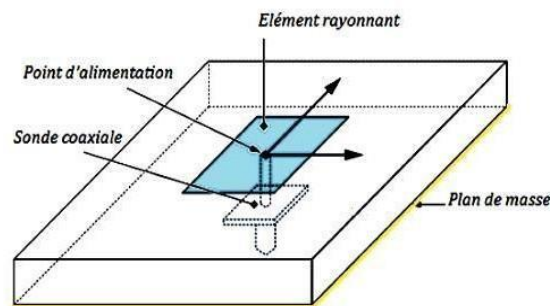


Figure I. 14:Alimentation par une sonde coaxiale [13].

I.3.5 Adaptations des antennes imprimées :

Chaque système qui convertit l'énergie sur une ligne de transmission a besoin d'une adaptation car la ligne convertit l'impédance de charge en une autre d'impédance à l'entrée de la source. Par conséquent, ce que voit la source dépend de l'impédance de charge, de la longueur électrique de la ligne et de l'impédance caractéristique.

I.3.5.1 Adaptation par ligne quart d'onde:

Lors de la conception d'un circuit micro-onde, le problème d'adaptation doit être pris en compte. C'est-à-dire se ramène à une impédance (souvent l'impédance caractéristique d'une ligne) différente de l'impédance aux extrémités de ce circuit. L'adaptation par ligne quart d'onde, consiste à Inséré entre le patch de l'antenne et la ligne d'alimentation une ligne de longueur quart d'onde et d'impédance caractéristique à déterminer.

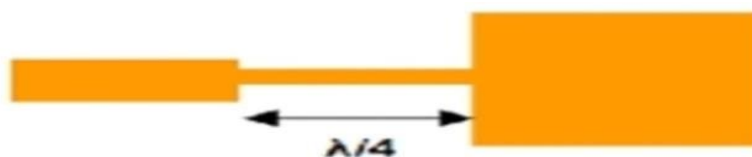


Figure I. 15:adaptation avec une ligne quart d'onde.

I.3.5.2 Adaptation par encoches :

Une autre méthode d'adaptation de l'antenne patch peut être utilisée, en modifiant la géométrie du patch. Comme montré sur la figure ci-dessous, il suffit d'usiner des encoches centrées à l'intérieur du patch ; et de déterminer les dimensions de ces encoches.

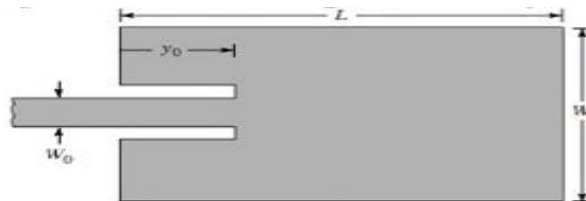


Figure I. 16: Patch adapté par encoches de longueur $y/4$.

I.4 Analyse et synthèse de l'antenne patch :

La synthèse et l'analyse d'antennes patch impliquent la conception et l'optimisation des caractéristiques physiques de l'antenne pour obtenir les performances souhaitées. Le processus de synthèse implique la sélection des dimensions de l'antenne, du matériau du substrat et de la technique d'alimentation pour obtenir la fréquence, la bande passante et le diagramme de rayonnement souhaités. Le processus d'analyse consiste à évaluer les performances de l'antenne à l'aide d'outils de simulation, tels que des solveurs de champs électromagnétiques, pour déterminer ses caractéristiques et optimiser sa conception.

La synthèse d'antenne patch commence par la sélection du matériau du substrat, qui est généralement un matériau diélectrique à haute permittivité. L'épaisseur et la permittivité relative du substrat sont des facteurs clés pour déterminer la fréquence de résonance et la bande passante de l'antenne. Une fois le substrat sélectionné, les dimensions du patch sont

choisies en fonction de la fréquence. La technique d'excitation est également essentielle pour déterminer les performances de l'antenne. La position du point d'alimentation affecte le Diagramme de rayonnement et l'adaptation d'impédance de l'antenne. L'alimentation peut être située au centre du patch ou décentrée, selon le diagramme de rayonnement souhaité.

Une fois la conception initiale créée, les performances de l'antenne sont analysées à l'aide d'outils de simulation. Les solveurs de champ électromagnétique, basés sur la méthode des éléments finis (FEM) ou celle de la différence finie dans le domaine temporel (FDTD), peuvent être utilisés pour simuler le comportement électromagnétique de l'antenne et évaluer

ses paramètres de performance, tels que le diagramme de rayonnement, le gain, l'impédance d'entrée et la bande passante.

Une fois la conception initiale analysée, l'antenne peut être optimisée pour obtenir les performances souhaitées. Des techniques d'optimisation, telles que des algorithmes génétiques, l'optimisation par essaim de particules ou des méthodes basées sur le gradient, peuvent être utilisées pour ajuster les dimensions et la position d'alimentation de l'antenne afin d'obtenir les performances souhaitées.

I.5 Modèles équivalent de l'antenne :

I.5.1 Modèle localisé:

Le modèle d'antenne localisé est une approche qui permet de modéliser une antenne comme étant un circuit électrique. Cette approche est utile pour d'écrire les caractéristiques de rayonnement et d'impédance d'une antenne dans un environnement donné.

Les étapes de base pour modéliser une antenne selon le modèle localisé sont décrites comme suit :

- Détermination des dimensions géométriques de l'antenne.
- Déterminer les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne : l'impédance d'entrée, la directivité, le gain, et la bande passante d'antenne.
- Modélisation de l'antenne comme un circuit électrique : détermination des éléments du circuit tels que les résistances, les inductances et les capacités qui représentent l'antenne.
- Appliquer les conditions aux limites : spécification des conditions aux limites appropriées pour le modèle, telles que la condition d'équivalence de surface pour les surfaces conductrices de l'antenne.
- Résolution du modèle électrique: résolution des équations du circuit pour déterminer les caractéristiques de rayonnement et l'impédance d'entrée de l'antenne.
- Valider le modèle : comparaison des résultats du modèle avec les mesures expérimentales ou d'autres modèles analytiques pour valider sa précision.

Le modèle électrique localisé est une approche utile pour modéliser les caractéristiques d'une antenne dans un environnement donné, ce qui peut aider à optimiser la conception de l'antenne pour des applications spécifiques.

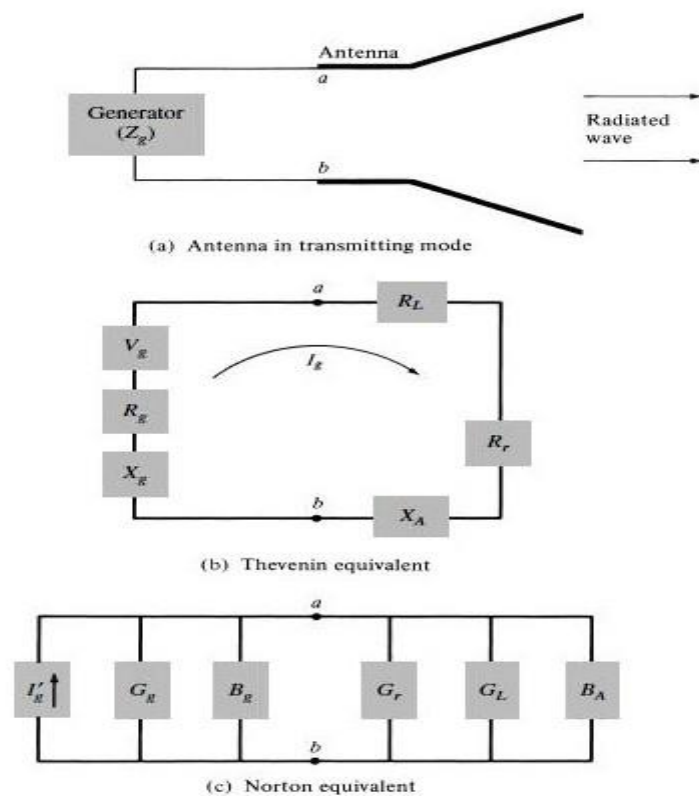


Figure I. 17: modèle équivalent d'une antenne.

I.5.2 Modèle cavité:

Le modèle de la cavité est un modèle théorique utilisé pour décrire le comportement des antennes. C'est un modèle important dans le domaine de l'ingénierie des antennes et il est souvent utilisé pour analyser les antennes qui sont considérées comme des cavités résonantes. Le modèle de cavité est basé sur la théorie des ondes électromagnétiques dans une cavité résonante. Ce modèle suppose que la cavité est remplie d'un matériau diélectrique homogène et isotrope, et qu'elle est excitée par une source de courant ou de tension.

Le modèle décrit la cavité en termes de mode propres de résonance, qui sont des fréquences spécifiques à laquelle la cavité peut être excitée. Les modes propres de résonance sont déterminés par la géométrie de la cavité et les propriétés électromagnétiques du matériau diélectrique.

Des équations mathématiques sont utilisées pour décrire les champs électromagnétiques dans la cavité ainsi que la distribution du courant et de la tension sur les parois de la cavité. Ces équations peuvent être résolues pour calculer les caractéristiques de l'antenne, telles que le gain, la bande passante et le diagramme de rayonnement [14].

I.6 Les paramètres géométriques de l'antenne patch :

La fréquence de résonance pour une antenne patch rectangulaire est donnée par :

$$f_r = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad [15]$$

L'impédance d'entrée est donnée par l'équation :

$$Z_{in} = Z_0 \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad [16]$$

La procédure d'une conception pratique d'une antenne patch rectangulaire assume la connaissance du constant diélectrique ϵ l'épaisseur h de substrat, ainsi que la fréquence de résonance f_r . La conception d'une antenne patch suit donc les étapes suivantes :

- Spécification de f_r , ϵ et h .
- Détermination de la largeur w et de la longueur L du patch

Pour un rayonnement efficace, la largeur pratique du patch est calculée comme suite :

$$W = \frac{c}{2*f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}} \quad [17]$$

C : est la vitesse de la lumière ($c=3*10^8$ m/s)

L'expression de la permittivité effective de l'antenne patch est donnée p comme suit :

$$\epsilon_{reff} = \left(\frac{\epsilon_r+1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r-1}{2}\right) \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{\frac{1}{2}} \quad [18]$$

Maintenant, calculons la longueur efficace L_{eff} et ΔL avec les équations suivantes :

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad [19]$$

ΔL défini par l'équation suivante :

$$\Delta L = 0.412h \left[(\epsilon_{eff} + 0.3) \frac{\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.813\right)} \right] \quad [20]$$

Finalement, nous pouvons calculer la longueur réelle de l'élément de rayonnement rectangulaire avec l'équation suivante :

$$L = L_{eff} - \Delta L \quad [21]$$

I.6.1 Détermination du point d'alimentation :

La première étape dans la détermination du point d'alimentation est le calcul de l'impédance d'entrée de l'antenne patch. Afin de pouvoir déterminer cette impédance, nous pouvons modéliser l'antenne patch rectangulaire par un circuit RC (résistance-condensateur) équivalent :

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 + G_2)} \quad [22]$$

Ensuite, nous pouvons définir les équations des conductances G_1 et de G_2 . Mais avant, nous définissons I_1 et K_0 qui seront utilisés dans les expressions de G_1 et G_2 :

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W \cos(\theta)}{2}\right)}{\cos(\theta)} \right]^2 d\theta \quad [23]$$

$$K_0 = 2\pi f r \sqrt{\epsilon \mu} \quad [24]$$

-L'équation définissant G_1 (conductance) est:

$$G_1 = \frac{I}{120\pi^2} \quad [25]$$

-L'équation définissant G_{12} (partie de la conductance créée par G_2) :

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{K_0 W \cos(\theta)}{2}\right)}{\cos(\theta)} \right]^2 J_0(K_0 L \sin(\theta)) \sin^3(\theta) d\theta \quad [26]$$

La fonction de Bessel d'ordre zéro est définie par l'équation suivante :

$$J(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(k!)^2} \left(\frac{z}{2}\right)^{2k} \quad [27]$$

Z : argument de la fonction de Bessel.

Nous avons maintenant les équations utilisées pour calculer l'impédance d'entrée R_{in} . Nous pouvons déterminer le point d'alimentation de l'élément de rayonnement.

Pour ce faire, l'équation qui va nous permettre d'obtenir le point d'alimentation y_0 de notre élément est donc :

$$R_{\text{ligne}} = R_{in} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad [28]$$

I.6.2 Calcul des démentions théoriques du patch sous Matlab :

Le programme suivant est conçu pour calculer les paramètres d'une antenne patch rectangulaire. Nous doit spécifier la valeur de la fréquence de résonance f_r , la constante diélectrique et la hauteur h du substrat. Ce programme va calculer automatiquement la longueur (L), la largeur (w) du patch et la position de point d'alimentation (y_0).

```
clc
clearall
%-----Patch antenna dimension microstripfeeding-----
c=3e8;
fr=2.4e9;
Zc=127.3;
Er=2.2;
h=1.6e-3;
%-----Synthesis of microstrispfeeding Patch antenna-----
A=Zc/60*sqrt((Er+1)/2)+((Er-1)/(Er+1))*(0.23+0.11/Er);
B=60*pi^2/(Zc*sqrt(Er));
w1=4*h/(0.5*exp(A)-exp(-A));
w2=((Er-1)/(pi*Er)*(log(B-1)+0.39-0.61/Er)+2/pi*(B-1-log(2*B-1)))*h;
if(w1/h)<2
wa=w1;
elseif(w2/h)>=2
wa=w2;
end
u=wa/h;
a=1+1/49*log((u^4+(u/52)^2)/(u^4+0.432))+1/18.7*log(1+(u/18.1)^3);
b=0.564*((Er-0.9)/(Er+3))^0.053;
Eeffa=(Er+1)/2+((Er-1)/2)*(1/(1+10/u)^(a*b));
va=c/sqrt(Eeffa);
lamda_eff=va/fr;
La=lamda_eff/4;
%-----
-----
Wp=c*sqrt(2/(Er+1))/(2*fr)
```

```

Eeff=(Er+1)/2+((Er-1)/2)*1/sqrt((1+12*h/Wp));
DeltaL=h*0.412*((Eeff+0.3)*(Wp/h+0.264))/((Eeff-0.258)*(Wp/h+0.8));
v=c/sqrt(Er);

lambdaeff=v/fr;
Leff=lambdaeff/2;
Lp=Leff-2*DeltaL

% Wp=41.4e-3;
% Lp=41.4e-3
%=====Calcul de l'impédance d'entrée du
Patch=====
W=41.45e-3;
L=41.45e-3
lamda0=c/fr;
k0=2*pi/lamda0;
IfW<lamda0
    G1=1/90*(W/lamda0)^2;
else
    G1=1/120*(W/lamda0)^2;
end
X=k0*W;
I1=-2*cos(X)+X*sinint(X)+sin(X)/X;
G11=I1/(120*pi^2)
% Create the function
fun=@(teta)
((sin(k0*W/2*cos(teta))./cos(teta)).^2.*besselj(0,k0*L*sin(teta)).*sin(teta).^3);
% Evaluate the integral of function fun fromteta=0 to teta=pi.
G12 = 1/(120*pi^2)*integral(fun,0,pi);
Rin=1/(2*(G1+G12))
Rin1=1/(2*(G11+G12))
Rin2=90*Er^2/(Er-1)*(L/W)
Zcq=sqrt(Rin*50);
y0=Lp/pi*acos(sqrt(50/Rin))

```

Conclusion :

La maîtrise de la théorie des antennes est plus que nécessaire, elle nous permet de comprendre leur comportement à des différentes gammes de fréquences. Car pour toute application. Il faut choisir des caractéristiques bien conformes au standard spécifique. Dans ce chapitre nous avons dressé un état de l'art sur les antennes : le rôle des antennes, le rayonnement des antennes, Puis on a présenté les différents paramètres des antennes en suite on a donné un bref aperçu sur quelques types d'antennes. Après ce passage, On présente l'antenne imprimée en détaille.

Chapitre II : Les antennes fractales

II.1 Introduction

Les fractales sont des motifs qui se répètent à différentes échelles et qui sont auto-similaires. Cette propriété est exploitée dans la conception des antennes fractales pour leur permettre d'être plus petites tout en conservant de bonnes performances. Les antennes fractales ont de nombreux avantages, notamment leur large bande passante, leur résistance aux interférences et leur capacité à s'adapter à différentes fréquences. Cela en fait un choix privilégié pour les communications sans fil, les radars et les systèmes de navigation [15].

La première antenne fractale, appelée "l'antenne du flocon de neige", a été créée par Nathan Cohen dans les années 1990. Depuis lors, de nombreux autres motifs fractals ont été utilisés pour concevoir des antennes, comme l'antenne de Menger, l'antenne de Sierpinski et l'antenne de Koch.

En résumé, les antennes fractales sont des outils très utiles dans le domaine des communications sans fil en raison de leur taille réduite, de leur bande passante large et de leur résistance aux interférences. Elles sont conçues en utilisant des motifs fractals, qui leur confèrent une structure auto-similaire à toutes les échelles.

II.2 Les formes fractales :

Il y a plusieurs formes fractales, classées sous trois catégories

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

II.2.1 Les courbes fractales

II.2.1.1 La courbe de Koch

La courbe de Koch est l'une des premières courbes fractales à avoir été décrite en 1904 par le mathématicien suédois Helge von Koch, et sa construction est très simple. On commence par une ligne de départ droite, on divise cette ligne en trois parties égales, la partie médiane sera remplacée par deux autres parties de même longueur. Il s'agit de la première transformation répétée de la géométrie, connue sous le nom de générateur ou fractale de Koch d'ordre 1. Pour chacun de ces quatre nouveaux segments, nous répétons le même processus, comme le montre la (Figure II.1) [16].

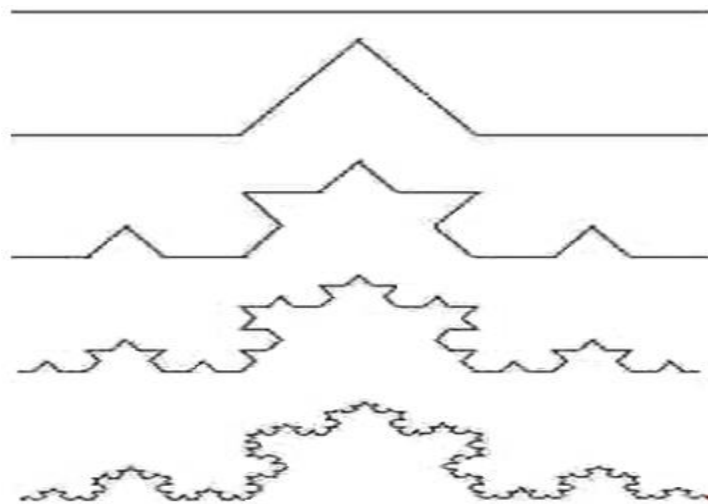


Figure II. 1: Courbe de Koch.

La première itération de la droite de longueur L est remplacée par 4 segments de longueur $L/3$ à la seconde itération chaque nouveau segment $L/3$ est divisé par 3 et est remplacé par 4 segments de longueur $(L/3)/3$ ainsi de suite. A chaque nouvelle itération, la longueur $L/3$ est multipliée par $4/3$ [17].

En résumé, chaque itération, la longueur du segment est divisée en 3 et le nombre de segment est multiplié par 4, ce qui signifie que la longueur de la courbe de Koch tend vers l'infini pour des itérations infinies.

II.2.s1.2 Ensemble de Cantor :

L'ensemble de Cantor est la poussière de Cantor, obtenue en éliminant itérativement le tiers central de chaque fragment (Figure II.2). Afin d'avoir une représentation plus évidente d'une part, et d'introduire un lien entre mesures et ensembles d'autre part, les segments sont des barres de largeur fixe (barres de Cantor), représentant ainsi une densité uniformément répartie sur l'ensemble support de la courbe fractale [18].

La dimension de ce fractal est :

$$D = \frac{\log 2}{\log 3} = 0.6309 \dots \quad [1]$$

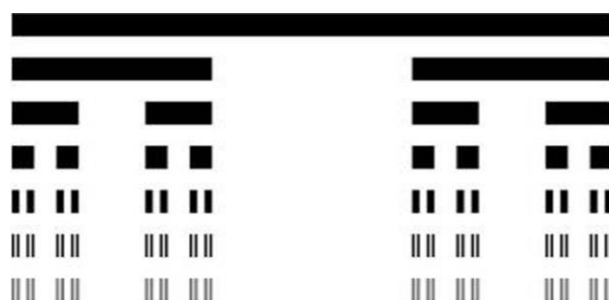


Figure II. 2: La fractale de Cantor.

II.2.1.3 Les fractales d'Hilbert :

La construction géométrique de la courbe de Hilbert est définie par l'algorithme suivant : On divise d'abord le carré initial en 4 petits carrés égaux ; chacun de ces carrés est numéroté de manière que deux carrés successifs se touchent d'un côté, nous commençons par le carré en bas à gauche et on termine par le carré inférieur droit. On divise ensuite chacun de ces nouveaux carrés en 4 micro-carrés égaux, jusqu'à l'infini.

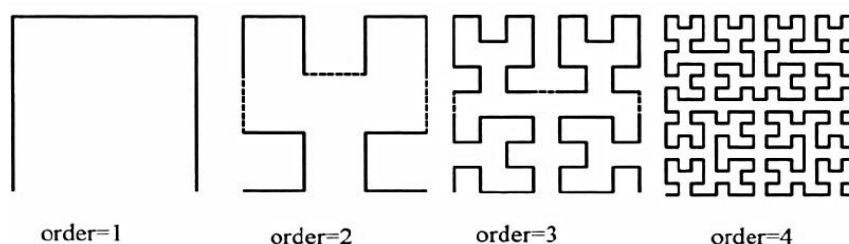


Figure II. 3: fractale d'Hilbert.

II.2.2 Les surfaces fractales

II.2.2.1 Fractale de Minkowski :

Ce type de courbe a été proposé par le mathématicien Hermann Minkowski (1864-1904). On part d'un modèle carré et on considère l'itération 0 (le modèle initial), puis on subdivise chaque partie du carré en cinq parties pour chaque partie du carré, et ainsi de suite (Figure II.3).

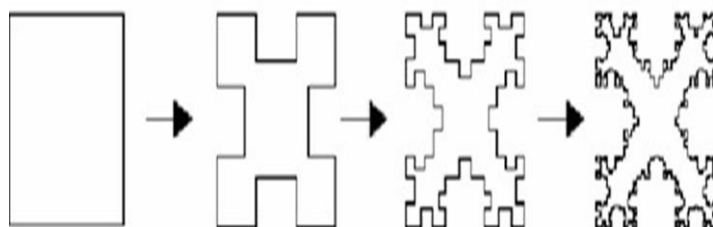


Figure II. 4: la fractale de Minkowski.

II.2.2.2 Les fractales de Peano:

La construction géométrique la plus célèbre de la courbe de Peano commence par dessiner les diagonales d'un carré. Pour effectuer la deuxième étape, nous divisons le carré initial en neuf petits carrés congruents, puis traversons tous les carrés en passant par l'une de leurs diagonales. De même pour chaque petit carré que nous subdivisons sa nouvelle, nous y traçons le même parcours. Le carré entier réalisé dans un processus itératif jusqu'à l'infini (Figure II.5) [19].

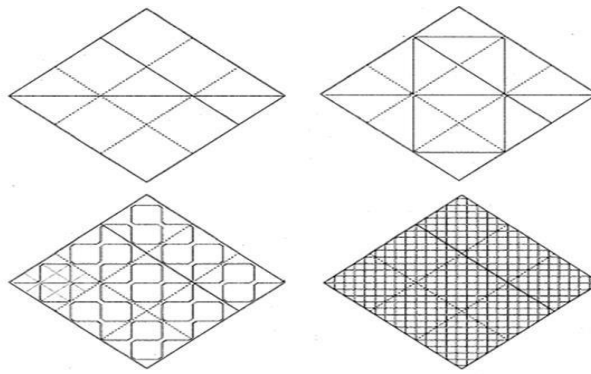


Figure II. 5:Génération de la courbe de Péano.

II.2.2.2 Le triangle de Sierpinski :

La première fractale qui sera considérée est le fameux triangle de Sierpinski. La construction géométrique de cette fractale commence par un triangle équilatéral contenu dans un plan, comme illustré à l'itération 0 de la (Figure II.6). L'étape suivante du processus de construction consiste à supprimer le triangle central dont le sommet est au milieu de l'arête originale du triangle représenté à l'itération 0. Lors de la première itération, on répète le processus pour les trois triangles restants, comme indiqué sur la figure II.6. Les deux itérations suivantes pour construire le triangle de Sierpinsky sont également illustrées sur la même figure.

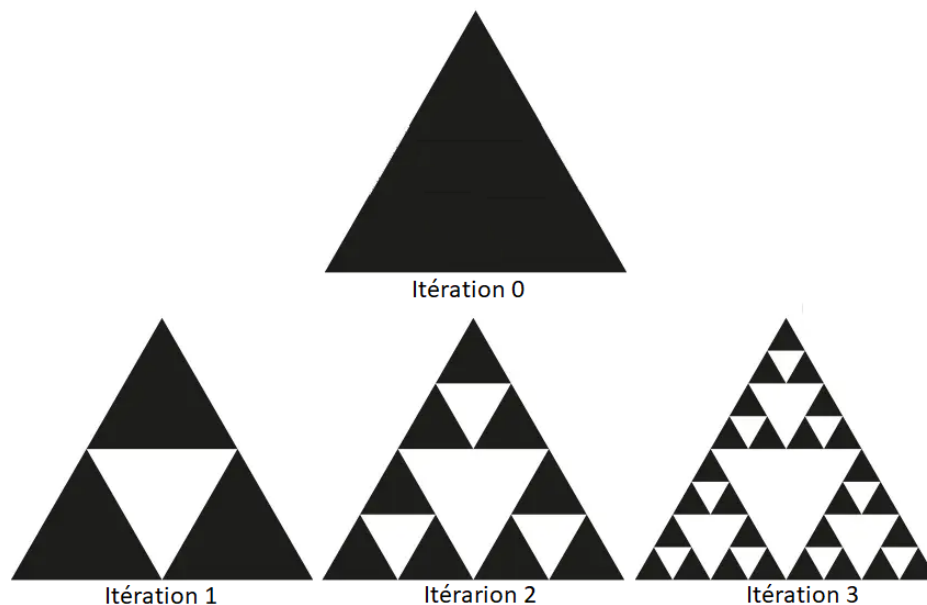


Figure II. 6: le triangle de Sierpinski.

II.2.2.3 Le tapis de Sierpinski:

La construction du tapis de Sierpinski, appelé aussi Sierpinski Carpet est conçue à partir d'un carré plein en appliquant récursivement les étapes suivantes:

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

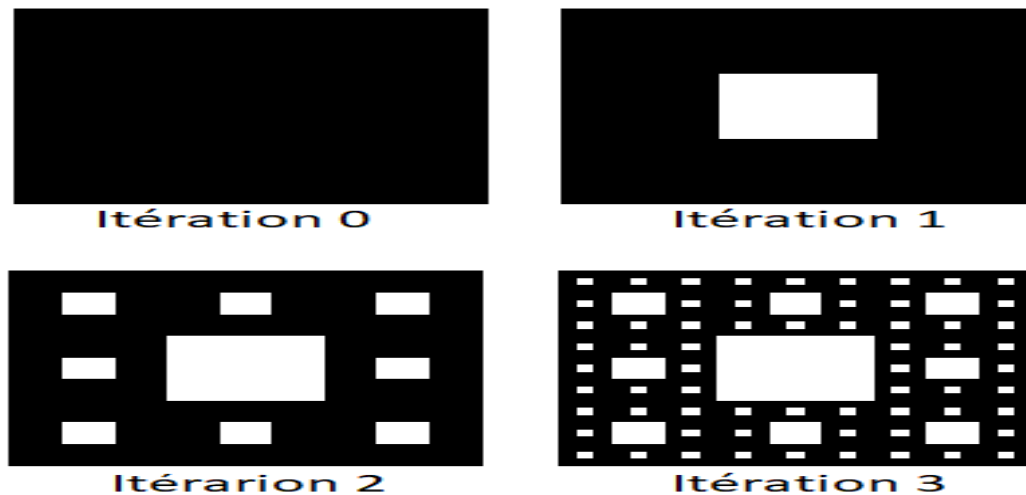


Figure II. 7: fractale de Sierpinski Carpet.

II.2.3 Les volumes fractals :

II.2.3.1 Le tétraèdre de Sierpinski :

Le tétraèdre de Sierpinski est une version 3D du triangle de Sierpinski. Il s'agit de la figure que l'on obtient en partant d'un tétraèdre régulier (étape 0) et en itérant à l'infini l'opération suivante, appelée «opérateur de Hutchinson ». On passe de la figure obtenue à l'étape n à celle de l'étape $n+1$ en lui appliquant simultanément les quatre homothéties ayant pour rapport $\frac{1}{2}$ et pour centre chacun des quatre sommets du tétraèdre initial.

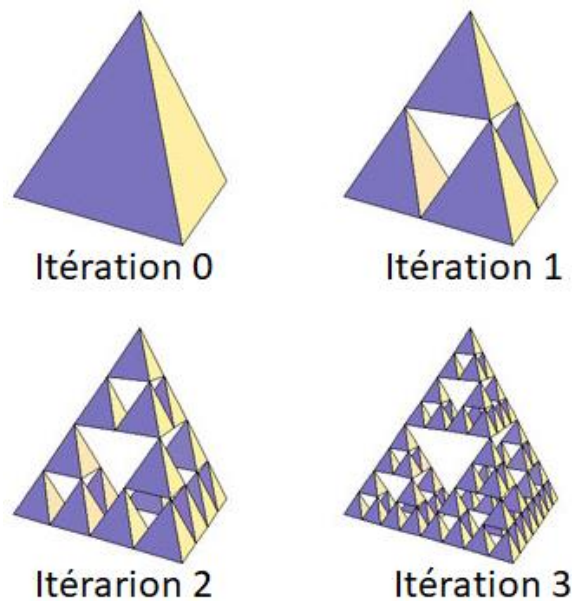


Figure II.8:Tétrahédre de Sierpinski.

II.2.3.2 L'éponge de Sierpinski :

Parfois appelée éponge de Menger-Sierpinski, est un solide fractal. C'est une extension de l'ensemble Cantor du tapis de Sierpinski dans la troisième dimension, décrit pour la première fois par le mathématicien autrichien Karl Menger en 1926. Pour construire une éponge Menger, vous devez d'abord construire un cube, puis couper le cube en 27 cubes de volume égal. Ensuite, nous enlevons le cube central de chaque côté et le cube central qui les touche. Vous pouvez répéter le processus à l'étape 2 pour chacun des 20 cubes restants. A chaque itération, le nombre de cubes est multiplié par 20, donc l'entité créée à la nième itération contient 20^n cubes.

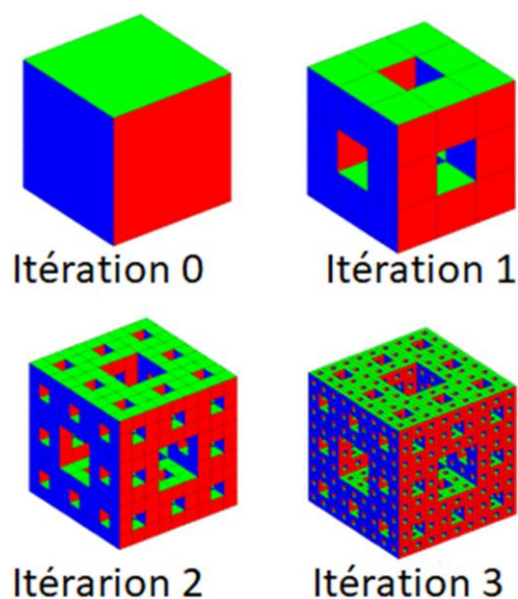


Figure II. 9: Eponge de Sierpinski Menger.

II.3 Caractéristiques des antennes fractales :

Les principaux avantages de l'utilisation des formes fractales pour la conception des antennes sont qu'elles occupent des surfaces très réduites. La compacité des antennes fractales qui résulte du caractère irrégulier de leurs formes induit des résonances fréquentielles multiples pour ces antennes. Ce comportement multi-bande vient du caractère d'autosimilarité de leur forme géométrique. La réalisation des antennes fractales est difficile, ceci est lié à la complexité de leurs formes.

Les antennes fractales sont utilisées dans le domaine des télécommunications en raison de leurs propriétés uniques qui les rendent adaptées à certaines applications. Voici quelques applications des antennes fractales :

- **Miniaturisation** : Les antennes fractales permettent une réduction significative de la taille physique de l'antenne tout en maintenant de bonnes performances. Cela les rend particulièrement utiles dans les dispositifs compacts tels que les téléphones portables, les tablettes et les objets connectés.
- **Large bande passante** : Les antennes fractales peuvent couvrir une large gamme de fréquences, ce qui est essentiel pour prendre en charge les différentes bandes utilisées dans les systèmes de télécommunication. Elles sont souvent utilisées dans les applications nécessitant une connectivité multi-bandes, comme les réseaux sans fil et les systèmes de communication satellite.
- **Formes flexibles** : Les antennes fractales peuvent être conçues pour s'adapter à des formes non conventionnelles, ce qui est avantageux dans les applications où l'espace est limité ou où des contraintes de conception spécifiques doivent être respectées. Elles sont utilisées dans les dispositifs portables tels que les montres intelligentes et les vêtements connectés.
- **Réjection des interférences** : Les antennes fractales ont souvent des propriétés de réjection des interférences améliorées, ce qui les rend précieuses dans les environnements où la coexistence de différentes sources de signaux est un défi. Elles sont utilisées dans les applications telles que les réseaux sans fil haut débit, les radars et les systèmes de communication sécurisés.
- **Structures multi-résonantes** : Les antennes fractales peuvent être conçues pour avoir plusieurs modes de résonance, ce qui permet d'optimiser les performances dans différentes conditions de fonctionnement. Elles sont utilisées dans les systèmes de communication à diverses fréquences, notamment les réseaux cellulaires, les systèmes Wi-Fi et les réseaux de communication à courte portée tels que Bluetooth.

En résumé, les antennes fractales offrent des avantages tels que la miniaturisation, la large

bande passante, la flexibilité de forme, la réjection des interférences et les structures multi-résonantes, ce qui en fait un choix attrayant pour de nombreuses applications dans le domaine des télécommunications.

II.4. Outils de simulation des antennes fractales avec Matlab :

L'application « Antenna Designer » de Matlab permet de concevoir et visualiser de manière interactive des antennes grâce à un catalogue de près de 100 éléments paramétrés, incluant différents types d'antennes dipôles, monopôles, patch, spirales, fractales, cornets, et bien d'autres encore. Elle permet d'ajouter des structures de support comme des réflecteurs ou des cavités et de spécifier les propriétés métalliques et les substrats diélectriques pour estimer les pertes et l'efficacité.

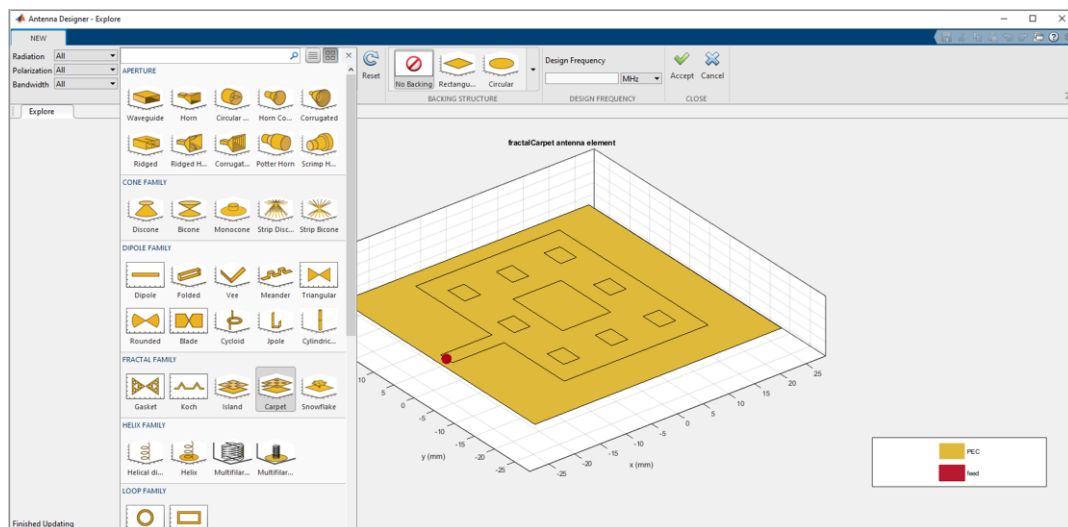


Figure II. 10:Application « Antenna Designer » de Matlab.

Une fois on accède à l'application « Antenna Designer », nous pouvons accéder à l'interface de conception du type d'antenne choisi. La figure ci-dessous affiche l'interface de saisie des propriétés d'une antenne fractale de type Sierpinski Carpet.

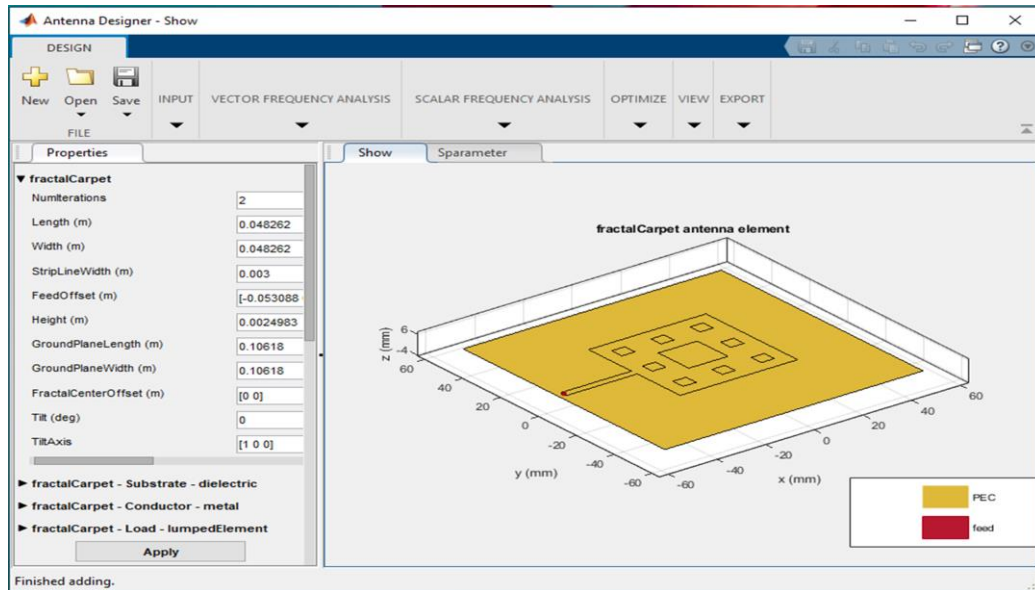


Figure II. 11: Conception d'une antenne Sierpinski Carpet.

L'analyse à l'aide de l'application « Antenna Designer » permet de calculer les paramètres S , la répartition de charge et de courant, ainsi que les diagrammes de rayonnement en trois et deux dimensions. Les résultats de ces calculs sont affichés sur la même interface.

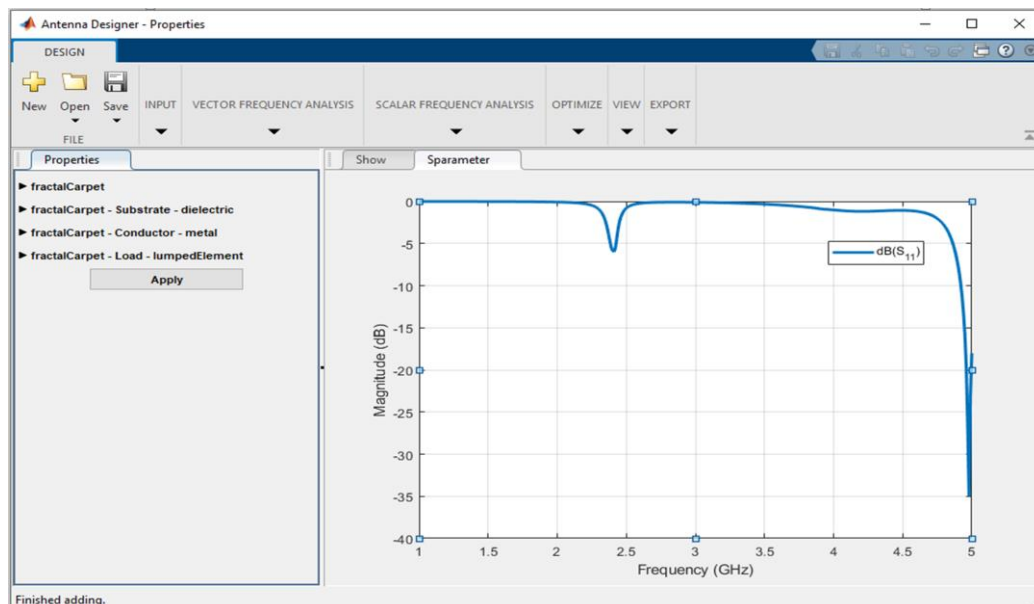


Figure II. 12: Coefficient de réflexion à l'entrée.

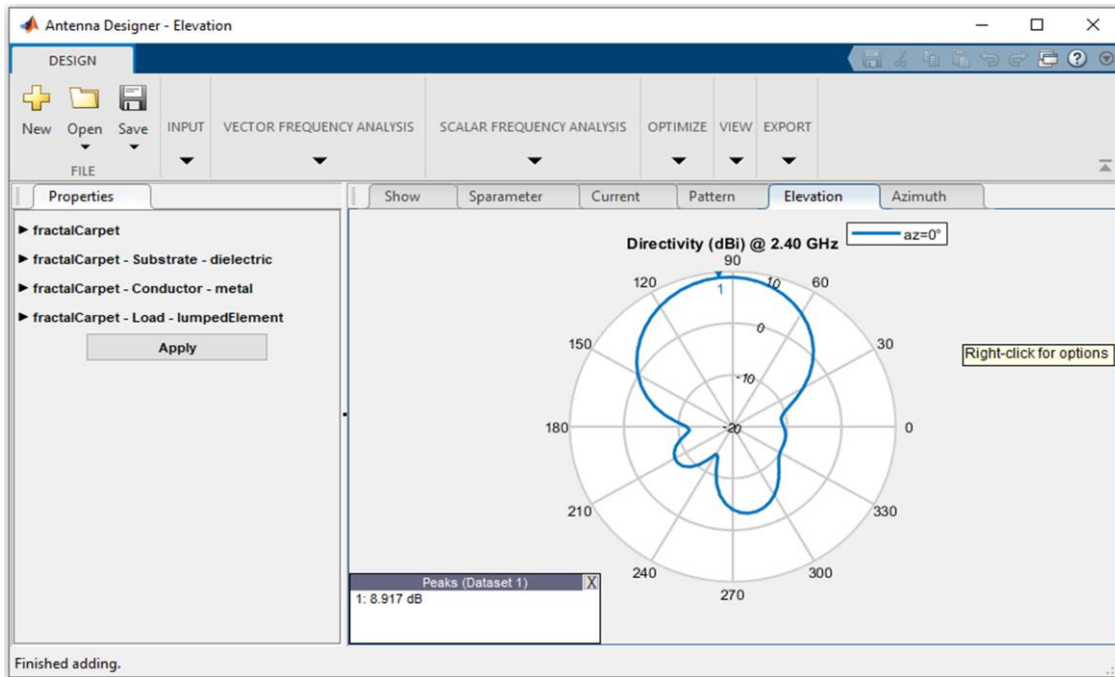


Figure II. 15:Diagramme de rayonnement en élévation 2D.

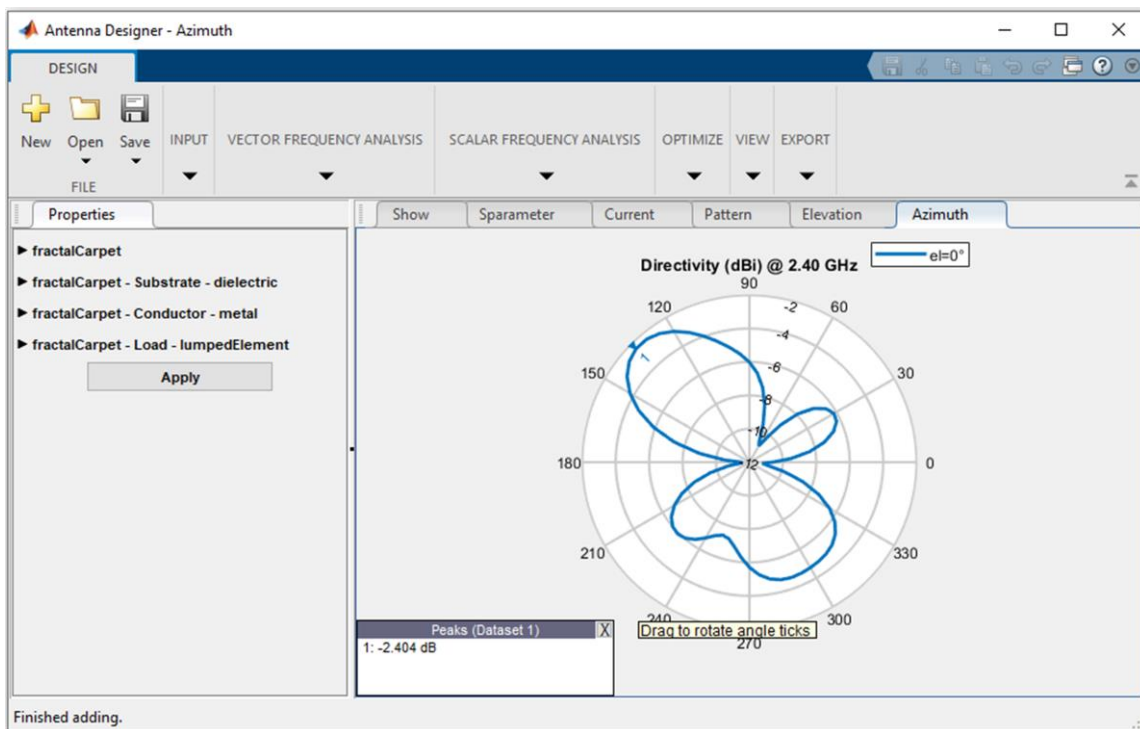


Figure II. 16:Diagramme de rayonnement en azimuth 2D.

II.5 Conclusion

Les antennes fractales sont des antennes utilisant une conception fractale, aussi dite auto-similaire. Le but en est de maximiser la longueur efficace. Leur aspect clé réside dans leur répétition d'un motif sur plusieurs "itérations". Pour cette raison, les antennes fractales sont très compactes, multibandes ou à large bande, et ont des applications en télécommunications et dans les communications micro-ondes. La réponse d'une antenne fractale diffère sensiblement de celle des modèles traditionnels d'antennes, car elle peut fonctionner à plusieurs fréquences simultanées. Normalement, les antennes standard doivent être "taillées" selon leur fréquence d'utilisation, de sorte que les antennes standard ne fonctionnent bien qu'à cette fréquence.

La conception des antennes fractales peut être effectuée à l'aide de l'outil de simulation Matlab. Matlab est un environnement puissant, complet et facile à utiliser pour le calcul scientifique. Il offre une large gamme de fonctions mathématiques, scientifiques et techniques pour le traitement et l'analyse de données. Matlab est également équipé d'outils spécifiques à l'étude des antennes. En outre, grâce aux fonctions graphiques interactives de Matlab, il est facile de modifier les paramètres des antennes pour les adapter à nos besoins. En somme, MATLAB est un environnement complet et extensible pour le calcul et la visualisation des antennes.

**Chapitre III :
Conception et
simulation d'une
antenne Sierpinski
Carpet sous HFSS**

III.1 Introduction :

Les avancées récentes dans les communications sans fil ont donné naissance à de nouvelles technologies radiofréquences telles que le WiFi, le WiMAX, le GPS, les appareils mobiles et le Bluetooth. Les ingénieurs sont confrontés au défi de concevoir des dispositifs miniaturisés offrant des débits de données très rapides, nécessitant ainsi des composants à large bande et multi-bandes. Cependant, la conception de ces systèmes doit rester abordable tout en offrant des performances élevées.

L'élément clé de ces systèmes est l'antenne, qui doit être multifréquence ou large bande, offrant des performances optimales et une stabilité caractéristique (adaptation, rayonnement contrôlé et omnidirectionnel, large bande passante), le tout à un coût limité. De plus, il est important de concevoir une structure compacte qui n'interfère pas avec les circuits électroniques environnants sur le plan de la compatibilité électromagnétique.

Pour aborder ces défis, nous avons utilisé le logiciel de simulation HFSS (High Frequency Structure Simulator). Notre étude se concentre sur l'utilisation de ce logiciel pour calculer le coefficient de réflexion, les champs rayonnés, la directivité et le gain.

III.2 Présentation du logiciel HFSS :

Le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un puissant outil de simulation électromagnétique basé sur la méthode des éléments finis (FEM) pour résoudre les équations de Maxwell en régime harmonique. Il offre une interface graphique conviviale et utilise une méthode fréquentielle pour obtenir rapidement des résultats à une fréquence donnée.

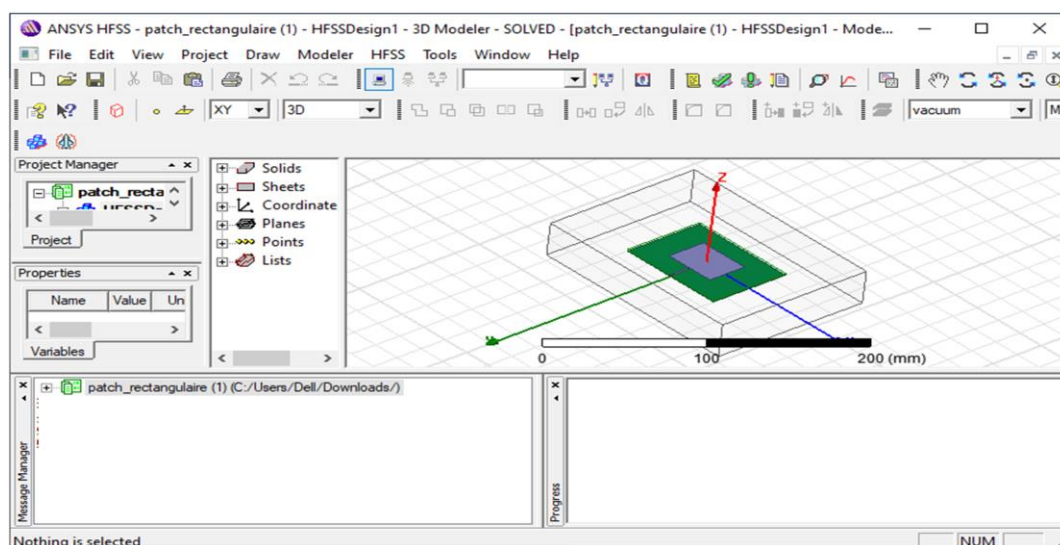


Figure III. 1: Environnement de développement de HFSS.

Avec HFSS, il est possible d'obtenir des graphiques avancés qui fournissent à l'utilisateur des informations précieuses sur les problèmes électromagnétiques en 3D. Le logiciel permet le calcul de paramètres tels que les paramètres S, les fréquences de résonance et les champs électromagnétiques.

Les objets en 3D dessinés à l'aide de HFSS sont effectués l'aide des commandes du logiciel. Il est possible de choisir parmi différents modèles proposés dans le menu du logiciel des rectangles, des cercles, des cubes, etc. Une fois le modèle dessiné, il est nécessaire de définir les frontières (boundaries) qui peuvent être de différents types tels que Perfect E (conducteur parfait), Perfect H (conducteur magnétique parfait), Finite Conductivity (conductivité finie), ou Radiation (limites de rayonnement).

Pour réaliser une simulation, les étapes principales sont les suivantes :

1. Définir les unités.
2. Définir les matériaux de base.
3. Dessiner le modèle de la structure à simuler.
4. Définir la gamme de fréquences et les ports d'excitation.
5. Définir les conditions aux limites (boundaries).

Une fois toutes ces étapes complétées, il est nécessaire de compiler, valider et analyser le projet. Une fois l'analyse terminée, il est possible d'accéder aux résultats et de choisir ce que l'on souhaite visualiser, tels que le diagramme de rayonnement, le paramètre S11, le gain, etc. HFSS est un outil puissant pour calculer le comportement électromagnétique d'une structure. Il dispose d'outils de post-traitement permettant une analyse plus détaillée, notamment pour calculer des quantités de base dans le champ proche et le champ lointain, les impédances caractéristiques des ports et leurs constantes de propagation, ainsi que les paramètres S normalisés par rapport à une impédance de port spécifique afin de générer une solution du champ électromagnétique.

III.3 Analyse de l'antenne patch

III.3.1 Effets de débordement des champs électriques

Aux fréquences relativement basses, le constant diélectrique effectif est essentiellement constant. Les valeurs du constant diélectrique effectif aux fréquences plus élevées commencent à augmenter de façon monotone et finalement approcher celle du substrat. Les valeurs initiales (aux basses fréquences) de cette constante sont appelés valeurs statiques, et ils sont données dans le cas pratique de l'antenne patch où le rapport $\frac{W}{h}$ est > 1 par :

$$\varepsilon_{eff} = \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right) + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{2} \right) \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad [1]$$

En raison des effets de bords, électriquement, le patch de l'antenne semble plus grand que ses dimensions physiques. Dans le plan du champ électrique E, cela est illustré sur la figure ci-dessous.

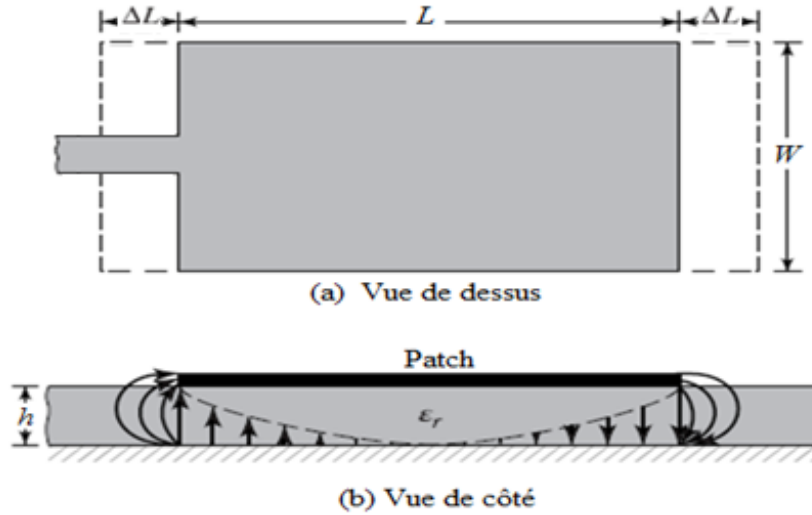


Figure III. 2: Débordements des champs.

Les dimensions du patch le long de sa longueur sont donc prolongées à chaque extrémité d'une distance ΔL , qui est fonction de la constante diélectrique effective ε_{eff} et du rapport largeur du patch et hauteur du substrat (W / h). Une relation approximative très populaire et pratique pour l'extension ΔL normalisée est donnée par :

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad [2]$$

Puisque la longueur réelle L du patch a été allongée de ΔL de chaque côté, la longueur effective du patch est maintenant ($L_{eff} = \lambda_{eff}/2$) pour le mode dominant TM₀₁₀ sans débordement de champs) :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad [3]$$

Pour le mode dominant TM₀₁₀, la fréquence de résonance de l'antenne patch est fonction de sa longueur. Habituellement, elle est donnée par :

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\varepsilon_r}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \quad [4]$$

Où v_0 est la vitesse de la lumière. Puisque l'équation ci-dessus doit être modifiée pour inclure les effets de bord, alors :

$$(f_{rb})_{010} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{eff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{v_0}{2(L+\Delta L)\sqrt{\epsilon_{eff}}} = q \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad [5]$$

Le facteur q est appelé facteur de réduction de la longueur :

$$q = \frac{(f_{rb})_{010}}{(f_r)_{010}} \quad [6]$$

Comme la hauteur du substrat augmente, les débordements augmentent également et conduisent à de plus grands écarts entre les bords rayonnants et les fréquences de résonance inférieures. La fréquence de résonance conçue, basée sur l'effet de bords est plus faible, le patch paraît plus long, comme indiqué dans la figure 1. La diminution de la fréquence de résonance due aux débordements est habituellement comprise dans l'intervalle 2-6%.

III.3.2 Etapes d'analyse de l'antenne patch

Les étapes d'analyse de l'antenne patch sont énumérées ci-dessous :

1. Déterminer la largeur pratique du patch qui conduit à une bonne efficacité de rayonnement, cette largeur est donnée par :

$$W_p = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}} \quad [7]$$

Où v_0 est la vitesse de la lumière en espace libre.

2. Déterminer le constant diélectrique effectif de l'antenne microruban en utilisant l'équation [1].
3. Une fois ϵ_{eff} trouvée en utilisant l'équation [1], déterminez l'extension ΔL de la longueur du patch en utilisant l'équation [2].
4. La longueur réelle L du patch peut maintenant être déterminée en solutionnant l'équation [3].

III.4 Conception et simulation de l'antenne Sierpinski Carpet :

L'objectif de notre travail est d'analyser et de concevoir une antenne fractale de type Sierpinski Carpet, alimentée par une ligne microruban. La première étape de ce projet conception d'une antenne est le dimensionnement d'une antenne patch classique sur laquelle seront gravés les motifs de l'antenne fractale Sierpinski Carpet.

III.4.1 Conception de l'antenne patch

Pour créer une géométrie ou un modèle, il est nécessaire d'insérer un nouveau projet qui apparaît automatiquement sur la fenêtre "Project Manager". Nous sélectionnons le type de solution, dans notre cas, nous utilisons le type "DrivenModal" qui nous permet de calculer les paramètres S des structures passives hautes fréquences telque les lignes de transmission, et les guides d'ondes excités par une source.

La première étape de conception de l'antenne Sierpinski Carpet est de dimensionner le patch sur lequel seront gravés les motifs fractales de types Carpet. Comme indiqué ci-dessus, les étapes de dimensionnement de l'antenne patch obéissent à la fréquence de résonance, qui dans notre cas est de 2.4 GHz. L'antenne proposée est conçue sur un substrat en verre époxy FR4 à faible coût d'une épaisseur de 1,6 mm, et d'une permittivité relative de 4,4. Ainsi, la longueur et la largeur du patch calculées sont :

$$L = 28.8 \text{ mm}$$

$$W_p = 38 \text{ mm}$$

Les dimensions du substrat sont choisies à peu près le double de celle du patch de l'antenne. La longueur et la largeur du substrat diélectrique choisies sont :

$$L_s = 60 \text{ mm}$$

$$W_s = 80 \text{ mm}$$

Comme l'antenne patch est une ligne de transmission, où le rayonnement est le phénomène désiré ; un plan de masse est positionné en dessous du substrat et dont les dimensions sont celle de ce dernier.

$$L_m = 60 \text{ mm}$$

$$W_m = 80 \text{ mm}$$

Les conditions à limites spécifiées au plan de masse sont celles d'un matériau parfaitement conducteur.

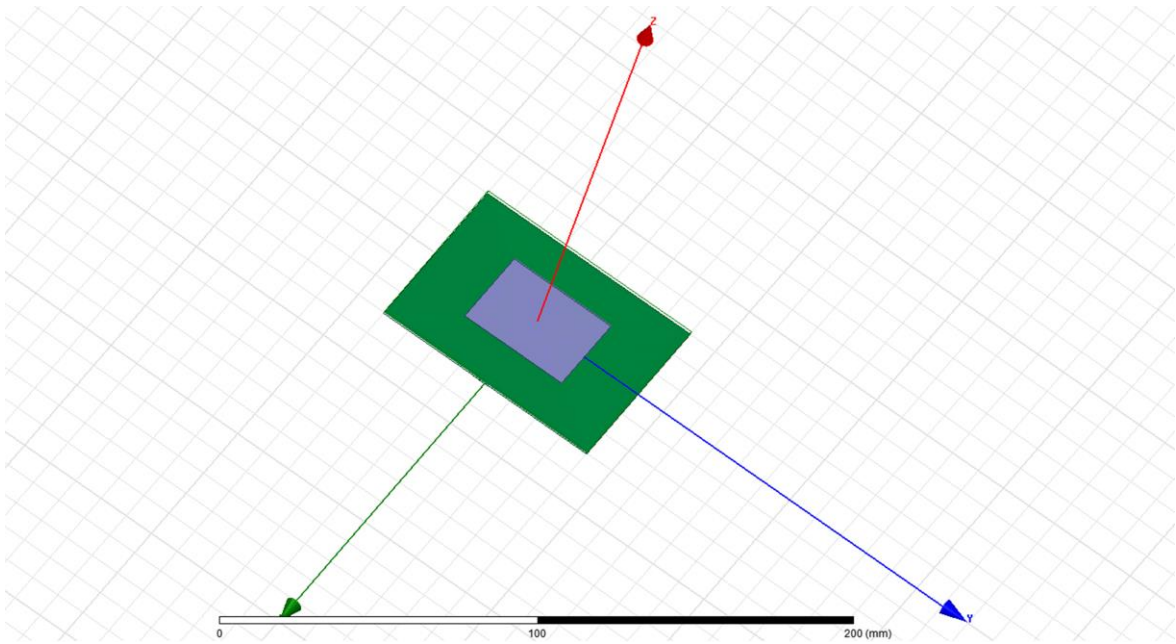


Figure III. 3 : Le patch, le substrat et le plan de masse.

La ligne d'alimentation de l'antenne est positionnée au milieu de la largeur W_p du patch. La synthèse de cette ligne est effectuée à l'aide de l'outil TXLINE.

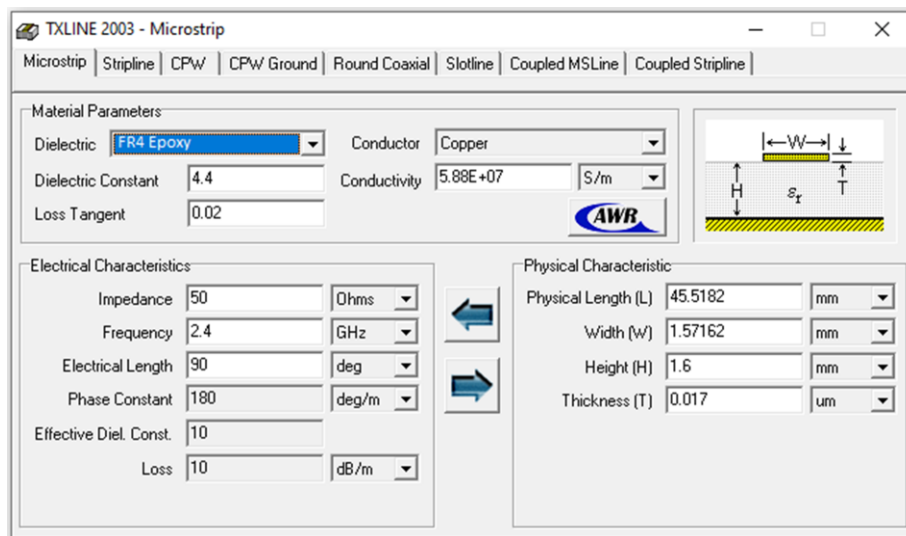
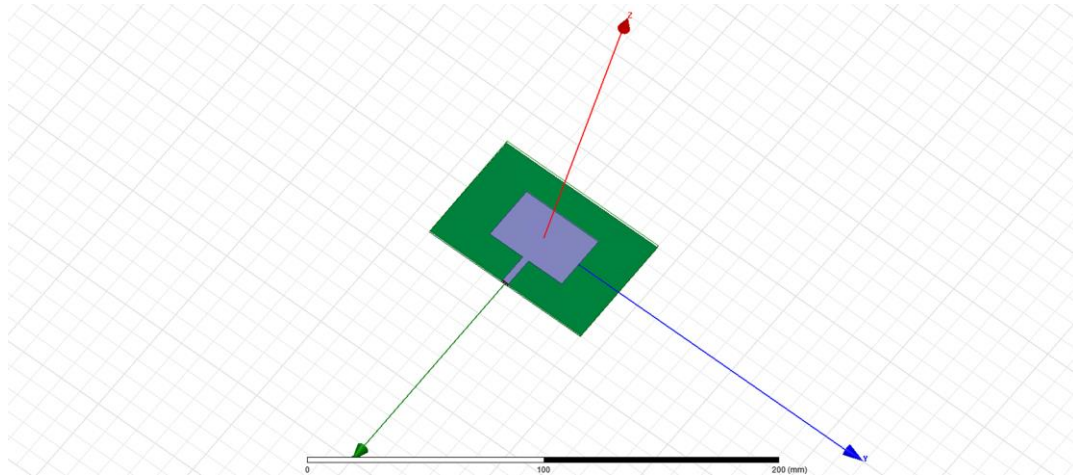


Figure III. 4: Synthèse de la ligne d'alimentation.

La ligne d'alimentation quart d'ondes est de longueur et de largeur à la fréquence 2.4 GHz :

$$L_a = 42.52 \text{ mm}$$

$$W_a = 1.57 \text{ mm}$$



La Figure III.5 : Structure de l'antenne patch masse

Un port d'excitation jouant le rôle d'un générateur de fréquences doit être positionné au début de la ligne d'alimentation. Le plan de référence de ce port est situé directement au début du plan de rayonnement. Pour le type de solution Driven Model nous avons plusieurs types d'excitation (Wave Port, Onde Incidente, Lumped Port, Incident Wave, Voltage Source, Magnetic Bias). Dans notre cas, c'est le port localisé (Lumped Port) qui est utilisé. Normalement, ce port est positionné sur un plan de référence préalablement positionné sur la partie latérale du substrat où est située la ligne d'alimentation du patch. La ligne d'intégration de ce port est définie du point moyen inférieur du plan de référence au point moyen supérieur de ce plan.

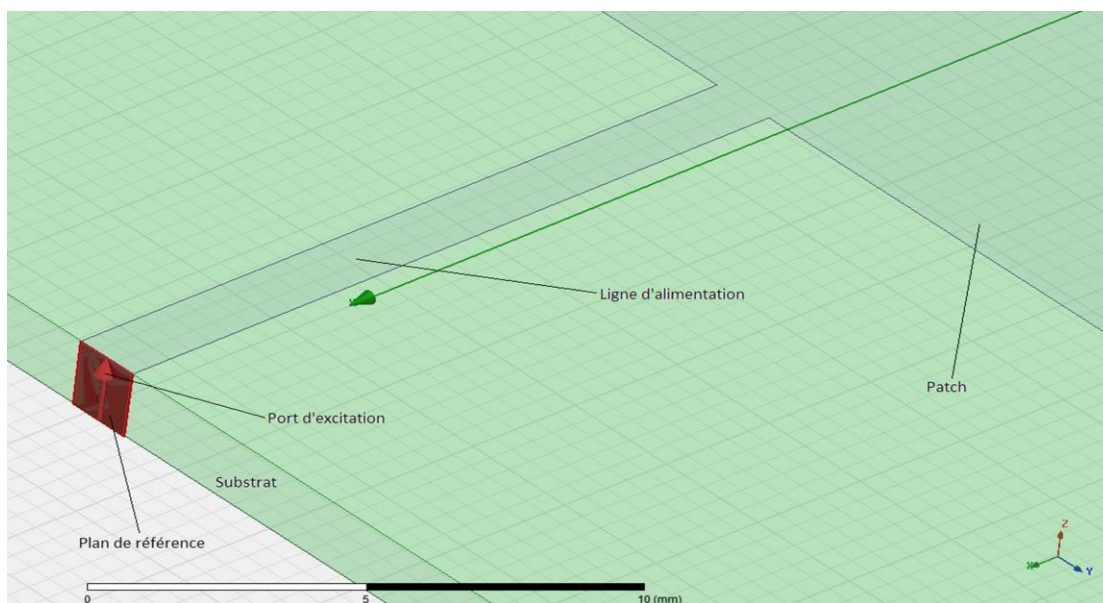


Figure III. 5: Positionnement du port d'excitation de l'antenne patch.

Une fois le modèle est créé, nous devons assigner des conditions aux limites à la structure.

Sous HFSS, des frontières pour les structures rayonnantes sont utilisées pour simuler les problèmes à structure ouverte qui permettent une propagation infiniment lointaine dans l'espace. Ces limites de type frontières de rayonnement (Radiation Boundaries), absorbe les ondes en considérant essentiellement une sphère de rayon infini autour de la structure. Dans notre cas, les frontières absorbantes sont un boîtier d'air (Air box).

La Figure III.7 ci-dessous représente le boîtier d'air.

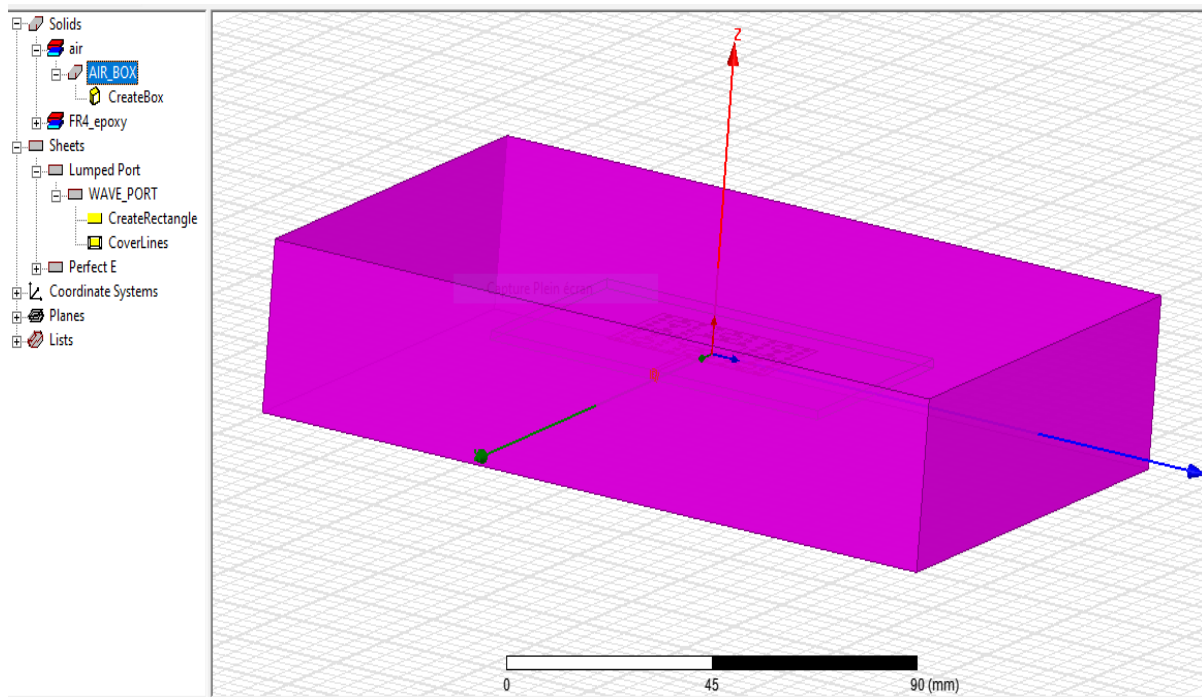


Figure III. 6 : Délimitation du plan de rayonnement.

Dans HFSS, les frontières de rayonnement "Radiation Boundaries" sont utilisées pour simuler les problèmes à géométrie sou vertes avec un rayonnement infini dans l'espace, comme dans le cas des antennes. Ce périmètre de rayonnement placé sur les six surfaces externes de l'antenne absorbe les ondes électromagnétiques réfléchies au niveau de ses 5 faces supérieures. Le boîtier d'air constitue le domaine de calcul (computation domaine) sur lequel la condition «Radiation Boundaries» est imposée.

Une fois la conception de l'antenne dans l'environnement HFSS terminée, une validation du design est permet de vérifier d'éventuelles erreurs lors du tracé de l'antenne.

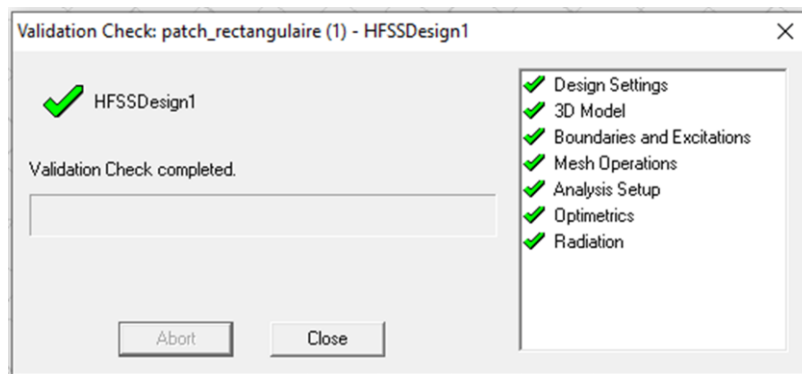


Figure III. 7: Validation de la conception.

III.4.2 Analyse fréquentielle de l'antenne patch

Après avoir vérifié la conformité de la structure aux exigences du HFSS, les conditions aux frontières et l'excitation, la dernière étape est la programmation d'une analyse fréquentielle (analysis setup) et d'un balayage en fréquences (Frequency sweep).

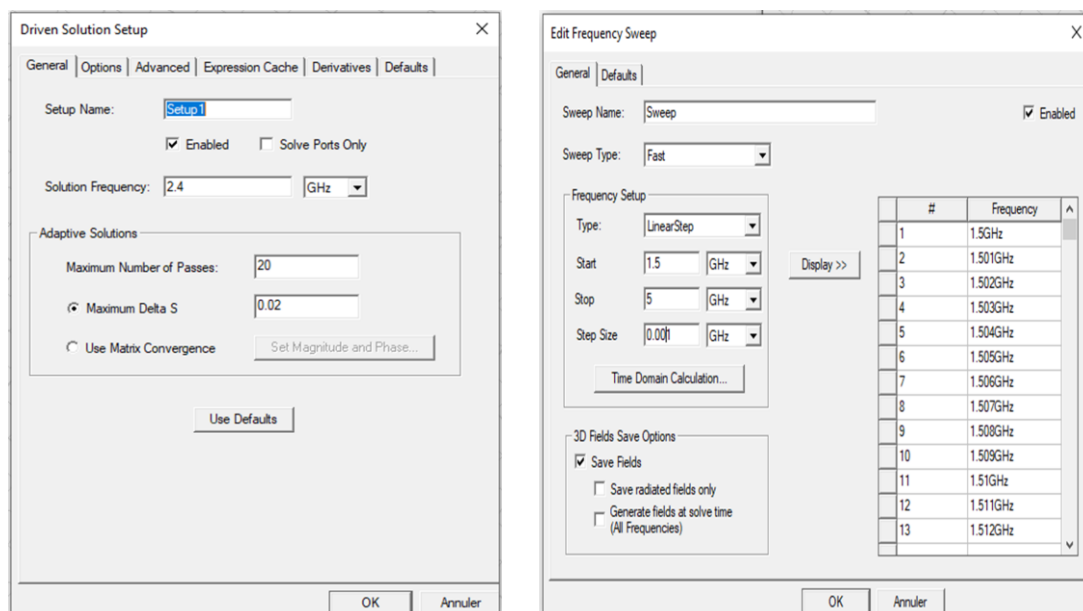


Figure III. 8: Ajout d'une analyse fréquentielle.

Après avoir défini une analyse des solutions à une ou plusieurs fréquences la simulation sera prête à être lancée. La durée de cette simulation dépend essentiellement de :

- ✓ La vitesse du calculateur (ordinateur) utilisé.
- ✓ La complexité de la structure (volume, dimensions etc.).
- ✓ La bande de fréquence de l'analyse.

III.4.2 Création des rapports de simulation :

Après la compilation et l'analyse de notre projet d'antenne patch, des rapports de simulation sont créés afficher des graphes en fonction de la fréquence.

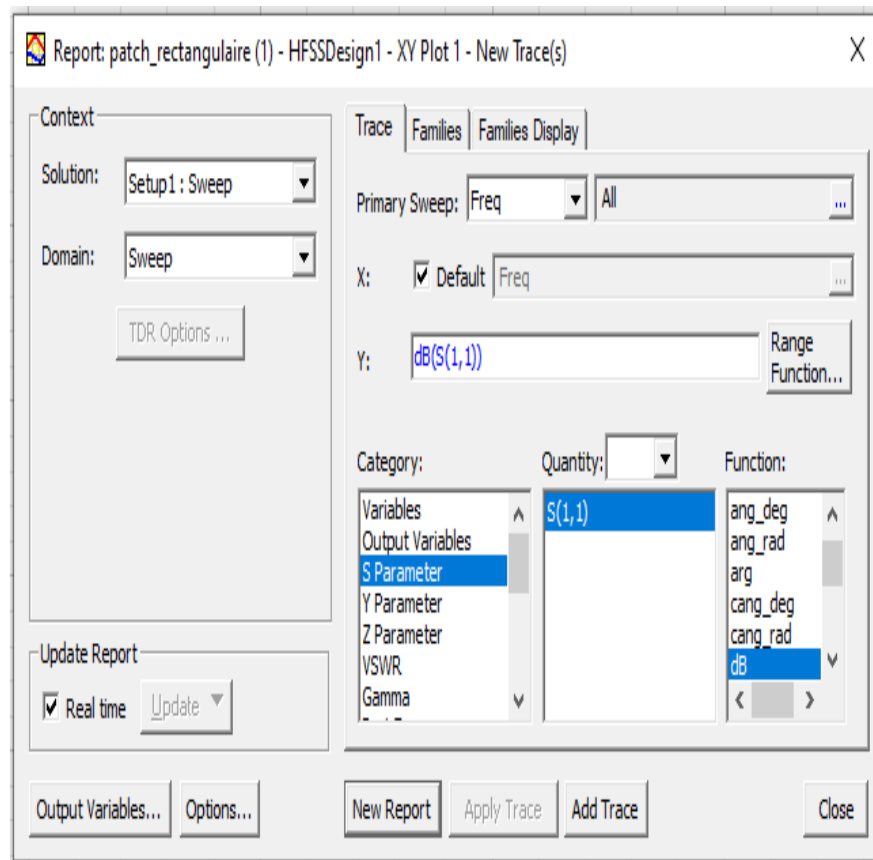


Figure III. 9: Création des rapports de simulation.

Parmi les rapports qui nous intéressent, c'est celui du coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne d'excitation de l'antenne.

Le coefficient de réflexion est un paramètre qui mesure la quantité d'onde électromagnétique réfléchie par une antenne lorsqu'une onde est incidente sur celle-ci. Il est généralement représenté par la lettre Γ (gamma) et il est défini comme le rapport de l'amplitude de l'onde réfléchie à l'amplitude de l'onde incidente. Il peut être exprimé mathématiquement comme suit:

$$\Gamma = (E_{\text{réfléchi}} / E_{\text{incidente}})$$

- $E_{\text{réfléchi}}$ est l'amplitude du champ électrique de l'onde réfléchie.
- $E_{\text{incidente}}$ est l'amplitude du champ électrique de l'onde incidente.

Le coefficient de réflexion peut également être exprimé en fonction des impédances à l'entrée de l'antenne et celle de la source d'excitation Z_{antenne} et Z_{source} respectivement. L'impédance à l'entrée de l'antenne est une mesure de sa capacité à transmettre des signaux électromagnétiques.

Dans ce cas, le coefficient de réflexion peut être calculé à l'aide de la formule suivante :

$$\Gamma = (Z_{\text{antenne}} - Z_{\text{source}}) / (Z_{\text{antenne}} + Z_{\text{source}})$$

Lorsque le coefficient de réflexion est nul ($\Gamma = 0$), cela signifie qu'il n'y a pas de réflexion d'onde et que toute l'onde est transmise par l'antenne. Lorsque le coefficient de réflexion est égal à l'unité ($\Gamma = 1$), cela signifie qu'il y a une réflexion totale de l'onde et aucune onde n'est transmise par l'antenne.

La connaissance du coefficient de réflexion est importante pour caractériser les performances d'une antenne, notamment en termes d'adaptation d'impédance, de gain et d'efficacité de transmission. Le coefficient de réflexion est généralement représenté par le paramètre S de répartition des puissances. Dans le cas d'une antenne qui ne présente qu'une entrée d'excitation, le coefficient de réflexion est exprimé par le paramètre S_{11} .

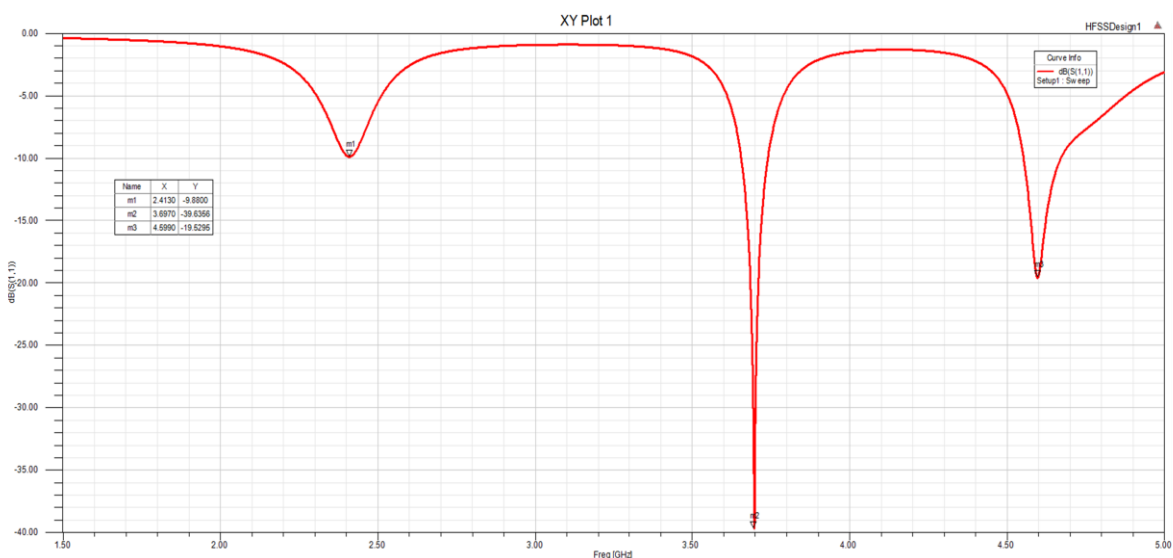


Figure III. 10: Coefficient de réflexion de l'antenne patch.

Comme constaté sur la figure ci-dessus, l'antenne présente un pic de résonance à la fréquence de résonance de 2.41 GHz, très proche de fréquence à laquelle l'antenne a été conçue. Mais le niveau de résonance de -9.88 dB à cette fréquence est plus ou moins satisfaisant.

III.5 Antenne Sierpinski Carpet :

L'objectif de notre travail est d'analyser et de concevoir une antenne fractale de type Sierpinski Carpet, alimentée par une ligne microruban. Notre étude se concentre sur la Conception d'une antenne fractale à 2.4 GHz, répondant aux exigences d'intégration et offrant des performances optimales en utilisant le logiciel de simulation HFSS. Cette antenne doit présenter une large bande passante et répondre aux exigences d'intégration afin d'optimiser la structure étudiée. Nous présenterons dans ce qui suit les résultats de simulation obtenus avec HFSS, tels que le coefficient de réflexion, la distribution de la densité du courant et le diagramme de rayonnement pour chaque itération.

III.5.1 Antenne Sierpinski Carpet, itération 1 :

Dans le cas de la première itération, un seul carré est gravé sur le patch de l'antenne.

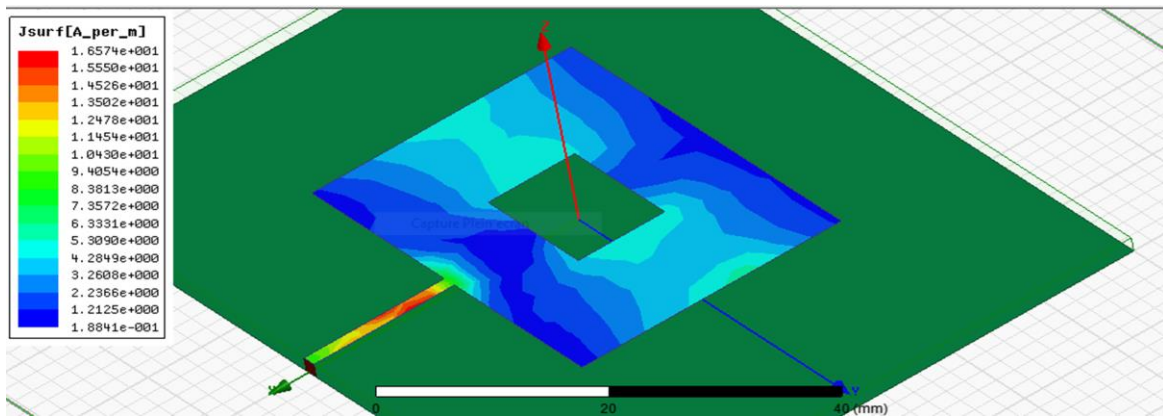


Figure III. 11: Distribution du courant dans le cas de la première itération.

La distribution du courant a tendance à se concentrer sur les côtés latéraux de la fente usinée sur le patch. La figure ci-dessous affiche le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

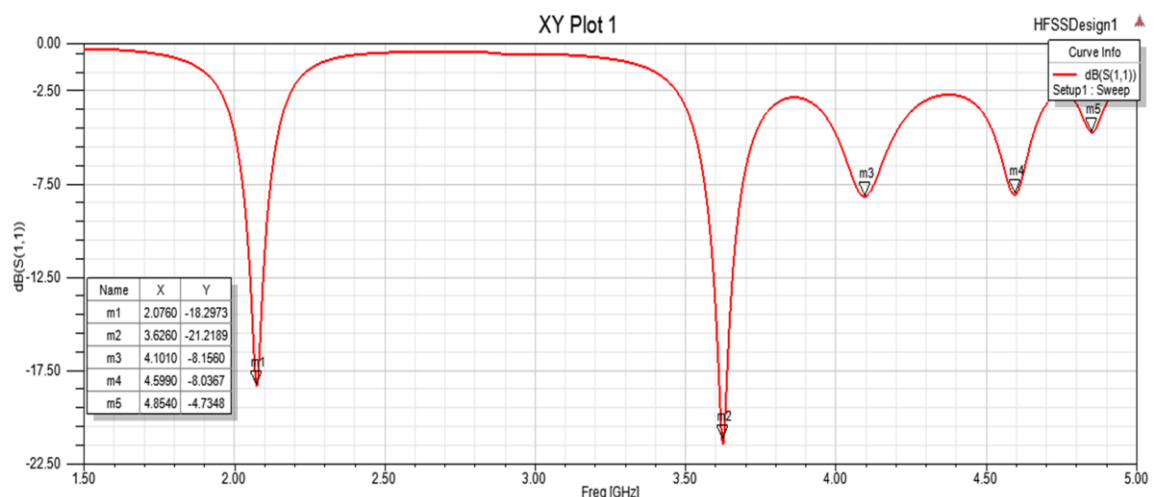


Figure III. 12 : Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

Les figures suivantes montrent les diagrammes de rayonnement en 2D et 3D dans le cas de la première itération, à la fréquence de 2.4 GHz.

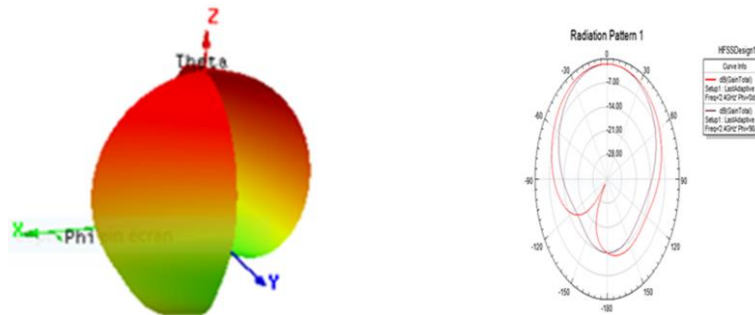


Figure III. 13: Diagrammes de rayonnement en 2D et 3D de l'antenne.

III.5.2 Antenne Sierpinski Carpet, itération 2 :

Les motifs fractals de l'antenne Sierpinski Carpet dans le cas de la deuxième itération sont montrés sur la figure suivante.

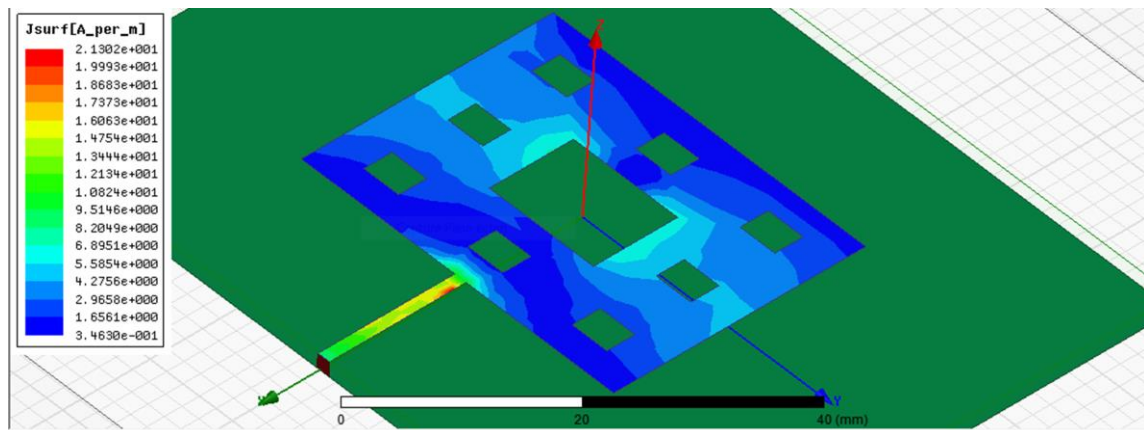


Figure III. 14: Distribution du courant dans le cas de la deuxième itération.

La distribution du courant a tendance à se concentrer sur les côtés latéraux des carrés gravés au centre de l'antenne Sierpinski Carpet. La figure ci-dessous affiche le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

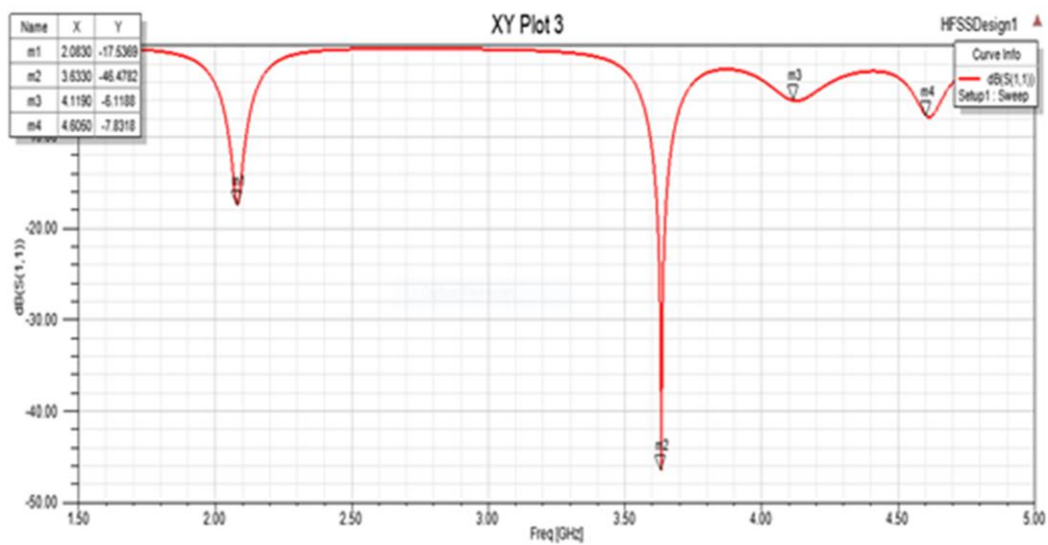


Figure III. 15: Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

Les figures suivantes affichent les diagrammes de rayonnement en 2D et 3D dans le cas de la deuxième itération, à la fréquence de 2.4 GHz.

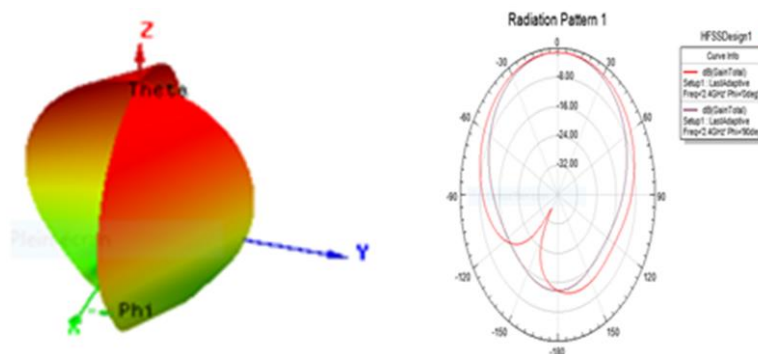


Figure III. 16: Diagrammes de rayonnement en 2D et 3D de l'antenne.

III.5.2 Antenne Sierpinski Carpet, itération 3:

Les motifs fractals de l'antenne Sierpinski Carpet dans le cas de la troisième itération sont montrés sur la figure suivante.

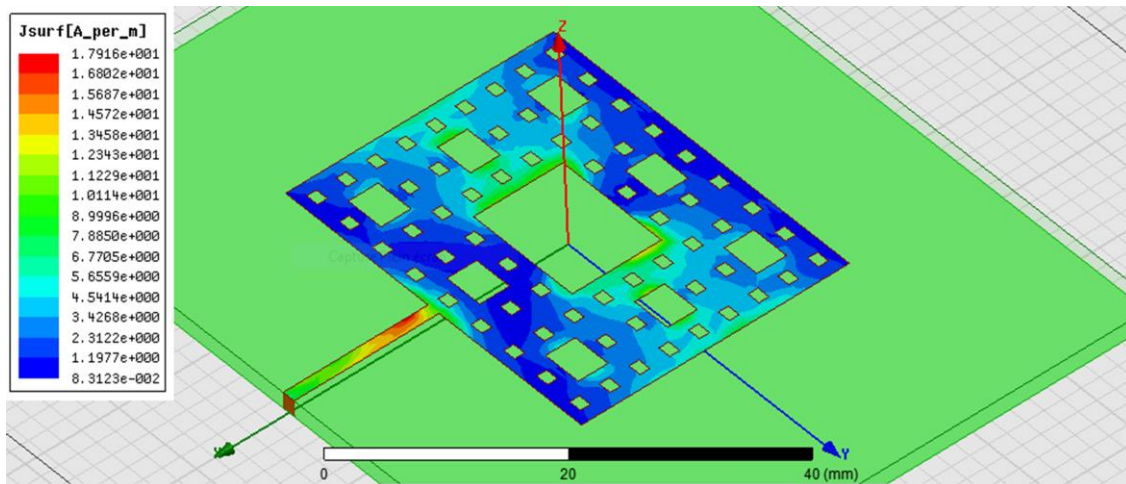


Figure III. 17: Distribution du courant dans le cas de la deuxième itération.

La distribution du courant a tendance à toujours tendance à se concentré sur les côtés latéraux des carrés gravés au centre de l'antenne Sierpinski Carpet. La figure ci-dessous affiche le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

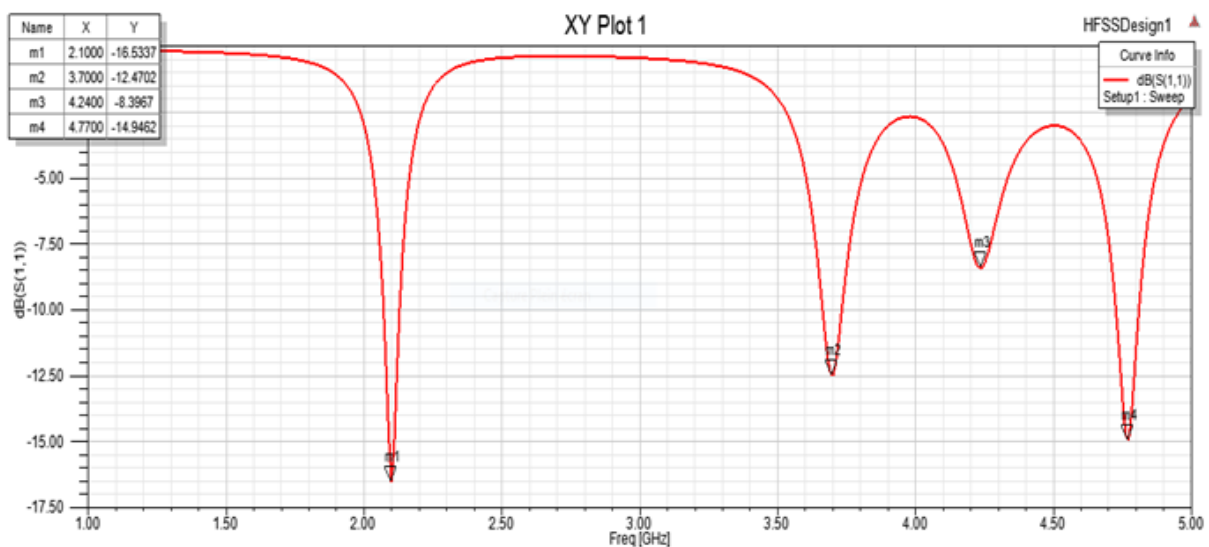


Figure III. 18 : Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

Les figures suivantes montrent les diagrammes de rayonnement en 2D et 3D dans le cas de la troisième itération, à la fréquence de 2.4 GHz

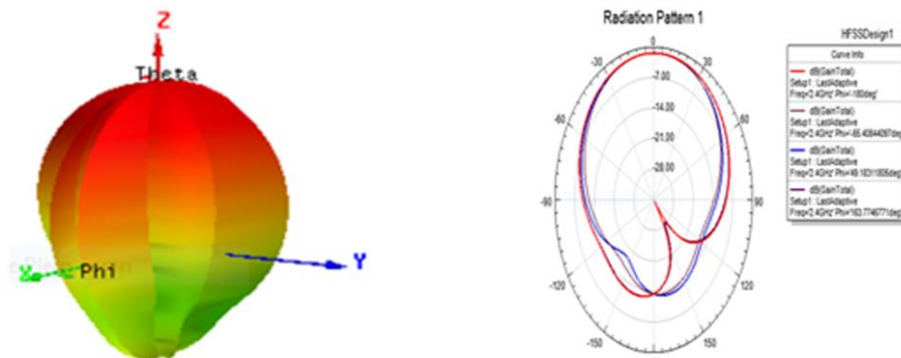


Figure III. 19: Diagrammes de rayonnement en 2D et 3D de l'antenne.

Le premier dimensionnement du patch sur lequel seront gravés les motifs fractals de l'antenne de type Sierpinski Carpet présente un coefficient de réflexion de -9.88 dB à la fréquence de conception de 2.4 GHz. Ce niveau de réflexion est considéré comme non satisfaisant. Un niveau de réflexion plus intéressant de -39.64 dB se présente à la fréquence de 3.7 GHz. Les trois itérations de l'antenne Sierpinski Carpet présentent au moins quatre bandes de résonance distinctes avec différents niveaux de résonance. La première et les troisièmes itérations offrent des niveaux de réflexion plus intéressants. Les niveaux de réflexion de la deuxième itération montrent une détérioration légère de l'adaptation d'impédance par rapport aux deux autres itérations.

III.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons conçu et simulé une antenne fractale de type Sierpinski Carpet. Différentes structures fractales plaquées à trois dimensions, telles que l'antenne de Sierpinski Carpet. L'influence des itérations fractales sur les fréquences de résonances a été analysée. Les différentes simulations ont été réalisées avec le logiciel HFSS qui utilise la méthode des éléments finis « FEM » sur des structures planaires à 2D ou à 3D. Le calcul du coefficient de réflexion S_{11} a permis de mettre en évidence le comportement multifréquence de l'antenne Sierpinski Carpet à géométrie fractale.

Conclusion générale

Conclusion générale :

Dans ce mémoire, nous sommes intéressées à l'étude et à la conception d'antenne fractale. A cet effet, on a fait une étude détaillée sur les caractéristiques possible concernent la fréquence, le coefficient de réflexion, le diagramme de rayonnement et la distribution du courant.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté une généralité sur les antennes imprimées puis dans le second chapitre, nous avons cité les différents types d'antennes fractales et leurs applications on détaille, Ensuite on a fait la présentation du modèle de Tapis de Sierpinski sur MATLAB.

Enfin, le troisième chapitre est consacré à l'étude et la conception d'une antenne fractale (Tapis de Sierpinski 3 Itération). Dans une première partie de ce chapitre notre étude est basée sur l'utilisation de HFSS 2015. Ils sont basés sur l'analyse du patch. Nous avons simulé au départ une antenne patch et après on a fait les itérations à l'aide des équations pour passer du l'itération zéro à l'itération trois. Ensuite nous avons effectué la modélisation dont le but de vérifier l'influence de ce composant sur le coefficient de réflexion. La deuxième partie est focalisée sur la simulation, la réalisation et la caractérisation du l'antenne étudié précédemment.

Les résultats de mesures obtenus sont semblables avec les résultats de simulation avec des petites différences qui peuvent être expliquées par l'incertitude de dimensionnement pendant la réalisation.

Bibliographie

- [1]: COLL, Odile Picon Et, et al. Antennes Théorie conception et application. Préface de Maurice Bellanger, 2009.
- [2]: SARWAR, Azeem, PATEL, Ankit Kumar, CHANDRA, Girish, et al. Vernal design of microstrip patch antenna for 2.4 GHz/5 GHz wlan applications. international journal of advanced research research article, 2016, vol. 4, no 2, p. 689-693.
- [3]: MATIN, Mohammad Abdul (ed.). Wideband, Multiband, and Smart Antenna Systems. Springer, 2021.
- [4]:CHORFI, Hamid. Conception d'un nouveau système d'antenne réseau conforme en onde millimétrique. Université du Quebec en Abitibi-Temiscamingue (Canada), 2012.
- [5]: CHEN, Zhi Ning et CHIA, Michael Yan Wah. Broadband planar antennas: design and applications. John Wiley & Sons, 2006.
- [6]:AL-AMOUDI, Mohamed Abdulrahman. Study, Design, and Simulation for Microstrip Patch Antenna. International Journal of Applied Science and Engineering Review (IJASER), 2021, vol. 2, no 2, p. 1-29.
- [7]:BOURAIYOU, Abdelouahab. Etude d'une antenne microruban excitée par une ligne imprimée. 2018. Thèse de doctorat. Université de Batna 2.
- [8]:DIDA Houdaifa et BOUGHRARI Ala Eddine“ Conception et simulation d’antenne micro ruban à polarisation circulaire pour les applications WIFI”UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA,2019.
- [9]:BELKHIRI, Hossam Eddine et SEGHIRI, Oussama. Conception et simulation d’un réseau d'antennes micro-rubans triangulaires à BIE à deux éléments. 2020. Thèse de doctorat. Univ M'sila
- [10] : M r:AMEZIANE Djamel,<< Etude et Optimisation d’Antennes Fractales Plaquées >>,Mémoire de Magister de Télécommunications de l’université TLEMCEM, mai 2009
- [11]:CHRISTINA, G. A Review on Microstrip Patch Antenna Performance Improvement Techniques on Various Applications. Journal of Trends in Computer Science and Smart Technology, 2021, vol. 3, no 03, p. 175-189..
- [12]:SAADI, Mustafa Ahmed. Review on Size Reduction Techniques of the Microstrip Patch Antenna. Journal of Millimeterwave Communication, Optimization and Modelling, 2021, vol. 1, no 2, p. 34-36.
- [13]:LISSARD, Pierre. Etude de l'antenne fil-plaque coplanaire: Application au domaine de l'automobile. 2004. Thèse de doctorat. Limoges.
- [14] : Brahimi Ali, <>,Mémoire En vue de l’obtention du diplôme de Magister de l’université d’Oran MOHAMED BOUDIAF , 2009
- [15] :Meddour Meriem, "caractérisation des antennes microrubans par l’approche d’onde unique," mémoire de Master, Université d’Elhadj Lakhder Batna, 2015.

[16] : les fractales ,Art, Nature et Modélisation, Tangente Hors série no .8, Editions Pôles 2004.

[17] : Jean-Pierre Demailly,<>, Institut Fourier, Université de Grenoble I, France& Académie des Sciences de Paris, novembre 2012.

[18] :www.jfgouyet.fr date de visite 15/05/2019.

[19] :Josiane lajoie , «la géométrie fractale » ,mémoire présenté à l'université du Québec Juin 2006.

[20]: Ansoft HFSS – User Guide, HFSS Release: 11.1, Copyright © 2008 SAS IP, Inc,
Published Date: February 20, 2009.