

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان -
Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –
Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : Télécommunication

Spécialité : Système de télécommunication

Par :

ZEKRI Merwane

NEHAD Soufiane

Sujet

**CONCEPTION DES ANTENNES PIFA FRACTALES
TRIBANDES POUR LES SYSTEMES DE
TELECOMMUNICATIONS MOBILES.**

Soutenues, le 10 / 07 / 2021, devant le jury composé de:

M ^{me} H.DJELTI	MCB	Univ. Tlemcen	Présidente
M ^{me} H.BENOSMANE	MCB	Univ. Tlemcen	Examinatrice
M ^{me} Y.BELHADEF	MCA	Univ. Tlemcen	Encadrante
M ^r ZEMAM.Y	DOCTORANT	Univ. Tlemcen	Co-Encadrant

Année universitaire : 2020-2021

Remerciements

Nous tenons à remercier tout d'abord ALLAH le tout puissant pour la volonté, la santé, la patience qu'il nous a donné durant toutes ces années, et la fois en nous même pour arriver à ce jour là.

Nous adressons nos remerciements à notre encadreur **Mme BELHADEF Yamina**, Maître de conférences classe A à l'université d'ABOU BEKR BELKAID de Tlemcen, pour son bon encadrement, ses conseils judicieux, et pour ses remarques objectives sa patience et son attention qui nous ont permis de mener à bien ce mémoire.

Nous tenons à remercier notre co-encadreur **Mr ZEMAM YUCEF** qu'il a été toujours disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire, ainsi pour l'aide et le temps qu'il a bien voulu nous consacrer.

Nous adressons nos remerciements aussi à tous les membres de jury d'avoir accepté ce travail **Mme BENOSMAN Hayet**, Maître de conférences classe B à l'université d'ABOU BEKR BELKAID de Tlemcen et **Mme DJELTI Hamida**, Maître de conférences classe B à l'université d'ABOU BEKR BELKAID de Tlemcen. Espérant que le trouve correspondant à leurs attentes avec nos sincères remerciements.

Nous tenons à remercier aussi tous les enseignants et les responsables du département Télécommunication pour leurs gentillesse et leurs disponibilités.

Nous avons adressé nos remerciements à tous nos collègues, particulièrement la promotion de la 2^{ème} année Master en Systèmes des Télécommunications.

Enfin, nous sommes reconnaissants à toute personne qui a contribué d'une façon ou d'une autre à la réalisation de ce présent mémoire.

Merci à toutes et à tous...

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à

Mon cher père et ma chère mère,

Qui n'ont jamais cessé, de m'encourager durant ces années d'études, de me soutenir et de m'épauler pour que je puisse atteindre mes objectifs, que dieu les garde et les protège.

Mes chers frères, Salim et Wanis,

Pour ses soutiens moraux et leurs conseils précieux tout au long de mes études, que dieu les garde et les protège.

Sans oublier mon cher ami et frère, Aissam qui était à l'étranger, Je souhaite tout le bonheur, la réussite, la joie et la santé à vous et votre petite Famille.

Merci pour ton soutien.

Toute ma famille et ma grande famille,

Mon chère binôme, Merouane

Qui m'a aidée et supportée dans les moments difficiles.

Je vous remercie pour vos efforts et vous souhaite sincèrement bonheur, santé et réussite dans votre vie personnelle et professionnelle.

Mes chers amis, Abdelilah, Aymen, Youcef, Aboubekr, Amine, Oussama et Ali.

Tous mes enseignants et toute la promotion Master II

– Système de Télécommunication 2020/2021.

Soufiane

Dédicaces

*En témoignage de tout mon amour, Je dédie
ce mémoire à :*

Mon cher père et ma chère mère,

*Qui m'ont donnée toute l'affection et l'amour durant toute ma vie,
qui ont tout donné pour que ce jour arrive, Je vous dois ce que je suis
aujourd'hui grâce à votre amour, votre patience et vos innombrables sacrifices.
Que ce modeste travail, soit pour vous une reconnaissance envers tout ce que
vous avez fait pour moi.*

*Que dieu, le tout puissant vous préserve et vos procure santé et longue
vie, afin que je puisse à mon tour vous combler.*

Mes chères sœurs, Sara et Nawel, et leurs maris Kamel et Islam,

*Aucune dédicace ne serait exprimer profondément ce que je ressens envers vous.
Je vous dirais tout simplement merci pour vos soutiens, je vous aime.*

Toute ma famille et ma grande famille,

Mon chère binôme, Soufiane,

*Qui m'a aidé et soutenu dans les moments difficiles, Je te dis merci pour tes
efforts avec tous mes vœux de bonheur, de santé et de réussite dans ta vie
personnelle.*

***Mes chers amis, Nadir, Abdelilah, Aymen, Youcef, Adouber, Amine, Yassine
et Bilal.***

***Tous mes enseignants et toute la promotion Master II – Système de
Télécommunication 2020/2021.***

Merouane

Résumé

Dans un système de communication, les antennes sont des composants à part entière nécessitant une étude particulière. Tout en cherchant à améliorer les performances d'une antenne, on doit l'adapter aux applications les plus récentes et l'intégrer dans l'architecture des terminaux mobiles.

La prolifération et la diversité des standards de communications radio mobiles et sans-fils ont créés un besoin pressant pour des antennes multifréquences et/ou large bandes permettant notamment d'assurer la compatibilité des différentes normes ou accéder à de nombreux services à partir du même appareil et qui répondent également aux contraintes de multiplication de bandes de fréquences.

Le principal objectif de ce travail est de proposer de nouvelles architectures d'antennes pifa fractales tri-bandes qui assurent les fonctionnalités pour plusieurs applications en même temps et appliquées notamment aux différents standards de communications mobiles et sans-fils.

Mots clés : Antenne PIFA fractale, conception, tribandes, communications mobiles et sans fils

Abstract

In a communication system, antennas are separate components requiring special study. While seeking to improve the performance of an antenna, it must be adapted to the most recent applications and integrated into the mobile devices architecture.

The proliferation and diversity of mobile and wireless communications standards have created a pressing need for multi-frequency and/ or broadband antenna, which, among other things, ensure the different standards compatibility or access many services from the same apparatus and which also meet the frequency bands constraints.

The main objective of this work is to propose new architectures of tri-band fractal PIFA antennas that ensure the functionality for several applications at the same time and applied in particular to the different mobile and wireless communications standards.

Keywords: Fractal PIFA antenna, design, triband, mobile and wireless communications

ملخص

في نظام الاتصالات، تعتبر الهوائيات مكونات منفصلة تتطلب دراسة خاصة. أثناء السعي إلى تحسين أداء الهوائي، يجب تكيفه مع أحدث التطبيقات وإدماجه في معمارية المطاريف المتنقلة.

أدى انتشار وتنوع معايير الاتصالات اللاسلكية المتنقلة واللاسلكية إلى خلق حاجة ملحة للهوائيات متعددة الترددات و / أو النطاق العريض، مما يجعل من الممكن على وجه الخصوص ضمان توافق المعايير المختلفة أو الوصول إلى العديد من الخدمات من نفس الجهاز، والتي تُلبي أيضًا قيود مضاعفة نطاقات التردد.

الهدف الرئيسي من هذا العمل هو اقتراح معماريات جديدة لهوائيات PIFA ثلاثية النطاق والتي توفر وظائف للعديد من التطبيقات في نفس الوقت ويتم تطبيقها بشكل خاص على معايير الاتصالات المتنقلة واللاسلكية المختلفة.

الكلمات المفتاحية: هوائي كسوري، PIFA التصميم، ثلاثي الموجات، اتصالات متنقلة واللاسلكية.

Table des matières

Remerciements.....	i
Dédicaces	ii
Résumé.....	iv
Table des matières.....	vi
Liste des figures.....	xi
Liste des tableaux.....	xiv
Liste des abréviations	xv
Introduction générale.....	1
CHAPITRE I : Etat de l'art sur les antennes miniatures et les systèmes de communications mobiles et sans fils	
I.1.Introduction	2
I.2. Caractéristiques d'une antenne.....	2
I.2.1. Coefficient de réflexion S11	2
I.2.2. VSWR : Voltage Standing Wave Ratio.....	3
I.2.3.Bande Passante.....	3
I.2.4. Impédance d'entrée	4
I.2.5. Directivité et gain	4
I.2.6. Rendement	5
I.2.7. Diagramme de rayonnement	6
I.2.7.1. Isotrope	6
I.2.7.2. Omnidirectionnel	6
I.2.7.3. Directive	7
I.2.8. Angle d'ouverture a – 3dB.....	7

I.2.9. Facteur de qualité.....	8
I.2.10. Efficacité.....	8
I.3. Définition des antennes miniatures.....	9
I.4. Techniques de miniaturisation.....	9
I.4.1. Modification de la géométrie.....	11
I.4.1.1. Ajout de fentes.....	11
I.4.1.2. Repléments.....	11
I.4.1.3. Méandres.....	12
I.4.1.4. Ajout de courts-circuits	13
I.4.1.5. Formes fractales.....	15
I.4.2. Utilisation de matériaux pour la miniaturisation d'antennes	16
I.4.2.1. Matériaux diélectriques	16
I.4.2.2. Matériaux magnétodiélectriques.....	17
I.4.2.3. Métamatériaux.....	17
I.4.3. Miniaturisation par un circuit actif	18
I.5. Différentes générations de téléphone mobile.....	19
I.5.1. GSM (2 G)	19
I.5.1.1. Techniques de multiplexage.....	19
I.5.1.2. Architecture du réseau GSM.....	20
I.5.2. GPRS (2.5 G)	21
I.5.2.1. Services.....	21
I.5.2.2. Architecture du réseau GPRS.....	22
I.5.3. EDGE (2.75 G)	22
I.5.4. UMTS (3 G)	22
I.6. Réseaux sans Fil.....	23

I.6.1. Réseaux personnels sans fil (WPAN).....	24
I.6.2. Réseaux locaux sans fil (WLAN).....	24
I.6.3. Réseaux métropolitains sans fil (WMAN).....	24
I.6.4. Réseaux étendus sans fil (WWAN).....	25
I.7. Quatrième Génération (4G)	25
I.7.1. Définition de la quatrième génération.....	25
I.7.2. Conditions techniques pour réaliser la quatrième génération de mobiles.....	26
I.7.3. Caractéristiques des systèmes sans fil 4G.....	26
I.7.4.Long Term Evolution (LTE).....	27
I.7.4.1.Accès radio LTE.....	28
I.7.4.2.Réseau global EPS.....	28
I.8. Cinquième génération 5G.....	29
I.8.1. Réseau mobile de 5G.....	30
I.8.2. Premier point fort de 5G.....	30
I.8.2.2. Latence.....	30
I.8.2.3. Densité.....	30
I.8.3. Caractéristiques de la 5G.....	30
I.8.3.1. Communications dans la plage des ondes millimétriques.....	31
I.8.3.2 Entrée multiple sortie multiple massif (mMIMO).....	32
I.8.3.3. Mini-cellules et réutilisation du spectre électromagnétique.....	32
I.9. Conclusion.....	33

Chapitre II : Généralités sur les antennes Fractales

II.1.Introduction	34
II.2.Evolution des antennes PIFAs	34

II.2.1. Antennes filaires.....	34
II.2.1.1. Antenne Dipolaire.....	34
II.2.1.2. Antenne monopolaire.....	35
II.2.1.3. Antennes ILA et IFA.....	37
II.3. Antennes PIFAs	41
II.3.1. Avantages et inconvénients de l'antenne PIFA.....	43
II.3.2. Techniques pour augmenter la largeur de bande.....	44
II.3.3.Caractéristiques radioélectriques d'antenne PIFA.....	44
II.3.3.1. Distribution de champ électrique.....	44
II.3.3.2. Distribution du courant.....	45
II.3.4. Performances de l'antenne PIFA.....	45
II.3.4.1. Influence des paramètres géométrique de l'antenne PIFA.....	45
II.3.4.2. Influence du plan de masse sur l'antenne	46
II.3.4.3.Influence de la languette de court- circuit	46
II.4. Antennes Fractales	47
II.4.1. Antennes fractales.....	47
II.4.2. Avantages et inconvénients des antennes fractales.....	48
II.4.3. Définition des fractals.....	48
II.4.4.Dimension fractale.....	49
II.4.5. Générer des fractales à l'aide des IFS.....	50
II.4.6. Différentes formes fractale.....	51
II.4.6.1. Triangle de Sierpinski « Sierpinski Gasket ».....	51
II.4.6.2.Tapis de Sierpinski « Sierpinski Capet ».....	54
II.4.6.3. Courbe de Koch.....	54
II.4.6.4. Etoile de Koch	56

II.4.6.5. Fractale de Minkowski.....	57
II.4.6.6. Fractales de Hilbert et Péano.....	58
a- Fractales de Hilbert.....	58
b- Fractales de Péano	58
II.5 Conclusion	59
CHAPITRE III :Conception Antenne Pifa Fractales Tri-Bande	
III.1. Introduction.....	60
III.2. Présentation du logiciel CST.....	60
III.3. Antenne PIFA monofréquence	60
III.4. Antenne PIFA multi bandes avec une fente fractale (F-PIFA)	64
III.4.1. Antenne F-PIFA à la 1 ^{ère} itération.....	64
III.4.2. Antenne F-PIFA avec la 2 ^{ème} itération.....	66
III.4.3. Etude paramétrique de l'antenne à la 2 ^{ème} itération.	67
III.4.3.1. Variation de la position de l'alimentation selon l'axe des y.....	67
III.4.3.2. Variation de la position de l'alimentation selon l'axe des x	68
III.4.3.3. Variation de la longueur de la fente fractale.....	69
III.4.3.4. Variation de la largeur de la fente fractale.....	69
III.4.4. Résultats obtenus après l'étude paramétrique de l'antenne F-PIFA.....	70
III.5. Conclusion.....	75
Conclusion générale	76
Les références bibliographiques.....	78

Liste des figures :

Figure I.1 : Schéma d'une antenne connectée à une ligne de transmission et un générateur.....	2
Figure I.2 : Bande passante et coefficient de réflexion.....	3
Figure I.3 : Représentation de l'impédance d'antenne.....	4
Figure I.4: Diagramme de rayonnement de l'antenne isotrope.....	6
Figure I.5 : Diagramme de rayonnement de l'antenne omnidirectionnelle.	7
Figure I.6 : Diagramme de rayonnement de l'antenne directive.....	7
Figure I.7 : Sphère de Chu englobant une AEP.....	9
Figure I.8 : Antenne patch miniaturisée par introduction de fentes	11
Figure I.9 : Exemple d'une antenne monopôle repliée.....	12
Figure 1.10 : Exemple d'antenne PIFA repliée.....	12
Figure 1.11: a) Dipôle droit ; b) Dipôle méandre ; c) Antenne méandre enroulée sur les faces d'un substrat diélectrique.	13
Figure 1.12: a) Monopôle replié b) monopôle chargée et leurs circuits équivalents.....	14
Figure I.13 : Monopôles à géométrie fractales de Von Koch.....	15
Figure I.14 : Tapis de Sierpinski appliqué à un dipôle.....	15
Figure I.15 : Antennes miniatures avec des métamatériaux d'après les travaux de R. Ziolkowski.....	18
Figure I.16 : Architecture du réseau GSM.....	21
Figure I.17 : Différentes technologies d'accès sans fil pour l'utilisateur 4G.....	26
Figure I.18 : Architecture de l'EPS.....	29
Figure I.19 : Atténuation en fonction de différentes fréquences.....	31
Figure I.20 : Principe de la technologie MIMO.....	32
Figure I.21 : Réseaux à macro cellules et à petites cellules.....	33
Figure II.1 : Distribution du courant le long d'un dipôle en fonction du rapport d/λ	34
Figure II.2 : (a) : Dipôle dans son repère, (b) : Diagramme de rayonnement en 3D.....	35
Figure II.3 : (a) : Géométrie d'une antenne monopolaire, (b) : Diagramme de rayonnement en 3D.....	36

Figure II.4 : Monopole quart d'onde et représentation de son image.....	36
Figure II.5 : Exemples de produits mettant en œuvre des monopoles.....	37
Figure II.6 : Géométrie d'une antenne ILA.....	38
Figure II.7 : Géométrie d'une antenne IFA.....	38
Figure II.8 : Structure d'un système rayonnant de type F inversé.....	39
Figure II.9 : Modèle équivalent des antennes en F inversées.....	40
Figure II.10 : Géométrie d'une antenne PIFA.....	42
Figure II.11 : Trajet de courants surfaciques d'une PIFA avec une languette de court-circuit.....	46
Figure II.12 : Génération du triangle de Sierpinski par les deux approches.....	52
Figure II.13 : IFS pour la génération du triangle de Sierpinski strictement auto similaire.....	53
Figure II.14 : Génération de la géométrie du tapis de Sierpinski.....	54
Figure II.15 : Courbe de Koch.....	55
Figure II.16 : Etoile de Koch.....	56
Figure II.17 : Courbe de Koch « quadrique ».....	57
Figure II.18 : Génération de la fractale de Minkowski.....	57
Figure II.19 : Génération de la courbe de Hilbert.....	58
Figure II.20 : Première itération de la géométrie.....	58
Figure II.21 : Forme géométrique après plusieurs itérations.....	59
Figure III.1 : Antenne PIFA initiale et sa structure dans le rédacteur de CST.....	61
Figure III.2. (a) : Coefficient de réflexion ; (b) : Taux d'onde stationnaire.....	62
Figure III.3. (a) : Diagramme de rayonnement en 2D, plan E; (b) : Diagramme de rayonnement en 2D, plan H; (c) : Diagramme de rayonnement en 3D.....	63
Figure III.4 : Géométrie de l'antenne PIFA avec la première itération de la structure fractale, (face supérieure)	64
Figure III.5 : Coefficient de réflexion.....	65
Figure III.6 : Géométrie de l'antenne PIFA à élément rayonnant modifié avec la deuxième itération de la structure fractale de l'arbre H (face supérieure)	66

Figure III. 7 : Coefficient de réflexion après l’insertion de la deuxième itération fractale en H sur l’élément Rayonnant modifié.....	67
Figure III.8: Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la position d’alimentation selon l’axe des y.....	68
Figure III.9: Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la position d’alimentation selon l’axe des x.....	68
Figure III.10: Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la longueur de la fente fractale.....	69
Figure III.11: Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la largeur de la fente fractale.....	70
Figure III.12. (a) : Coefficient de réflexion ; (b) : Taux d’onde stationnaire.....	70
Figure III.13. (a): Diagramme de rayonnement en 2D, plan E. (b) : Diagramme de rayonnement en 2D, plan H; (c) : Diagramme de rayonnement en 3D.....	72,73,74

Liste des tableaux :

Tableau I.1 : Comparaisons entre certains paramètres clés des systèmes 4G et 3G.....	27
Tableau II.1 : Propriétés des structures fractales et leurs conséquences	48
Tableau III.1 : Dimensions de l'antenne initiale.....	61
Tableau III. 2 : Dimensions de la structure avec la première itération.....	65
Tableau III. 3 : Dimensions de la structure avec la deuxième itération.....	66

Liste des abréviations:

2

2D deux Dimensions

2G deuxième génération

3

3D trois Dimensions

3G troisième génération

4

4G Quatrième génération

5

5G Cinquième Génération

B

BSC : Base Station Controller

C

CDMA: Code Division Multiple Access

CST :Computer Simulation Technology.

D

DCS: Digital Communication System

E

EDGE : Enhanced Data Rates for GSM Evolution

eNB : evolved Node B

F

FDMA : Frequency Division Multiple Acces

FIT : Finite Integration Technique

G

GGSN : Gateway GPRS Support Node

GPRS : General Packet Radio Service

GSM : Global System for Mobile Communications

GSN : GPRS Support Node

H

HSDPA : High-Speed Downlink Packet Access

I

IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers

IFA : Inverted-F Antenna

IIFA : Integer Inverted-F Antenna

ILA : Inverted-L Antenna

IMEI : International Mobile Equipment Identity

IMSI : International Mobile Subscriber Identity

IMT-2000 : International Mobile Telecommunications-2000

L

LTE : Long Term Evolution

M

MMS : Multimédia Message Service

MIMO : Multiple Input Multiple Output

MSC : Mobile Switching Center

O

OFDM : Orthogonal Frequency-Division Multiplexing

P

PIFA : Planar Inverted-F antenna

PCS : Personal Communication System

PTMP : Point à MultiPoint

PTP : Point à Point

Q

QoS : Quality of Service

R

ROS : Rapport d'Ondes Stationnaires

S

S11 : Coefficient de réflexion

SGSN : Serving GPRS Support Node

SMS : Short Message Service

T

TOS : Taux d'Ondes Stationnaires

TDMA : Time Division Multiple Access

U

UMTS : Universal Mobile Telecommunications System

V

VSWR : Voltage Standing Wave Ratio

W

WIMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access

WLAN : Wireless Local Area Network

WPAN : Wireless Personal Area Network

WMAN : Wireless Metropolitan Area Network

WWAN : Wireless Wide Area Network

Introduction générale

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique au cours de ces dernières années grâce à la forte demande de la population et de l'industrie. Parmi les applications de ce domaine qui ont attiré plus d'attentions sont les antennes. Elles sont des éléments indispensables pour assurer une opération d'émission ou de réception des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre ou dans l'espace. Elles sont présentes dans tous les systèmes de communications mobiles et sans fil.

Actuellement, la multiplication et la diversité des standards de communications radio mobiles et de communications sans fils ont créés un besoin absolu pour des antennes multifréquences et/ou large bandes permettant notamment d'assurer la compatibilité des différentes normes ou accéder à de nombreux services à partir du même appareil.

Dans le premier chapitre, nous allons exposer les caractéristiques électriques des antennes à savoir : l'impédance d'entrée, coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement...etc. Nous avons présenté de même les caractéristiques principales des antennes miniatures et les techniques de miniaturisation appliquées sur des diverses structures rayonnantes afin de permettre leurs intégrations sur de petits objets. Nous allons intéresser aussi aux différents standards existants dans les systèmes de télécommunications.

Pour le deuxième chapitre, nous avons proposé des antennes compactes qui sont généralement appelées à certaines structures géométriques qui assurent les fonctionnalités pour plusieurs applications en même temps, appelées antennes multibandes ou large bandes. Parmi ces structures rayonnantes, nous citons les antennes PIFA et les antennes fractales.

Le troisième chapitre est consacré à la conception d'une antenne compacte multibandes de type PIFA fractale (F-PIFA) appliquée notamment aux différents standards. Nous avons fait une étude paramétrique de quelques paramètres de l'antenne F-PIFA, ce qui donne un fonctionnement multibandes avec une bonne adaptation. Les résultats de simulation par le logiciel CST Microwave Studio des différentes itérations de la structure PIFA fractale ont donnés de bonnes performances de l'antenne multibandes proposée. Les résultats obtenus sont présentés et commentés.

Enfin, ce document se termine par une conclusion générale et une bibliographie qui comprend les références des ouvrages et les ressources Web relatives à notre travail.

I.1. Introduction

L'explosion du marché de l'électronique grand public au cours de la dernière décennie a mis entre les mains des utilisateurs une multitude d'appareils aux fonctionnalités diverses, intéressantes, utiles, voire aujourd'hui totalement indispensables. Les progrès réalisés par la recherche et l'industrie ont permis de miniaturiser et perfectionner ces appareils. Ils possèdent généralement des fonctionnalités sans fil et s'interconnectent grâce à des standards ou des technologies propriétaires de télécommunications.

Ces millions d'objets communicants en fonctionnement dans le monde possèdent tous un point commun : une antenne. Élément indispensable pour établir des communications sans fil, l'antenne est une structure physique rayonnante relativement encombrante à l'heure de la nanoélectronique. Bien que de nombreuses avancées aient permis de réduire progressivement leurs dimensions, elles restent toujours un élément séparé connecté au reste du système électronique.

Après une brève description sur les principaux paramètres qui permettent de caractériser une antenne. Nous ferons tout d'abord une description générale sur les antennes miniatures. Nous établirons ensuite un panorama des différentes techniques de miniaturisation des antennes. Enfin, nous abordons les différents systèmes de communications mobiles et sans fils modernes.

I.2. Caractéristiques d'une antenne

I.2.1. Coefficient de réflexion S_{11}

On considère un système comportant l'antenne, un générateur et une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c .

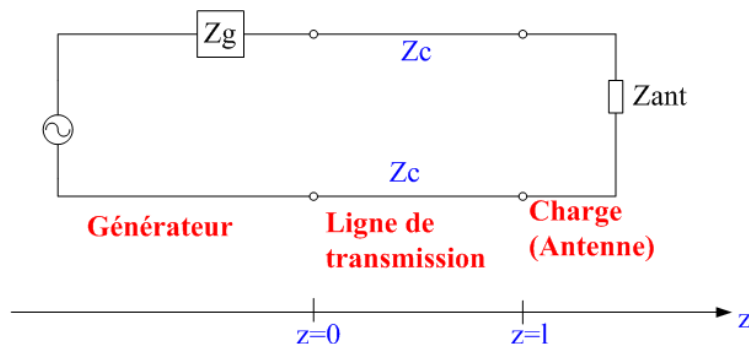


Figure I.1 : Schéma d'une antenne connectée à une ligne de transmission et un générateur.

On donne le paramètre de réflexion S_{11} ou Γ en $z = l$ par la formule suivante :

$$S_{11} = \Gamma = \frac{Z_{ant} - Z_c}{Z_{ant} + Z_c} \quad (\text{I.1})$$

Le coefficient de réflexion assure la transmission d'énergie à travers l'antenne. Dans un système électrique caractérisé par le paramètre S , le S_{11} peut avoir une forte atténuation à une

fréquence spécifiée qu'on l'appelle la 'fréquence de résonance', on obtient un maximum de transmission de puissance entre le générateur et la charge. C'est la façon d'optimiser l'antenne à l'aide de ce paramètre. Il faut que ce dernier soit égale à -10 dB pour avoir une adaptation au niveau de l'antenne si non les valeurs inférieures à -10 dB l'empêchent.

I.2.2. VSWR : Voltage Standing Wave Ratio

Le Rapport d'Onde Stationnaire (ROS) ou, en anglais, VSWR pour Voltage Standing Wave Ratio tout comme le coefficient de réflexion traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre deux éléments (l'antenne et le circuit de l'émetteur). Le VSWR est donné par:

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (I.2)$$

I.2.3. Bande Passante

La bande passante d'une antenne correspond à la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est maximale. La bande passante peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande. Il n'y a pas de critères précis pour la limite du coefficient de réflexion. Un critère typique d'avoir un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB sur la bande passante ou un VSWR inférieur à 2 [I.1- I.2].

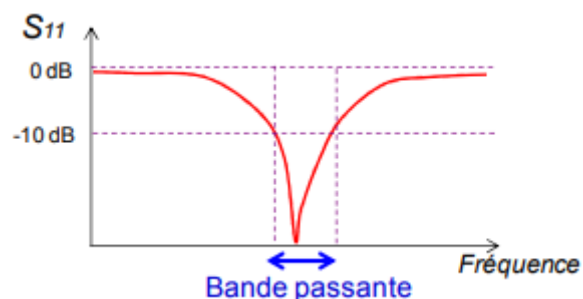


Figure I.2 : Bande passante et coefficient de réflexion.

Pour les antennes à bande étroite, la bande passante est généralement exprimée en relatif par rapport à la fréquence centrale par (Equation I.3) :

$$BP(\%) = \left[\frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} \right] 100 \quad (I.3)$$

Où

f_{max} : La fréquence maximale.

f_{min} : La fréquence minimale.

f_c : La fréquence centrale ou de résonance.

I.2.4. Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée d'une antenne est définie comme le rapport entre la tension V_{int} et le courant I_{int} aux terminaux de l'antenne ou comme le rapport entre les composantes appropriées des champs électriques et magnétiques. L'expression de l'impédance d'entrée d'une antenne Z_{ant} se décompose en partie réelle R_a qui 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 une partie imaginaire X_a qui représente la puissance stockée dans les régions proches du champ rayonné.

$$Z_{ant} = \frac{V_{int}}{I_{int}} \quad (I.4)$$

$$Z_{ant} = R_a + jX_a \quad (I.5)$$

La partie réelle de l'impédance R_a regroupe une partie due aux pertes ohmiques et diélectriques des matériaux et la résistance de rayonnement de l'antenne. Cette dernière s'écrit comme suit :

$$R_a = R_{pertes} + R_{ray} \quad (I.6)$$

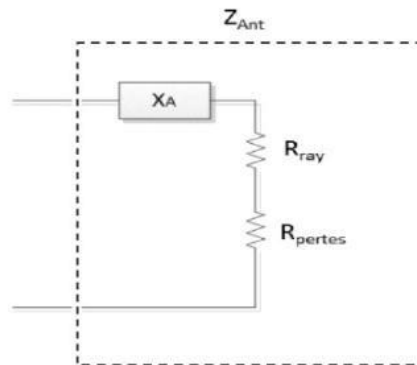


Figure I.3 : Représentation de l'impédance d'antenne.

D'autre part, l'impédance d'entrée de l'antenne peut s'écrire en fonction du coefficient de réflexion S_{11} sous la formule :

$$Z_{ant} = Z_c \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \quad (I.7)$$

I.2.5. Directivité et gain

La directivité d'une antenne caractérise la manière dont cette antenne concentre son rayonnement dans certaines directions de l'espace. La directivité d'une antenne dans une direction (θ) est le rapport de la puissance $P(\theta, \varphi)$ à la puissance que rayonnerait la source isotrope par unité d'angle solide.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{p(\theta, \varphi)}{p_r/4\pi} = 4\pi \frac{p(\theta, \varphi)}{p_r} \quad (\text{I.8})$$

Dans la direction de rayonnement maximale (θ_0, φ_0) , la directivité est exprimée par :

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{p(\theta_0, \varphi_0)}{p_r} \quad (\text{I.9})$$

Le gain $G(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ sur la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes. En général, le gain G correspond au gain dans la direction de rayonnement maximale (θ_0, φ_0) . Cette propriété caractérise la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans une direction

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{p(\theta, \varphi)}{p_A} \quad (\text{I.10})$$

$$G = 4\pi \frac{p(\theta_0, \varphi_0)}{p_A} \quad (\text{I.11})$$

Le gain augmente avec la hauteur h du substrat et si ϵ_r diminue.

Avec : ϵ_r : permittivité diélectrique du substrat.

D'où :

$P(\theta, \varphi)$: la puissance rayonnée dans une direction donnée .

$P(\theta_0, \varphi_0)$: la puissance rayonnée dans une direction maximale.

P_A : la puissance électrique en entrée.

P_r : la puissance rayonnée.

$G(\theta, \varphi)$: Le gain d'une antenne dans une direction (θ, φ)

G : correspond au gain dans la direction de rayonnement maximale (θ_0, φ_0) .

I.2.6. Rendement

Le rendement η d'une antenne traduit sa capacité à transmettre la puissance électrique en entrée P_A sous forme de puissance rayonnée P_r . On le définit comme le rapport entre la puissance totale rayonnée par une antenne et la puissance qui lui est fournie [I.1].

$$\eta = \frac{p_r}{p_f} \quad (\text{I.12})$$

Ce rapport caractérise les pertes à l'intérieur de l'antenne. d'où :

p_r : la puissance rayonnée.

p_f : la puissance fournie à l'antenne.

I.2.7. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne représente le changement de la puissance rayonnée issue de l'antenne dans tous les trajets de l'espace. Ce paramètre dépend de la structure globale de l'antenne.

Le diagramme de rayonnement limite les zones de faible ou immense rayonnement dans l'entourage de l'antenne. On peut diviser le diagramme de rayonnement en trois formes typiques malgré chacun d'eux se varie en fonction de l'antenne. Ces formes sont :

I.2.7.1. Isotrope

Une antenne isotrope (Figure I.4) est une antenne qui émet également dans toutes les directions. Un bon exemple donné de ce type est le soleil dont la radiation moyenne prise dans une direction et à une distance donnée sera la même dans toute autre direction à la même distance.

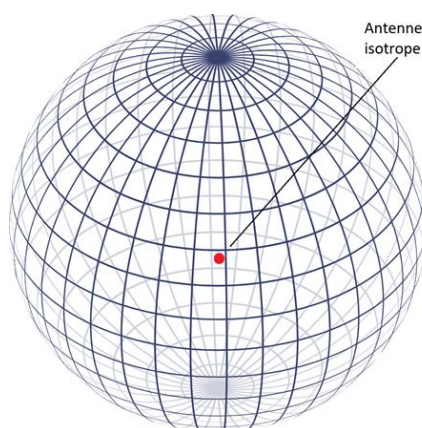


Figure I.4: Diagramme de rayonnement de l'antenne isotrope.

I.2.7.2. Omnidirectionnel

Une antenne omnidirectionnelle (Figure I.5) est une antenne qui fournit un diagramme de rayonnement horizontal de 360 degrés. Celle-ci est utilisée quand la couverture est requise dans toutes les directions (horizontalement) à partir de l'antenne avec des degrés divers de couverture verticale. Mais cette antenne n'est qu'une antenne théorique qui sert à fonder la directivité ou le gain d'une antenne réelle.

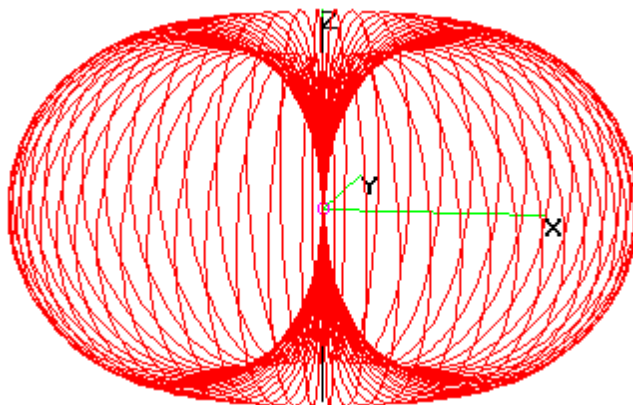


Figure I.5 : Diagramme de rayonnement de l'antenne omnidirectionnelle [I.3].

I.2.7.3. Directive

Une antenne directive est l'antenne la plus typique qui est caractérisée par son rayonnement qui se fait en une seule direction dans l'espace (Figure I.6).

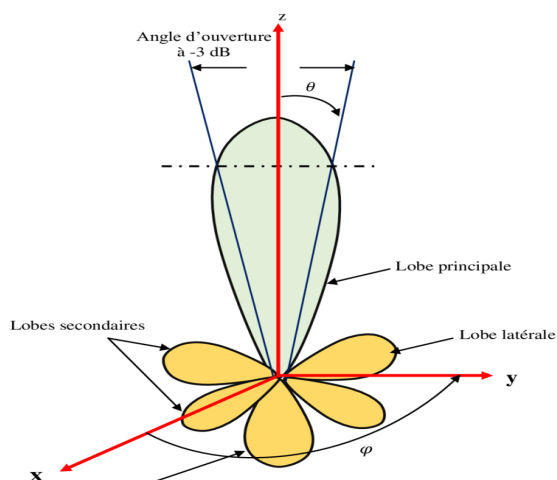


Figure I.6 : Diagramme de rayonnement de l'antenne directive.

I.2.8. Angle d'ouverture a - 3 dB

Si G_m est le gain maximal d'une antenne donnée dans un plan bien déterminé, alors son ouverture dans ce plan est l'angle qui se trouve entre deux directions de ce plan ayant la moitié du gain maximal (gain à -3 dB), soit $G_m/2$

D'une autre façon, l'angle d'ouverture d'une antenne est l'angle de direction pour lequel la puissance rayonnée est la moitié (-3 dB) de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable [I.4].

Avec : G_m : est le gain maximal d'une antenne.

I.2.9. Facteur de qualité

D'une vision électrique, Nous avons constaté qu'une antenne peut être considérée comme un circuit résonnant RLC. La bande passante BW (à 3 dB) est jointe au facteur de qualité Q du circuit RLC à la fréquence de résonance f_r .

On peut définir le facteur de qualité par la quantité de résistance présente pendant la résonance.

$$Q = \frac{f_r}{BW} \quad (I.13)$$

Une antenne ayant un facteur de qualité fort rayonne efficacement à la fréquence de rayonnement sur une bande de fréquence très petite, en voulant la limitation des interférences hors bande. Néanmoins, si la bande passante est trop étroite, tout signal émis ou reçu à côté des bornes de la bande de fréquence de fonctionnement sera atténué.

Par contre, une antenne ayant un facteur de qualité faible est considérée comme large bande si la fréquence supérieure f_2 est au moins égale à environs deux fois la fréquence inférieure f_1 [I.5].

I.2.10. Efficacité

L'efficacité de rayonnement d'une antenne, souvent notée η_{ray} , reflète sa capacité à rayonner de l'énergie en mode émission, ou à en capter en mode réception. Elle est définie en mode émission comme le rapport entre la puissance rayonnée P_{ray} et la puissance acceptée par l'antenne P_{acc} :

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} \quad (I.14)$$

On remarque que cette efficacité ne tient pas compte des pertes par désadaptation et représente donc l'efficacité intrinsèque que l'on peut espérer atteindre avec une antenne parfaitement adaptée. Pour avoir l'efficacité totale de l'antenne η_{tot} qui représente le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie par le générateur $P_{entrée}$ on utilise l'équation suivante:

$$\eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{entrée}} \quad (I.15)$$

I.3. Définition des antennes miniatures

Il existe plusieurs façons de définir une antenne électriquement petite ou miniature. La définition la plus répandue est celle donnée par Wheeler en 1947 [I.6- I.7]. Wheeler a défini une antenne électriquement petite (AEP) comme une antenne dont la plus grande dimension est inférieure à $\frac{\lambda}{2\pi}$ avec λ la longueur d'onde dans le vide. Cette relation est généralement exprimée par :

$$ka \leq 1 \quad (I.16)$$

Avec a le rayon de la plus petite sphère contenant l'antenne et k est le nombre d'onde dans le milieu de propagation, tel que $k = 2\pi / \lambda$. Cette sphère est souvent appelée la sphère de Wheeler ou la sphère de Chu (Figure I.7). Elle correspond à la distance de transition entre le champ proche où l'énergie électromagnétique est stockée dans l'antenne et le champ lointain où celle-ci est propagée. Cette réduction de taille des antennes par rapport à la longueur d'onde électrique limite les performances radioélectriques des antennes.

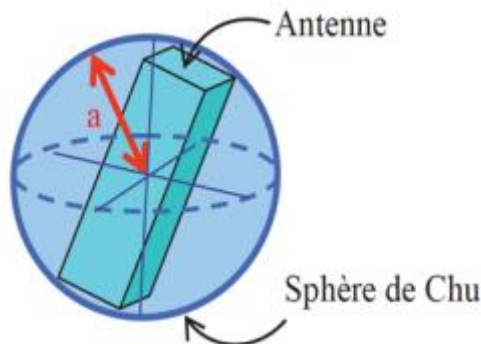


Figure I.7 : Sphère de Chu englobant une AEP.

I.4. Techniques de miniaturisation

Les performances d'une AEP sont caractérisées par la taille électrique ka , le facteur de qualité Q (où la bande passante), et l'efficacité. Une attention plus particulière est portée au facteur de qualité et son lien avec la taille électrique. En effet, plusieurs études ont été menées pour déterminer la valeur minimale du facteur de qualité (et donc à la bande passante maximale) pour une taille d'antenne donnée.

Aujourd'hui la miniaturisation des antennes représente un important challenge. L'enjeu est de réduire les dimensions de l'élément rayonnant tout en maintenant des performances radioélectriques optimales (bande passante, efficacité de rayonnement,

adaptation...)

De nos jours, les antennes sont présentes dans les objets usuels de toutes sortes pour diverses applications qui s'étendent des télécommunications mobiles, aux moyens de transport, et même dans la médecine (les implants auditifs par exemple). La complexité des appareils électriques nous impose alors de concevoir de petites antennes avec de bonnes performances. Pour cela nous avons recours à la miniaturisation pour réduire l'encombrement de l'antenne. La diminution de la longueur électrique de l'antenne a pour effet de concentrer les champs électromagnétiques dans le voisinage de l'antenne. Elle entraîne aussi une réduction de la fréquence de résonance puisque nous allongeons la longueur électrique.

Le critère limitant va être le facteur de qualité et donc la bande passante ou l'efficacité de rayonnement et on sait que la limite pour le facteur de qualité des petites antennes existe.

L'utilisation d'un plan de masse pose un problème car on ne sait pas exactement s'il faut le considérer comme faisant partie de l'antenne ou non.

Aussi, lorsqu'une antenne est très petite, certains éléments tels que le câble d'alimentation et la taille du plan de masse doivent être considérés dans la conception de l'antenne car ils peuvent influencer sur le rayonnement de l'antenne. En effet, une AEP peut générer des courants de retour sur le câble d'alimentation et celui-ci contribue ainsi au rayonnement de l'antenne. De même, un câble d'alimentation peut être vu comme une partie rayonnante et entraîner une baisse de la fréquence de travail de l'antenne. Et si le plan de masse est trop petit à des longueurs d'ondes importantes, un rayonnement vers l'arrière du plan de masse peut être plus important que le rayonnement vers l'avant.

Le choix des substrats dans le cas des antennes planaires, est aussi important car la réduction des pertes aide à minimiser les détériorations des performances des antennes miniatures. Cela peut permettre de réduire la taille de l'antenne si des permittivités élevées sont utilisées.

Il est donc intéressant de voir les principales techniques qu'on peut rencontrer dans la littérature, qui permettent de miniaturiser des antennes. Parmi ces techniques, on trouve l'allongement électrique du chemin du courant par la modification de la structure de l'antenne, le rajout d'éléments parasites ou l'utilisation de matériaux particuliers et récemment l'utilisation de circuits actifs.

I.4.1. Modification de la géométrie

I.4.1.1. Ajout de fentes

Une première façon de réduire significativement la taille des antennes consiste à modifier sa forme, son design. Sur les antennes planaires comme les patches, en introduisant des fentes ou des méandres latéraux sur le contour de l'antenne, le courant va être forcé de les contourner. Cela va avoir pour conséquence de rallonger la longueur électrique, donc d'abaisser la fréquence de résonance de la structure. Une réduction de la fréquence de la résonance est équivalente à une réduction de la taille de l'antenne si on se ramène toujours à la même fréquence de travail. Des effets inductifs et capacitifs seront aussi induits, ce qui aura pour effet de modifier l'impédance d'entrée de l'antenne et sa bande passante.

La mise en œuvre de cette technique peut réduire la taille d'une antenne patch de 50% mais la largeur de bande est diminuée ainsi que l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Sur la Figure I.8, on peut voir un exemple d'antenne patch avec des fentes.

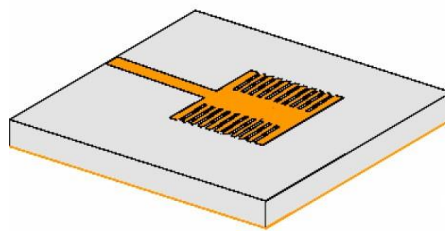


Figure I.8 : Antenne patch miniaturisée par introduction de fentes.

I.4.1.2. Repléments

Pour les antennes filaires comme les dipôles ou monopoles, imprimés ou non, le repliement est également une modification de la forme originale de l'antenne qui permet de réduire son encombrement. La figure I.9, présente un exemple de monopole replié. Le repliement peut également être appliqué sur des structures planaires comme des PIFA (Figure I.10) où non seulement l'élément replié occupe moins d'espace mais aussi crée en effet capacitif qui contribue à la diminution de la fréquence de résonance. La principale contrepartie de ce type d'opération réside dans l'augmentation des pertes ohmiques qui engendre alors une diminution de l'efficacité et du gain

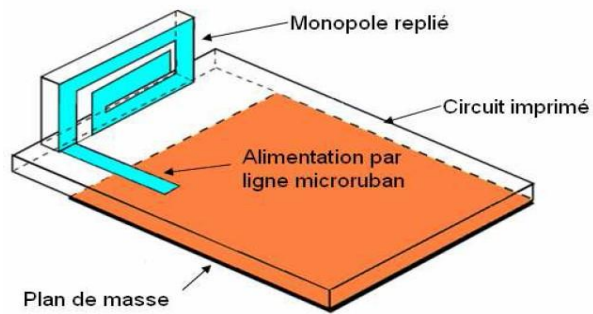


Figure I.9 : Exemple d'une antenne monopôle repliée.

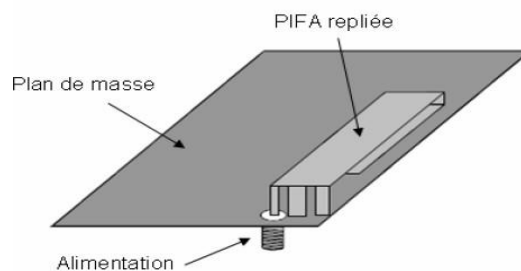


Figure I.10 : Exemple d'antenne PIFA repliée.

I.4.1.3. Méandres

Une autre technique simple pour miniaturiser une antenne est la création de méandres. La configuration générale d'une antenne méandre est présentée sur la Figure I.11 pour le cas d'antennes dipôles repliées de manière périodique. Comme on peut le constater, si un dipôle droit et un dipôle replié ont la même hauteur, ce dernier aura une résonance plus basse en fréquence. En effet, comme souligné plus haut le chemin parcouru par le courant sera beaucoup plus long. Ce type de géométrie a cependant un impact sur les performances de l'antenne. Il a été démontré que l'efficacité rayonnée du dipôle replié est fortement liée au nombre de repliements N , à la longueur et à la largeur des brins ainsi qu'à la distance entre deux brins. Cependant un avantage avec ces antennes imprimées est qu'on peut enrouler l'antenne sur toutes les faces de certains substrats diélectriques et gagner ainsi le maximum de volume. Un exemple de cette méthode est présenté sur Figure I.11.

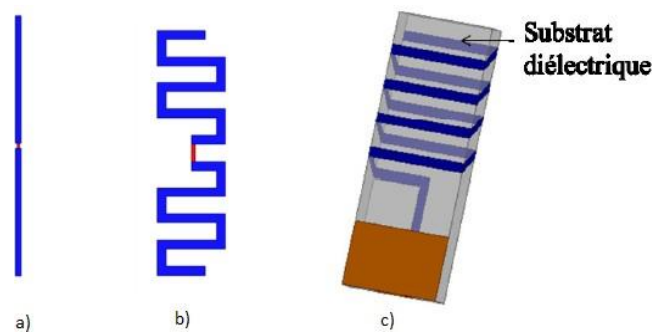


Figure I.11: a) Dipôle droit ; b) Dipôle méandre ; c) Antenne méandre enroulée sur les faces d'un substrat diélectrique

I.4.1.4. Ajout de courts-circuits

On peut aussi introduire un ou plusieurs courts-circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse pour miniaturiser les antennes imprimées. Pour une antenne imprimée type patch, le champ électrique du premier mode résonnant dans la cavité s'annule au milieu de la longueur résonante. En jouant sur la position du court-circuit par rapport à l'antenne et sur sa longueur, nous arrivons à modifier la fréquence de résonance de l'antenne ainsi que son impédance d'entrée. C'est à dire qu'en positionnant un mur électrique parfait dans ce plan vertical, la distribution des lignes équipotentielles n'est nullement affectée. Ainsi, les dimensions de la structure peuvent être réduites de moitié tout en conservant la même fréquence de résonance. En d'autres termes, on peut assimiler le court-circuit à une inductance dont la valeur est directement liée aux dimensions du court-circuit. En général, plus un court-circuit est long et fin, plus l'effet inductif qu'il génère augmente et cela entraîne une baisse de l'efficacité. L'exemple le plus connu avec ce principe est l'antenne PIFA.

Cette technique, facilement réalisable implique cependant une diminution de la bande passante de l'antenne par rapport à une simple antenne patch ainsi qu'une dégradation de la pureté de polarisation et du gain maximal de l'antenne. De façon générale, cette technique de miniaturisation peut s'appliquer à toutes les formes d'antennes si l'on positionne un court-circuit à l'endroit où le potentiel du mode considéré s'annule. On peut aussi ajouter une charge localisée qui va de l'élément discret au tronçon de ligne conductrice pour réduire l'encombrement de l'antenne. En effet, un monopole replié est équivalent à un monopole chargé par une inductance comme on peut le voir sur la figure I.12. De la même manière, un monopole chargé par un toit métallique peut être vu comme un monopole chargé par une capacité.

Les antennes micro ruban dans lesquelles on a pratiqué des fentes peuvent aussi être représentées par des circuits LC équivalents.

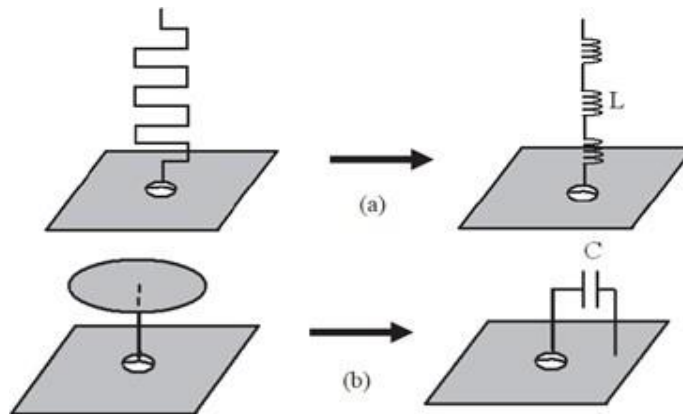


Figure I.12 : a) Monopôle replié b) monopôle chargée et leurs circuits équivalents.

Par exemple le court-circuit existant sur les antennes PIFA peut être remplacé par une résistance de faible valeur (1 à 2 Ohms). Par un choix et un positionnement judicieux de celui-ci, nous pouvons arriver à diminuer la fréquence de résonance et améliorer la bande passante [II.8]. L'inconvénient de cette technique est l'augmentation des pertes ohmiques, d'où une baisse de l'efficacité due à la concentration des courants dans la résistance qui, bien que faible, demeure plus résistive qu'un court-circuit. Il est aussi possible d'utiliser des composants discrets (résistances, capacités et inductances) car celles-ci peuvent entraîner des réductions de tailles de plus de 50%. En effet insérer une capacité en bout de ligne permettrait d'une part de rallonger la longueur électrique de l'antenne et d'autre part d'introduire un effet capacitif. Ces deux phénomènes combinés entraînent une baisse de la fréquence de résonance. Nous pouvons aussi insérer une capacité et une self au sein de l'élément rayonnant. L'ajout de ceux-ci aura pour conséquence de modifier la valeur de l'inductance et de la capacité équivalente de l'antenne et donc de faire résonner le système à une fréquence différente. D'autres études ont aussi montré qu'un monopole replié était équivalent à un monopole chargé par une inductance. Donc en introduisant des charges localisées comme les capacités ou les inductances, dans la structure d'une antenne monopole, celle-ci peut être raccourcie. La réactance qui sera générée par ces composants compensera la partie imaginaire du monopole raccourci, ce qui permet d'avoir un bon niveau d'adaptation.

Mais l'inconvénient majeur de ces composants et principalement de la capacité est

qu'ils augmentent le facteur de qualité de l'antenne, ce qui diminue fortement la bande passante et l'efficacité rayonnée.

I.4.1.5. Formes fractales

Une dernière technique de modification de design est l'utilisation de structures fractales, on parle alors d'antennes fractales. Il s'agit d'antennes classiques planaires ou filaires dont le design est issu d'algorithmes mathématiques basés sur des fonctions itératives. A partir d'une géométrie de base, plusieurs itérations sont effectuées. En augmentant le nombre d'itérations (donc la longueur du dipôle à hauteur constante), la fréquence de résonance diminue. Ce qui revient à diminuer la hauteur du brin pour travailler à fréquence constante. Des exemples très connus sont les courbes de Hilbert, les géométries fractales de Von Koch et celles de Sierpinski. La Figure I.13 présente une structure de Von Koch appliquée à un monopôle à plusieurs itérations. Cependant la bande passante et l'efficacité de ces antennes fractales sont sensiblement dégradées comparées au simple monopôle.

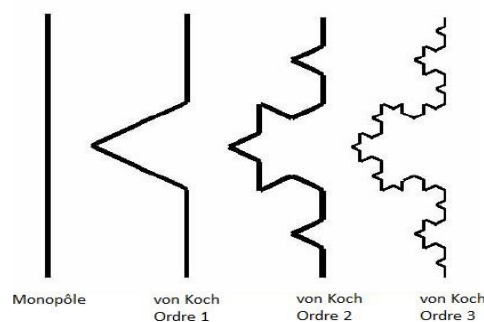


Figure I.13 : Monopôles à géométrie fractales de Von Koch.

Les structures fractales peuvent également être appliquées à des structures imprimées ou planaires comme la montre l'antenne figure I.14 qui présente un dipôle utilisant deux tapis de Sierpinski. Les structures fractales permettent de réduire la taille des antennes entre 20% et 40%. Le caractère d'autosimilarité induit aussi un comportement multibande.

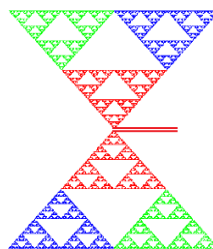


Figure I.14 : Tapis de Sierpinski appliqué à un dipôle.

I.4.2. Utilisation de matériaux pour la miniaturisation d'antennes

Les antennes imprimées sont des antennes largement utilisées du fait de leur facilité de conception, d'intégration et de leur faible coût. Cependant, compte tenu du contexte de miniaturisation et de leurs tailles initiales relativement grandes, ces antennes font souvent l'objet de réduction de taille électrique. Ceci passe par une réduction des pertes diélectriques lors des procédés de miniaturisation et de nouveaux types de matériaux à faibles pertes ont été développés. Ainsi les travaux de développement de nouveaux substrats ont été considérables ces dernières années. En effet, certains matériaux aux propriétés physiques non disponibles naturellement peuvent être aujourd'hui fabriqués. Nous présenterons ici deux de ces nouveaux matériaux.

I.4.2.1. Matériaux diélectriques

La modification du design d'une antenne n'est pas la seule technique permettant une miniaturisation des antennes. L'utilisation d'un substrat diélectrique à forte permittivité typiquement de l'ordre de 10 à 20 permettait de réduire les dimensions d'une antenne sans en modifier la géométrie. En effet avec un tel matériau les lignes de champ sont concentrées sous l'élément rayonnant. Ce phénomène peut s'expliquer par le fait qu'un champ électrique appliqué dans un milieu à forte permittivité influence sur l'organisation des charges électriques, notamment leur déplacement et la réorientation des dipôles électriques. En utilisant un diélectrique avec une permittivité relative ϵ_r élevée, la longueur d'onde guidée λ_g diminue. Cependant si cette technique nous permet de miniaturiser l'antenne en question, le principal inconvénient de ces matériaux est le confinement des lignes de champs électriques qui génère un fort couplage capacitif entre l'antenne et le plan de masse entraînant ainsi une baisse de performances notamment l'efficacité et la bande passante. Afin de limiter cette augmentation de l'énergie stockée pour des substrats à forte permittivité, divers travaux ont présenté une solution basée sur la distribution du champ électrique à l'intérieur du substrat diélectrique situé sous l'antenne microruban.

Cela consiste à employer un substrat de faible permittivité dans les régions à fort champ électrique et un substrat à forte permittivité dans les régions de faible champ électrique [I.9]. Le champ présente ainsi une distribution quasi-uniforme sous l'antenne microruban, ce qui permet simultanément de réduire la taille de l'antenne et de gagner en bande passante. Les matériaux à forte permittivité généralement utilisés sont des substrats

céramiques sur lesquels on réalise un dépôt métallique ce qui ajoute un surcoût élevé lors de la fabrication.

I.4.2.2. Matériaux magnéto-diélectriques

L'utilisation de matériaux magnéto-diélectriques dont la permittivité et la perméabilité sont toutes les deux supérieures à 1, permet de miniaturiser une antenne sans dégrader ses performances en termes de bande passante. Hansen et Burke ont montré que pour une antenne patch imprimée sur un substrat magnéto- diélectrique la bande passante était plus importante qu'avec un matériau purement diélectrique de même indice n .

I.4.2.3. Métamatériaux

L'utilisation des métamatériaux est une des méthodes récentes pour la miniaturisation des structures d'antenne. Un métamatériau est un matériau composite artificiel aux propriétés électromagnétiques non naturelles. Il est composé généralement d'une matrice d'inclusions périodiques sublongueur d'onde, qui peuvent être diélectriques ou métalliques.

Les métamatériaux sont assimilés à des milieux continus et permettent l'ingénierie de matériau avec des propriétés de permittivité et de perméabilité que l'on ne rencontre pas dans la nature. Les études conduites sur cette thématique ont pris beaucoup d'importance ces dernières années.

Ceci se justifie essentiellement par le passage des concepts physiques des métamatériaux à leur mise en œuvre pour la réalisation d'un large spectre d'applications. L'idée d'un tel matériau a été introduite par le russe V. G. Veselago en 1968 [I.10] mais c'est depuis la conception d'un milieu présentant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives en 2000 [I.11] et la démonstration expérimentale d'un indice de réfraction négative par l'équipe de David R. Smith en 2001 [I.12] que le spectre des applications s'est considérablement développé dans plusieurs domaines. Les propriétés originales obtenues avec ces structures périodiques ont été mises en œuvre dans la conception d'une multitude de systèmes électromagnétiques dont les antennes.

Parmi les nombreuses applications des métamatériaux dans le domaine antennaire, une nouvelle génération d'antennes miniatures inspirées des métamatériaux a été présentée par Richard Ziolkowski [I.13], [I.14]. En effet, les propriétés des matériaux à indice de

réfraction négatif, à perméabilité négative et permittivité négative ont été appliquées directement dans l'environnement proche des antennes pour améliorer leurs performances. La figure I.15 présente des antennes filaires électriquement petites devant la longueur d'onde, entourées de métamatériaux à perméabilité négative (MNG) ou à permittivité négative (ENG) pour augmenter leurs efficacités.

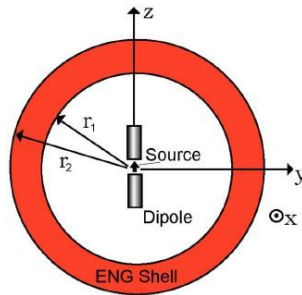


Figure I.15 : Antennes miniatures avec des métamatériaux d'après les travaux de R. Ziolkowski

I.4.3. Miniaturisation par un circuit actif

Cette nouvelle technique de miniaturisation a été introduite en 1968 par des chercheurs comme A. D. Harris et G. A. Myers qui mènent une étude sur l'utilisation d'un convertisseur d'impédance négatif pour augmenter la bande passante des antennes miniatures. Ensuite cela a été appliqué en 1970 par Mayes and Poggio, puis par Bahr en 1977 qui utilisa un réseau d'adaptation constitué de résistances négatives pour augmenter le facteur de bruit afin d'évaluer le transfert de puissance sur des antennes réceptrices.

D'autres études ont suivi et ils ont montré qu'il était possible de réduire la longueur physique des antennes tout en ayant une largeur de bande relativement importante. Ceci est possible en utilisant des circuits actifs sous forme de convertisseurs d'impédance communément appelés des circuits « non-Foster ». Cette notion de miniaturisation d'antennes avec ces circuits non-Foster se traduit généralement par le décalage vers les basses fréquences de la fréquence de résonance d'une antenne qui initialement fonctionnait à une fréquence donnée plus haute. On verra plus bas que contrairement à l'adaptation d'impédance avec un circuit passif, en utilisant un circuit non-Foster dans le réseau d'adaptation d'une antenne, on arrive à contourner la limitation taille-bande passante établie pour les antennes électriquement petites.

I.5. Différentes génération de téléphone mobile

Les réseaux de téléphonie mobile sont basés sur la notion de cellule, qui sont des zones circulaires se chevauchant afin de couvrir une zone géographique. Dans un réseau cellulaire, chaque cellule est entourée de 6 cellules voisines (c'est la raison pour laquelle on représente généralement une cellule par un hexagone). Les réseaux cellulaires reposent sur l'utilisation d'un émetteur-récepteur central au niveau de chaque cellule, appelé "station de base" (plus le rayon d'une cellule est petit, plus la bande passante disponible est élevée).

I.5.1.GSM (2 G)

Le système GSM (Global System for Mobile communications) qui devient majoritaire dans les années 90. Les systèmes numériques offrent des avantages par rapport aux systèmes "1G" : meilleure résistance au bruit, utilisation des techniques d'accès multiple, meilleure qualité (pour la transmission et la restitution de la voix) [I.15]. En Europe, le standard GSM utilise les bandes de fréquence de 900 MHz pour le GSM 900 et 1800 MHz pour le DCS (Digital Communication System). Aux Etats-Unis, la bande de fréquence utilisée est la bande 1900 MHz : le standard est appelé PCS (Personal Communication System). Ainsi, on qualifie de tri-bande, les téléphones portables pouvant fonctionner en Europe et aux Etats-Unis et de bi-bande ceux fonctionnant uniquement en Europe. La norme GSM autorise un débit maximal de 9,6 Kbits/s, ce qui permet de transmettre la voix ainsi que des données numériques de faible volume, par exemple des messages textes (SMS, pour Short Message Service) ou des messages multimédias (MMS, pour Multimedia Message Service).

I.5.1.1. Techniques de multiplexage

Les techniques de multiplexage associées au GSM sont :

FDMA (Frequency Division Multiple Access) qui repose sur un multiplexage en fréquences. La bande de fréquence est divisée en plusieurs sous-bandes. Chacune est placée sur une fréquence dite porteuse, qui est la fréquence spécifique du canal. Chaque porteuse ne peut transporter le signal que d'un seul utilisateur.

TDMA (Time Division Multiple Access), utilise une technique de découpage temporel des canaux de communication disponibles, afin d'augmenter le volume de données transmises simultanément. La technologie TDMA est principalement utilisée sur le continent américain, en Nouvelle Zélande et en Asie. [I.16]

I.5.1.2. Architecture du réseau GSM

Dans un réseau GSM, le terminal de l'utilisateur est composé notamment d'une carte SIM (Subscriber Identity Mobile), permettant d'identifier l'utilisateur de façon unique et d'un téléphone portable. L'ensemble est appelé station mobile.

Les terminaux sont identifiés par un numéro d'identification unique de 15 chiffres appelé IMEI (International Mobile Equipment Identity). Chaque carte SIM possède également un numéro d'identification unique (et secret) appelé IMSI (International Mobile Subscriber Identity). Ce code peut être protégé à l'aide d'une clé de 4 chiffres appelée code PIN. La carte SIM permet ainsi d'identifier chaque utilisateur, indépendamment du terminal utilisé lors de la communication avec une station de base.

La communication entre une station mobile et une station de base se fait par l'intermédiaire de la propagation des ondes électromagnétiques à travers une interface air qui est le plus souvent un environnement multi-trajet **[I.16]**.

L'ensemble des stations de base d'un réseau cellulaire est lié à un contrôleur de station de base (en anglais Base Station Controller, noté BSC) (Figure I.16), qui est la partie intelligente du lien radio : c'est lui qui décide de l'activation ou désactivation vers une station mobile, qui décide de la puissance d'émission des stations de base et des stations mobiles et qui gère les changements de cellules. Les contrôleurs de stations de base connectés, forment le sous-système radio (en anglais BSS pour Base Station Subsystem). Enfin, les contrôleurs de stations sont eux-mêmes reliés physiquement au centre de commutation du service mobile (En anglais MSC pour Mobile Switching Center), géré par l'opérateur téléphonique, qui les relie ainsi au réseau téléphonique public et à internet. Le MSC appartient à un ensemble appelé sous-système réseau chargé de gérer les identités des utilisateurs, leur localisation et l'établissement de la communication avec les autres abonnés. Des évolutions de la norme GSM ont été mises au point afin d'en améliorer le débit. C'est le cas notamment du standard GPRS et de la norme EDGE **[I.16]**.

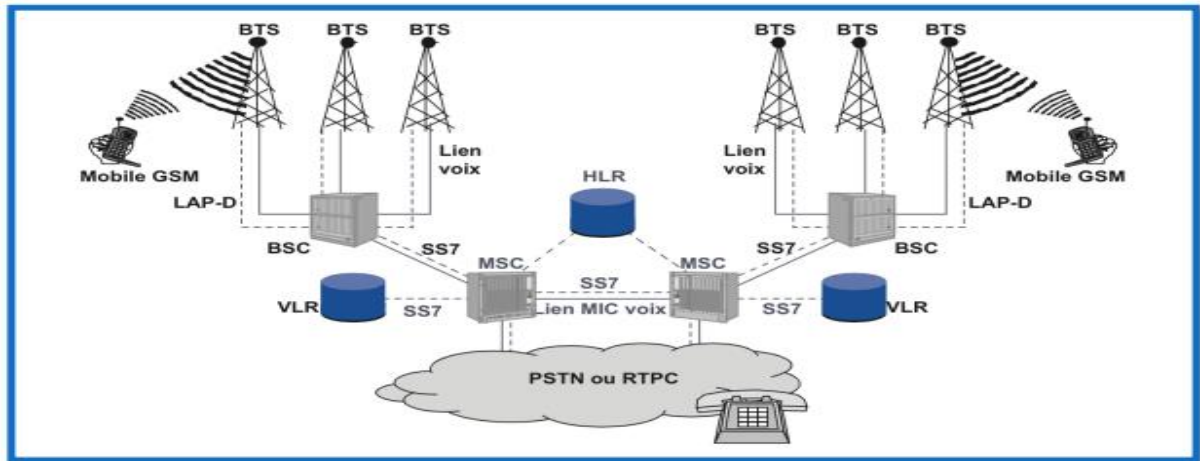


Figure I.16 : Architecture du réseau GSM.

I.5.2. GPRS (2.5 G)

Le standard GPRS (General Packet Radio Service) est une évolution de la norme GSM, ce qui lui vaut parfois l'appellation GSM++ (ou GSM 2+). Étant donné qu'il s'agit d'une norme de téléphonie de seconde génération permettant une transition vers la troisième génération (3G), on parle généralement de 2.5G. Le GPRS permet d'étendre l'architecture du standard GSM, afin d'autoriser le transfert de données par *paquets*, et des débits théoriques maximums de l'ordre 171.2 kbits/s (en pratique jusqu'à 114 kbit/s). Grâce au mode de transfert par paquets, les transmissions des données n'utilisent le réseau que lorsque cela est nécessaire. Le standard GPRS permet donc aux opérateurs de facturer l'utilisateur en volume échangé plutôt qu'à la durée de connexion, ce qui signifie notamment qu'il peut rester connecté sans surcoût. Ainsi, le standard GPRS utilise l'architecture du réseau GSM pour le transport de la voix, et propose d'accéder à des réseaux de données (notamment internet) utilisant le protocole IP ou le protocole X.25.

I.5.2.1. Services

Le GPRS permet de nouveaux usages que ne permettait pas la norme GSM, répertoriés par les services suivants:

- Services point à point (PTP), c'est-à-dire la capacité à se connecter en mode client-serveur à une machine d'un réseau IP.
- Services point à multipoint (PTMP), c'est-à-dire la possibilité d'envoyer la même donnée simultanément à un groupe de destinataires.
- Services de messages courts (SMS) [I.16].

I.5.2.2. Architecture du réseau GPRS

L'intégration du GPRS dans une architecture GSM nécessite l'adjonction des nœuds "nœuds réseaux" appelés GSN (GPRS Support Nodes) situés sur un réseau fédérateur (backbone) :

- SGSN (Serving GPRS Support Node) soit en français Nœud de Support GPRS de Service, routeur permettant de gérer les coordonnées des terminaux de la zone et de réaliser l'interface de transit des paquets avec la passerelle GGSN.
- GGSN (Gateway GPRS Support Node) en français Nœud de support GPRS passerelle, Passerelle s'interfaçant avec les autres réseaux de données (internet). Le GGSN est notamment chargé de fournir une adresse IP aux terminaux mobiles pendant toute la durée de la connexion [I.16].

I.5.3. EDGE (2.75 G)

Le standard EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution) est une évolution de la norme GSM par modification du type de modulation. Tout comme la norme GPRS, le standard EDGE est utilisé comme transition vers la troisième génération de téléphonie mobile (3G). On parle ainsi de 2.75G pour désigner le standard EDGE. La norme EDGE quadruple les améliorations du débit de la norme GPRS en annonçant un débit théorique de 384 Kbits/s, ouvrant ainsi la porte aux applications multimédias. En réalité, la norme EDGE permet d'atteindre des débits maximum théoriques de 473 Kbits/s, mais elle a été limitée afin de se conformer aux spécifications IMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000) de l'ITU (International Télécommunications Union). EDGE utilise une modulation (8-PSK) ce qui implique une modification des stations de base et des terminaux mobiles [I.16].

I.5.4. UMTS (3 G)

Les spécifications IMT-2000 (International Mobile Télécommunications for the year 2000) de l'union internationale des télécommunications (ITU), définissent les caractéristiques de la 3G. Ces caractéristiques sont notamment les suivantes :

- Un haut débit de transmission

- Une compatibilité mondiale
- Une compatibilité des services mobiles de 3^{ème} génération avec les réseaux de seconde génération, Les réseaux 3G utilisent des bandes de fréquences différentes des réseaux précédents : 1885-2025 MHz et 2110-2200 MHz. La principale norme 3G employée en Europe est l'UMTS (Universal Mobile Télécommunications System) [I.16].

La technologie UMTS utilise des débits effectifs : jusqu'à 384 Kbits/s en permanence, et jusqu'à 2Mbits/s dans des conditions favorables (mobilité réduite milieu urbain). Pour atteindre ces débits en toute situation, le développement d'une interface radio entièrement nouvelle a été nécessaire. En termes des services, les systèmes "3G" vont apporter des nouvelles possibilités orientées vers le multimédia. La visiophonie, la vidéoconférence, le jeu en réseau ou Internet seront utilisables de manière confortable. On parlera alors plus facilement de « terminal radiomobile » plutôt que de téléphone. Une évolution de l'UMTS, le HSDPA est déjà prévu pour pallier les lacunes de la première version du réseau 3^{ème} génération [I.15].

I.6. Réseaux sans Fil

Un réseau sans fil (en anglais wireless network) est, comme son nom l'indique, un réseau dans lequel au moins deux terminaux peuvent communiquer sans liaison filaire. Grâce aux réseaux sans fil, un utilisateur a la possibilité de rester connecté tout en se déplaçant dans un périmètre géographique plus ou moins étendu, c'est la raison pour laquelle on entend parfois parler de "mobilité". Les réseaux sans fil sont basés sur une liaison utilisant des ondes radioélectriques (radio et infrarouges) en lieu et place des câbles habituels. Il existe plusieurs technologies se distinguant d'une part par la fréquence d'émission utilisée ainsi que le débit et la portée des transmissions. Les réseaux sans fil permettent de relier très facilement des équipements distants d'une dizaine de mètres à quelques kilomètres. De plus l'installation de tels réseaux ne demande pas de lourds aménagements des infrastructures existantes comme c'est le cas avec les réseaux filaires (creusement de tranchées pour acheminer les câbles, équipements des bâtiments en câblage, goulottes et connecteurs), ce qui a valu un développement rapide de ce type de technologies.

En contrepartie se pose le problème de la réglementation relative aux transmissions radioélectriques. En effet, les transmissions radioélectriques servent pour un grand nombre d'applications (militaires, scientifiques, amateurs, ...), mais sont sensibles aux interférences, c'est

la raison pour laquelle une réglementation est nécessaire dans chaque pays afin de définir les plages de fréquence et les puissances auxquelles il est possible d'émettre pour chaque catégorie d'utilisation. De plus les ondes hertziennes sont difficiles à confiner dans une surface géographique restreinte, il est donc facile pour un pirate d'écouter le réseau si les informations circulent en clair (c'est le cas par défaut). Il est donc nécessaire de mettre en place les dispositions nécessaires de telle manière à assurer une confidentialité des données circulant sur les réseaux sans fil [I.17].

I.6.1. Réseaux personnels sans fil (WPAN)

Le réseau personnel sans fil (appelé également réseau individuel sans fil ou réseau domestique sans fil et noté WPAN pour Wireless Personal Area Network) concerne les réseaux sans fil d'une faible portée (de l'ordre de quelques dizaines mètres). Ce type de réseau sert généralement à relier des périphériques (imprimante, téléphone portable, appareils domestiques, ...) ou un assistant personnel *(PDA) à un ordinateur sans liaison filaire ou bien à permettre la liaison sans fil entre deux machines très peu distantes [I.17].

I.6.2. Réseaux locaux sans fil (WLAN)

Le réseau local sans fil (noté WLAN pour Wireless Local Area Network) est un réseau permettant de couvrir l'équivalent d'un réseau local d'entreprise, soit une portée d'environ une centaine de mètres. Il permet de relier entre-eux les terminaux présents dans la zone de couverture. Il existe plusieurs technologies concurrentes :

Le **Wifi** (ou IEEE 802.11), soutenu par l'alliance WECA (Wireless Ethernet Compatibility Alliance) offre des débits allant jusqu'à 54Mbps sur une distance de plusieurs centaines de mètres.

Le **HiperLAN2** (High performance Radio LAN 2.0), norme européenne élaborée par l'ETSI (Européan Télécommunications Standards Institute). HiperLAN 2 permet d'obtenir un débit théorique de 54 Mbps sur une zone d'une centaine de mètres dans la gamme de fréquence comprise entre 5150 et 5300 MHz [I.17].

I.6.3. Réseaux métropolitains sans fil (WMAN)

Le réseau métropolitain sans fil (WMAN pour Wireless Metropolitan Area Network) est

connu sous le nom de Boucle Locale Radio (BLR). Les WMAN sont basés sur la norme IEEE 802.16. La boucle locale radio offre un débit utile de 1 à 10 Mbit/s pour une portée de 4 à 10 kilomètres, ce qui destine principalement cette technologie aux opérateurs de télécommunication [I.17].

I.6.4. Réseaux étendus sans fil (WWAN)

Le réseau étendu sans fil (WWAN pour Wireless WideArea Network) est également connu sous le nom de réseau cellulaire mobile. Il s'agit des réseaux sans fil les plus répandus puisque tous les téléphones mobiles sont connectés à un réseau étendu sans fil. Les principales technologies sont les suivantes :

- GSM (Global System for Mobile Communication ou en français Groupe Spécial Mobile),
- GPRS (General Packet Radio Service),
- UMTS (Universal Mobile Télécommunication System) [I.17].

I.7. Quatrième Génération (4G)

I.7.1. Définition de la quatrième génération

La définition de la 4G a évolué comme une nouvelle vague d'efforts de données de commercialisation des mobiles qui se déplace le terme dans l'œil du public à différencier les marques. L'union internationale des télécommunications (UIT), qui supervise le développement de la plupart des normes de données cellulaires, a récemment publié une déclaration soulignant que la 4G terme n'est pas défini. En réponse, les opérateurs mobiles avec des architectures 3G avancés a commencé la commercialisation des services «4G». De toute évidence, les ingénieurs ne veulent pas du commerçant d'usurper la vision d'une amélioration d'un ordre de grandeur à chaque génération d'architectures cellulaires, encore, les commerçants veulent tirer parti de la dernière tendance, tandis que cela semble encore ésotérique [I.18], les différentes technologies sans fil qui sont représentées, dans la figure suivante :

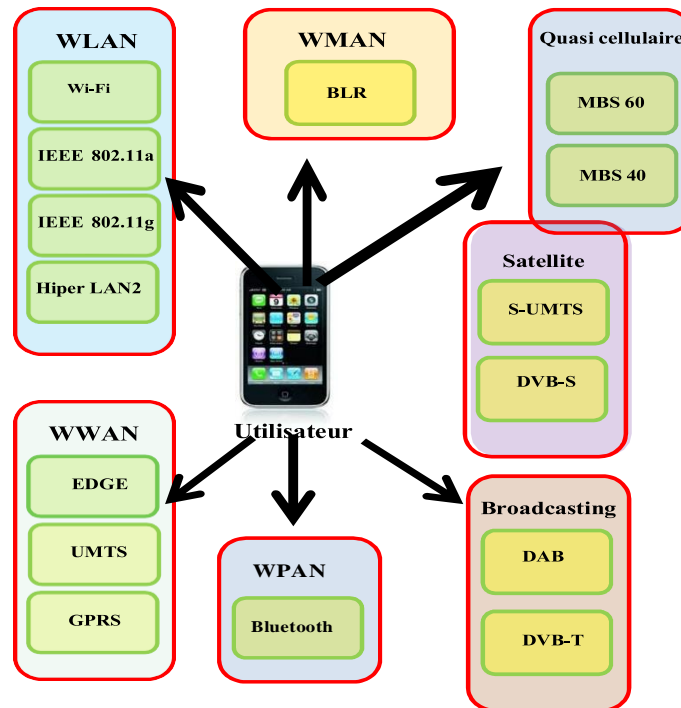


Figure I.17 : Différentes technologies d'accès sans fil pour l'utilisateur 4G.

I.7.2. Conditions techniques pour réaliser la quatrième génération de mobiles

Afin de répondre aux différents besoins des utilisateurs, la quatrième génération de mobiles doit satisfaire les conditions techniques suivantes :

- La majorité de personnes peut accéder à la voix ou aux bases de données de services qui sont fournis par les réseaux mobiles (ceci exige une gestion de ressources efficaces).
- Le réseau mobile peut être attaché entièrement à l'Internet en raison de son concept de base (de cette façon, la technologie IP serait employée par le réseau mobile (exemple: VoIP).
- Le réseau peut s'auto-organiser (il contrôle plusieurs backbones et il utilise le meilleur).
- Le système peut maintenir les paramètres de QoS (qualité de services).
- Le paramètre de la disponibilité de communication dans le réseau doit converger vers 100%.
- Une interface universelle de software/hardware pourrait être normalisée ce qui devrait faciliter le développement de nouveaux services sans aucun problème.

I.7.3. Caractéristiques des systèmes sans fil 4G

Voici quelques fonctionnalités possibles des systèmes 4G :

- Prise en charge multimédia interactives, voix, vidéo, Internet sans fil et autres services large bande.
- Haute vitesse, haute capacité et à faible coût par bit.
- La mobilité mondiale, la portabilité des services, réseaux mobiles évolutifs.
- De commutation transparente, la variété de services basés sur la qualité de service (QoS).
- Une meilleure planification et des techniques de contrôle d'admission d'appel.
- Les réseaux ad-hoc et réseaux multi-sauts.

Le tableau suivant montre les comparaisons entre certains paramètres clés des systèmes 4G et 3G possible.

	3G	4G
Bande de fréquence	1.8 à 2.5 GHz	2 à 8 GHz
Bande passante	5-20 MHz	5-20 MHz
Le débit de données	Jusqu'à 2Mbps (384 kbps WAN)	Jusqu'à 20 Mbps ou plus
Accéder	Wideband CDMA	MC-CDMA, OFDMA
Codage du canal	Turbo-codes	Turbo-codes, LDPC
Commutation	Circuit / paquet	Paquet
Mobiles des vitesses de pointe	200 km/h	200 km/h

Tableau I.1 : Comparaisons entre certains paramètres clés des systèmes 4G et 3G.

I.7.4.Long Term Evolution (LTE)

LTE [I.19] est la norme de communication mobile la plus récente qui est proposée par l'organisme 3GPP dans le contexte de la 4G. Comme l'IEEE 802.16m, elle propose des débits élevés pour le trafic temps-réel, avec une large portée. Théoriquement, le LTE peut atteindre un débit de 50 Mb/s en lien montant et 100 Mb/s en lien descendant.

En réalité, l'ensemble de ce réseau s'appelle EPS (Evolved Packet System), et il est composé des deux parties :

- Le réseau évolué d'accès radio LTE.
- Le réseau cœur évolué appelé SAE (System Architecture Evolution).
- Le seul inconvénient de cette nouvelle technologie est l'installation de ses nouveaux

équipements qui sont différents de ceux des normes précédentes, et le développement des terminaux adaptés.

I.7.4.1. Accès radio LTE

Pour offrir des débits élevés le LTE emploie la technologie OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) dans le sens descendant, et le SC-FDMA (Single Carrier – Frequency Division Multiple Access) dans le sens montant [I.20]. Le LTE respecte les délais requis par le trafic temps-réel. Cette technologie prend en charge la mobilité des utilisateurs en exécutant le Handover à une vitesse allant jusqu'à 350 km/h.

Le LTE a pris en charge l'interconnexion et l'interopérabilité avec les normes 2G et 3G, et les réseaux CDMA-2000. Contrairement à la 3G qui nécessite d'allouer une bande de fréquence de 5 MHz, le LTE propose plusieurs bandes de fréquences allant de 1.25 jusqu'à 20 MHz. Cela lui permettra de couvrir de grandes surfaces.

I.7.4.2. Réseau global EPS

En comparant avec les normes 2G et 3G, l'architecture de l'EPS est plus simple. En particulier la nouvelle entité eNodeB remplace les fonctions des deux composants NodeB et RNC définis dans la 3G. L'EPS est composé de :

UE : équipement utilisateur.

eNodeB : responsable de la transmission et de la réception radio avec l'UE.

MME (Mobility Management Entity) : MME est responsable de la gestion de la mobilité et l'authentification des utilisateurs. Elle est responsable aussi du Paging lorsque l'utilisateur est en état inactif. Elle sélectionne les composants dédiés aux types de la communication de l'utilisateur. Elle gère le Handover inter-domaines et inter-réseaux. Et enfin elle s'occupe de la signalisation.

Serving GW (Serving Gateway) ou UPE (User Plane Entity) : joue le rôle d'une passerelle lors du Handover inter-domaines et inter-réseaux, et ainsi responsable du routage des paquets.

PDN GW (Packet Data Network Gateway) ou IASA (Inter-Access System Anchor) : chargé de la mobilité entre différents systèmes, il est composé de l'élément 3GPP Anchor

qui permet d'exécuter la mobilité entre LTE est les technologies 2G/3G, et l'élément SAE Anchor qui permet d'exécuter la mobilité entre le système 3GPP et les systèmes non 3GPP (WIFI, WIMAX, etc.). Sachant que l'élément SAE Anchor ne prend aucune décision concernant la mobilité, il exécute seulement les décisions prises par l'UE. Il est responsable de l'attribution des adresses IP aux utilisateurs.

HSS (Home Subscriber Server) : base de données, évolution du HLR de la 3G. Elle contient les informations de souscriptions pour les réseaux GSM, GPRS, 3G et LTE...

PCRF (Policy & Charging Rules Function) : fournit les règles de la taxation.

ePDG (Evolved Packet Data Gateway) : un élément réseau qui permet l'interopérabilité avec le réseau WLAN en fournissant des fonctions de routage des paquets, de Tunneling, d'authentification, d'autorisation et d'encapsulation / décapsulation des paquets. L'architecture du réseau **EPS** est présentée ci-dessous :

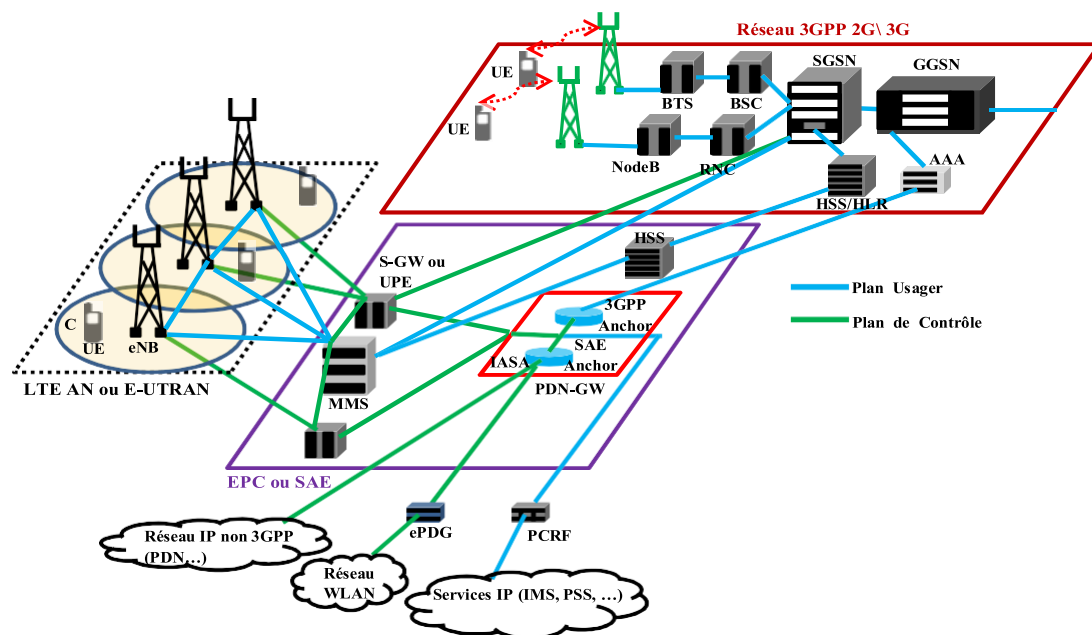


Figure I.18 : Architecture de l'EPS.

I.8. Cinquième génération 5G

La cinquième génération (5G) est la nouvelle génération qui est entrée sur le marché en fin 2019 et sera commercialisé au début 2021. Succédera à la 4G, elle a une capacité extraordinaire de données et a la capacité de relier des volumes d'appels sans limitation. Cette

technologie apportera un débit plus important encore avec un temps de latence bien plus faible qu'aujourd'hui et une diffusion de données infinie dans le dernier système d'exploitation mobile. Par exemple avec la 4G, un film de 800 Mo prend environ 40 secondes à télécharger avec la 5g le temps réduit à une seule seconde [I.21].

I.8.1. Réseau mobile de 5G

Les systèmes de communication mobile de cinquième génération (5G) émergent à grande vitesse pour répondre à un large éventail de défis apportés par la soif de nos sociétés actuelles et futures pour les communications sans fil. La 5G doit s'attaquer, en plus d'une augmentation du volume de trafic, au défi de connecter des milliards d'appareils avec des besoins de service hétérogènes. Les réseaux de 5G devraient fournir beaucoup d'améliorations [I.22].

I.8.2. Premier point fort de 5G

I.8.2.1.Capacité de téléchargement

Les débits en 5G seront jusqu'à 10 fois plus élevé que ceux de la 4G, elle pourrait même atteindre dans certaines situation jusqu'à 20 Gbit/ seconde. En pratique, il faut plutôt s'attendre à une expérience de navigation entre 100 Mbit/s et quelque Gbit/s.

I.8.2.2.Latence

Cela désigne le délai de transit d'une donnée entre le moment où elle est envoyée et celui où elle est reçue. Celui-ci sera divisé par 10 par rapport à la 4G, avec un temps de réponse d'à peine une milliseconde. Cette réactivité est cruciale pour l'industrie, car des échanges constants et quasi-immédiats sont requis pour faire émerger des usages comme le transport autonome [I.22].

I.8.2.3.Densité

La 5G embarque l'internet des objets (IoT pour Internet of Things) et devra donc gérer des millions de connexion.

I.8.3. Caractéristiques de la 5G

Afin de répondre aux besoins de croissance du service sans fil développé au cours des

dix prochaines années, nécessite des changements radicaux dans le paradigme du réseau en plus d'innovations perturbatrices. La capacité des réseaux sans fil peut être étendue de manière ce que peut faire appel à un large éventail de nouvelles technologies. Cela permet un saut dans les performances qui éclipse les prédécesseurs de 5G. Ces innovations toucheront la transmission et la conception de la couche physique en plus d'introduire des bouleversements dans les couches supérieures du réseau.

Parmi les innovations potentielles dans la couche physique 5G, on peut citer :

I.8.3.1. Communications dans la plage des ondes millimétriques

Le développement rapide de la technologie de communication sans fil a entraîné une augmentation explosive du nombre d'utilisateurs mobiles. Les débits de données extrêmement élevés et l'amélioration des performances des réseaux sans fil sont des choses importantes pour satisfaire les futurs besoins des clients.

La 5G utilise les très hautes fréquences (extremely high frequencies ; “mmWaves”); cela est un des éléments qui la caractérise le plus. Les besoins de spectre supplémentaires dans le monde seront de 1000 à 2000 MHz, tandis que la ressource de basse fréquence aura été largement épuisée. Comparées à la bande de basse fréquence utilisée, les ressources de fréquence disponibles dans la bande d'ondes millimétriques (30–300 GHz) associées à une longueur d'onde de 10 mm à 1 cm, ce qui correspond à environ 200 fois la bande de basse fréquence.

Cependant, ces fréquences plus élevées ont des problèmes de propagation du signal sur une grande distance [I.23].

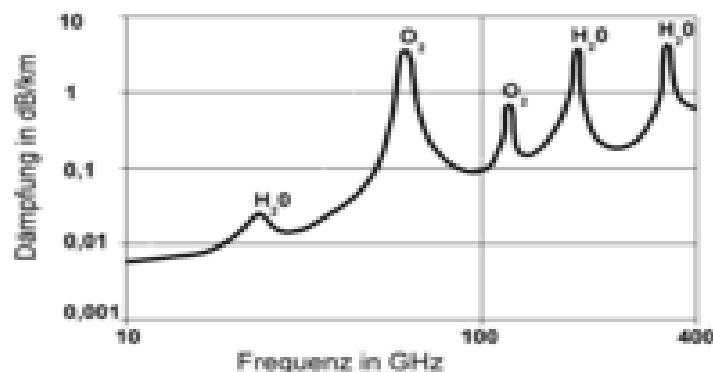


Figure I.19 : Atténuation en fonction de différentes fréquences.

I.8.3.2 Entrée multiple sortie multiple massif (mMIMO)

MIMO massif ou Massive MIMO est une technologie du futur qui fournira des réseaux large bande plus sécurisé, robuste, marque une rupture nette avec la pratique actuelle en utilisant un très grand nombre d'antennes de service (par exemple, des centaines ou des milliers) qui fonctionnent de manière totalement cohérente et adaptative. Des antennes supplémentaires aident en concentrant la transmission et la réception de l'énergie du signal dans des régions de plus en plus petites de l'espace. MIMO Massif est une forme du système MIMO multi utilisateurs où les stations de bases et le nombre d'utilisateurs sont très nombreux [I.24].

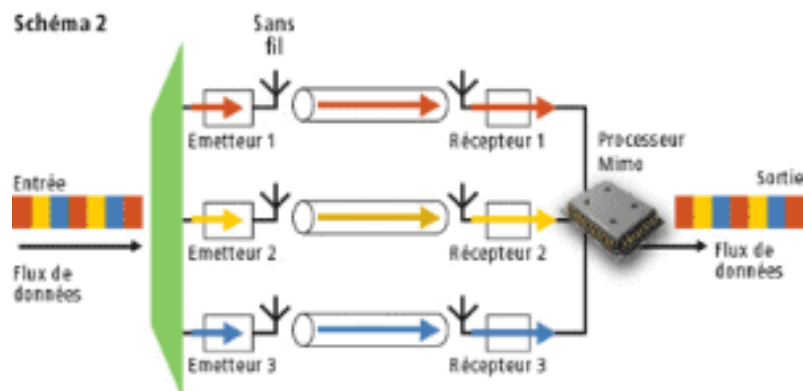


Figure I.20 : Principe de la technologie MIMO.

I.8.3.3. Mini-cellules et réutilisation du spectre électromagnétique

La 5G, verra encore probablement une forte amélioration des volumes de données échangés, sans nécessiter des bandes millimétriques, aux faibles capacités de propagation, nécessitera probablement la généralisation de la mise en place d'émetteurs radioélectriques de faible puissance (les petites cellules ou small-cells) [I.25].

Des estimations évoquent, pour satisfaire la demande et permettre l'introduction de la 5G, un nombre d'au moins 10 small-cells par site macro en milieu urbain, milieu dans lequel les cellules sont déjà relativement resserrées pour faire face à la densité des usages.

En déployant de petites cellules (micro, pico), bien qu'elles couvrent une zone géographique beaucoup plus petite que les macros cellules, les petites cellules améliorent la couverture, les capacités et la qualité de service des réseaux.

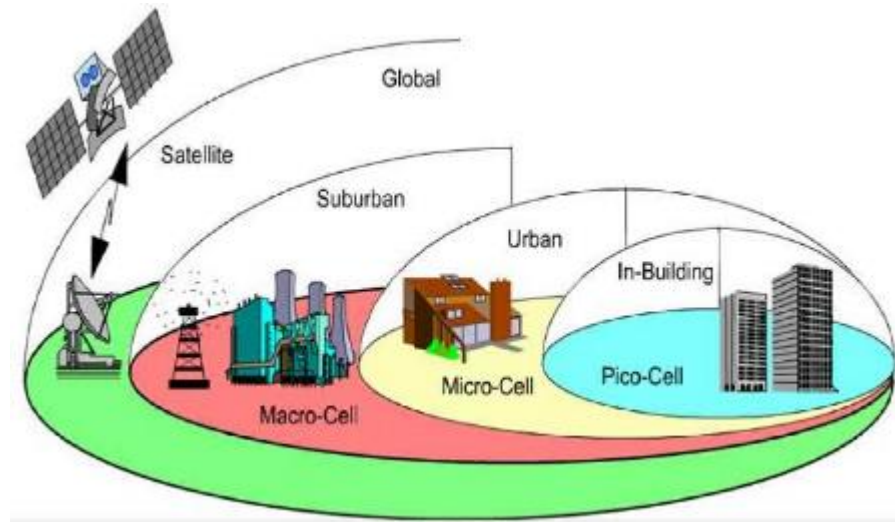


Figure I.21 : Réseaux à macro cellules et à petites cellules.

I.9. Conclusion

De nos jours, l'industrie des télécommunications porte un grand intérêt à la miniaturisation des circuits et composants électroniques. En ce qui concerne les objets communicants cet effort se concentre notamment sur l'antenne qui est généralement l'un des éléments les plus encombrants du système.

Dans ce chapitre, en premier lieu, nous avons brièvement exposé les caractéristiques radioélectriques de l'antenne tels que la bande passante, la directivité et le gain, le rapport d'onde stationnaire, le coefficient de réflexion...etc. Nous avons intéressé par la suite aux antennes miniatures et les différentes techniques de miniaturisation. En dernier lieu, nous avons cité les différents systèmes de communications mobiles et sans fils.

Le chapitre suivant sera entièrement dédié à l'étude de l'état de l'art sur les antennes PIFA et les antennes fractales.

II.1. Introduction

De nos jours, les antennes sont amenées à équiper des objets usuels de toutes sortes. La diversité des applications s'étend des télécommunications (cellulaire, connectivité) aux moyens de transport en passant par la médecine (implants). L'intégration des antennes dans les systèmes consiste à disposer des aériens sur/dans des dispositifs dont les dimensions peuvent être variables.

Ce chapitre est consacré à la présentation des différents types d'antennes qui sont utilisées actuellement. Nous avons intéressé à deux catégories d'éléments rayonnants possédant des caractéristiques de fonctionnement multibandes et large bandes de fréquences : les antennes PIFAs et ses évolutions, et les antennes fractales et ces différents types.

II.2. Evolution des antennes PIFAs

II.2.1. Antennes filaires

II.2.1.1. Antenne Dipolaire

Le dipôle demi-onde ou $\lambda/2$ est un cas particulier du doublet de Hertz dont la longueur est sensiblement égale à la moitié de la longueur d'onde du signal ou à émettre. En effet, si l'on considère la distribution de courant le long d'un dipôle de longueur d en fonction du rapport d/λ , on constate que l'intensité maximale du courant se retrouve sur les points de l'excitation différentielle comme le montre la Figure II.1.

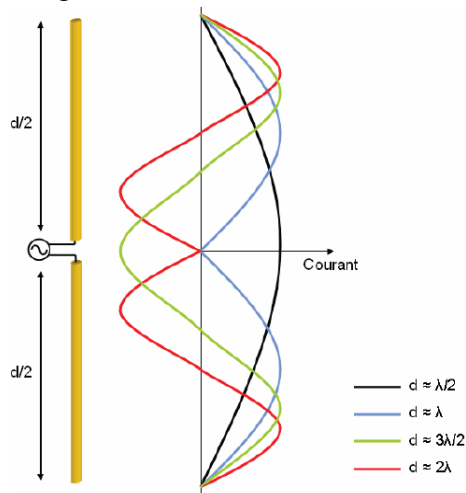


Figure II.1 : Distribution du courant le long d'un dipôle en fonction du rapport d/λ .

Le dipôle $\lambda/2$ est très simplement réalisable à partir de conducteur rigide et ses propriétés théoriques sont très bien définies, ce qui fait que cette antenne peut servir de référence. De plus, elle a l'avantage de présenter un diagramme de rayonnement omnidirectionnel de forme torique et une polarisation linéaire parallèle à la direction des conducteurs. La Figure II.2 représente le diagramme de rayonnement d'une antenne dipôle.

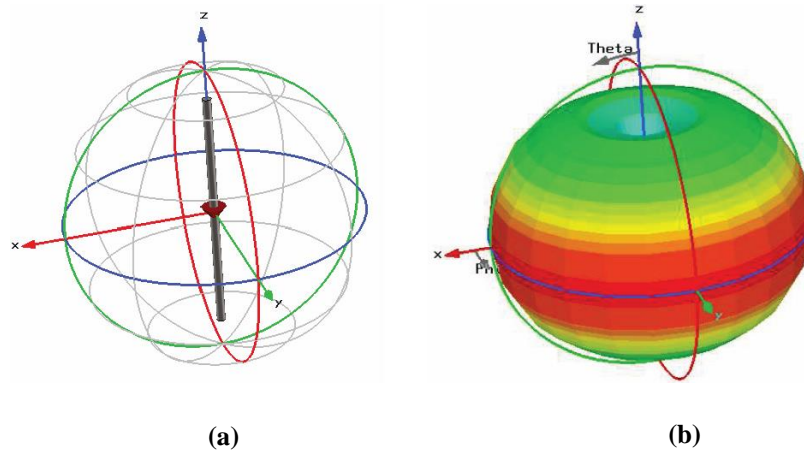


Figure II.2 : (a) : Dipôle dans son repère, (b) : Diagramme de rayonnement en 3D.

L'antenne dipôle est très rarement mise en œuvre dans les objets communicants, ce type d'antenne est généralement soit utilisé pour des longueurs d'onde décimétriques par les radioamateurs soit dans des structures d'antennes plus complexes comme les antennes Yagi-Uda. Ce n'est pas le cas de l'antenne monopôle quart d'onde que l'on retrouve fréquemment dans des objets communicants.

II.2.1.2. Antenne monopolaire

La dimension de l'antenne dipolaire peut être réduite avec l'ajout d'un plan de masse positionné au centre de l'antenne, perpendiculairement à l'axe des fils, c'est l'antenne monopôle (Figure II.3). En effet, d'après la théorie des images [II.1], [II.2] (Figure II.4) les courants induits sur le plan de masse (considéré comme infini et parfaitement conducteur) « simulent » la moitié manquante du dipôle. Le mode fondamental du monopôle est obtenu lorsque la dimension de l'antenne est proche du quart de la longueur d'onde. La résistance de rayonnement d'une telle antenne est proportionnelle à $(h/\lambda)^2$ [II.1], celle-ci diminue donc avec le carré de la hauteur de l'antenne h .

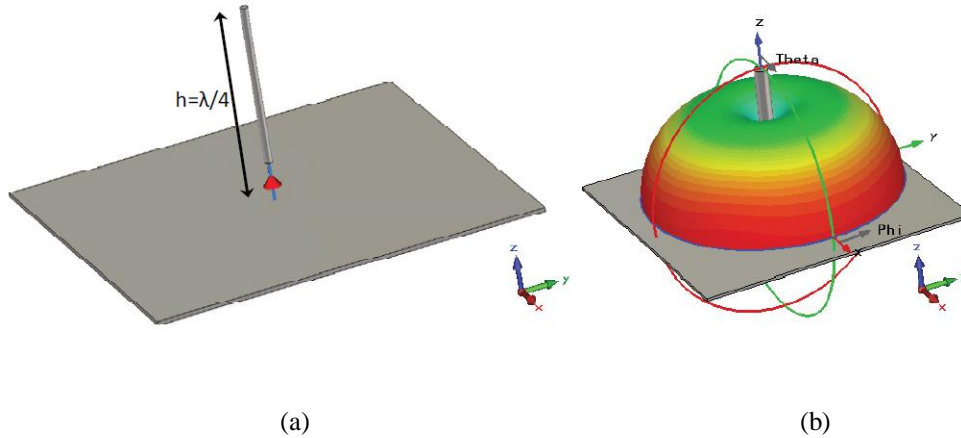


Figure II.3 : (a) : Géométrie d'une antenne monopolaire, (b) : Diagramme de rayonnement en 3D.

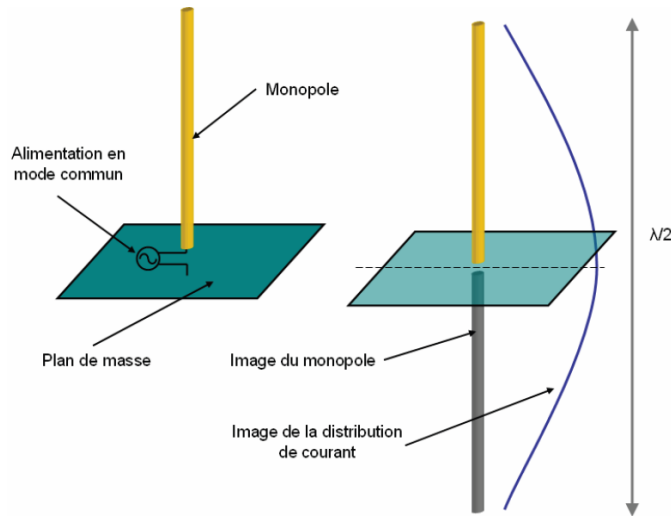


Figure II.4 : Monopole quart d'onde et représentation de son image.

Le champ rayonné par un monopole quart d'onde disposé sur un plan métallique infini présente, en première approximation, les mêmes caractéristiques que celles obtenues avec le dipôle équivalent. Théoriquement, le monopole possède 3 dB de gain supplémentaire par rapport à celui du dipôle puisqu'il rayonne uniquement sur un demi-espace. En pratique, les dimensions réduites du plan de masse déforment le diagramme de rayonnement et réduisent le maximum de directivité à l'horizon. En termes d'adaptation et de bande passante, le monopôle quart d'onde présente des performances comparables à celles du dipôle équivalent [II.3].

Le monopole était utilisé comme antenne dans les premières générations de téléphone mobile, mais il a été remplacé par d'autres structures plus compactes et multi-bandes. Aujourd'hui ce type d'antenne reste employé notamment au niveau des routeurs ou des cartes

réseau Wifi où la contrainte d'encombrement est moins forte et où un rayonnement omnidirectionnel est souhaitable. Dans le cas de l'utilisation de monopole dans des objets communicants, le circuit imprimé de l'objet constitue généralement le plan de l'antenne ; ceci permet d'obtenir des systèmes d'antennes efficaces.

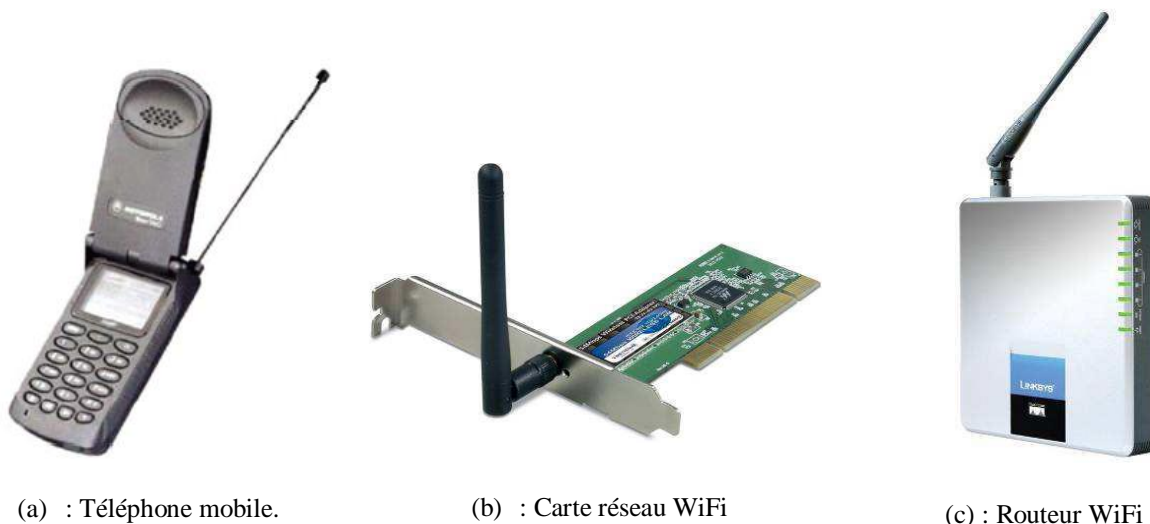


Figure II.5 : Exemples de produits mettant en œuvre des monopoles.

II.2.1.3. Antennes ILA et IFA

Un moyen de réduire les dimensions d'une antenne monopôle est de replier le brin métallique afin d'obtenir une certaine compacité. L'antenne ILA (Inverted L Antenna) [II.4] représentée à la Figure II.6 est composée d'une partie d'une antenne monopôle en direction verticale et d'une autre partie pliée dans la direction horizontale. Elle a la même longueur électrique que l'antenne monopôle et possède donc la même fréquence de résonance. La résistance de rayonnement d'une telle antenne est très faible puisque comme dans le cas de l'antenne monopôle, elle est proportionnelle à $(h/\lambda)^2$ avec h la hauteur de la partie verticale (comme l'indique la Figure II.6). La partie horizontale joue en fait un rôle de charge capacitive. Il est donc très difficile d'adapter une telle antenne et la bande passante de ce type de structure est faible, elle ne dépasse jamais 1%.

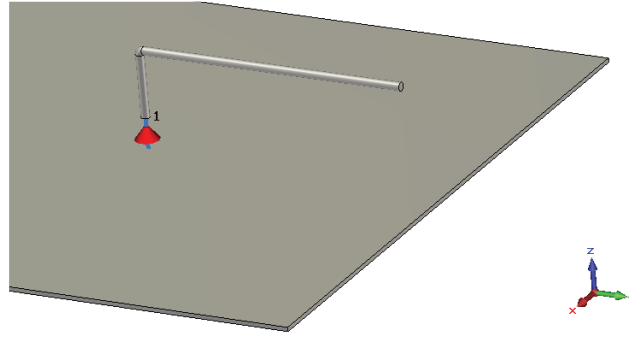


Figure II.6 : Géométrie d'une antenne ILA.

L'ajustement de l'adaptation d'une antenne ILA est possible en ajoutant un retour à la masse sur le brin horizontal, on parle alors de l'antenne IFA (Inverted F Antenna) représentée à la Figure II.7.

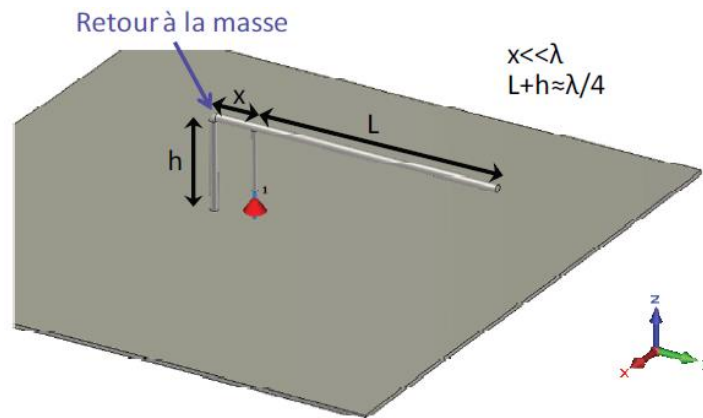


Figure II.7 : Géométrie d'une antenne IFA.

L'IFA (Inverted F Antenna) a été introduite dans les années 60 comme antenne de transmission de télémétrie et télécommande de missiles. A l'époque, elle était connue sous le nom TLA (transmission line antenna) [II.5]. Dans les années 80, elle est introduite dans les téléphones mobiles.

L'antenne IFA est une variante du monopole où la section supérieure a été pliée vers le bas afin d'être parallèle avec le plan de masse. Ceci est fait pour réduire la taille de l'antenne. La section pliée du monopole représente la capacité de l'impédance d'entrée de l'antenne qui est composée en implémentant un plat de court-circuit.

Les antennes à structures en F inversées sont des candidates intéressantes au BAN (Body Area Network) pour deux raisons :

- Le faible encombrement en hauteur de ces antennes permet leur implantation sur le corps sans gêne pour l'utilisateur.
- La polarisation de l'antenne étant majoritairement verticale, celle-ci est tout à fait adaptée au canal BAN.

Considérons la Figure II.8 qui représente la structure générale d'une telle antenne. A gauche, l'antenne présente un L inversé à la masse permettant de rapporter une réactance inductive à l'ensemble. A droite, le bras horizontal permet de rapporter une réactance capacitive. Le tout est alimenté par un monopôle.

Cette antenne présentera donc deux résonances principales : la première liée à l'ensemble L inversé-bras horizontal qui conduira à une résonance parallèle et la deuxième qui correspond à une résonance série liée au monopôle.

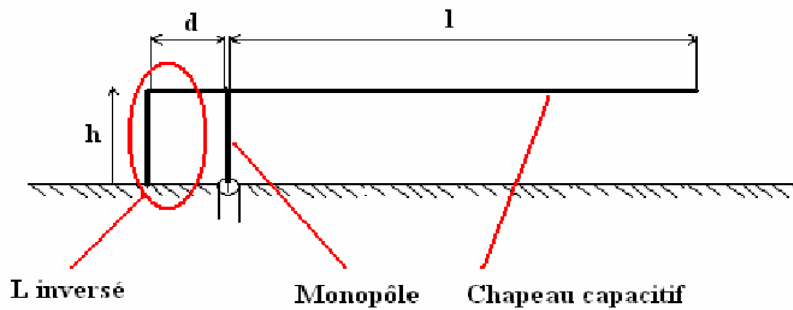


Figure II.8 : Structure d'un système rayonnant de type F inversé.

Afin de calculer les fréquences de résonances de cette antenne, on peut introduire un modèle basé sur la théorie des lignes. Considérons donc l'antenne comme un assemblage de lignes, soit Z_{cv} l'impédance caractéristique des parties verticales et Z_{ch} l'impédance caractéristique des parties horizontales (Figure II.9).

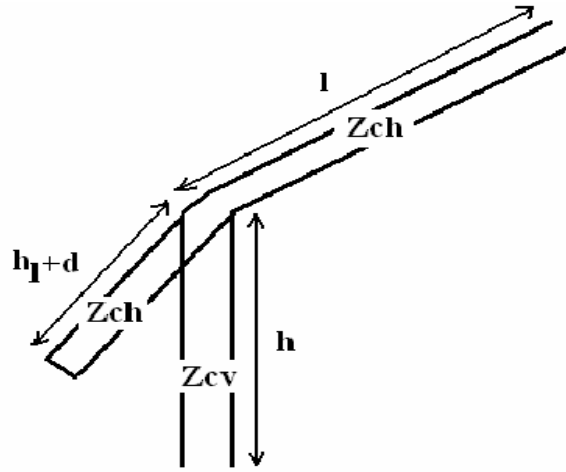


Figure II.9 : Modèle équivalent des antennes en F inversées.

On définit h_1 la hauteur équivalente du L inversé. Cette hauteur permet de normaliser le L inversé à l'impédance caractéristique Z_{ch} . Soit :

$$h_1 = \frac{1}{K} \arctan \left(\frac{Z_{cv}}{Z_{ch}} \tan Kh \right) \approx \frac{Z_{cv}}{Z_{ch}} h \quad (\text{II.1})$$

En supposant les lignes sans pertes, on impose d et h , puis on calcule la longueur l pour qu'il y ait résonance à la fréquence choisie.

La résonance la plus basse est une résonance parallèle, elle se produit lorsque la longueur l satisfait l'équation suivante :

$$l = \frac{1}{K} \arctan \left[\cot k(h_1 + d) - \frac{Z_{ch}}{Z_{cv}} \tan kh \right] \quad (\text{II.2})$$

La résonance suivante est une résonance série, elle se produit lorsque la longueur l satisfait l'équation suivante :

$$l = \frac{1}{K} \arctan \left[\cot k(h_1 + d) + \frac{Z_{ch}}{Z_{cv}} \cot kh \right] \quad (\text{II.3})$$

Lorsque la structure est réalisée en fils fins, donc avec des lignes de moyenne impédance, il est possible d'obtenir une bonne adaptation pour la résonance série. Les dimensions suivantes doivent alors être respectées afin d'avoir une bonne adaptation :

$$h \approx \lambda/10, d \approx \lambda/20 \text{ et } l \approx 0.15\lambda \quad (\text{II.4})$$

En revanche, la résonance parallèle, qui possède une partie réelle de plusieurs milliers d'ohms, se produit pour des fréquences plus basses. Pour utiliser l'antenne dans ce mode, il faut modifier la structure et créer une PIFA (Antenne Planaire de F Inversé).

II.3. Antennes PIFAs

Les antennes PIFA pour Planar Inferted F Antenna sont très certainement les antennes les plus utilisées dans la téléphonie mobile, aujourd'hui. En effet les antennes de type monopole initialement à l'extérieur des premières générations de téléphones mobiles ont été intégrées au corps du téléphone pour des questions d'esthétisme, elles ont généralement été remplacées par des antennes de type PIFA qui offrent un degré d'intégration supérieur mais également d'autres avantages que nous allons voir.

Fonctionnant sur le même principe que l'antenne IFA, la PIFA se différencie par le remplacement du brin quart d'onde par un élément planaire de type patch (Figure II.10). Les dimensions de ce patch permettent d'ajuster la fréquence de résonance, et la position du point d'alimentation agit directement sur l'adaptation. De plus, sa hauteur faible devant la longueur d'onde en fait une antenne très compacte. Le diélectrique entre le plan de masse et le plateau rayonnant est très souvent de l'air, même il est possible d'utiliser un autre matériau pour assurer un meilleur maintien mécanique de la structure. Il est à noter que bien souvent l'utilisation d'un autre diélectrique que l'air entraîne des pertes supplémentaires et réduit l'efficacité totale de l'antenne.

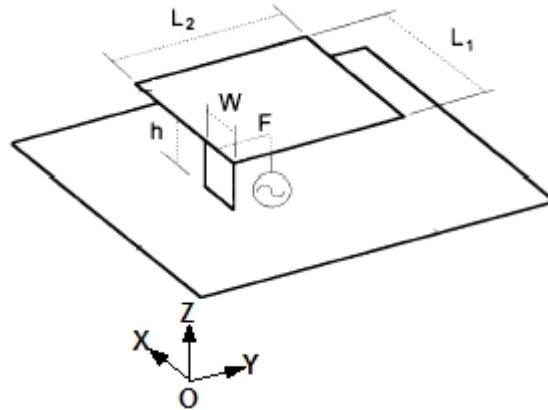


Figure II.10 : Géométrie d'une antenne PIFA.

Réduire la largeur du court-circuit (W) influence la longueur des lignes de courants surfaciques et leurs directions sur l'élément rectangulaire. Ceci a pour effet d'augmenter la longueur électrique effective de l'antenne et donc de diminuer la fréquence de résonance. Nous pouvons ainsi, en réduisant W , opérer une réduction supplémentaire des dimensions. Le rapport L_1/L_2 joue aussi sur la longueur électrique effective de l'antenne. Suivant ces deux paramètres (W et L_1/L_2), les lignes de courant peuvent passer d'une direction X à une direction Y , ce qui conduit à des polarisations d'ondes orthogonales, en passant par des états où la composante croisée est importante [II.6].

Il est à noter qu'en réduisant W ou L_1/L_2 , la bande passante diminue. Un compromis est donc à trouver entre la réduction de dimensions et la largeur de bande passante.

Ces antennes en trois dimensions sont compactes et leur coût de fabrication est limité. Elles sont le plus souvent réalisées en métal découpé et plié, en matière plastique métallisée ou sur circuit souple. Afin de réduire, encore les dimensions du plateau rayonnant il est possible de le replier. En insérant des fentes dans ce dernier, il est possible de faire apparaître d'autres fréquences de résonances, ce qui est très intéressant dans le cas de la téléphonie mobile où les bandes de fréquences utilisées changent en fonction du réseau utilisé ou du pays dans lequel on se trouve. Seule la forme de base de cette antenne est régie par des formules empiriques [II.7].

Dès que la structure est complexifiée, seule l'expérience du concepteur permet d'obtenir l'antenne avec les performances et caractéristiques voulues.

Le rayonnement de ce type d'antenne dépendra beaucoup de la forme du plateau rayonnant, mais généralement le rayonnement s'effectue dans toute les directions de l'espace, il est parfois possible de se rapprocher du rayonnement isotrope. Il n'y a donc pas de direction de rayonnement privilégiée ce qui est intéressant car dans le cas d'objet communiquant l'orientation de l'objet peut être quelconque. La polarisation de ce type d'antenne est très liée à la forme du plateau et sera également différente en fonction de la direction considérée.

II.3.1. Avantages et inconvénients de l'antenne PIFA [II.8]

➤ **Avantage :**

- Elle peut être intégrée dans un boîtier de téléphone portable.
- Le rayonnement en arrière vers la tête de l'utilisateur est réduit, ce qui rend minimale l'absorption de puissance de l'onde électromagnétique et augmente l'efficacité d'antenne.
- La troisième avantage est que PIFA présente un gain moyen élevé dans les deux états vertical et horizontal de polarisation. Ce dispositif est très utile dans certaines communications sans fil où l'orientation d'antenne n'est pas fixe et les réflexions naissent des différents coins de l'environnement. Dans ces cas, le paramètre important à considérer est le champ qui est la somme du vecteur horizontal et vertical de polarisation.

➤ **Inconvénient :**

- La bande étroite de PIFA est l'une des limitations pour son application commerciale pour le mobile sans fil.
- Les types habituels de PIFA dans les quels le plan de court-circuit est proche du point de la sonde d'alimentation est une bonne méthode pour réduire la taille d'antenne, mais ceci engendre une largeur de bande étroite d'impédance.

II.3.2. Techniques pour augmenter la largeur de bande

Ces techniques peuvent être récapitulées comme [II.8] :

- La largeur de bande est affectée par la taille du plan de masse. En changeant cette taille, la largeur de bande d'un PIFA peut être ajustée. Par exemple, la réduction du plan de masse a pour effet d'élargir efficacement la largeur de bande de l'antenne.
- L'utilisation de substrat d'air a pour conséquence d'augmenter la largeur de bande et réduire le facteur de qualité Q .
- L'emploi de résonateurs parasites avec des fréquences résonantes près de la fréquence du résonateur principal.
- L'ajustement de l'endroit et de l'espacement entre les deux plans de courts-circuits.
- L'utilisation d'éléments empilés augmente la largeur de bande.

II.3.3. Caractéristiques radioélectriques d'antenne PIFA

II.3.3.1. Distribution de champ électrique

La composante dominante du champ électrique E_z est égale à zéro au plat de court-circuit tandis que l'intensité de ce champ au bord opposé de l'élément planaire est sensiblement grande.

Pour les champs E_x et E_y l'élément pointue, qui correspond à la source d'alimentation. Signifie que la ligne électrique de la force est dirigée de la source d'alimentation vers le plan de masse.

Quand la largeur du plat de court-circuit est plus étroite que l'élément planaire, le début de champ électrique E_x et E_y se produisant à tous les bords de l'élément planaire. Ces champs marginaux sont les sources de rayonnement dans PIFA.

II.3.3.2. Distribution du courant

PIFA a des écoulements de courant très grands sur la face inférieure de l'élément planaire et du plan de masse comparés au champ sur la surface supérieure de l'élément. En raison de ce comportement, l'antenne PIFA est le meilleur candidat quand on parle de l'influence des objets externes qui affectent les caractéristiques de l'antenne.

La distribution de courant de l'antenne PIFA change avec les différentes largeurs du plan de court-circuit, elle est maximale près du fil de court-circuit et diminue lorsque l'on s'éloigne de lui.

II.3.4. Performances de l'antenne PIFA

Elles sont exprimées en fonction des paramètres suivants : la forme géométrique du plateau rayonnant L et W , la hauteur du plateau rayonnant H , l'emplacement et la structure du système d'alimentation, l'emplacement et la taille de la languette de court-circuit (w) et le matériau utilisé comme support pour l'élément rayonnant.

II.3.4.1. Influence des paramètres géométrique de l'antenne PIFA

L'influence des paramètres géométriques sur les performances de l'antenne PIFA est primordiale. Afin d'optimiser l'antenne PIFA pour une application donnée, on joue sur sa géométrie pour agir sur la bande passante, sur la fréquence de résonance, le diagramme de rayonnement, l'impédance d'entrée ou le gain.

Plus la hauteur H est élevée et plus la bande passante est large et la fréquence de résonance est plus faible.

Plus le rapport $(w/W) < 1$ est élevé, plus la fréquence de résonance est élevée pour une bande passante plus large.

Plus le rapport w/L est grand, plus la fréquence de résonance est faible avec une bande passante plus large.

L'emplacement du point d'alimentation, la largeur de la languette de court-circuit ainsi que celle du plan de masse contrôlent les caractéristiques de rayonnement et la polarisation de l'antenne.

II.3.4.2. Influence du plan de masse sur l'antenne

La forme, la taille et les caractéristiques du plan de masse sont des facteurs très importants qui influent sur les performances de l'antenne.

- **La forme** : La forme du plan de masse où il est installée l'antenne pifa doit être prise en compte. Etant utilisée dans les systèmes sans fils, une antenne pifa peut avoir des formes courbées ce qui affecte considérablement l'impédance d'entrée et le rayonnement.
- **La taille** : La taille du plan de masse a une grande influence sur la fréquence de résonance et sur le diagramme de rayonnement notamment pour une antenne pifa implémentée dans des appareils portables tels que les combinés et les assistants numériques personnels où le plan de masse est inférieur ou comparable à la longueur d'onde.

II.3.4.3. Influence de la languette de court- circuit

Au niveau de rayonnement, les antennes possédant des court- circuits présentant une sensibilité aussi bien à la polarisation verticale qu'à la polarisation horizontale car celles-ci sont composées d'éléments (le pavé et les court- circuits) rayonnant suivant les deux types de polarisation coexistant en milieu urbain.



Figure II.11 : Trajet de courants surfaciques d'une PIFA avec une languette de court-circuit.

Lorsque la longueur du plan de court-circuit est égale à la largeur du résonateur, le trajet de courants surfaciques s'effectue de façon rectiligne et donc, la fréquence de résonance fondamentale d'une telle antenne c'est :

$$Fr = \frac{c}{4(h+L)} \quad (II.5)$$

Avec :

Fr: la fréquence approximée de fonctionnement de l'antenne.

c : la vitesse de la lumière en espace libre.

L : la longueur de l'antenne

h : la hauteur de l'antenne.

Si le plan de court-circuit est placé dans le coin du résonateur et sa largeur tend vers zéro les trajets des courants sont incurvés et légèrement plus longs que dans le cas précédent. Dans ce cas, la fréquence de résonance d'une antenne est donnée par :

$$Fr = \frac{c}{4(h+w+L)} \quad (II.6)$$

Avec :

Fr: la fréquence approximée de fonctionnement de l'antenne.

c : la vitesse de la lumière en espace libre.

L : la longueur de l'antenne.

h : la hauteur de l'antenne.

w : la largeur de la languette de court-circuit

II.4. Antennes Fractales

II.4.1. Antennes fractales

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 leurs confèrent la possibilité de résonner sur plusieurs fréquences en gardant éventuellement les mêmes caractéristiques électromagnétiques.

Le tableau II.1 résume les propriétés et les conséquences des structures fractales:

Propriétés des structures fractales	Conséquences
Autosimilarité fractale	Antennes multibandes
Occupation de l'espace due aux formes très accidentées	Petites antennes

Tableau II.1 : Propriétés des structures fractales et leurs conséquences.

II.4.2. Avantages et inconvénients des antennes fractales

* **Principaux avantages**

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

* **Principaux inconvénients**

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

II.4.3. Définition des fractals

D'après B. Mandelbrot, les objets fractals (1975) [II.9] 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. Un objet fractal doit combiner les caractéristiques suivantes :

- Ses parties ont la même forme où structure que le tout, que ce soit à une échelle différente ou légèrement déformées.
- Sa forme est, soit extrêmement irrégulière, soit extrêmement interrompue ou fragmentée, quelle que soit l'échelle d'examen.
-

II.4.4. Dimension fractale

Pour introduire le concept de la dimension fractale, il est d'abord indispensable de parler de la dimension euclidienne, on sait qu'un point a une dimension nulle ($D=0$), qu'une droite a pour dimension $D=1$, que la dimension d'une surface est $D=2$ et que celle d'un volume est $D=3$, c'est la définition de la dimension euclidienne.

Pour toutes ces figures classiques, le calcul de cette dimension s'arrête donc sans surprise aux valeurs 1, 2, 3. Mais pour certaines figures, elle n'est pas entière comme les objets de la géométrie fractale.

Soit un objet initial formé de N parties auto-similaires, chacune de ces parties étant réduite d'un facteur r par rapport à l'objet initial, la dimension fractale est donné par la formule suivante [II.10] :

$$D = \frac{\log N}{\log\left(\frac{1}{r}\right)} \quad (\text{II.7})$$

La notion de dimension fractale se révèle très puissante pour décrire mathématiquement un objet fractal car elle nous renseigne sur son degré d'irrégularité et de fragmentation, et sur la complexité de son organisation, En effet, les dimensions fractales comprises entre zéro et un, entre un et deux, et entre deux et trois expriment respectivement l'aptitude d'un ensemble de points à remplir une ligne, l'aptitude d'une ligne à remplir un plan et enfin l'aptitude d'un objet à occuper un volume. Dans chacun de ces cas, la dimension euclidienne supérieure n'est jamais atteinte.

II.4.5. Générer des fractales à l'aide des IFS

Il s'agit de la technique des IFS (Système de Fonctions d'itératives, Iterated functions system) qui est une collection de fonctions affines calculant les transformations appliquées à chaque point par homothétie, translation et rotation.

- Transformations affines dans le plan cartésien

Une transformation $w: \mathcal{R}^2 \rightarrow \mathcal{R}^2$ de la forme $W(x, y) = (ax + by + e, cx + dy + f)$, $a, b, c, d, e, f \in \mathcal{R}$ est appelée transformation affine dans le plan cartésien.

La transformation s'exprime sous la forme matricielle comme suit :

$$W(x, y) = W \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = W \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e \\ f \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} X \\ Y \end{pmatrix} + t \quad (\text{II.8})$$

Remarque : Une transformation affine dans le plan cartésien consiste en :

1. Une transformation linéaire définie par la matrice A;
2. Suivie d'une translation d'écrite par le vecteur t.

En particulier, une transformation linéaire peut produire trois types de transformations utiles.

- Une homothétie de facteur r par rapport à l'origine.

Dans ce cas, la matrice A est de la forme suivante :

$$A = \begin{pmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{pmatrix} \quad (\text{II.9})$$

- Une rotation d'angle θ autour de l'origine.

Dans ce cas, la matrice A est de la forme suivante :

$$A = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Note : Pour une rotation dans le sens horaire, on inverse les signes des sinus.

- Une réflexion par rapport à l'axe des y.

Dans ce cas, la matrice A est de la forme suivante :

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Note : On peut choisir un axe différent. Par exemple, pour une symétrie autour de l'axe des x, on échange les éléments 1 et -1 de place.

De façon générale, une transformation affine $w(x, y)$ sera une similitude si elle peut s'écrire sous la forme :

$$A = \begin{pmatrix} r \cos \theta & -r \sin \theta \\ r \sin \theta & r \cos \theta \end{pmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Ou bien

$$A = \begin{pmatrix} r \cos \theta & r \sin \theta \\ r \sin \theta & -r \cos \theta \end{pmatrix} \quad (\text{II.13})$$

II.4.6. Différentes formes fractales

II.4.6.1. 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 [II.11].

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 II.12 illustre le processus de génération du triangle de Sierpinski par les deux approches.

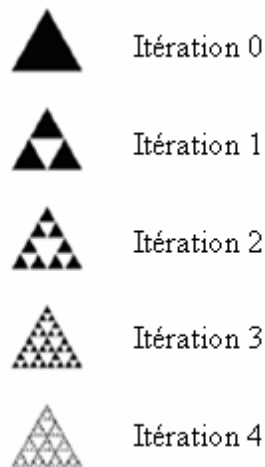
* **Approche par copie*** **Approche par décomposition**

Figure II.12 : Génération du triangle de sierpinski par les deux approches [II.10].

Les transformations IFS (Systèmes de fonctions itératives, Iterated Functions system) de cette forme peuvent être exprimées comme suit :

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

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 (même échelle dans les deux plans)

$r \neq s$: la transformation est auto-affine (échelle différent dans les deux plans).

Les transformations W_1, W_2, W_3 strictement auto-similaires pour un angle de 60° sont :

$$W_1 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$W_2 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0.5 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$W_3 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0.25 \\ 0.433 \end{pmatrix} \quad (\text{II.16})$$

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

$$W(A) = W_1(A) \cup W_2(A) \cup W_3(A) \quad (\text{II.17})$$

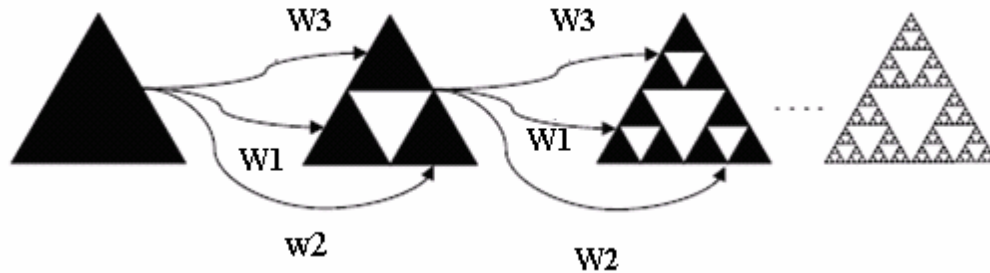


Figure II.13 : IFS pour la génération du triangle de sierpinski strictement auto similaire.

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 :

$$D = \log 3 / \log 2 = 1.585. \quad (\text{II.18})$$

* Configuration de l'antenne triangle

La conception de ce type d'antenne est commencée par un triangle équilatéral, le coté de ce triangle est calculé par la relation :

$$f_{10} = \frac{2c}{3a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.19})$$

La fréquence de résonance pour les modes supérieurs est calculée par :

$$f_{mn} = f_{10} \sqrt{m^2 + mn + n^2} \quad (\text{II.20})$$

II.4.6.2. Tapis de Sierpinski « Sierpinski Capet »

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

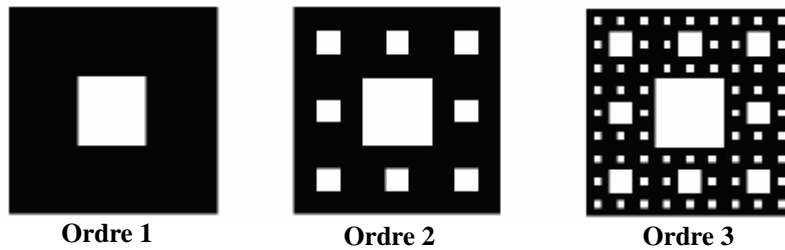


Figure II.14 : Génération de la géométrie du tapis de Sierpinski [II.12].

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

II.4.6.3. Courbe de Koch

La fractale de Koch est aussi l'une des premières courbes fractales à avoir été décrite en 1906 par le mathématicien Suédois Helge Von Koch [II.13].

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 parties 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 II.15.

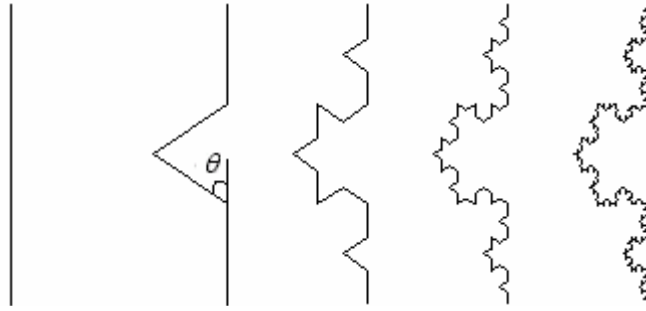


Figure II.15 : Courbe de Koch [II.12].

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

À chaque itération la longueur est donc multipliée par $4/3$, ce qui signifie que la longueur d'une courbe de Koch tend vers l'infini pour un nombre d'itérations n infini [II.14]:

$$l_n = l_0 \left(\frac{4}{3}\right)^n \quad (\text{II.21})$$

l_0 est la hauteur effective de l'initiateur de Koch.

La courbe de Koch est construite en utilisant la technique d'IFS. Ces quatre transformations (W_1, W_2, W_3, W_4) peuvent être appliquées à la courbe de Koch (figure II.15), pour un angle de rotation de 60° , sous la forme [II.10] :

$$W_1 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & 0 \\ 0 & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$$W_2 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \cos 60^\circ & -\frac{1}{3} \sin 60^\circ \\ \frac{1}{3} \sin 60^\circ & \frac{1}{3} \cos 60^\circ \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{3} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$$W_3 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \cos 60^\circ & \frac{1}{3} \sin 60^\circ \\ -\frac{1}{3} \sin 60^\circ & \frac{1}{3} \cos 60^\circ \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \sin 60^\circ \end{pmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$W_4 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & 0 \\ 0 & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{2}{3} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.25})$$

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

$$W(A) = W_1(A) \cup W_2(A) \cup W_3(A) \cup W_4(A) \quad (\text{II.26})$$

La dimension fractale de cette géométrie peut s'exprimer sous la forme [II.10]:

$$D = \frac{\log N}{\log [2(1 + \cos \theta)]} \quad (\text{II.27})$$

Où θ est l'angle de rotation.

II.4.6.4. Etoile de Koch

Cette forme s'obtient à partir d'un triangle équilatéral au lieu d'un segment de droite en opérant les modifications par l'orientation des triangles vers l'extérieur. Ainsi, lorsqu'on accole trois courbes de Koch aux sommets d'un triangle équilatéral on obtient l'étoile de Koch (Koch island) comme le montre la figure II.16.

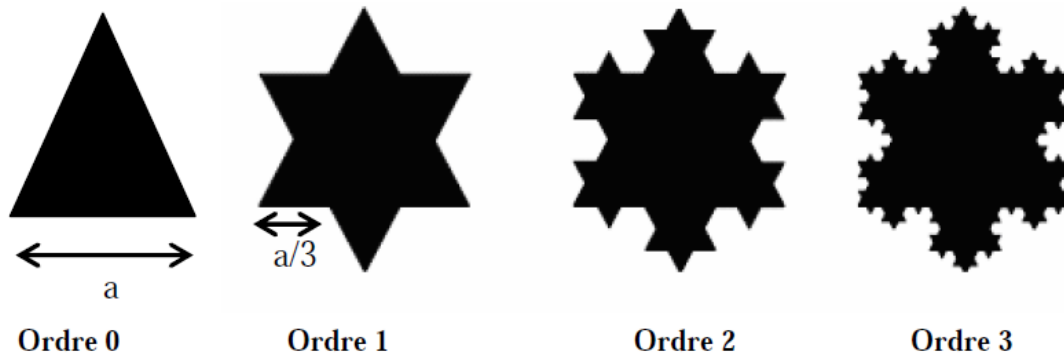


Figure II.16 : Etoile de Koch [II.12].

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

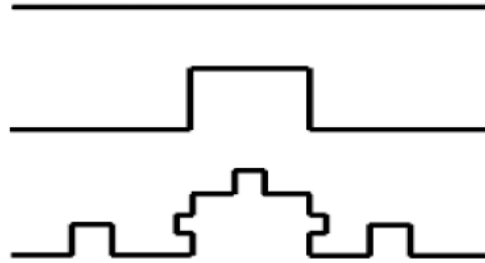


Figure II.17 : Courbe de Koch « quadrique » [II.11].

II.4.6.5. Fractale de Minkowski

Comme le montre la figure II.18, le modèle de démarrage pour la génération de cette fractale est un carré (modèle initial) considéré comme l'itération 0. Une première itération consiste à remplacer chaque segment du carré par un générateur qui se constitue de 5 segments, et ainsi de suite.

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

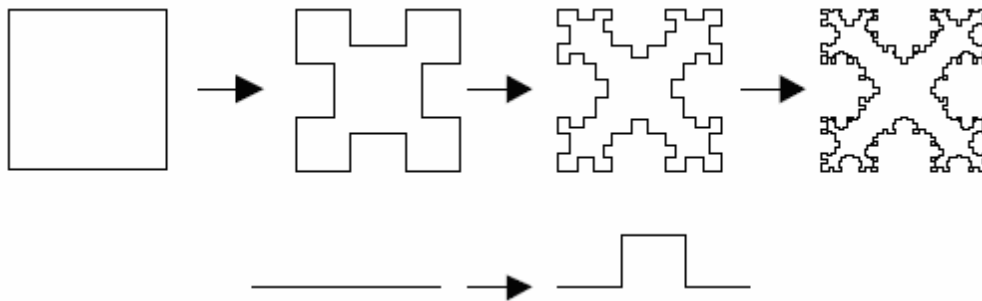


Figure II.18 : Génération de la fractale de Minkowski [II.12].

II.4.6.6. Fractales de Hilbert et Peano

a- 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.

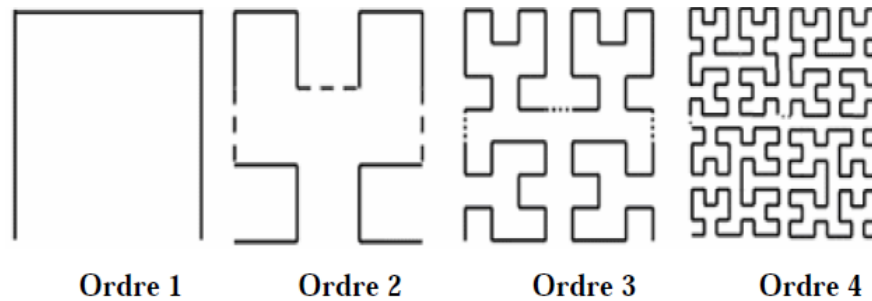


Figure II.19 : Génération de la courbe de Hilbert [II.10].

b- Fractales de Peano

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

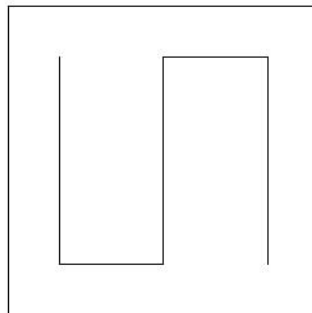


Figure II.20 : Première itération de la géométrie [II.10].

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 II.21 :

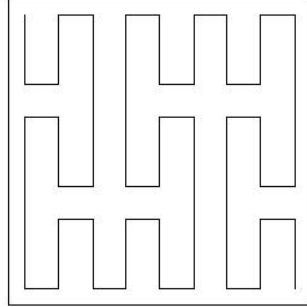


Figure II.21 : Forme géométrique après plusieurs itérations

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.

II.5 Conclusion

Certains chercheurs ont proposés des antennes compactes qui sont généralement appelées à certaines structures géométriques, et c'est ainsi que la technologie s'oriente vers de nouveaux types d'antennes qui assurent les fonctionnalités pour plusieurs applications en même temps, appelées antennes multi-bandes. Parmi ces sources rayonnantes, nous pouvons citer les antennes PIFA (*planar inverted-F antenna*) et les antennes fractales qui sont des structures potentielles pour la réalisation d'antennes multi-bandes. Dans cette partie, nous nous sommes intéressés aux antennes IFA qui ont donné naissance aux antennes PIFA. Nous avons donné aussi un bref aperçu sur le développement théorique des antennes fractales, mis en évidence leurs propriétés fondamentales et les différentes structures géométriques qui leur confèrent la possibilité de résonner sur plusieurs fréquences en gardant éventuellement les mêmes caractéristiques électromagnétiques, ce qui est connu par l'autosimilarité ou la ressemblance de la forme géométrique à différentes échelles.

Dans le troisième chapitre, on présente la conception d'une structure d'antenne F-PIFA multibandes trouvant leur application dans les systèmes de télécommunications mobiles et sans fil.

III.1. Introduction

Actuellement, la multiplication et la diversité des standards de communications radio-mobiles ont créés un besoin pressant pour les antennes multifréquences permettant notamment d'assurer la compatibilité des différentes normes ou accéder à de nombreux services à partir du même appareil.

Dans ce chapitre, nous avons proposé l'antenne F-PIFA (Fractales planaires de F inversées) pour notre étude, qui est une combinaison entre l'antenne planaire de F inversée (PIFA) et l'antenne fractale de forme H. Dans laquelle, nous avons présenté une étude paramétrique sur les différents paramètres constituant l'antenne F-PIFA proposée à la 2^{ème} itération, pour augmenter le nombre de fréquences de résonances et améliorer ses réponses radio électriques de l'antenne.

III.2. Présentation du logiciel CST

CST Microwave Studio est un logiciel dédié à la conception et à la simulation électromagnétique de structures hyperfréquences complexes (telles que filtres, coupleurs et tous types d'antennes). Elle a été fondée en 1992 par la société allemande CST (Computer Simulation Technology). Le logiciel est basé sur la technique d'intégration finie (FIT) pour déterminer des solutions aux problèmes électromagnétiques, en particulier les fréquences micro-ondes pour l'analyse du temps et de la fréquence.

Le principe de l'intégrale finie est de reformuler l'équation intégrale de Maxwell et sa discrétisation pour la rendre compatible avec les systèmes informatiques, de manière à résoudre le problème de la structure complexe. Il est nécessaire d'utiliser un volume fini fermé pour définir le domaine de calcul pour faciliter la discrétisation de chaque équation de Maxwell et son analyse à travers la grille cubique

III.3. Antenne PIFA monofréquence

L'antenne PIFA initiale est constituée d'un plan de masse de 70 mm de longueur et 30 mm de largeur et d'un patch rectangulaire d'une longueur $L_1=21.7$ mm et d'une largeur $L_2=18.5$ mm placé sur un substrat de mêmes dimensions de plan de masse utilisant comme matériau le FR4_epoxy qui est caractérisé par une permittivité relative de 4.4, une perméabilité relative de 1, la tg δ des pertes diélectriques=0.02 et une épaisseur $t=0.035$ mm. Le patch a une hauteur H de 4mm. Il est lié au plan de masse à travers une languette de même hauteur et de même largeur

du patch. Le patch est alimenté via un câble coaxial d'impédance caractéristique 50Ω et dont sa position est x=3.7, y=4.5. L'antenne est conçue pour servir à l'application LTE à 2.6 GHz

[III.1]

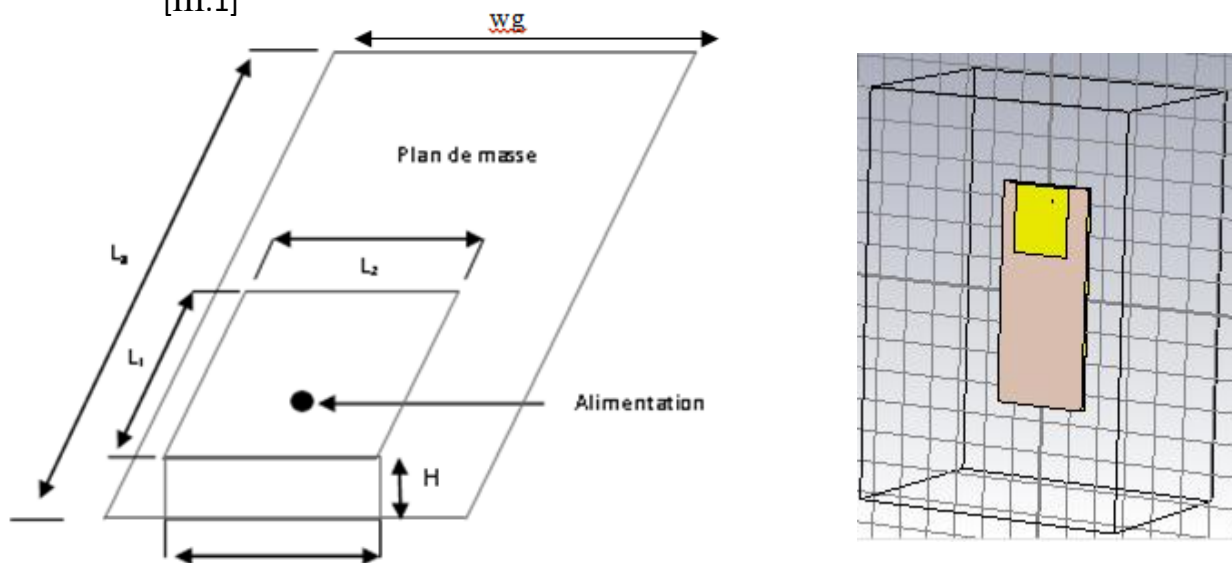


Figure III.1 : Antenne PIFA initiale et sa structure dans le rédacteur de CST Microwave Studio.

Les principales dimensions de l'antenne PIFA initiale sont regroupées dans le tableau III.1 :

Parameters	Values (mm)
L1	21.72
L2	18.5
L _g	70
W _g	30
H	4
X	3.7
Y	4.5

Tableau III.1 : Dimensions de l'antenne initiale.

La fréquence de fonctionnement de l'antenne PIFA initiale peut être déterminée par l'équation (III.1). Cette fréquence est inversement proportionnelle à la dimension totale du patch (L1 x L2). La longueur L1 et la largeur L2 du patch peut être approximativement déterminées à partir de la fréquence de résonance f par les équations (III.2) et (III.3) respectivement.

$$f = \frac{\lambda d}{4} = \frac{c}{4(L1+L2)} \tag{III.1}$$

$$L1 \approx \frac{1}{4} \times \frac{C}{f\sqrt{\epsilon_r}} \tag{III.2}$$

$$L2 = \frac{c}{4f} \times \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \tag{III.3}$$

Avec :

λ : longueur d'onde à l'intérieur du substrat

$L1$: longueur du patch

$L2$: largeur du patch

c : Vitesse de lumière (3×10^8 m/s)

ϵ_r : constante diélectrique

Sur les figures III.1. ((a) et (b)), on représente respectivement le coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire.

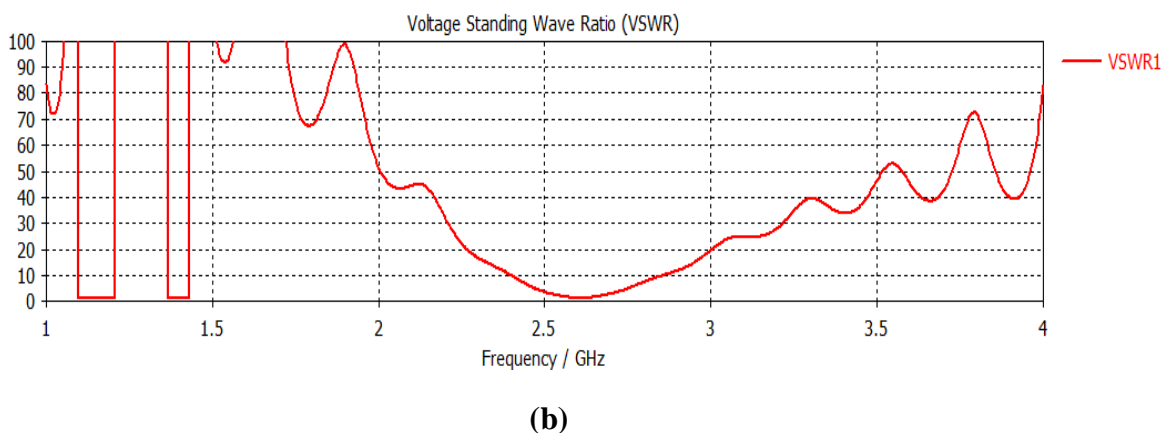
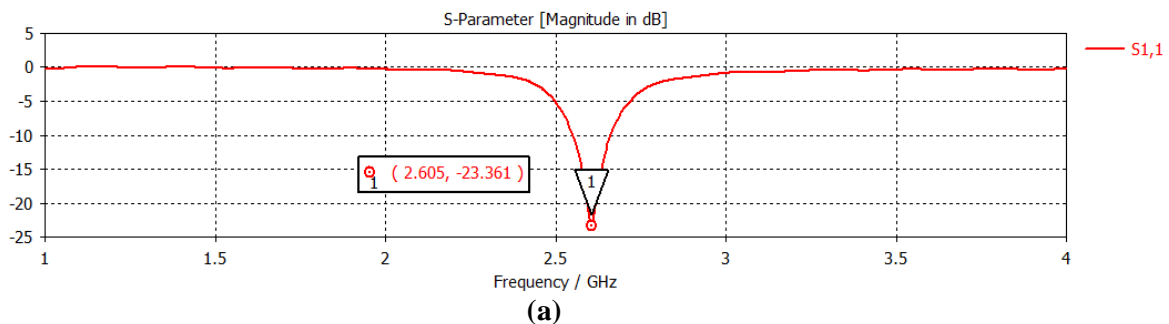


Figure III.2. (a) : Coefficient de réflexion.
(b) : Taux d'onde stationnaire.

La conception de l'antenne PIFA initiale par le simulateur CST Microwave Studio à la fréquence de résonance 2.6 GHz qui couvre la bande LTE montre que cette structure est bien adaptée avec un niveau de coefficient de réflexion proche de -23.36 dB. Nous avons également mesuré le rapport d'onde stationnaire (VSWR), il est égal à 1.15 Ceci traduit alors une adaptation parfaite à la fréquence choisie. La bande passante est de l'ordre de 108.4MHz

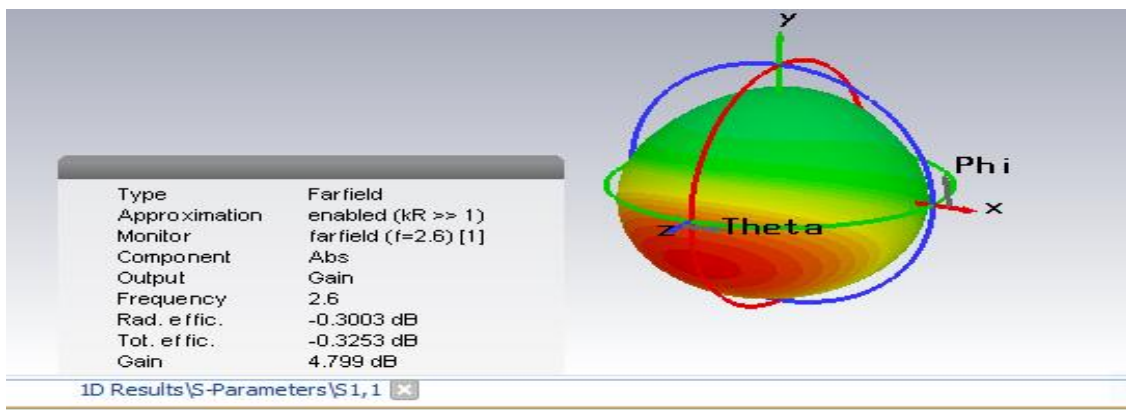
Sur la figure III.3. ((a), (b) et (c)), on représente respectivement les diagrammes de rayonnements polaires en 2D et en 3D de l'antenne à la fréquence de résonance 2.6 GHz.



(a)



(b)



(c)

Figure III.3. (a) : Diagramme de rayonnement en 2D, plan E.
 (b) : Diagramme de rayonnement en 2D, plan H.
 (c) : Diagramme de rayonnement en 3D.

On remarque que l'antenne présente un rayonnement presque quasi omnidirectionnel dans le plan E ($\varphi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\varphi = 90^\circ$). Ces tracés sont vérifiés sur le tracé du diagramme de rayonnement en 3D.

Donc, les résultats obtenus par CST Microwave Studio sont en bon accord avec ceux de la réf [III.1].

III.4. Antenne PIFA multi bandes avec une fente fractale (F-PIFA)

III.4.1. Antenne F-PIFA à la 1^{ère} itération

L'antenne F-PIFA est une combinaison de l'antenne Fractale dans la topologie de PIFA. Dans ce cas, nous avons inséré une fractale de forme H sur l'élément rayonnant de l'antenne PIFA initiale. La figure III.4 présente la conception d'une antenne PIFA avec la première itération fractale de l'arbre H au niveau de l'élément rayonnant.

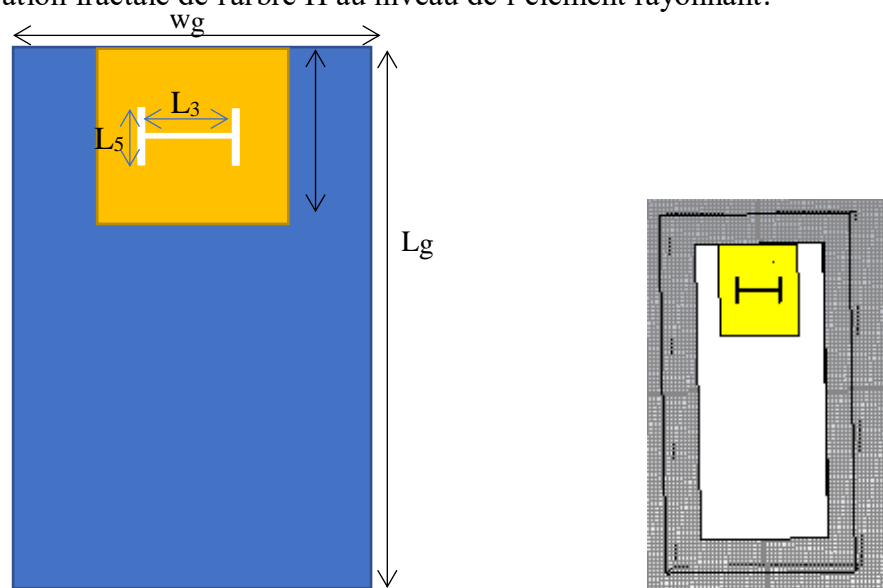


Figure III.4 : Géométrie de l'antenne PIFA avec la première itération de la structure fractale, (face supérieure).

Les dimensions adoptées à la structure avec la première itération fractale sont montrés dans le tableau III.2 ci-dessous :

Parameters	Values (mm)
L1	21.72
L2	18.5
L _g	70
W _g	30
H	4
X	3.7
Y	4.5
L3	9
L5	L3 × 0.6
L4(Largeur du fractal)	0.5

Tableau III. 2: Dimensions de la structure avec la première itération.

Sur la figure III.5, on représente le coefficient de réflexion de l'antenne F-PIFA proposée à la 1^{ère} itération.

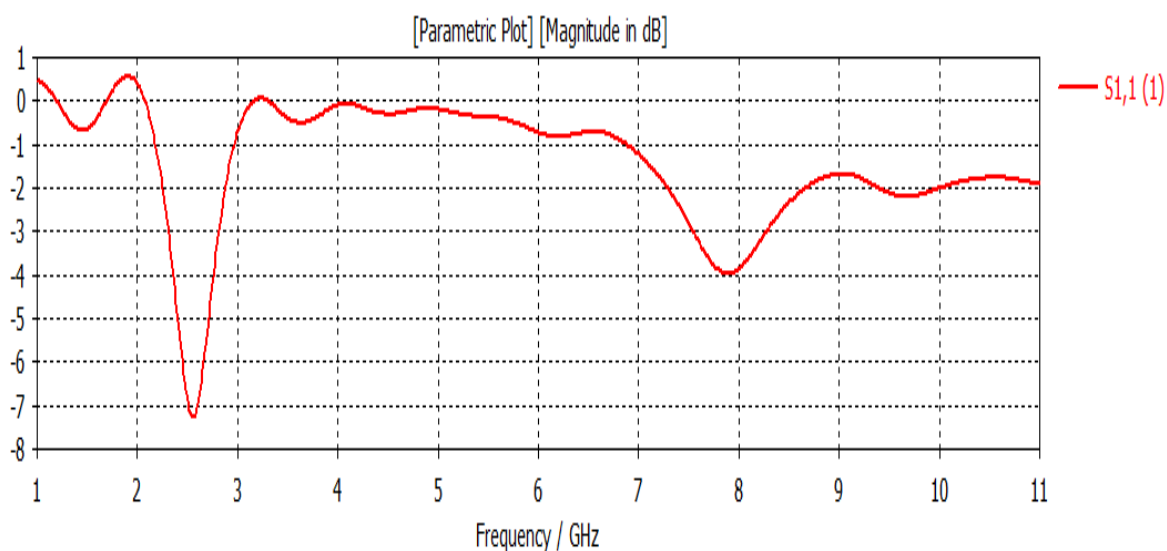


Figure III.5 : Coefficient de réflexion.

D'après le résultat obtenu, nous remarquons clairement que le coefficient de réflexion S_{11} est inférieur à -7 dB à la fréquence de résonance 2.54 GHz. Donc l'antenne présente une mauvaise adaptation à la fréquence désirée. Pour montrer encore l'influence de la forme fractale choisie sur le résultat obtenu on passe maintenant à la deuxième itération de l'antenne F-PIFA proposée.

III.4.2. Antenne F-PIFA avec la 2^{ème} itération

Pour mieux montrer l'influence des fentes fractales sur l'antenne PIFA, nous allons passer à l'itération suivante. De ce fait, nous ajoutons des fentes supplémentaires sur les côtés de la fente principale afin d'obtenir la forme d'un arbre en H. La figure III.6 illustre la géométrie résultante.

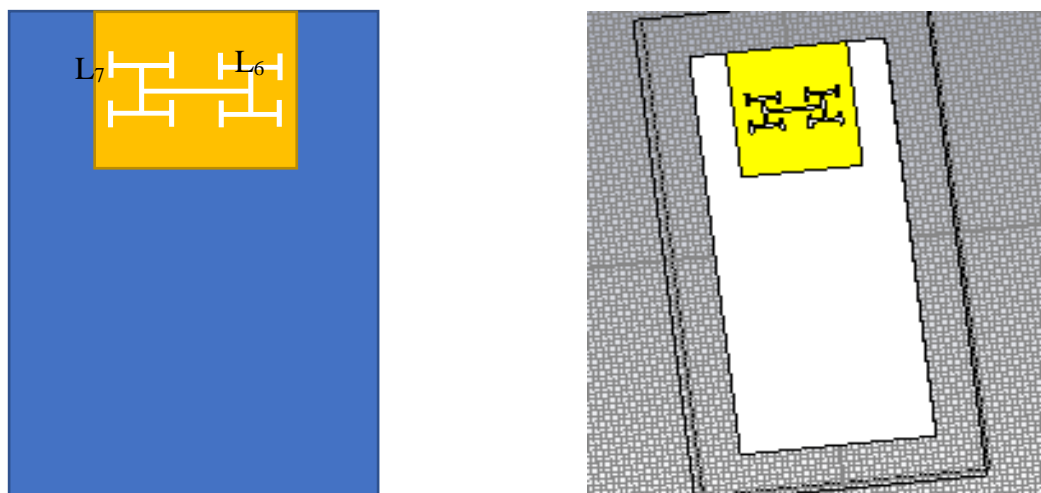


Figure III.6 : Géométrie de l'antenne PIFA à élément rayonnant modifié avec la deuxième itération de la structure fractale de l'arbre H (face supérieure).

Nous représentons des dimensions adoptées à la structure avec une deuxième itération sur le tableau III.3 ci-dessous :

Parameters	Values (mm)
L1	21.72
L2	18.5
L _g	70
W _g	30
H	4
X	3.7
Y	4.5
L3	9
L5	L3 × 0.6
L4(Largeur du fractal)	0.5
L6	L5
L7	L5 × 0.6

Tableau III. 3 : Dimensions de la structure avec la deuxième itération.

La structure finale de l'antenne PIFA avec la deuxième itération fractale que nous proposons a été simulée, elle est représentée par la figure III.7.

Le tracé représentant la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence est illustré par la Figure III.7.

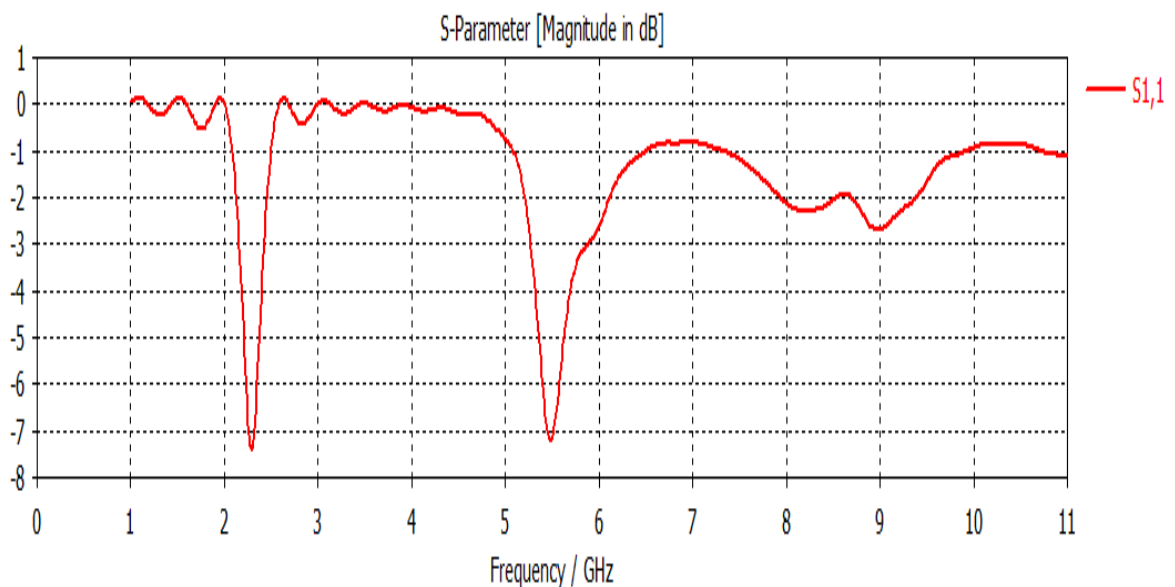


Figure III. 7 : Coefficient de réflexion après l'insertion de la deuxième itération fractale en H sur l'élément rayonnant modifié

III.4.3. Etude paramétrique de l'antenne à la 2^{ème} itération.

Cette étude paramétrique a pour but de déterminer l'influence des différents éléments qui composent l'antenne afin de mieux comprendre son fonctionnement et d'être en mesure de prévoir les modifications à apporter pour adapter la structure selon les besoins.

III.4.3.1. Variation de la position de l'alimentation selon l'axe des y

Dans ce paragraphe on étudie l'influence de la position de l'alimentation selon l'axe des y sur la fréquence de résonance d'une F-PIFA déjà prédimensionnée. L'étude est réalisée pour des positions de 6.5, 8.5, 10.5 et 12.5 mm (figure III.8).

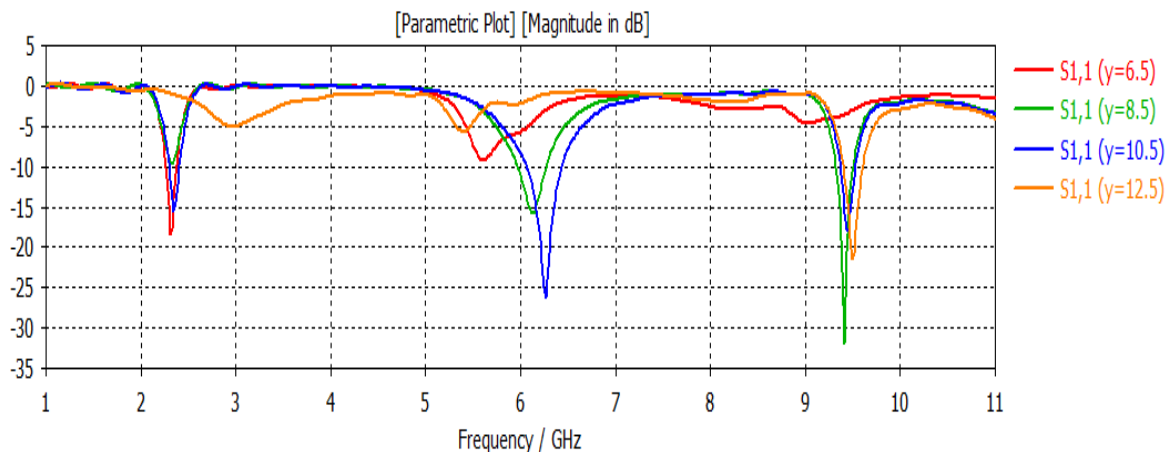


Figure III.8: Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la position d'alimentation selon l'axe des y

On remarque, d'après le graphe ci-dessus, que la variation de la position y de la ligne d'alimentation s'accompagne par la création de nouveaux résonateurs sur toute la bande de fréquence choisie. Les meilleures valeurs du coefficient de réflexion étant obtenues pour $y=10.5\text{mm}$ où l'antenne fonctionne à trois fréquences de résonances 2.3GHz, 6.26GHz et 9.5GHz avec des niveaux du coefficient de réflexion égaux aux -15 dB, 26 dB et -18 dB respectivement.

III.4.3.2. Variation de la position de l'alimentation selon l'axe des x

L'étude paramétrique est réalisée pour des distances de 3, 5, 7 et 9 mm par rapport à l'axe des X en conservant les dimensions des autres paramètres inchangés et en fixant la largeur de y à 10.5mm

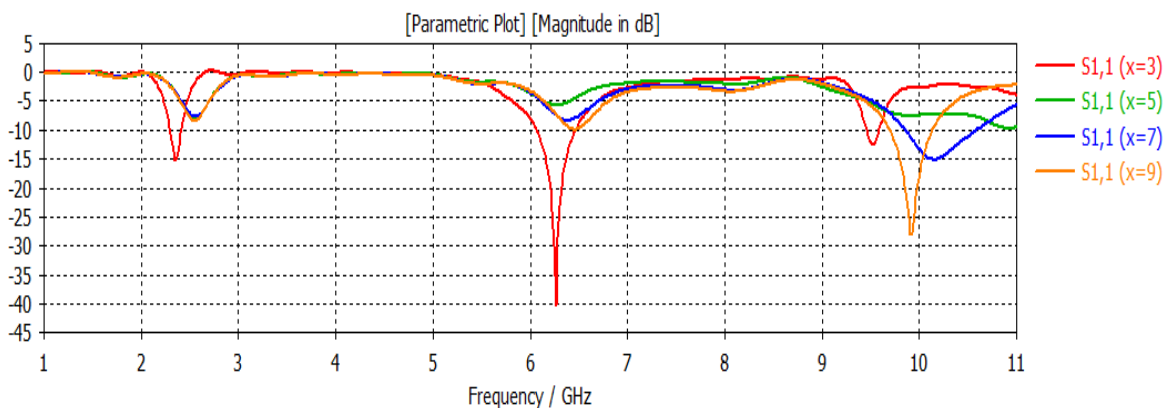


Figure III.9: Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la position d'alimentation selon l'axe des x

Nous observons une amélioration de l'adaptation qui est obtenue pour x égale 3 mm où l'antenne fonctionne à trois fréquences de résonances 2.3GHz, 6.26GHz, 9.5GHz avec des niveaux du coefficient de réflexion égaux aux -15 dB, 40 dB, -12 dB respectivement.

III.4.3.3. Variation de la longueur de la fente fractale

Les dimensions de l'antenne précédente sont maintenues constantes en fixant la position x égale à 3 mm.

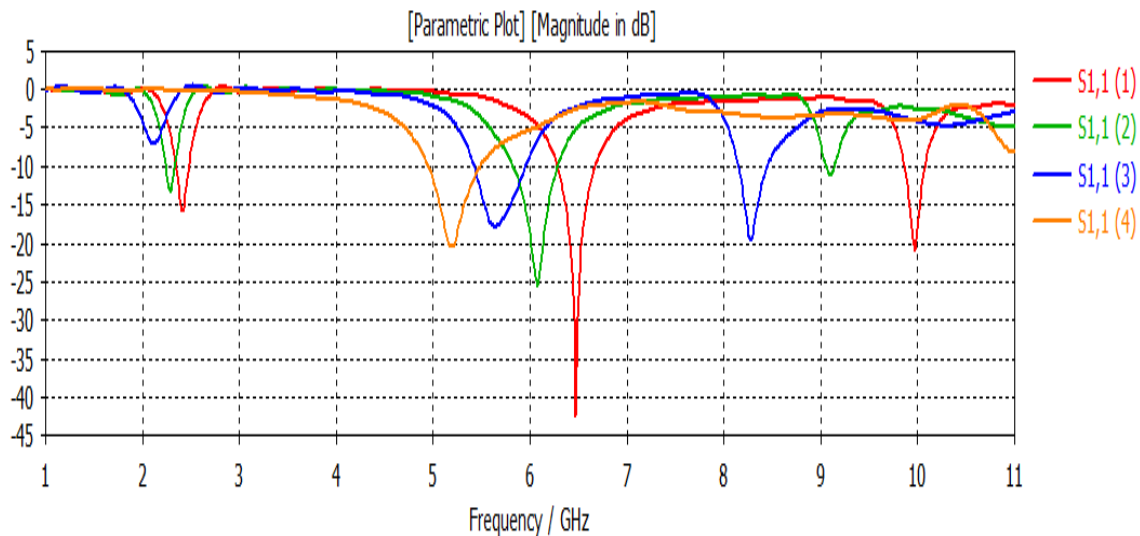


Figure III.10: Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la longueur de la fente fractale.

Les meilleures valeurs du coefficient de réflexion étant obtenues pour $L_3=8.5\text{mm}$ où l'antenne fonctionne à trois fréquences de résonances 2.4GHz, 6.4GHz, 10GHz avec des niveaux du coefficient de réflexion égaux aux -16 dB, 42 dB, -20 dB respectivement.

III.4.3.4. Variation de la largeur de la fente fractale

Les dimensions de l'antenne précédente sont maintenues constantes en fixant $L_3=8.5\text{mm}$.

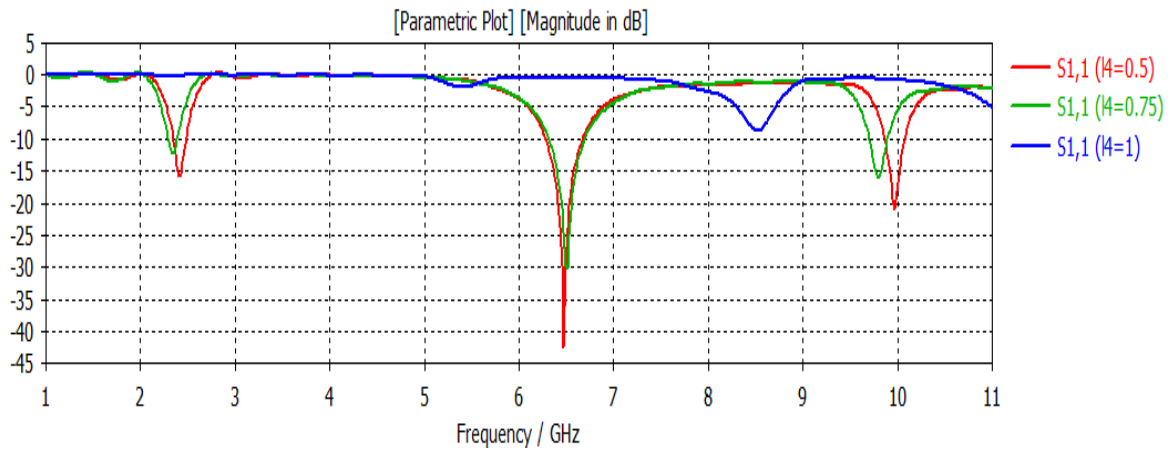


Figure III.11: Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la largeur de la fente fractale.

Nous observons une amélioration de l'adaptation qui est obtenue pour L_4 égale 0.5 mm où l'antenne fonctionne à trois fréquences de résonances 2.4GHz, 6.4GHz, 10GHz avec des niveaux du coefficient de réflexion égaux aux -16 dB, -42 dB, -20dB respectivement.

III.4.4. Résultats obtenus après l'étude paramétrique de l'antenne F-PIFA

Sur les figures III.12. ((a) et (b)), on représente respectivement le coefficient de réflexion, le taux d'onde stationnaire TOS de l'antenne F-PIFA finale.

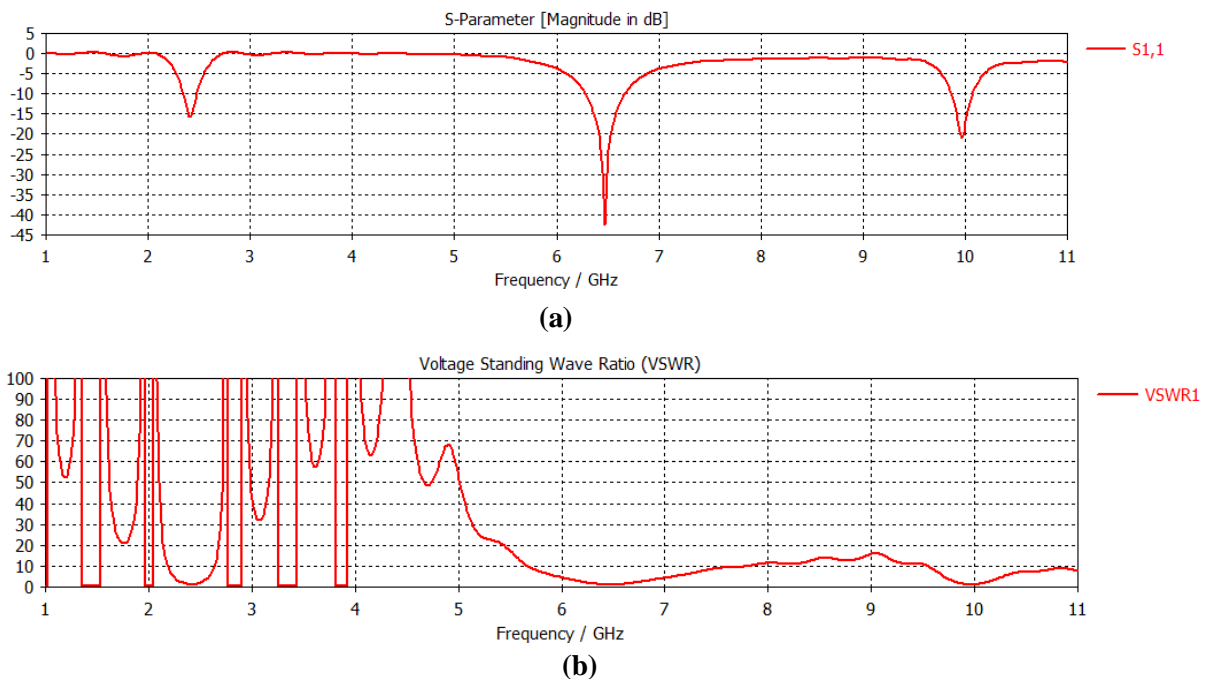
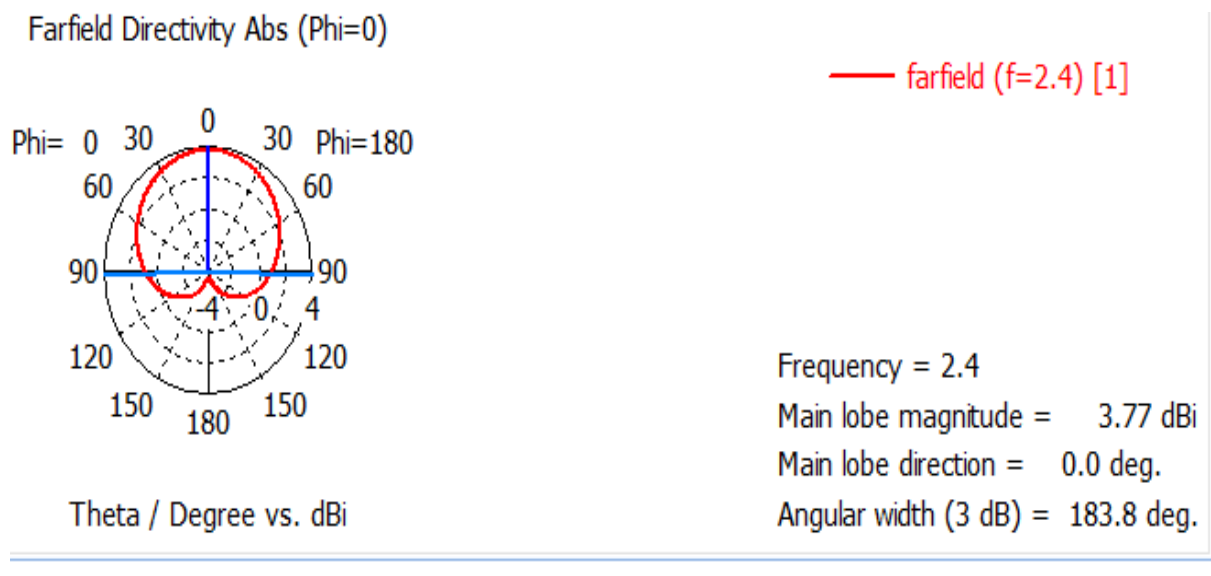


Figure III.12. (a) : Coefficient de réflexion.
(b) : Taux d'onde stationnaire.

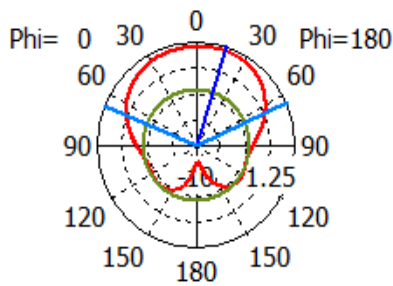
Nous pouvons constater que la meilleure adaptation possible à l'entrée de l'antenne finale a été obtenue pour trois fréquences de l'antenne finale. En effet, on observe trois pics présentant des valeurs minimales égales à -16 dB, -42 dB et -20dB aux fréquences 2.4GHz, 6.4GHz et 10GHz respectivement ce qui correspond à une puissance réfléchie nulle. Les trois bandes correspondent respectivement aux normes suivantes qui trouvent leurs applications dans les réseaux mobiles et/ ou agissent en complément de ces réseaux

Nous nous sommes intéressés aussi à la représentation du rapport d'onde stationnaire. On remarque qu'il est compris entre 1 et 2 ce qui montre une bonne adaptation d'impédance entre l'antenne et la ligne d'alimentation.

Sur la figure III.13. ((a), (b) et (c)), on représente respectivement les diagrammes de rayonnements polaires en 2D et en 3D de l'antenne finale.



Farfield Directivity Abs (Phi=0)

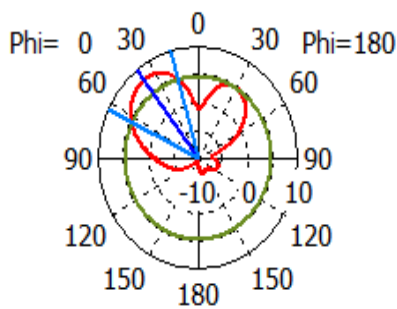


Theta / Degree vs. dBi

— farfield (f=6.4) [1]

Frequency = 6.4
 Main lobe magnitude = 4.39 dBi
 Main lobe direction = 17.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 132.8 deg.
 Side lobe level = -6.3 dB

Farfield Directivity Abs (Phi=0)



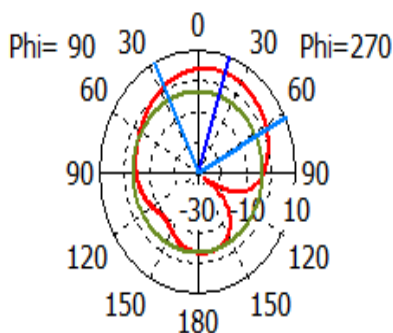
Theta / Degree vs. dBi

— farfield (f=10) [1]

Frequency = 10
 Main lobe magnitude = 7.74 dBi
 Main lobe direction = 38.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 47.6 deg.
 Side lobe level = -3.0 dB

(a)

Farfield Directivity Abs (Phi=90)

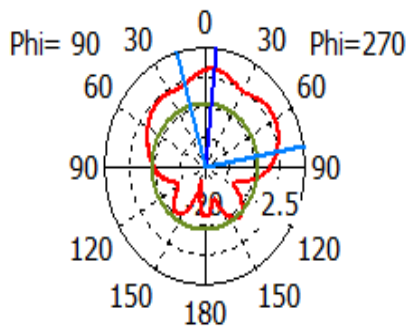


Theta / Degree vs. dBi

— farfield (f=2.4) [1]

Frequency = 2.4
 Main lobe magnitude = 4.29 dBi
 Main lobe direction = 18.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 89.5 deg.
 Side lobe level = -7.8 dB

Farfield Directivity Abs (Phi=90)

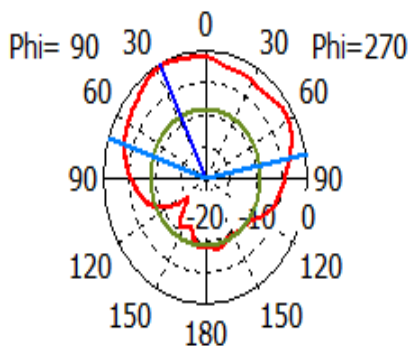


Theta / Degree vs. dBi

— farfield (f=6.4) [1]

Frequency = 6.4
 Main lobe magnitude = 4.63 dBi
 Main lobe direction = 6.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 95.7 deg.
 Side lobe level = -8.6 dB

Farfield Directivity Abs (Phi=90)

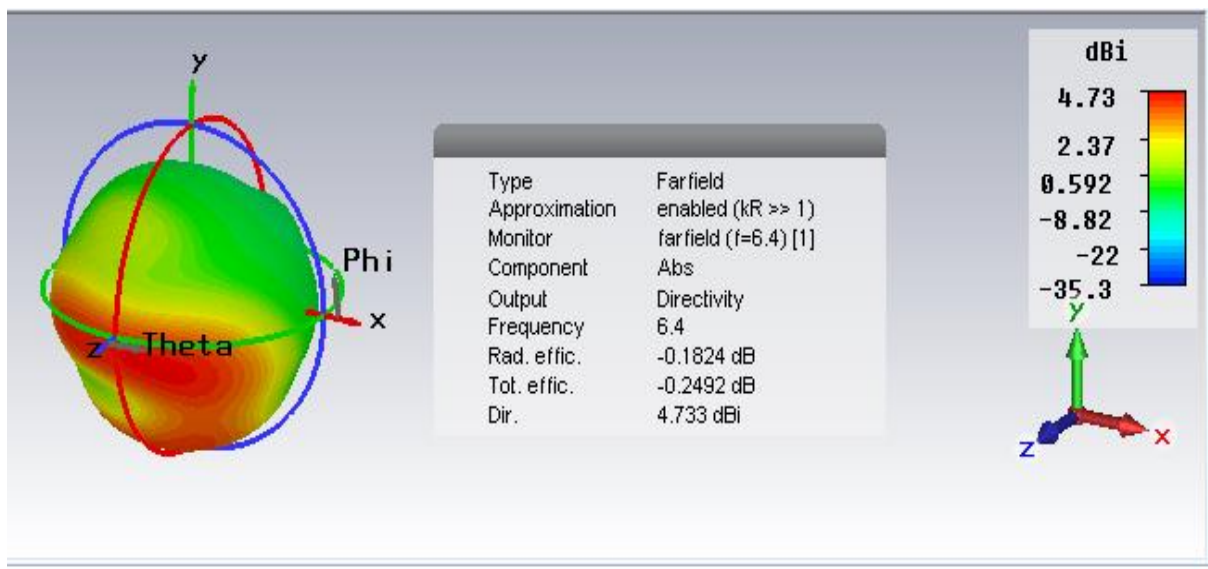
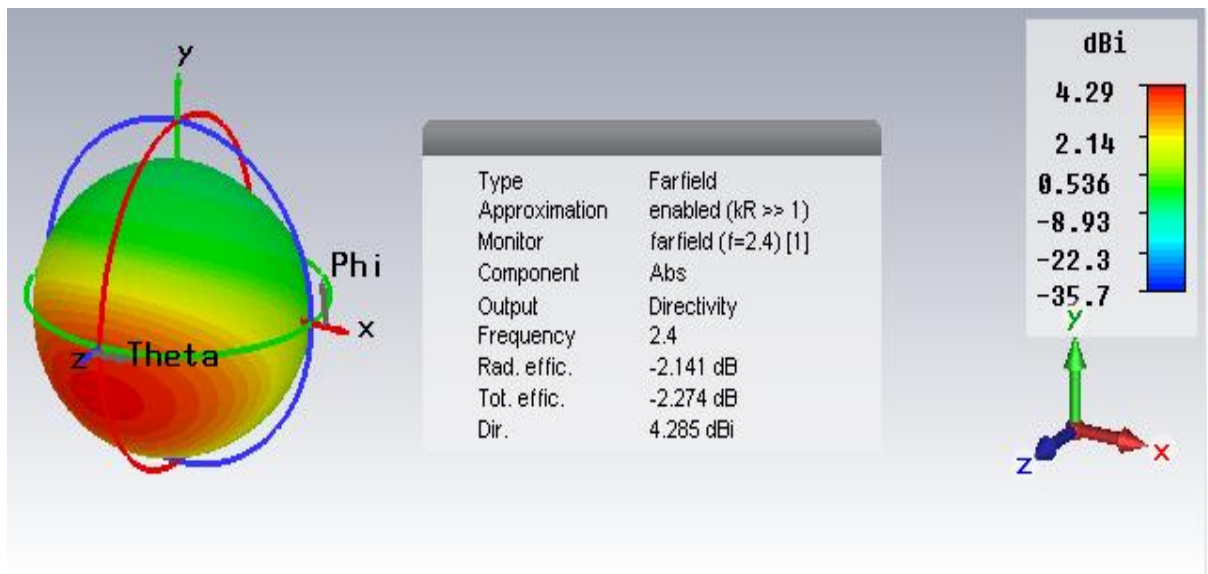


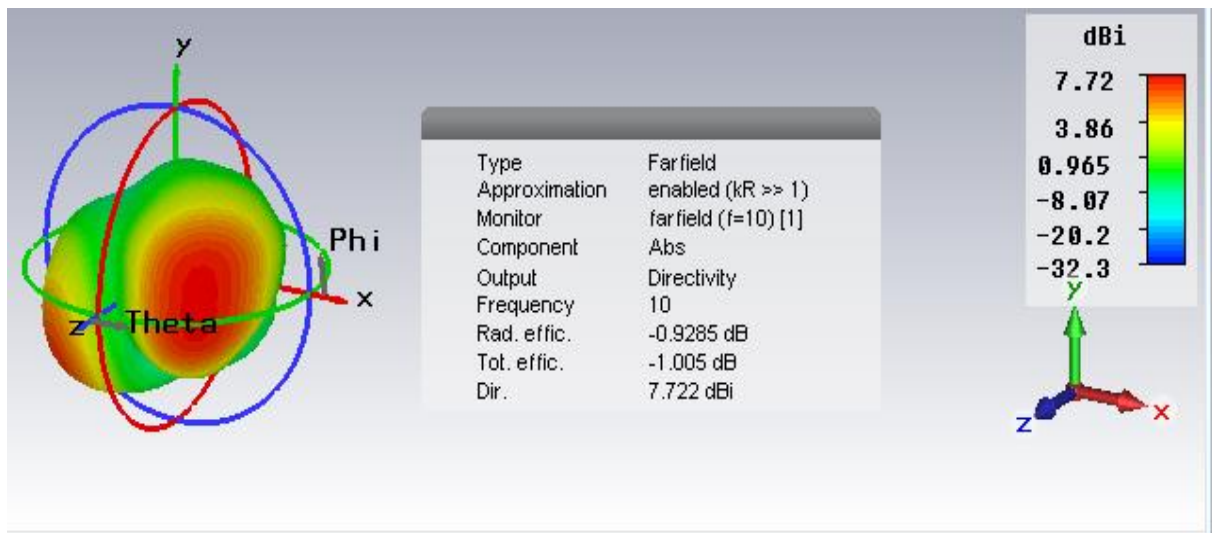
Theta / Degree vs. dBi

— farfield (f=10) [1]

Frequency = 10
 Main lobe magnitude = -0.361 dBi
 Main lobe direction = 27.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 150.5 deg.
 Side lobe level = -8.7 dB

(b)





(c)

Figure III.13. (a): Diagramme de rayonnement en 2D, plan E.
 (b) : Diagramme de rayonnement en 2D, plan H.
 (c) : Diagramme de rayonnement en 3D.

On remarque que l'antenne présente un rayonnement presque quasi omnidirectionnel dans le plan E ($\varphi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\varphi = 90^\circ$). Le tracé en 3D donne une meilleure exploration du diagramme de rayonnement.

III.5. Conclusion

Nous avons étudié une structure d'antenne de types F-PIFA opérant dans plusieurs standards de télécommunications, destinées à des applications en communications sans fil. Cette antenne a été simulée par le logiciel CST Microwave Studio. Où une étude paramétrique a été effectuée sur quelques paramètres géométriques de cette structure afin d'améliorer leur performance. Cette antenne à une adaptation satisfaisante avec un rayonnement presque quasi omnidirectionnel.

Conclusion générale

Dans un système de communication, les antennes sont des composantes à part entière nécessitant une étude particulière. Tout en cherchant à améliorer les performances d'une antenne, on doit l'adapter aux applications les plus récentes. L'antenne doit également répondre aux contraintes de multiplications de bandes de fréquences et d'intégration dans l'architecture des terminaux. L'intérêt pour les antennes multibandes ne fait que croître, en particulier dans le but de réduire le nombre d'antennes embarquées en associant plusieurs applications sur une même antenne. Cependant, les performances des antennes multibandes actuelles sont traditionnellement limitées par la forme et l'arrangement de leurs éléments rayonnants.

Au cours de cette étude, nous avons traité les caractéristiques radioélectriques de l'antenne et précisément les antennes compactes, où plusieurs techniques de miniaturisation les plus utilisées ont été présentées afin d'obtenir des caractéristiques à la fois multibandes et large bandes, permettant une couverture des nombreux standards de télécommunications mobiles et sans fil actuels et futurs.

Les antennes multibandes étudiées dans ce travail, ce sont les antennes PIFAs et les antennes fractales. L'antenne planaire de F inversée (PIFA) peut être considérée comme une antenne électriquement petite évoluée graduellement à partir de deux antennes ILA et IFA. L'antenne PIFA a l'avantage d'être compacte tout en ayant une large bande passante, facilement intégrable dans des combinés de communications de petites tailles et de faible coût. L'antenne fractale est très spéciale qui permet avec une forme fractale aboutie à un fonctionnement multibandes. Ses parties ont la même forme ou structure que le tout, que ce soit à une échelle différente ou légèrement déformées.

L'application de fentes selon une géométrie fractale en H sur l'élément rayonnant de l'antenne PIFA à l'usage d'une nouvelle structure F-PIFA. La conception de cette structure a été réalisée à l'aide de logiciel CST Microwave Studio. Une étude paramétrique a été effectuée sur les paramètres de la géométrie proposée afin d'améliorer l'adaptation de l'antenne aux fréquences désirées avec un encombrement plus réduit. La simulation de cette structure donne une antenne multibandes opérant dans des bandes de fréquences distinctes.

A partir de ce travail plusieurs perspectives peuvent être envisagées. Tout d'abord, il est très important d'étudier d'autres structures d'antennes F-PIFAs qui donnent des résultats prometteurs pour des diverses applications en optimisant ces structures. Pour valider les résultats de l'antenne simulée, il est très important de réaliser ce type d'antenne et d'effectuer de mesure sur cette configuration afin de donner des résultats prometteurs pour une application industrielle.

Références

Chapitre I :

- [I.1] Alexandre BOYER, «Antennes "Support de cours"», Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, Octobre 2011.
- [I.2] Mohamed MANSOURI, El Haithem EZZEROUG, «Conception et simulation d'une antenne patch ultra large bande [1-8GHz], Mémoire de master en Aéronautique, 2019.
- [I.3] Emmanuel DREINA, «Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multicapteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G», Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, 2010.
- [I.4] Khawla BENISLAMANE, Hanane BETTAYEB, «Modélisation d'une antenne multifréquences par ligne de transmission», Université Kasdi Merbah Ouargla, 2018.
- [I.5] Ahmed BENOMAR, «Etude des antennes à résonateurs diélectriques. Applications aux réseaux de Télécommunications», Thèse de doctorat en Télécommunications, 2015.
- [I.6] Sarah SUFYAR, Contribution à l'étude d'antennes miniatures reconfigurables en fréquence par association d'éléments actifs, thèse de doctorat, Université de Grenoble, Laboratoire SAP du CEA/LETI, 14 Décembre 2011.
- [I.7] Anna NIANG, Antennes miniatures et structures électromagnétiques avec circuits non-Foster, thèse de doctorat, Université Paris Saclay, « 09 Janvier 2017
- [I.8] Kin-Lu Wong and Kai-Ping Yang. Modified planar inverted f antenna. *Electronics Letters*, 34(1) :7–8, Jan 1998.
- [I.9] Byungje Lee and Frances J Harackiewicz. Miniature microstrip antenna with a partially filled high-permittivity substrate. *Articles*, page 3, 2002.
- [I.10] Viktor G Veselago. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ . *Soviet Physics Uspekhi*, 10(4) :509, 1968.
- [I.11] David R Smith, Willie J Padilla, DC Vier, Syrus C Nemat-Nasser, and SeldonSchultz. Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Physical review letters*, 84(18) :4184, 2000.
- [I.12] Richard A Shelby, David R Smith, and Seldon Schultz. Experimental verification of a negative index of refraction. *science*, 292(5514) :77–79, 2001.
- [I.13] Richard W Ziolkowski. Metamaterial-based antennas : Research and developments. *IEICE transactions on electronics*, 89(9) :1267–1275, 2006.
- [I.14] A. Erentok, P. L. Luljak, and R. W. Ziolkowski. Characterization of a volumetric metamaterial realization of an artificial magnetic conductor for antenna applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(1) :160–172, January 2005.

- [I.15] Boukhelkhal. M.R “ Turbocodage dans les réseaux CDMA”.Mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en télécommunications. juin 2008
- [I.16] Aliou Diallo, “Systèmes multi-antennes pour diversités et MIMO”.Thèse pour obtenir le titre de Docteur en Sciences spécialité Electronique. Novembre 2007
- [I.17] Chapitre 1 Présentation générale des réseaux sans fil – Zenodo, <https://zenodo.org>
- [I.18] George Lawton, “4G: Engineering versus Marketing”, <http://ComputingNow.computer.org>, MARCH 2011.
- [I.19] Stefan Parkvall, Eva Englund, Anders Furuskär, Erik Dahlman, Tomas Jönsson, Anthony Paravati, “LTE Evolution towards IMT-Advanced and Commercial Network Performance”, Sweden, 978-1-4244-7006-8, PP_151-155, 2010.
- [I.20] Amitava Ghosh, Rapeepat Ratasuk, Bishwarus Mondal, Nitin Mangalvedhe, and Tim Thomas, Motorola Inc, “LTE-ADVANCED: NEXT-GENERATION WIRELESS BROADBAND TECHNOLOGY”, Wireless Communications, PP_10-22, June 2010.
- [I.21] 5g tout 5G : tout comprendre au réseau mobile du futur en 10 questions.
<https://www.numerama.com/tech/147723-5g-tout-savoir-sur-le-reseau-mobile-du-futur.html>.
- [I.22] S. E. Hajri «L'amélioration des performances des systèmes sans fil 5G par groupements adaptatifs des utilisateurs» thèse doctorat, Paris : Université Paris-Saclay, 2018.
- [I.23] BeddiaF Safia, Yahia Selma «Technologie Radio sur Fibre pour les applications sans fil (5G)» Université 8Mai 1945 – Guelma Juillet 2019.

Chapitre II :

- [II.1] C. A. Balanis, Antenna Theory : Analysis and Design, 2ed ed., John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.
- [II.2] J.D. Kraus, *Microstrip antenna*, Artech House, Dedham, Massachusetts, USA, 1980, pp. 2-84.
- [II.3] Laure HUITEMA, ‘Conception d’antennes miniatures à base de matériaux innovants pour systèmes de communications mobiles’ Thèse de Doctorat, 28 Septembre 2011.
- [II.4] K. Fujimoto, A. Henderson, K. Hirasawa, J.R. James, *Small antennas*, England :Research studies press, 1987, distributed by Wiley & Sons, pp.116-127.
- [II.5] M. Gustafsson, C. Sohl, and G. Kirstensson, “Physical limitations on antennas of arbitrary shape”, Proceedings of the Royal Society A : Mathematical, Physical and Engineering Sciences, vol. 463, issue 2086, 2007, pp. 2589-2607.
- [II.6] Aliou DIALLO, ‘Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO’, Thèse Doctorat, 28 Novembre 2007.

- [II.7] K. Hirasawa and M. Haneishi, Analysis, design, and measurement of small and lowprofile antennas: Artech House, 1992.
- [II.8] IULIAN ROSU, YO3DAC/VA3IUL, *PIFA-Planar Inverted F Antenna*, <http://www.qsl.net/va3iul>.
- [II.9] Benoit. Mandelbrot, “*The fractal geometry of nature*”, New York, W.H. Freeman and Company, 1975.
- [II.10] K.J. Vinoy, “Fractal shaped antenna elements for wide- and multi- band wireless applications”. A thesis in Engineering science and mechanics, submitted in partial fulfilment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy the Pennsylvania state University the graduate school College of engineering, August 2002
- [II.11] W. Sierpinski, “Sur une courbe cantorienne dont tout point est un point de ramification”, C.R. Académie des Sciences de Paris 160, 1915, p. 302.
- [II.12] Josiane Lajoie, “ *La géométrie fractale* ”, mémoire présenté à l’université du Québec, Juin 2006.
- [II.13] H. Koch, “Sur une courbe continue sans tangente, obtenue par une construction géométrique élémentaire”, pp 681-704,1904.
- [II.14] John Gianvittorio, “Fractal antennas Design, characterisation, and applications”, A thesis submitted in partial satisfaction of the requirements for the degree master of science in electrical engineering, university of California, Los Angeles, 2000.

Chapitre III :

- [III.1] Fatima Nur Mohd“Design of Planar Inverted F Antenna for LTE Mobile Phone Application.Antenna Research Group (ARG) ”, Microwave Technology Center (MTC), Faculty of Electrical Engineering (FKE), Universiti Teknologi MARA (UiTM), Shah Alam, Selangor, 40450, Malaysia.