

Faculté des Sciences et Techniques
Settat

THÈSE DE DOCTORAT

Pour l'obtention de grade de Docteur en Physique et Sciences de l'Ingénieur
Spécialité : **Electronique et Télécommunications**

Sous le thème

**Étude, Conception et Réalisation des
Antenne Patches et Pifa Multi-Bandes**

Présentée par :

Mr. Samir ELKILANI

Soutenu le : 03/06/2021

A la Faculté des Sciences et Techniques de Settat devant le jury composé de :

Pr. Abdelali TAJMOUATI	PES	FST, Settat	Président
Pr. Ahmed ELOULKADI	PES	ENSA, Tanger	Rapporteur
Pr. Larbi SETTI	PES	FP, Larache	Rapporteur
Pr. Hicham ROUIJAA	PES	FST, Settat	Rapporteur
Pr. Elhassane ABDELMOUNIM	PES	FST, Settat	Examineur
Pr. Jamal ZBITOU	PES	ENSA, Tanger	Co-Directeur de thèse
Pr. Larbi EL ABDELLAOUI	PES	FST, Settat	Directeur de thèse

Année Universitaire : 2020/2021

Remerciements

Le travail de cette thèse a été élaboré au sein du laboratoire Mécanique, Informatique, Electronique et Télécommunication (M.I.E.T.) de la faculté des Sciences et Techniques de Settat dirigé par Monsieur le professeur Errkik Ahmed que je tiens à le remercier pour m'avoir accueilli dans ce Laboratoire.

Mes remerciements et ma reconnaissance sont adressés à mon directeur de thèse Monsieur le professeur El Abdellaoui Larbi pour m'avoir proposé et encadré ce sujet de recherche, pour la confiance qu'il m'a témoignée et pour avoir apporté toute sa connaissance, son expérience, et avoir largement contribué à travers ces remarques pertinentes tout au long de cette thèse.

J'adresse l'expression de ma gratitude à Monsieur le professeur Zbitou Jamal, professeur de l'ENSA de Tanger, Co-directeur de ma thèse, pour avoir assuré l'encadrement de ce travail. Sa disponibilité, ses encouragements, ses précieux conseils et son soutien durant toute la durée de cette thèse ont été déterminants dans l'aboutissement de ce travail.

J'exprime aussi mes sincères remerciements à Monsieur Tajmouati Abdelali, professeur à la facultés Sciences et Techniques de Settat qui m'a fait l'honneur et le plaisir de présider le Jury de ma soutenance.

Messieurs les professeurs Eloulkadi Ahmed, Setti Larbi ainsi que Hicham Rouijaa m'ont fait l'honneur d'accepter de juger ce travail et d'en être des rapporteurs. Qu'ils trouvent ici, l'expression de ma profonde gratitude pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail.

Je remercie également Monsieur le professeur Abdelmounim Elhassane qui a accepté d'examiner ce travail et a bien voulu faire partie du Jury.

Je voudrais aussi remercier Monsieur Latrach Mohamed, professeur à l'Ecole Supérieure D'Electronique de l'Ouest(ESEO) pour sa contribution dans la réalisation et la mesure des différentes antennes.

Un grand merci pour toutes les personnes qui m'ont aidé, soutenu et encouragé pendant ces années de thèse : je pense bien sûr à ma famille et à mes amis.

Enfin, je remercie toute personne ayant contribué d'une manière ou d'une autre à l'établissement de ce travail de thèse.

Résumé

De nos jours le domaine de télécommunication subit un développement rapide, et plus précisément dans la technologie de la téléphonie mobile, réseaux sans fil, télévision par satellite ou applications radar (dans le domaine civiles ou militaires) ...etc. Cette évolution considérable a généré d'énormes besoins et conduit à des développements technologiques au niveau des systèmes de communication sans fil et plus particulièrement la conception de nouvelles antennes adaptées aux différents standards. Cette conception doit faire face à des exigences différentes et performances à savoir augmenter le gain, élargir la bande passante ... et aux différentes exigences à savoir le coût, la taille...etc. Notre but est donc de concevoir des antennes simples, à faible poids, avec une bonne adaptation d'impédance et un gain assez élevé avec un fonctionnement dans plusieurs bandes de fréquence. Pour cette raison nous nous sommes orientés vers des antennes Patches et PIFA fonctionnant dans les bandes GSM/PCS/DCS/GPS/WIFI/LTE/Bluetooth. Le choix de ces bandes a été fait après une étude du besoin du marché actuel. Les antennes PIFA et Patches, par leurs géométries simples et diverses, peuvent être alimentées par différentes techniques usuelles. De plus, on peut modifier leurs tailles pour qu'elles soient miniatures et facile à intégrer avec des composants actifs et passifs. Une première partie de ce travail est consacrée à l'étude des antennes planaires, puis une deuxième partie réservée à la conception des antennes PIFA. Les résultats obtenus en utilisant deux simulateurs CST et HFSS ainsi que la comparaison avec la réalisation et le test ont permis de valider plusieurs structures antennaires multi-bandes en technologie planaire et en utilisant la forme PIFA. Les antennes validées peuvent fonctionner dans plusieurs standards comme GSM900-DSC1800, UMTS, WIFI....

Mots-Clés: *Télécommunications, Antennes, Multi-Bande, Antennes Patches, Miniaturisation, PIFA (Planar Inverted-F Antenna), GSM/PCS/DCS/GPS/WIFI/LTE/Bluetooth, CST Microwave Studio (CST-MWS), HFSS (High Frequency Electromagnetic Field Simulation).*

Abstract

Nowadays the field of telecommunications is undergoing rapid development, and more precisely in the technology of mobile telephony, wireless networks, satellite television or radar applications (in the civil or military field) ...etc. This considerable development has generated huge needs and led to technological developments in wireless communication systems and more particularly the design of new antennas adapted to different standards. This design has to face different requirements and performances, namely increasing the gain, widening the bandwidth... and the different requirements, namely the cost, the size... etc. Our goal is therefore to design simple, low-weight antennas with good impedance matching and fairly high gain with operation in several frequency bands. For this reason, we turned to Patch and PIFA antennas operating in the GSM/PCS /DCS/GPS/WIFI/LTE/Bluetooth bands. The choice of these bands was made after a study of the current market needs. The PIFA and PATCH antennas, by their simple and diverse geometries, can be fed by various usual techniques. In addition, their sizes can be changed to be miniature and easy to integrate with active and passive components. A first part of this work is devoted to the study of planar antennas, and then a second part dedicated to the design of PIFA antennas. The results obtained using two CST and HFSS simulators as well as the comparison with the realization and the test made it possible to validate several multi-bands antennas structures in planar technology and using the PIFA form. The validated antennas can operate in several standards like GSM900-DSC1800, UMTS, and WIFI....

Keywords: *Telecommunications, Antennas, Multi-Band, Patchs Antennas, Miniaturization, PIFA (Planar Inverted-F Antenna), GSM/PCS/DCS/GPS/WIFI/LTE/Bluetooth, CST Microwave Studio (CST-MWS), HFSS (High Frequency Electromagnetic Field Simulation).*

Table des matières

Remerciements.....	2
Résumé.....	4
Abstract.....	5
Liste des Figures	10
Liste des Tableaux	13
Liste des Abréviations et Sigles	14
Introduction Générale	16

Chapitre. I

Généralité sur les Antennes

1. Introduction.....	20
2. Généralités sur les systèmes de télécommunications.....	20
2.1 Topologie point à point.....	21
2.2 Topologie point à multipoint	22
2.3 Communication filaire ou sans fil.....	22
2.3.1 Liaison filaire	22
2.3.2 Liaison sans fil	23
3. Spectre microonde	24
4. Principe du Rayonnement électromagnétique.....	24
4.1 Le champ électromagnétique	25
4.2 Equations de Maxwell	26
4.3 Fonction Potentielles	26
4.4 Expressions des champs électromagnétiques	29
5. Caractéristiques des antennes.....	30
5.1 Caractéristiques de rayonnement.....	31
5.1.1 Diagramme de rayonnement	31
5.1.2 Puissance rayonnée	32
5.1.3 Directivité.....	32
5.1.4 Gain	33
5.1.5 Résistance de Rayonnement.....	33
5.1.6 Polarisation.....	33
5.1.7 Bande passante et facteur de qualité.....	35
5.2 Caractéristiques électriques	36
5.2.1 Impédance d'entrée	36
5.2.2 Coefficient de réflexion et ROS	37
5.2.3 Bande d'utilisation	37
5.2.4 Rendement.....	38

5.3 Différents types d'antennes	38
5.3.1 Antennes élémentaires.....	39
5.3.2 Antenne dipolaire et filaire.....	40
5.3.3 Antenne cornet	41
5.3.4 Antenne à fente.....	42
5.3.5 Antenne imprimée ou patch	43
5.4 Rayonnement d'un dipôle cylindrique.....	43
5.4.1 Champ dans la zone de rayonnement	44
5.4.2 Puissance rayonnée	45
6. Conclusion	45
Référence	46

Chapitre. II

État de l'Art sur les Antennes Multi-Bandes

1. Introduction.....	51
2. Positionnement des antennes multi-bandes par rapport aux large-bandes	51
3. Techniques utilisées pour obtenir des antennes multi-bandes	53
3.1 Combinaison de plusieurs éléments rayonnants	53
3.2 Antennes de type PIFA.....	54
3.3 Antenne de type Fractal.....	55
3.3.1 Antenne triangle de SIERPINSKI.....	56
3.3.2 Antenne fractale triangulaire	57
3.3.3 Antenne tapis de SIERPINSKI	58
3.3.4 Antenne fractale circulaire	58
3.3.5 Antenne LOTUS-POD	59
3.3.6 Antenne fractale hexagonale	59
3.3.7 Antenne fractal « Self-affine »	59
3.3.8 Antenne "SQUARE CURVE"	60
3.3.9 Antenne arbre fractal.....	61
3.4 Antennes à trappes.....	62
4. Conclusion	64
Références.....	65

Chapitre. III

Conception et Réalisation des Antennes Imprimées Multi-bandes

1. Introduction.....	70
2. Propriété de l'antenne imprimée.....	71
2.1 L'élément rayonnant.....	71
2.2 Substrat.....	72
2.3 Plan de masse.....	72
2.4 Domaine d'utilisation des antennes imprimées	73
2.5 Techniques d'alimentation.....	73

2.5.1 Alimentation par ligne micro-ruban	74
2.5.2 Alimentation par sonde coaxial	74
2.5.3 Alimentation par couplage à ouverture	75
2.5.4 Alimentation par couplage électromagnétique	76
2.6 Rayonnement du structure micro-ruban	76
2.7 Méthodes d'analyse ou d'étude d'une antenne patch	78
2.7.1 Modèle de ligne de transmission	78
2.7.2 Effet du bord (FRINGING EFFECT)	79
2.7.3 La longueur effective	79
2.7.4 La largeur du patch.....	80
2.8 Circuit équivalent	80
2.9 Résistance d'entrée	80
2.10 La directivité et l'angle d'ouverture	81
2.11 Étapes de conception	81
2.12 Modèle de cavité rayonnante	81
2.12.1 Mécanisme de pertes	82
2.13 Méthodes d'analyse numériques.....	83
3. Les nouvelles structures antennaires planaires multi-bandes conçues et validées	83
3.1 Conception et réalisation d'une nouvelle antenne Multi-Bande pour les applications GSM, PCS, Wi-Fi et Bluetooth.....	84
3.1.1 Conception de l'antenne proposée	84
3.1.2 Résultats et discussion.....	86
3.1.3 Fabrication et mesure	88
3.2 Conception d'une nouvelle structure d'antenne planaire Multi-Bande pour les applications PCS, DCS, LTE et Wi-Fi.....	90
3.2.1 Conception de l'antenne proposée	92
3.2.1 Résultats et discussion.....	94
3.3 Conception d'une structure antennaire planaire Multi-Bande rayonnant dans les bandes suivant GPS, LTE2500, WIMAX et Wifi.....	95
3.3.1 Résultats et discussion.....	97
3.4 Conception d'une quatrième structure d'antenne planaire Multi-Bande rayonnant dans les bandes suivant GPS, LTE2500, WIMAX, Wifi 802.11Y et Wifi 802.11	98
4. Application des antennes orientée COVID'19.....	101
4.1 Présentation du Robot.....	102
4.2 Les fonctions principales du Robot	102
4.3 Conception mécanique de la première version du robot.....	103
4.4 Conception électrique du robot.....	104
5. Conclusion	106

Références.....	107
Chapitre. IV	
Conception et Réalisation des Antennes PIFAs	
1. Introduction.....	111
2. Généralités des antennes PIFA	111
2.1 Fréquence de résonance.....	112
2.2 Chargement capacitif dans les antennes PIFA.....	112
2.3 PIFAs dans le monde réel.....	113
2.4 Avantages et inconvénients d'une antenne PIFA	114
2.5 Techniques d'amélioration de la bande passante.....	114
3. Conception et réalisation des nouvelles structures d'antennes PIFAs	115
3.1 Conception d'une nouvelle structure d'antenne F-inversé pour les bandes GSM900/PCS/LTE2300	115
3.1.1 Conception de l'antenne proposée	116
3.1.2 Résultats et discussion.....	117
3.2 Conception d'une antenne PIFA Multi-Bandes pour les applications GSM 850, GSM900, PCS, UMTS et WIMAX.....	119
3.2.1 Conception de l'antenne proposée	119
3.2.2 Résultats et discussion.....	120
3.3 Conception et réalisation d'une nouvelle structure d'antenne PIFA pour les applications GPS, Bluetooth/Wi-Fi.....	122
3.3.1 Conception de l'antenne proposée	122
3.3.2 Résultat et discussion	123
3.3.3 Réalisation et mesure de la structure proposée.....	125
4. Conclusion	127
Références.....	128
Conclusion générale et perspectives	130
Liste des Publications et des Communications Internationales	132
Annexe-1- : CST-Microwave Studio et ANSYS-HFSS	133
Annexe-2- : Etape de réalisation du robot	135

Liste des Figures

Chapitre. I

Figure I- 1: Les différentes topologies de liaison point à point -----	21
Figure I- 2: Les topologies de liaison point à multipoint-----	22
Figure I- 3: Exemple des lignes de champs générées par une antenne demi-onde -----	25
Figure I- 4: Les différentes zones de radiation d'une antenne-----	25
Figure I- 5: Polarisation du champ électromagnétique -----	34
Figure I- 6: Bande passante et coefficient de réflexion-----	36
Figure I- 7: Circuit équivalent d'une antenne -----	37
Figure I- 8: Champ rayonné par un dipôle élémentaire-----	39
Figure I- 9: Champ rayonné par une boucle de courant -----	40
Figure I- 10: Répartition du courant le long d'un dipôle et champ rayonné -----	41
Figure I- 11: Différents types de cornets -----	42
Figure I- 12: Fentes sur le grand côté d'un guide rectangulaire-----	43
Figure I- 13: Dipôle demi-onde -----	44
Figure I- 14: Repère de travail -----	44

Chapitre. II

Figure II- 1: Antenne PIFA élémentaire -----	54
Figure II- 2: Exemple d'une antenne de SIERPINSKI de type monopole -----	56
Figure II- 3: Deux antennes équivalentes du point de vue rayonnement [34] -----	57
Figure II- 4: Variantes de l'antenne de SIERPINSKI -----	57
Figure II- 5: Exemple d'une antenne fractale triangulaire à l'itération 3 -----	58
Figure II- 6: Exemple d'un tapis de SIERPINSKI (version plaquée) à l'itération 3 -----	58
Figure II- 7: Exemple d'une antenne fractale circulaire à l'itération 4-----	58
Figure II- 8: Exemple d'une antenne Lotus-Pod à l'itération 4 -----	59
Figure II- 9: Exemple d'une antenne fractale hexagonale à l'itération 2 (Version plaquée) -----	59
Figure II- 10: Exemple d'une antenne fractale self-affine à l'itération 3 (Version plaquée) -----	60
Figure II- 11: Exemple d'une antenne « SQUARE CURVE » à l'itération 2-----	61
Figure II- 12: Exemple d'une antenne arbre fractal à l'itération 3-----	61
Figure II- 13: Antenne bi-bande à trappes -----	62

Chapitre. III

Figure III- 1: Antennes imprimées-----	70
Figure III- 2: Antenne imprimée à plusieurs formes -----	71
Figure III- 3: Constitution d'une antenne imprimée -----	71
Figure III- 4: Différentes formes des éléments rayonnants -----	72
Figure III- 5: Alimentation par ligne microbande -----	74
Figure III- 6: Alimentation par sonde coaxiale -----	75
Figure III- 7: Alimentation par couplage à ouverture-----	75
Figure III- 8: Alimentation par proximité -----	76
Figure III- 9: Effet de bord-----	77
Figure III- 10: La géométrie d'une antenne patch rectangulaire -----	78
Figure III- 11: (a) Modèle de ligne de transmission et (b) lignes de champ -----	78
Figure III- 12: Extension de la longueur physique L -----	79
Figure III- 13: Circuit équivalent du patch -----	80
Figure III- 14: Distribution des charges dans la cavité -----	82
Figure III- 15: Évolution de la conception de l'antenne proposée -----	85

Figure III- 16: Geometry of the proposed Antenna -----	86
Figure III- 17: Comparaison entre le coefficient de réflexion obtenue par HFSS et CST-MW -----	87
Figure III- 18: Les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne proposée à différentes fréquences de résonance -----	87
Figure III- 19: Courant de surface simulée de l'antenne proposée à différentes fréquences de résonance	88
Figure III- 20: Photographie de l'antenne fabriquée -----	89
Figure III- 21: Comparaison entre la simulation et la mesure du coefficient de réflexion -----	89
Figure III- 22: : La carte ARDUINO associée à l'antenne proposée -----	90
Figure III- 23: : Les étapes de conception de l'antenne proposée -----	92
Figure III- 24: Les étapes de conception de l'antenne proposée -----	92
Figure III- 25: Géométrie de l'antenne proposée -----	93
Figure III- 26: Pertes de retour obtenues par CST-MW -----	94
Figure III- 27: Les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne proposée à différentes fréquences de résonance -----	94
Figure III- 28: Courant de surface simulé de l'antenne proposée à différentes fréquences de résonance--	95
Figure III- 29: Les étapes de conception de la nouvelle antenne -----	96
Figure III- 30: Les différent S11 au cours des phases de conception de l'antenne III -----	96
Figure III- 31: Géométrie de l'antenne III proposée -----	97
Figure III- 32: Pertes de retour obtenues par CST-MW antenne II -----	97
Figure III- 33: Les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne III à différentes fréquences de résonance -----	98
Figure III- 34: Les étapes de conception de la nouvelle antenne VI -----	99
Figure III- 35: Les différent S11 au cours des phases de conception de l'antenne VI -----	99
Figure III- 36: Géométrie de l'antenne VI proposée -----	100
Figure III- 37: Pertes de retour obtenues par CST-MW antenne VI -----	100
Figure III- 38: Les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne VI à différentes fréquences de résonance -----	101
Figure III- 39: Commande à distance du robot DOC-HELP -----	102
Figure III- 40: Mode autonome du robot DOC-HELP -----	102
Figure III- 41: Dessin 2D pour le robot DOC-HELP -----	104
Figure III- 42: Schéma électrique du robot DOC-HELP -----	105
Figure III- 43: Photo du Robot réalisé et validé -----	106
Chapitre. IV	
Figure IV- 1: Structure d'une antenne PIFA -----	111
Figure IV- 2: Chargement capacitif dans l'antenne F inversée plane (PIFA) -----	112
Figure IV- 3: Types et emplacements des antennes sur le Samsung GALAXY-S -----	113
Figure IV- 4: Géométrie de la PIFA multi bande à fentes proposée : (a) vue de dessus, (b) vue de côté et (c) vue en 3D -----	116
Figure IV- 5: Comparaison entre les coefficients de réflexion obtenues par HFSS et CST-MWS -----	117
Figure IV- 6: Les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne proposée à différentes fréquences de résonance -----	118
Figure IV- 7: Courant de surface simulé de l'antenne proposée à différentes fréquences de résonance --	118
Figure IV- 8: Géométrie de l'antenne PIFA multi bande proposée : (a) vue de dessus, (b) vue de côté (c) vue de gauche -----	119
Figure IV- 9: Coefficient de réflexion pour l'antenne PIFA Multi-bande proposée -----	120
Figure IV- 10: Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne PIFA multi bande proposée à différentes fréquences de résonance -----	121
Figure IV- 11: Courant de surface simulé de l'antenne PIFA multi bande proposée à différentes fréquences de résonance -----	121
Figure IV- 12: Géométrie de la PIFA multi bande proposée. (a) Vue de dessus, (b) Vue de côté (c) Vue de dessous -----	122

Figure IV- 13: Evolution de la conception de l'antenne proposée----- 123

Figure IV- 14: Les coefficients de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne proposée pour différents cas ----- 124

Figure IV- 15: Distribution du courant de surface simulé de l'antenne finale proposée : (a) 1,8GHz, (b) 3,8GHz et (b) 3,8GHz ----- 124

Figure IV- 16: Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne proposée à différentes fréquences de résonance ----- 125

Figure IV- 17: Photographie de l'antenne PIFA fabriquée----- 125

Figure IV- 18: Motif de rayonnement de 1,45, 1,535, 1,657, 2,363, 2,485GHz dans le plan H ----- 126

Figure IV- 19: Motif de rayonnement de 1,45, 1,535, 1,657, 2,363, 2,485GHz dans le plan E----- 126

Liste des Tableaux

Chapitre. I

Tableau I- 1: Spectre micro-onde -----	24
Tableau I- 2: Les fonctions de Green dans l'espace libre -----	30
Tableau I- 3: les caractéristiques de différents types de polarisations -----	35

Chapitre. II

Tableau II- 1: Points forts et faibles des antennes multi-bandes et large-bande -----	52
Tableau II- 2: Points forts et faibles de la combinaison de plusieurs éléments rayonnants -----	53
Tableau II- 3: Points forts et faibles des antennes de type PIFA -----	55
Tableau II- 4: Points forts et faibles des antennes Fractales -----	62
Tableau II- 5: Points forts et faibles des antennes à trappes -----	64

Chapitre. III

Tableau III- 1: Comparaison entre différentes techniques d'excitation -----	76
Tableau III- 2: Paramètres de l'antenne proposée -----	86
Tableau III- 3: Paramètres de l'antenne proposée -----	93
Tableau III- 4: Paramètres de l'antenne proposée -----	97
Tableau III- 5: Paramètres de l'antenne VI proposée -----	100
Tableau III- 6: Nomenclature pièces du robot -----	103

Chapitre. IV

Tableau IV- 1: Paramètres de l'antenne PIFA proposée -----	117
Tableau IV- 2: Paramètres de l'antenne proposée -----	120
Tableau IV- 3: Paramètres de l'antenne proposée -----	123

Liste des Abréviations et Sigles

<i>P</i>	Densité de charge
<i>J</i>	Densité de courant
<i>B</i>	Champ magnétique
<i>ID</i>	Courant de déplacement
<i>Q</i>	La charge électrique
<i>IC</i>	Courant de conduction
μ_0	Perméabilité
ϕ	Flux
<i>V</i>	Vitesse
<i>E</i>	Force électromotrice
<i>L</i>	Longueur de fil
<i>K</i>	Nombre d'ondes
Ω	Fréquence angulaire
<i>A</i>	Longueur d'onde
<i>C</i>	La vitesse de lumière
<i>HPBW</i>	Longueur de faisceau de demi-puissance
<i>FNBW</i>	Première largeur de faisceau nul
<i>P</i>	Densité de puissance
ΩA	L'angle solide du faisceau
<i>Z</i>	L'impédance d'entrée
<i>S</i>	La surface de la partie conductrice
<i>L</i>	Longueur du dipôle
Σ	Conductivité du conducteur
<i>Q</i>	Facteur de qualité optimal
ω_0	Pulsation de résonance
<i>\Gamma</i>	Coefficient de réflexion
ϵ	Permittivité
<i>1G</i>	1ère Génération
<i>2G</i>	2ème Génération
<i>3G</i>	3ème Génération
<i>3GPP</i>	The 3rd Generation Partnership Project
<i>4G</i>	4ème Génération
<i>ADS</i>	Advanced Design System
<i>AMC</i>	Adaptive Modulation and Coding
<i>AMPS</i>	Advanced Mobile Phone Service
<i>BLR</i>	Boucle Locale Radio
<i>BSC</i>	Base Station Controller
<i>BTS</i>	Base Transceiver Station
<i>CDMA</i>	Code Division Multiple Access

<i>CST-MW</i>	CST Microwave Studio
<i>DCS</i>	Digital Cellular System
<i>DS-CDMA</i>	Direct Sequence -CDMA
<i>E-UTRAN</i>	Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network
<i>FAI</i>	Fournisseur d'Accès Internet
<i>FDD</i>	Frequency Division Duplexing
<i>FDMA</i>	Frequency Division Multiple Access
<i>FEM</i>	Méthode des Eléments Finis
<i>GPRS</i>	General Packet Radio Service
<i>GPS</i>	Global Positioning System
<i>GSM</i>	Global System for Mobile Communications
<i>HFSS</i>	High Frequency Structure Simulator
<i>HiperLAN2</i>	High Performance Radio LAN 2.0
<i>HSDPA</i>	High Speed Downlink Packet Access
<i>HSPA</i>	High Speed Packet Access
<i>HSPA</i>	High Speed Packet Access
<i>HSPA+</i>	High Speed Packet Access+
<i>HS-SCCH</i>	High Speed Shared Control Channel
<i>HSUPA</i>	High Speed Uplink Packet Access
<i>IEEE</i>	Institute of Electrical and Electronics Engineer
<i>LTE</i>	Long Terme Evolution
<i>MCS</i>	Modulation and Coding Scheme
<i>MIMO</i>	Multiple Input Multiple Output
<i>MMS</i>	Multimedia Message Service
<i>MoM</i>	Method Momentum
<i>OFDM</i>	Orthogonal Frequency Division Multiple
<i>OSI</i>	Open System Communication
<i>PCS</i>	Personal Communications Service
<i>PIFA</i>	Planar inverted-F antenna
<i>QPSK</i>	Quadrature Phase Shift Keying
<i>RAB</i>	Radio Access Bearer
<i>RF</i>	Radio Frequency
<i>SC-FDMA</i>	Single Carrier Frequency Division Multiplexing Access
<i>TDD</i>	Time Division Duplexing
<i>TDMA</i>	Time Division multiple access
<i>TD-SCDMA</i>	Time Division Synchrones Code Division Multiple Access
<i>UMTS</i>	Universal Mobile Telecommunications System
<i>VNA</i>	Virtual Network Analyzer
<i>WAP</i>	Wireless Application Protocol
<i>W-CDMA</i>	Wideband Code Division Multiple Access
<i>WiMAX</i>	L'interopérabilité Mondiale pour l'Accès Micro-ondes
<i>WLAN</i>	Wireless Local Area Network

Introduction Générale

La transmission électromagnétique a été réalisée en 1887 par le chercheur Heinrich Rudolph Hertz, qui a réussi après plusieurs tentatives de faire sa première émission d'un signal dans l'air, il a pu développer un émetteur avec deux tiges reliées à une bobine d'induction d'un générateur de très haute tension. Le récepteur était une boucle avec un petit espace entre ses extrémités. Hertz a remarqué qu'il y a des étincelles électriques qui surgissent entre les extrémités de la bobine de réception en harmonie avec les étincelles électriques produits entre les tiges d'émission [1]. Cette remarque a vérifié la théorie de James CLERCK Maxwell (1873), qui montre que les champs électriques et magnétiques se propagent dans l'espace, comme la lumière, sous forme d'onde [2]. Avec cette invention, Hertz a démarré une révolution technologique, qui va changer le monde. Actuellement le domaine de télécommunications joue un rôle très important dans notre vie quotidienne. Généralement, les antennes permettent la transmission d'informations entre différents utilisateurs et leur garantissent de communiquer facilement. Grâce à la technologie de transmission la distance entre les utilisateurs est disparue. Et jour après jour des nouveautés s'apparaissent dans ce domaine, et le monde devient plus en plus petit. Ce domaine qui a été abondamment réservé aux applications militaires est devenu au cœur de nos préoccupations scientifiques. De plus, l'intérêt porté à ce domaine peut être expliqué par la croissance spectaculaire des services mobiles et le nombre grandissant d'abonnés à la téléphonie cellulaire.

Pour les systèmes de télécommunications (émission et réception), les antennes sont des dispositifs composants nécessitant une étude particulière. Les antennes sont des composantes émettrices/réceptrices des rayons électromagnétiques dans l'espace libre. En effet, il existe de nombreux types d'antennes (Filaire, Cornet, Antenne à Résonateur Diélectrique, Imprimée...etc). La tendance actuelle la plus demandée dans tous les types des antennes ce sont les antennes imprimées ou Patches (Microrubans), avec sa forme miniaturisée et adaptée à n'importe quelle forme d'appareil, et le plus important son coût de fabrication le moins cher. Cette demande a fait la naissance de plusieurs types d'antennes imprimées comme l'antenne Pifa et l'antenne Fractale.

Il semble donc évident que la croissance du trafic d'informations en télécommunications nécessite l'amélioration des performances des systèmes matériels utilisés pour la transmission et la réception des données mobiles. Pour cela, de nouvelles contraintes ont été imposées sur les performances

radioélectriques et le coût de fabrication des composants d'un système radiofréquence, ainsi que le progrès qu'a connu le monde des applications mobiles lors des deux dernières décennies a incité les chercheurs à percer les limites des antennes. Par exemple, n'importe quel téléphone portable est actuellement couvrir plusieurs applications comme la transmission des données à haut débit, la vidéo et les applications multimédia opérant dans différentes bandes de fréquence. En outre, le nombre et la taille des antennes nécessaires à incruster dans un téléphone portable pour assurer le fonctionnement de toutes ces applications n'aurait jamais permis d'atteindre les petites tailles des appareils que nous utilisons aujourd'hui si les scientifiques n'ont pas essayé de miniaturiser la taille des antennes et optimiser leurs bandes de fréquences.

Avec ce besoin, la technologie de la Multi-bande a été apparue. En effet, cette technologie est très utilisée dans les antennes Patches et PIFA, et des nombreuses recherches ont été réalisées dans ce sujet. L'intérêt pour les antennes multi-bandes 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 multi-bandes actuelles sont traditionnellement limitées par la forme et l'arrangement de leurs éléments rayonnants. La plupart des antennes multi-bandes publiées dans la littérature présentent des fréquences de fonctionnement corrélées. En conséquence, les rapports entre ces fréquences ne sont pas indépendants et aisément contrôlables. De plus, selon les différentes fréquences de fonctionnement, les diagrammes de rayonnement de ces antennes sont souvent peu semblables et difficilement modifiables.

Au cours de ce rapport on va bien détailler les types d'antennes, tel que les types des antennes imprimés multi-bandes, leurs avantages et inconvénients, et les méthodes utilisées pour réussir à concevoir une antenne Multi-bande avec différent technologie utilisée dans ce domaine. Alors l'objectif du sujet de thèse est de concevoir et de réaliser des nouvelles antennes Patches et PIFA multi-bandes pour les applications mobiles avec meilleures performances.

Le premier chapitre de ce travail sera consacré des généralités sur les antennes, les types de antennes et leur topologie de communication. Nous faisons un rappel sur les théories de l'électromagnétique, En effet, l'étude présentée dans cette section est introduite d'une manière qui va nous aider à assimiler facilement et apprécier les méthodes de synthèse avancées. Ensuite, nous présentons d'une manière globale les caractéristiques électriques et de rayonnement d'une antenne. Dans le deuxième chapitre on passe à la présentation de l'état de l'art sur les antennes multi-bandes. Au début, un positionnement des antennes multi-bandes par rapport aux antennes larges

bandes pour la couverture de deux ou plusieurs bandes de fréquences est présenté. Ensuite, une vision non exhaustive des différentes techniques utilisées pour l'obtention d'antennes multi-bandes est discutée.

Le troisième chapitre est dédié à la conception et la réalisation des nouvelles structures d'antennes patches Multi-Bandes. La première structure couvre les bandes GSM900/PCS/WIFI/Bluetooth a une forme carrée avec des fentes au plan de masse. La deuxième antenne est aussi carré inspirée de la première antenne mais opère dans les bandes DCS/PCS/WIFI/Bluetooth/WIMAX.

Dans le dernier chapitre, nous allons présenter la technologie des antennes PIFA, avec la conception de trois nouvelles structures. En effet, la première structure a été validée en optimisant la partie rayonnée en ajoutant des fentes permettant d'avoir une antenne qui résonne dans les bandes de fréquences GSM900/PCS/LTE2300. Avec des optimisations réalisées sur la première structure au niveau de la partie rayonnante on a pu avoir une deuxième structure qui couvre cinq bandes de fréquence GSM850/GSM900/PCS/UMTS /WIMAX. Enfin la dernière structure antennaire couvre les bandes GPS/Bluetooth/WIFI.

CHAPITRE I

Généralités Sur Les Antennes

1. Introduction

Le développement des technologies de télécommunications a créé de nombreux défis notamment ces dernières années pour la conception des équipements de communications mobiles, en particulier en ce qui concerne les antennes. Ces défis sont d'autant plus d'actualité que la demande sur le marché ne cesse de croître, et avec la concurrence des fabricants la demande des antennes fiable avec un bon gain et meilleur rendement est très demandée.

Ce premier chapitre a pour objectif de présenter les principaux concepts qui vont intervenir tout au long de ce mémoire et de positionner nos travaux de thèse qui doivent apporter des solutions efficaces en termes de taille, simplicité, efficacité et coût. Pour cela, nous nous sommes investis dans cette thèse, pour apporter des réponses et des solutions concrètes et obtenir les performances conformes avec nos objectifs.

D'abord on commence par une généralité sur le domaine de télécommunication, après les topologies utilisées pour la liaison entre les terminaux du réseau, une brève présentation entre le réseau filaire et sans fil afin de voir la différence et les avantages entre les deux types de réseau, et pour mieux comprendre la transmission des ondes électromagnétique on va expliquer le principe de rayonnement électromagnétique et le champ électromagnétique, ensuite, on va décrire les caractéristique des antennes.

2. Généralités sur les systèmes de télécommunications

Le domaine de télécommunications est un domaine très vaste au lequel les appareils utilisent des antennes de formes différentes. Durant les années, avec l'évolution de l'électronique, les fréquences ont eu tendance à revoir à la hausse, d'une coté, du fait de la taille du spectre et, d'autre coté, à cause des requêtes de propagation de vitesse élevée. Au départ des télécommunications, il semblait fabuleux de transmettre de la voix. On se situe par la suite passer à la transmission d'informations. Suite au développement des technologies sans fil qui ont permis de créer le monde de l'internet, il est actuellement envisageable de transmettre la télé sur les appareils mobiles.[1][2] Les modèles d'antennes ont subi une forte évolution dans chaque secteur d'applications. Le cas le plus marquant est celui des antennes d'appareils mobiles qui sont passées, très rapidement, d'antennes avec files rectilignes aux antennes hélicoïdales, ensuite aux antennes à élément rayonnant comme l'antenne patch ou le résonateur diélectrique, ceci en satisfaisant des obligations correspondant à une réduction de la taille et à un désigne imposée par le grand marché public.

Les antennes, encore supplémentaire complexes, sont élaborées selon les applications visées imposant un moule spécifique. Les ressources de simulation sont nécessaires et de plus en plus évoluées. Ils permettent d'apporter des réponses à des caractéristiques très spécifiques qui seront décrites au fur et à mesure dans cette section. Tout d'abord, avant d'étudier les différentes antennes dans les systèmes de télécommunication, nous allons faire un rappel général sur quelques bases des réseaux de télécoms.

Les systèmes de télécommunications sont présentés comme un lot de nœuds, autorisant notamment l'enregistre ou le traitement des données à l'intérieur d'un spectre de fréquences bien établi, liés entre eux à travers des liaisons qui peuvent être branchées en mode point à point, pour une communication directe, ou en point à multipoint pour desservir de nombreux usagers installés dans le périmètre de la transmission [3].

Généralement il existe trois types de liaison entre les terminaux qui se traduit dans la liste suivante :

- Liaison point à point
 - Liaison point à multipoint
 - Liaison filaire ou sans fil

2.1 Topologie point à point

La plus simple liaison à réaliser et à contrôler, est la liaison point à point. Elle ne relie que deux extrémités vouées à circuler sur une porteuse un signal analogique ou un signal numérique, qui dévoile plusieurs spécifications techniques et quelques capacités. La Figure I-1 ci-dessous montre quelques méthodes de la liaison point à point [4][5].

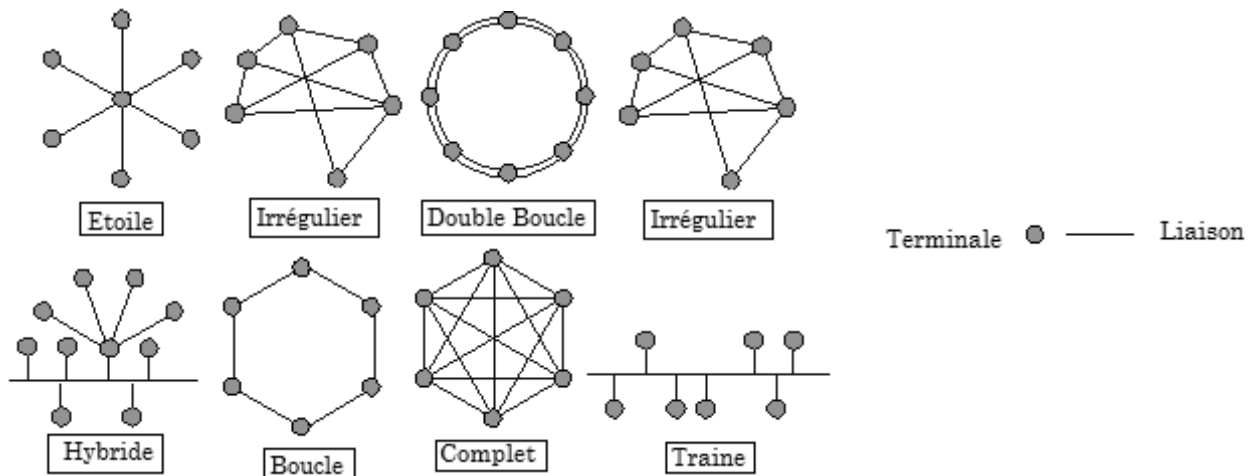


Figure I- 1: Les différentes topologies de liaison point à point

Les antennes large bande et directive sont les antennes les plus populaires pour ce type de liaison afin d'acheminer des ensembles de données.

2.2 Topologie point à multipoint

Un autre type de liaison assez connue est le point à multipoint. Dans ce cas, on a plusieurs terminaux sont connectés à un point central, l'exemple concret d'une application point à multipoint est la fonction de l'appareil « point d'accès » (filaire ou sans fils) qui donne une connexion à multiple récepteurs [6][7]. Les appareils ne communiquent pas les uns avec les autres d'une manière directe, mais à travers le point d'accès principale qui diffuse la formation à travers le réseau.

Les avantages de cette technique se traduisent dans la simplicité de la gestion qui est contrôlable par le point principal (serveur, point d'accès...) et la grande simplicité d'échange des données. Quelques exemples de topologies du technique point à multipoint sont présentés dans la Figure I- 2 suivante :

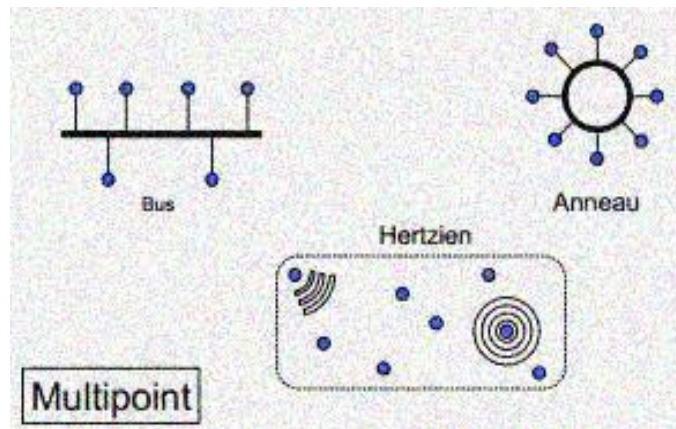


Figure I- 2: Les topologies de liaison point à multipoint

2.3 Communication filaire ou sans fil

À la décennie la communication entre les équipement se fait avec les fils, mais cette communication a été très limité au niveau de la distance, de la qualité et de la vitesse. À l'arrivage des antennes (communication sans fil), on a pu évoluer dans le domaine des communications, la différence entre ces deux types en détail et montré dans les parties ci-après.

2.3.1 Liaison filaire

La communication filaire dans les réseaux de télécommunications se base sur un support de liaison filaire qui se traduit par un câble ou un fil, la connexion entre les multiples nœuds du système est

assurée principalement par un fil de cuivre fabriqué par une technique spécialisée pour supporter les fréquences requises par le service offert. Ainsi qu'il y a la possibilité d'améliorer l'efficacité ou la capacité du transfert en utilisant d'autres outils physiques (comme la fibre optique et câble coaxial) [8][9].

Le *câble coaxial* est basé généralement sur la matière du cuivre, par contre il n'est pas fabriqué de la même manière comme la traditionnelle paire torsadée qui de la même matière. Il peut supporter plusieurs centaines de données simultanées, en générale ce support est utilisé pour la radiodiffusion câblée.

Les *fibres optiques* sont des supports fabriqués en verre et en plastique. Les signaux sont émis par la propagation de lumière dans le câble de la fibre, dont le diamètre est compris entre 0,01mm et 1mm selon la distance de communication et qui est capable d'acheminer plusieurs milliers de données simultanées ou d'autres types d'information.

2.3.2 Liaison sans fil

La dernière technologie vue dans le domaine de communication sans fil a amené l'évolution des réseaux de télécommunications sans fil (radiocommunications) ou encore « wireless » à utiliser des ondes hertziennes (transmise sur l'aire) permettant de véhiculer les données sans les obstacles vécues dans les câbles [10][11].

On entend souvent du mot « mobilité » Dans les réseaux sans fil, c'est à dire le fait qu'un nœud a la possibilité de rester connecté même s'il se déplace dans un périmètre géographique plus ou moins limité. Dans un réseau communication sans fil les données sont transmises soit par :

- Liaison infrarouge
- Onde Radio

La méthode la plus idéale de la transmission est la transmission par onde radio pour la simple raison de sa couverture géographique qui est la plus large ainsi que son débit le plus élevé. Il y a plusieurs technologies de transmission qui existent et qui se diversifient d'un côté par la fréquence d'émission utilisée, et d'autre côté par le débit et la portée.

Pour créer cette liaison point à point ou point multipoint on utilise les antennes directives. Ainsi que dans les antennes qui sont capables de réaliser ce type des missions, on peut citer les antennes à ouverture et les antennes cornets, filaires ou les antennes lentilles, les antennes à réflecteur, les antennes à résonateur diélectrique et les antennes imprimées.

Ces antennes donnent théoriquement une grande simplicité de conception. Il est possible de contrôler la taille des lobes principaux tel que les lobes secondaires.

3. Spectre microonde

Généralement les hyperfréquences ou les micro-ondes présente la bande qui est comprise entre 300MHz et 300GHz. Les longueurs d'ondes de ses bandes se situent entre $1m$ et $1mm$. C'est pour cette raison qu'on parle d'ondes métriques, décamétriques, centimétriques et millimétriques. Par contre on a le domaine de submillimétrique ou quasi-optique qui présente les ondes qui ont les plus petites longueurs d'ondes. Ils sont symétriques à des technologies intermédiaires entre l'optique et les micro-ondes.

Le spectre microonde se partage dans des différentes bandes de fréquence qui sont utilisées dans les différents domaines de transmission, présenté dans le Tableau I-1 [12].

Tableau I- 1: Spectre micro-onde

<i>Bande</i>	<i>Fréquence</i>	<i>Applications</i>
<i>L</i>	5,2GHz	Communications mobiles (marine, aviation, véhicules terrestres...)
<i>S</i>	3,5GHz	76,40×91,00mm ²
<i>C</i>	4,8GHz	54,00×45,00mm ²
<i>X</i>	5,2GHz	Service fixe
<i>Ku</i>	4,94GHz-4,99GHz	Radionavigation
<i>K</i>	3,4GHz et 4,2GHz	100,00×60,00mm ²
<i>Ka</i>	5,8GHz	Exploration de la Terre par satellite
<i>V</i>	5,8GHz	Recherche spatiale
<i>W</i>	5,8GHz	Radioastronomie

4. Principe du Rayonnement électromagnétique

L'analyse des champs dans l'entourage de l'antenne est très complexe. On peut voir l'exemple présenter dans la Figure I-3 qui montre les lignes de champ générés par une antenne demi-onde [13-15].

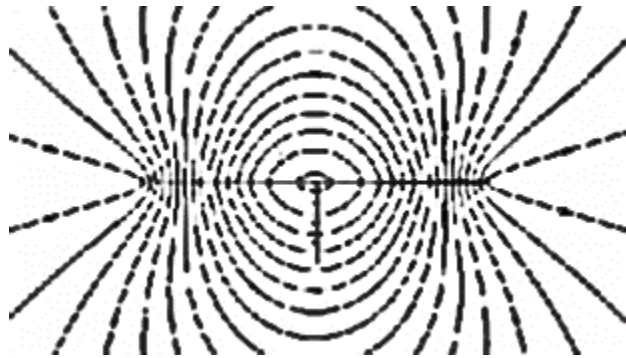


Figure I- 3: Exemple des lignes de champs générées par une antenne demi-onde

A partir de la Figure I-4 les physiciens ont divisé ces lignes à plusieurs zones autour de l'antenne :

▪ **Zone 1 : Zone de Rayleigh**

C'est la zone la plus proche, qui présente l'échange d'énergie réactive entre la surface de l'antenne et la surface extérieure. A une distance très courte pour $x < D_{se}^2/2\lambda$, la densité de puissance est presque constante (tunnel d'énergie).

▪ **Zone 2 : Zone de Fresnel**

La deuxième zone où $D_{se}^2/2\lambda < r < 2D_{se}^2/\lambda$ on a la densité de puissance est fluctuante.

▪ **Zone 3 : Zone de Fraunhofer**

Cette zone est la zone la plus loin (ou de Fraunhofer), à une distance plus grande par rapport à la longueur d'onde, les champs sont rayonnés prenant l'apparence d'une onde presque plane. Dans cette zone, $r > D_{se}^2/\lambda$ la densité de puissance augmente par $1/r$.

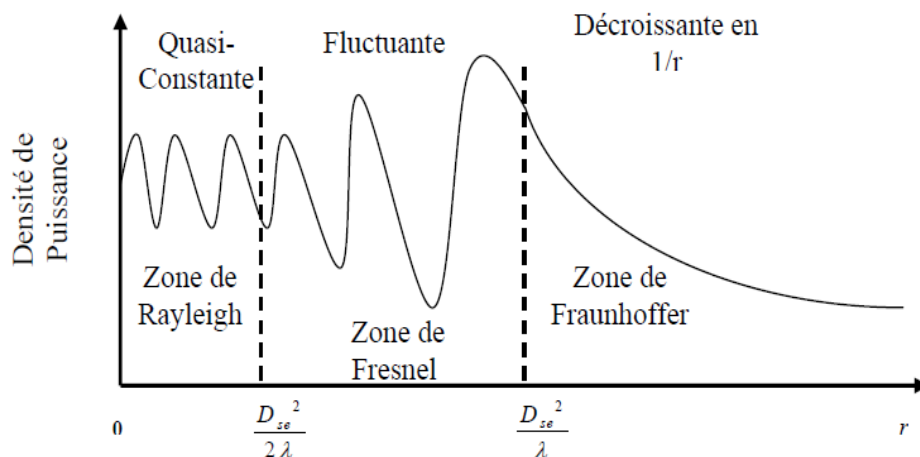


Figure I- 4: Les différentes zones de radiation d'une antenne

4.1 Le champ électromagnétique

Dans un champ précis, une répartition continue de charges de densité ρ et de courant \vec{j} (différentiable), liés par la relation de conservation est constaté et nous avons :

$$\nabla \cdot \vec{j} = -j\omega\sigma \text{ Avec } \omega = 2\pi f : \text{ La pulsation angulaire} \quad (\text{I-1})$$

Généralement on a la création de quatre champs vectoriels complexes suivant :

- Le champ E et une induction D électriques respectivement en V/m et C/m².
- Le champ H et une induction B magnétiques respectivement en A/m et T (Tesla).

On rappelle, brièvement, les différentes catégories des milieux. On peut parler de non-linéarité si la permittivité ϵ est en fonction de H ou de E. Et plus, si ϵ est étroitement liée à H et à E simultanément, on parle de bi-anisotropie. Tandis qu'on présente par milieu à fréquence dispersive si ϵ dépend de la fréquence.

Un milieu est dit hétérogène ou non homogène si ϵ est en fonction de r. Enfin, si ϵ ne dépend pas de la polarisation appliquée de E et de H, le milieu sera isotopique.

4.2 Equations de Maxwell

Les équations de Maxwell montrent le comportement du phénomène électromagnétique dans les milieux libres et guidés, ces équations différentielles contiennent toutes les informations qui vont résoudre les problèmes d'électromagnétisme :

Equation de Maxwell Faraday:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\vec{\beta} \quad (\text{I-2})$$

Equation de Maxwell Ampère :

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\vec{D} + \vec{J} \quad (\text{I-3})$$

Loi de Gauss :

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{I-4})$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{I-5})$$

Avec $\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E}$, $\vec{D} = \mu_0 \vec{H}$ tel que ϵ_0 : Permittivité de l'air, μ_0 : Perméabilité de l'air.

4.3 Fonction Potentielles

La solution des équations de Maxwell est facile par l'introduction des fonctions potentiels \vec{A} et ϕ ; ϕ est une fonction scalaire, tandis que \vec{A} est le potentiel vecteur [16].

On a $\nabla \cdot \vec{B} = 0$, alors \vec{B} peut s'écrire sous la forme :

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A}, \text{ comme } \nabla \cdot (\nabla \times \vec{A}) = 0 \quad (\text{I-6})$$

L'équation de Maxwell Faraday devient alors : $\nabla \times (\vec{E} + j\omega\vec{A}) = 0 \quad (\text{I-7})$

D'où : $\vec{E} + j\omega\vec{A} = -\nabla\phi$

$$\nabla \times \vec{B} = \nabla \times \nabla \times \vec{A} = j\omega\mu_0\vec{E} + \mu_0\vec{J} \quad (\text{I-8})$$

$$\nabla \times \vec{B} = j\omega\mu_0\varepsilon_0 \cdot (-j\omega\vec{A} - \nabla\phi) + \mu_0\vec{J} \quad (\text{I-9})$$

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{A}) = \nabla\nabla \cdot \vec{A} - \nabla^2\vec{A} \quad (\text{I-10})$$

Et on pose $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}$, on déduit (I-10) :

$$-\nabla^2\vec{A} - k_0^2\vec{A} = \mu_0\vec{J} + \nabla(\nabla \cdot \vec{A} - j\omega\mu_0\varepsilon_0\phi) \quad (\text{I-11})$$

Et puisque $\nabla \cdot \vec{E} = \rho/\varepsilon_0$ alors $\nabla \cdot (-\nabla \phi - j\omega\vec{A}) = \rho/\varepsilon_0$ ce qui donne (I-12) :

$$-\nabla^2\phi + j\omega\nabla \cdot \vec{A} = -\rho/\varepsilon_0 \quad (\text{I-12})$$

Pour simplifier les deux équations (I-10) et (I-12), on applique la condition de Lorentz (I-13) :

$$\nabla \cdot \vec{A} = -j\omega\mu_0\varepsilon_0\phi \quad (\text{I-13})$$

D'où on a :

$$\nabla^2\vec{A} + k_0^2\vec{A} = -\mu_0\vec{J} \quad (\text{I-14})$$

$$\nabla^2\phi + k_0^2\phi = \rho/\varepsilon_0 \quad (\text{I-15})$$

L'ensemble d'équations différentielles est nommé « équations d'onde inhomogène de Helmholtz » [17]. Chacune d'équation différentielle peut être mise sous une forme générique :

$$\nabla^2\psi(\vec{r}) + k_0^2\psi(\vec{r}) = -s(\vec{r}) \quad (\text{I-16})$$

Avec $\psi(\vec{r})$ représente soit $\phi(\vec{r})$ ou une composante de $\vec{A}(\vec{r})$, et $s(\vec{r})$ représente soit :

$$\rho_s(\vec{r})/\varepsilon_0 \text{ Ou } \mu_0\vec{J}_s(\vec{r}) \quad (\text{I-17})$$

Une solution particulière de ce type d'équation est la fonction de Green lorsque la source est un point.

$$\nabla^2 G(\vec{r}, \vec{r}') + k_0^2 G(\vec{r}, \vec{r}') = -\delta(\vec{r} - \vec{r}') \quad (\text{I-18})$$

Si on considère le cas pour l'équation de Helmholtz, la fonction de Green due à une source point à \vec{r}' , $G(\vec{r}, \vec{r}')$ peut s'écrire comme suit :

$$G(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{\exp(-jk(\vec{r}, \vec{r}'))}{4\pi(\vec{r}, \vec{r}')} \quad (\text{I-19})$$

En prenant $\delta(\vec{r}, \vec{r}')$, fonction de Dirac ayant pour propriétés :

$$a: \begin{cases} \delta(\vec{r} - \vec{r}') = 0, \text{ si } \vec{r} \neq \vec{r}' \\ \delta(\vec{r} - \vec{r}') = \infty, \text{ si } \vec{r} = \vec{r}' \end{cases} \quad (\text{I-20})$$

$$b: \begin{cases} \int_v \delta(\vec{r} - \vec{r}') dv' = 0, \text{ si } \vec{r} \notin v \\ \int_v \delta(\vec{r} - \vec{r}') dv' = 1, \text{ si } \vec{r} \in v \end{cases} \quad (\text{I-21})$$

$$c: \begin{cases} \int_v f(\vec{r}) \delta(\vec{r}-\vec{r}') dv' = 0, si \vec{r} \notin v \\ \int_v f(\vec{r}) \delta(\vec{r}-\vec{r}') dv' = f(\vec{r}), si \vec{r} \in v \end{cases} \quad (I-22)$$

Dans lesquelles $f(\vec{r})$ est une fonction définie à l'intérieur de v .

En effet, la fonction de Dirac change selon le système de coefficients e_1 , e_2 et e_3 qui prennent différentes valeurs respectivement aux types de coordonnées $(1,1,1)$, $(1, \rho, 1)$ et $(1, r, r) \sin(\theta)$.

Notons $(\vec{u}, \vec{v}, \vec{w}), (\vec{u}', \vec{v}', \vec{w}')$ les vecteurs directeurs respectivement du point de mesure du champ électromagnétique et du point source de rayonnement. Ainsi, le Dirac s'écrit comme suit :

$$\delta(\vec{r}-\vec{r}') = \frac{1}{e_1 \times e_2 \times e_3} \delta(\vec{u}-\vec{u}') \delta(\vec{v}-\vec{v}') \delta(\vec{w}-\vec{w}') \quad (I-23)$$

Une fois $G(\vec{r}, \vec{r}')$ est déterminée, on détermine $\psi(\vec{r}')$ en utilisant le théorème de Green présenté ci-dessous :

$$\int_v (g\tilde{N}^2 g - g\tilde{N}^2 f) dv = \iiint \left(f \frac{\delta g}{\delta n} - g \frac{\delta f}{\delta n} \right) ds \quad (I-24)$$

$$\int_v \left(y(\vec{r}') \tilde{N}^2 G(\vec{r}, \vec{r}') - G(\vec{r}, \vec{r}') y(\vec{r}') \right) dv' = \int_s \left(y(\vec{r}') \frac{d(G(\vec{r}, \vec{r}'))}{dn'} - G(\vec{r}, \vec{r}') \frac{dy(\vec{r}')}{dn'} \right) ds' \quad (I-25)$$

Si la surface s tend vers l'infini, pour \vec{r} sur s :

$$\begin{cases} \psi(\vec{r}) \frac{\partial G(\vec{r}, \vec{r}')}{\partial n'} \square \frac{1}{r'^3} \\ G(\vec{r}, \vec{r}') \frac{\partial \psi(\vec{r}')}{\partial n'} = \frac{1}{r'^3} \end{cases} \quad (I-26)$$

Donc, la condition de rayonnement sera :

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \int_s \left(\psi(\vec{r}) \frac{\delta G(\vec{r}, \vec{r}')}{\delta n'} - G(\vec{r}, \vec{r}') \frac{\delta \psi(\vec{r}')}{\delta n'} \right) ds' = 0 \quad (I-27)$$

Ainsi,

$$\int_v \left(\psi(\vec{r}') \nabla^2 G(\vec{r}, \vec{r}') - G(\vec{r}, \vec{r}') \nabla^2 \psi(\vec{r}') \right) dv' = 0 \quad (I-28)$$

En remplaçant $\nabla^2 G(\vec{r}, \vec{r}')$ et $\nabla^2 \psi(\vec{r}')$ par leurs expressions on obtiendra :

$$\int_v \nabla^2 \psi(\vec{r}') \delta(\vec{r}, \vec{r}') dv' = \int_v s(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') dv' \quad (I-29)$$

D'où

$$\psi(\vec{r}) = \int_v s(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') dv' \quad (I-30)$$

$$\bar{\phi}(\bar{r}) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_v \rho(\bar{r}') \frac{exp(jk(\bar{r}-\bar{r}'))}{(\bar{r}-\bar{r}')} dv' \quad (I-31)$$

$$\bar{A}(\bar{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_v \bar{j}(\bar{r}') \frac{exp(jk(\bar{r}-\bar{r}'))}{(\bar{r}-\bar{r}')} dv' \quad (I-32)$$

4.4 Expressions des champs électromagnétiques

Les champs \vec{E} et \vec{H} peuvent être déterminés à partir de \vec{A} et $\vec{\phi}$ comme suit :

$$\bar{E}(\bar{r}) = \frac{jk_0 z_0 \exp(-jk_0 r)}{4\pi r} \int_v [\bar{a}_r \cdot J(\bar{r}') \bar{a}_r - J(\bar{r}')] \exp(jk_0 \bar{a}_r \bar{r}') dv' \quad (I-33)$$

Avec :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (I-34)$$

$$\bar{H}(\bar{r}) = Y_0 \bar{a}_r \times \bar{E}$$

Avec :

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0}$$

Si la distribution de courant est linéaire sur un contour de C, le champ \vec{E} aura pour expression [18] :

$$\bar{E}(\bar{r}) = \frac{jk_0 z_0 \exp(-jk_0 r)}{4\pi r} \int_c [(\bar{a}_r \cdot \bar{a}) \bar{a}_r - \bar{a}] I(l') \exp(jk_0 \bar{a}_r \bar{r}') dl' \quad (I-35)$$

Afin d'alléger l'écriture des équations on omet les flèches des vecteurs. E(r) s'écrit alors comme suit :

$$E(r) = j\omega\mu \int dr' \cdot g(r, r') \cdot J(r') - \frac{\nabla}{j\omega\epsilon} \int dr' \cdot g(r, r') \cdot \nabla J(r') \quad (I-36)$$

Avec $\nabla j(r) = j\omega\rho(r)$ et en posant $G_e(r', r) = (I_d + \frac{\nabla\nabla}{k^2})g(r'+r)$ ou I_d est l'identité dyadique, L , G_e et G_p sont tous des dyadiques in intégrées dans l'équation du champ électromagnétique.

Et si $G_p(r', r) = V_p(G_e(r', r)) - \frac{\bar{L}\delta(r-r')}{k_0^2}$

V_p est la fonction valeur principale (en dehors des points de singularités lors du développement de l'intégral associée) et \vec{L} [19] dépendra de la forme considérée du point d'excitation de l'antenne.

Différentes formes peuvent exister :

- Sphérique ou cubique : $L = \frac{\bar{I}_d}{3}$ (I-36)

- Cylindrique de petite longueur (disque) : $L = \hat{z}\hat{z}$ (I-37)

- Cylindrique de petit diamètre (aiguille) [20] : $L = \frac{xx + yy}{2}$ (I-38)

- Ellipsoïde à coefficients (L_1, L_2, L_3) dans le repère cartésien des dyadiques ($xx, yy, \hat{z}\hat{z}$) :

$$L = L_1 xx + L_2 yy + L_3 \hat{z}\hat{z} \text{ Avec } L_1 + L_2 + L_3 = 0 \quad (\text{I-39})$$

- Selon [21], L désigne le facteur de dépolarisation, rapporté par [20] et E(r) devient alors :

$$E(r) = j\omega\mu \iiint_{V'} dr' \cdot G_p(r, r') \cdot J(r') + \frac{\bar{L}J(r)}{j\omega\epsilon} \quad (\text{I-40})$$

Notons que la fonction de Green dépend de l'opérateur différentiel de l'équation de début, dans le cas de Maxwell et dépend aussi des dimensions (1D, 2D ou 3D) dans lesquelles nous voulons effectuer notre développement, ce qui pose une solution adéquate à la dimension choisie. La technique des moments s'intéresse plutôt à des distributions surfaciques du courant et par conséquent, nous choisissons le cas 2D pour avancer dans nos calculs. Le Tableau I-2 ci-dessous présente ces différentes éventualités dans l'espace libre :

Tableau I- 2: Les fonctions de Green dans l'espace libre

<i>Opération Différentielle</i>	<i>Equation de Laplace</i>	<i>Equation Helmholtz</i>	<i>Equation Helmholtz modifié</i>
<i>Solution</i>	$\nabla^2 G = \delta(r, r')$	$\nabla^2 G + k^2 G = \delta(r, r')$	$\nabla^2 G - k^2 G = \delta(r, r')$
<i>1D</i>	<i>Pas de solution</i>	$-\frac{j}{2k} \exp(jk x - x')$	$-\frac{1}{2k} \exp(-k x - x')$
<i>2D</i>	$\frac{1}{2\pi} \ln \rho - \rho' $	$\frac{-j}{4} H_0^{(1)}(K \rho - \rho')$	$\frac{-1}{2} K_0(k \rho - \rho')$
<i>3D</i>	$\frac{-1}{4\pi(r - r')}$	$\frac{-\exp(jk(r - r'))}{4\pi(r - r')}$	$\frac{-\exp(-k(r - r'))}{4\pi(r - r')}$

5. Caractéristiques des antennes

Une antenne est un système permettant de modifier l'énergie électrique en énergie électromagnétique en réception. Plusieurs critères sont exploités pour exposer les particularités et les résultats des antennes comme l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, la directivité, l'apport, la performance et les diagrammes de rayonnement.

L'antenne a multiples rôles dont les principaux sont ceux-ci :

- Permettre une adaptation juste entre le système radioélectrique et le milieu de propagation.
- Garantir la propagation ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées.
- Envoyer le plus parfaitement faisable une information.

Par ailleurs, pour présenter les performances des antennes, plusieurs critères sont exploités [20-23]. Ces critères sont classés en deux groupes. Le premier groupe caractérise l'antenne comme un

composant de circuit électrique ayant une impédance d'entrée et un coefficient de réflexion (Z_{in} et S_{11}) et l'autre groupe montre beaucoup d'intérêt pour ses caractéristiques de rayonnement, comme le diagramme de rayonnement, la directivité et l'apport. Enfin, notons que l'idée de puissance (absorbée ou rayonnée) a une utilité essentielle dans l'étude des antennes. La section suivante récapitule les spécificités essentielles des antennes exploitées dans ce manuscrit.

Une antenne est caractérisée par différents facteurs qu'on peut ordonner soit en particularités électriques soit en spécifications techniques de rayonnement.

5.1 Caractéristiques de rayonnement

Selon la théorie des ondes, tout rayonnement électromagnétique possède des propriétés fondamentales et se comporte de façon prévisible. Le rayonnement électromagnétique est composé d'un champ électrique (E) et d'un champ magnétique (M). Le champ électrique varie en grandeur et est orienté de façon perpendiculaire à la direction de propagation du rayonnement. Le champ magnétique est orienté de façon perpendiculaire au champ électrique. Les deux champs se déplacent à la vitesse de la lumière (c), le rayonnement est caractérisé de plusieurs paramètres cités dans les lignes suivant.

5.1.1 Diagramme de rayonnement

Le champ rayonné à grande distance est en fonction de θ (angle de Site : plan vertical) et ϕ (angle d'Azimut : plan horizontal).

Il peut s'écrire en conséquence, à un facteur près, sous la forme :

$$E(\theta, \phi) \approx F(\theta, \phi) \quad (\text{I-41})$$

$F(\theta, \phi)$ est dite fonction caractéristique de rayonnement.

Le diagramme de rayonnement est la représentation de l'intensité de rayonnement $K(\theta, \phi)$ qui sera définie par la suite, en fonction des angles de déviation (θ, ϕ) dans l'espace. C'est une représentation qui nous offre les directions de rayonnement les plus performantes de l'antenne. Ces diagrammes sont caractérisés par un lobe principal et des lobes secondaires. Lorsque l'on souhaite définir une liaison directe entre deux éléments A et B, il est impératif que le centre décisionnel de rayonnement maximal coïncide avec la gouvernance AB. La puissance rayonnée hors de cette direction est sans intérêt. Elle peut même troubler des relations situées dans d'autres directions. Il est alors essentiel d'affiner le lobe de rayonnement essentiel et de diminuer au minimum le niveau des lobes secondaires.

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est essentiellement attaché à sa géométrie mais est également capable de varier avec la fréquence. En dehors des antennes omnidirectionnelles, les antennes ne rayonnent pas la puissance de manière uniforme dans l'espace. Dans cet état, la fonction caractéristique de rayonnement est égale à 1 quel que soit la présidence considérée. Généralement, la puissance est focalisée au sein d'un ou de nombreux « lobes ». Le lobe essentiel correspond à la présidence favorisée de rayonnement. Les lobes secondaires sont habituellement des lobes parasites. Dans ces directions, l'énergie rayonnée est perdue alors on désire les atténuer [24-27].

5.1.2 Puissance rayonnée

La puissance rayonnée est la puissance qui traverse une sphère de rayon infini. Elle est déterminée en intégrant le vecteur de POYNTING sur une surface sphérique.

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

$$\vec{p} = \frac{1}{2} R_e(\vec{E} \times \vec{H}) \quad (\text{I-42})$$

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

$$W = \lim_{r \rightarrow \infty} \iint n(p) ds \quad (\text{I-43})$$

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

L'intensité de rayonnement a pour expression :

$$K(\theta, \phi) = \frac{dw}{d\Omega} ; \text{ Avec } d\Omega, \text{ unité d'angle solide} \quad (\text{I-44})$$

La puissance totale rayonnée est définie par : $W = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} K(\theta, \phi) d\Omega$ (I-45)

5.1.3 Directivité

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

La directivité est le quotient de l'intensité de rayonnement dans une direction $\Delta(\theta, \phi)$ par la valeur moyenne de cette intensité de rayonnement pour toutes les directions de l'espace.

$$D = \frac{K(\theta, \phi)}{\frac{1}{4\pi} \int \int k(\theta, \phi) d\Omega} \quad (\text{I-46})$$

Une antenne isotrope rayonne uniformément la même densité de puissance quel que soit la direction.

5.1.4 Gain

Le gain est une quantité descriptive de la performance d'une antenne. Le gain d'une antenne isotrope est pris comme une référence unité (0dB). Le gain d'une antenne dans une direction donnée est le rapport de l'intensité de rayonnement et de celle d'une antenne isotrope.

$$G = 4\pi \cdot \left(\frac{\text{Intensité de Rayonnement}}{\text{Puissance Total En Entrée}} \right) = 4\pi \left(\frac{U(\theta, \phi)}{P_{IN}} \right) \quad (\text{I-47})$$

Nous définissons aussi le gain relatif qui est défini par le rapport du gain de puissance dans une direction donnée et de celui d'une antenne de référence dans sa direction référencée.

La puissance en entrée est supposée la même pour tous les cas. L'antenne reconnue est sélectionnée dipôle, cornet, ou toute autre antenne reconnue par son gain calculable ou préinscrit par le fabricant. Le gain est alors :

$$G = 4\pi \cdot \left(\frac{U(\theta, \phi)}{\text{Source Isotropique Sans Pertes}} \right) \quad (\text{I-48})$$

La direction de maximum de rayonnement est souvent prise comme la direction pour déduire le gain de puissance. Si η est l'efficacité de rayonnement d'une antenne $P_{IN} = \eta P_{rad}$ ou P_{rad} est la puissance rayonnée totale. Le gain s'écrit ainsi :

$$G = 4\pi \cdot \eta \cdot \left(\frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right) = \eta \cdot D(\theta, \phi) \quad (\text{I-49})$$

Au gain, on associe une aire équivalente de rayonnement S_r dans la direction \vec{u} définie par la relation : $S_r = \frac{\lambda^2}{4\pi} G$.

On en déduit le gain : $S_r = \frac{4\pi S_r}{\lambda^2}$. Ces Règles sont aussi bien valables pour le WI-FI et l'ISM.

5.1.5 Résistance de Rayonnement

Soit P_r puissance active rayonnée par une antenne. S'il est possible de connaître le courant I_Q en un point Q de cette antenne, nous définissons la résistance de rayonnement en ce point par rapport :

$$R_Q = \frac{2P_r}{I_Q^2} \quad (\text{I-50})$$

5.1.6 Polarisation

La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est donnée par la direction du champ électrique \vec{E} .

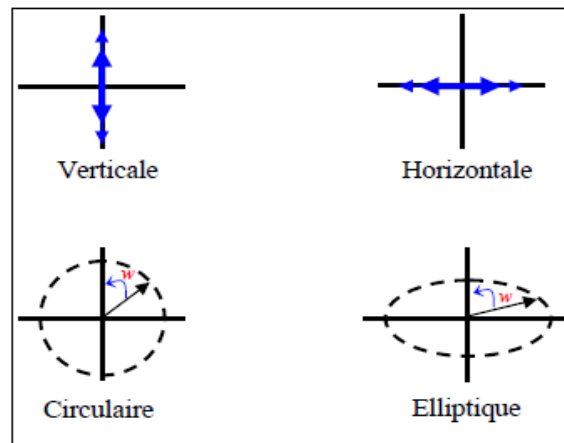


Figure I- 5: Polarisation du champ électromagnétique

Si \vec{E} garde une direction constante dans le temps, on dit que l'on a une polarisation rectiligne (voir la Figure I-5). Si la direction varie avec le temps de telle sorte que si, en un point donné, on schématise les positions successives de \vec{E} , l'extrémité du vecteur représentatif décrit un cercle ou une ellipse. On dit alors que le champ rayonné est à polarisation circulaire ou elliptique.

Une atténuation typique de près de 40dB constatée lorsque nous employons deux polarisations différentes dans les bandes micro-ondes. Donc, si une antenne envoie à la verticale et la deuxième à l'horizontale, une disparité de signal de 40dB peut être constatée sur le signal réceptionné comparativement à celui transmis. Ceci pouvant modifier un excellent signal en un signal non satisfaisant.

Cette situation est essentiellement observable dans les bandes UHF et notamment en micro-ondes (SHF). L'atténuation est plus faible dans les bandes VHF et HF car les longueurs d'ondes sont plus longues et les propagations sont moins affectées par les polarisations.

Ainsi, l'atténuation peut être de l'ordre de 20dB pour les bandes basses. Étant donné l'effet de l'atmosphère sur les signaux, le fait d'utiliser des polarisations différentes en HF ne fera pas une grande différence puisque l'atmosphère affecte les signaux et que l'onde de retour est moins bien définie.

L'onde étant plus longue, l'effet d'atténuation est moins prononcé entre les polarisations. Dans le Tableau I-4, nous présentons les caractéristiques de chacun des types de polarisations précitées :

Tableau I- 3: les caractéristiques de différents types de polarisations

<p><i>Polarisation Horizontale</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> ▪ <i>Peu de bruit électrique</i> ▪ <i>Meilleure sensibilité aux signaux faible</i> ▪ <i>Angle de rayonnement généralement plus élevé par rapport au sol favorisant ainsi de bons contacts locaux</i> ▪ <i>Grands espaces requis pour le déploiement</i>
<p><i>Polarisation Verticale</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> ▪ <i>Bruit électrique plus présent dans les bandes HF</i> ▪ <i>Optimisation de l'espace occupé par l'antenne</i> ▪ <i>Nécessite généralement un bon plan de terre (Grounds, masse)</i> ▪ <i>Plus enclin à causer de l'interférence dans les bandes HF</i> ▪ <i>Angle de rayonnement plus bas</i>
<p><i>Polarisation Circulaire</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> ▪ <i>Génère deux polarisations en phase pour éviter les pertes en traversant l'ionosphère et pour compenser la rotation des satellites.</i> ▪ <i>Rarement utilisée pour des contacts au sol</i>

Peu importe le type polarisation utilisée, il y a des antennes permettant d'excellents gains afin d'augmenter les ondes acquérir et/ou transmis et d'équilibrer donc un peu les dissemblances de polarisation.

D'après le type de polarisation, le gain pourra être progressé en lui complétant d'éléments directeurs et réflecteurs.

5.1.7 Bande passante et facteur de qualité

La largeur de bande, dénommée aussi bande passante, d'une antenne définit le domaine de fréquences au travers duquel le rayonnement de l'antenne dévoile les attributs nécessaires. Il est ici question aussi de la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est optimal [28]. Le débit peut être défini selon le coefficient de réflexion, uniquement si le diagramme de rayonnement ne varie pas sur cette bande.

Pour connaître la largeur de bande d'une antenne assez au rayonnement, on trace le facteur S11 de réflexion selon la fréquence. On consent habituellement que si ce facteur est plus faible que -10dB ou -15dB, la puissance de rayonnement est suffisante. Il suffit alors de repérer sur la courbe les valeurs de la fréquence correspondant à cette valeur comme sur la Figure I-6 [29] (La bande passante relevée pour les antennes en télécommunication est celle d'une antenne avec un ROS ou $TOS \leq 2$) :

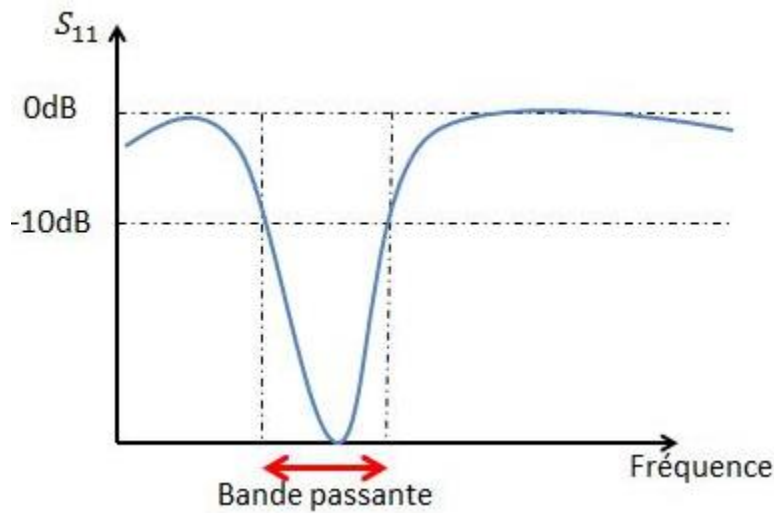


Figure I- 6: Bande passante et coefficient de réflexion

D'un point de vue électrique, une antenne peut être vue comme un circuit résonant RLC. La bande passante BW (bande passante à 3 dB de la valeur du champ) est liée au facteur de qualité Q du circuit RLC à la fréquence de résonance f_{Res} . Le facteur de qualité représente la quantité de résistance présente pendant de la résonance.

Une antenne avec un faible facteur de qualité est considérée comme large bande si la fréquence supérieure (f_2) est au moins égale à environ deux fois la fréquence inférieure (f_1) [30].

5.2 Caractéristiques électriques

Les caractéristiques des antennes sont utiles pour le dimensionnement des systèmes d'émission /réception. Ces derniers sont essentiellement liés à la forme du rayonnement dans l'espace.

Le fonctionnement normal d'une antenne est d'émettre ou de recevoir le rayonnement à grande distance. Un grand nombre de paramètres permettent de classifier les antennes tels que la directivité, le diagramme de rayonnement, la bande passante, la polarisation, etc. Alors la performance d'une antenne peut être évaluée à partir de ses paramètres qui sont présentées ci-dessous.

5.2.1 Impédance d'entrée

On appelle impédance d'entrée de l'antenne l'impédance vue à l'entrée de cet élément. Elle est représentée par : $Z_e(f) = R_e(f) + jX_e(f)$ (Figure I-7). La résistance d'entrée $R_e(f)$ représente une expression de dissipation. Il est attaché, d'un côté à la puissance rayonnée et d'un autre côté, à la puissance perdue par effet Joule.

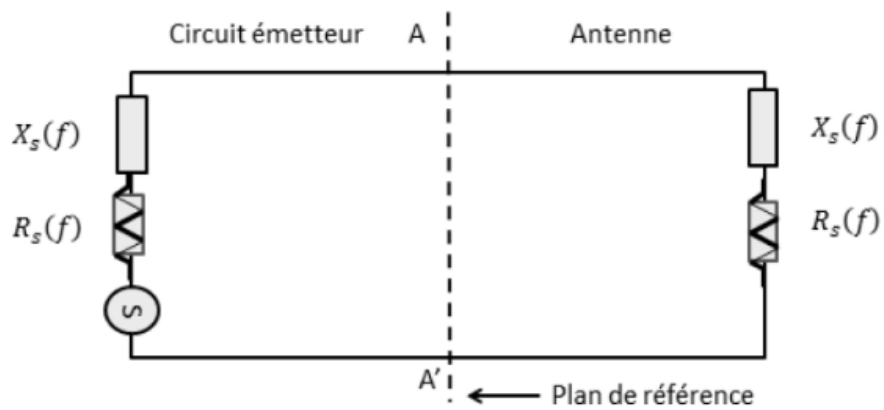


Figure I- 7: Circuit équivalent d'une antenne

Celle-ci est généralement petite comparativement à la puissance rayonnée afin de garantir l'utilisation optimal de l'antenne. La réactance $X_e(f)$ est attachée à la puissance réactive qui est focalisée au voisinage de l'antenne [31-33].

L'impédance de l'antenne est influencée par les objets environnants, notamment par des objets ou des plans métalliques proches ou par certaines antennes. Dans cette éventualité, on parle d'impédances mutuelles entre éléments rayonnants. Nous ne traiterons dans ce paragraphe que de l'impédance propre de l'antenne, c'est-à-dire celle de l'antenne positionnée seule et rayonnant dans l'espace vide infini [34].

5.2.2 Coefficient de réflexion et ROS

Dans le plan de référence introduit précédemment (Figure I-7), la discontinuité présentée par l'antenne peut être caractérisée par le coefficient de réflexion ρ (en tension ou champ). Celui-ci est lié à l'impédance d'entrée de l'antenne par une relation classique [35-37] :

Avec R_0 l'impédance de normalisation (égale à 50Ω en technologie microonde) : Ce paramètre permet de caractériser l'adaptation de l'antenne qui est réalisée idéalement pour ρ nul (absence d'onde réfléchie).

Dans la pratique, l'adaptation est caractérisée par le module du coefficient de réflexion ou, le plus souvent, par le «Rapport d'Onde Stationnaire» (R.O.S.) défini par :

Le terme de TOS (Taux d'Ondes Stationnaires) peut être utilisé à la place de ROS.

5.2.3 Bande d'utilisation

La définition de la bande d'utilisation fait intervenir des notions très diverses. Elle peut être limitée par :

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

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

$$B(\%) = 100 * \frac{F_s - F_l}{F_c} \quad (I-51)$$

Où F_c c'est la fréquence centrale d'utilisation pour laquelle l'antenne est conçue, F_s et F_l sont les fréquences limites supérieures et inférieures (pour un ROS donné).

5.2.4 Rendement

Le rendement est le rapport entre l'énergie rayonnée par une antenne et celle que lui fournit l'alimentation. Elle est exprimée par :

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad (I-52)$$

R_r : La Résistance liée à son rayonnement

R_p : La Résistance liée aux pertes de l'antenne

5.3 Différents types d'antennes

Les antennes sont réparties en plusieurs catégories selon la géométrie, le gain, la forme du faisceau, et la bande passante. Ainsi, on peut les classer comme suit [38-40] :

- ☐ Selon la forme géométrique :
 - Antennes filaires : dipôle, boucle, spirale.
 - Antennes à ouvertures : cornet, fente, antenne à réflecteur
 - Antennes imprimées : patch, dipôle imprimé, spirale.
- ☐ Selon le gain :
 - Gain élevé : cornet.
 - Gain moyen : planaire.
 - Gain bas : dipôle, fente, patch.

- Selon la forme du faisceau :
 - Omnidirectionnelle : dipôle.
 - Faisceau étroit : antenne réseau.
 - Faisceau large : planaire.
- Selon la largeur de bande :
 - Bande large : spirale.
 - Bande étroite : patch, fente.

5.3.1 Antennes élémentaires

- *Dipôle élémentaire ou dipôle d’Hertz*

Le dipôle élémentaire ou dipôle de Hertz ou bien doublet électrique est un fil de longueur h très inférieure à la longueur d’onde ($h < \lambda/10$, Figure I-8), connecté à une source d’excitation. On considère que l’amplitude du courant est constante le long de l’antenne. On l’appelle dipôle ou doublet car des charges de signe opposé sont stockées à chaque extrémité. Les équations (I-8, I-11) donnent les expressions générales des champs électriques et magnétiques générées par cette antenne. Bien qu’idéale, cette antenne sert de référence car une antenne filaire plus longue peut être vue comme une succession de dipôles élémentaires [41-43].

Equation des champs E et H :

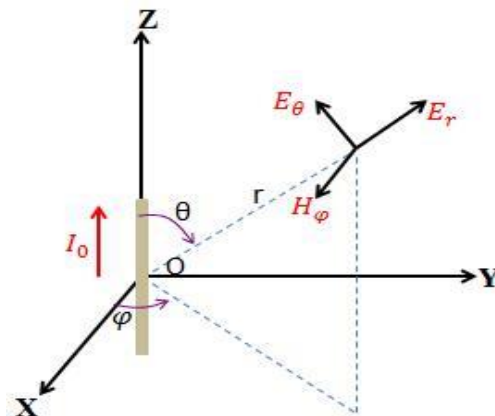


Figure I- 8: Champ rayonné par un dipôle élémentaire

- *Boucle élémentaire – antenne boucle*

Les boucles constituent le second type d’antenne les plus courants, constituées d’un fil pilote ayant une forme qui permet le retour du fil sur lui-même (Figure I-9). La boucle est donc branchée sur une ligne bifilaire raccordée au générateur. Le rayonnement, à grande distance, est maximal dans le programme de la boucle et se fait de manière radiale. Le courant passant dans le fil crée un

champ magnétique qui se répand. Sa variation génère le champ électrique associé, d'où le rayonnement électromagnétique associé [44-46].

En champ lointain, les boucles magnétiques ont été très utilisées pour les récepteurs de grandes ondes radio sous forme d'un cadre sur lequel étaient enroulées plusieurs spires de fil. En champ proche, on les utilise dans tous les dispositifs RFID (identification radio fréquence). Les cartes à puce sans contact sont munies de ce type d'antenne, incluse dans le support plastique. Les détecteurs d'objets métalliques sont aussi des boucles magnétiques sensibles au champ magnétique [1].

Les équations (I-12 jusqu'à I-14) donnent les expressions générales des champs électriques et magnétiques générées par cette antenne.

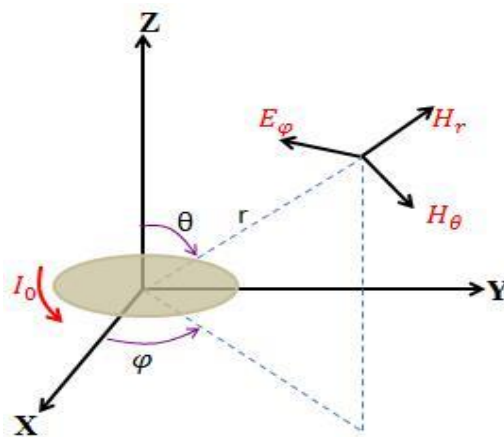


Figure I- 9: Champ rayonné par une boucle de courant

Les expressions sont proches de celles du dipôle électrique. C'est pour cela, la boucle élémentaire est aussi appelée dipôle magnétique [47]. Les équations du champ font aussi apparaître des termes réels et imaginaires, qui vont correspondre à la puissance active (onde progressive) et réactive (onde stationnaire). A proximité de l'antenne (zone de champ proche) le champ magnétique est prédominant [48].

5.3.2 Antenne dipolaire et filaire

L'antenne dipolaire est constituée de deux tiges cylindriques de diamètre fin ($d < \lambda/100$), très courtes et reliées chacune à deux fils parallèles et très proches constituant une ligne bifilaire (Figure I-10). En émission, cette ligne est reliée à un générateur alternatif, caractérisé par sa fréquence et son impédance interne. À la réception, la ligne bifilaire est branchée sur un récepteur [49].

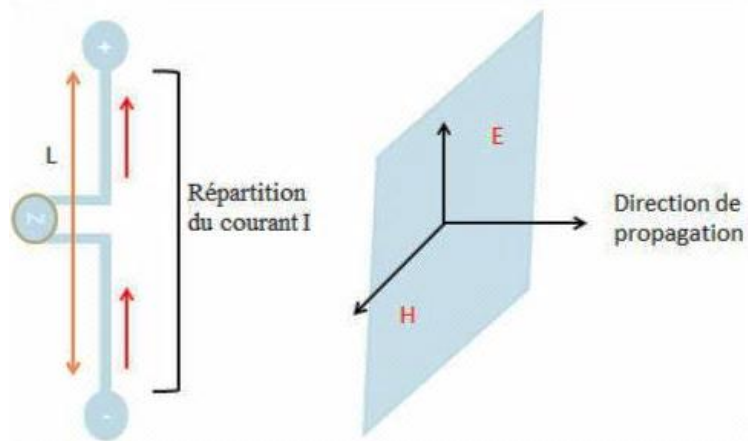


Figure I- 10: Répartition du courant le long d'un dipôle et champ rayonné

Dans la ligne bifilaire, les courants sont de sens inverse, tandis que dans le dipôle les courants sont dans la même direction. L'influence de ces deux courants s'annule dans la ligne bifilaire. Ce sont les courants variables, de même sens, qui rayonnent et fabriquent l'onde électromagnétique dans l'espace. Étant donnée la symétrie du dipôle, le rayonnement se réalise autour de la route, matérialisé par le fil. Il est isotrope au sein d'un plan perpendiculaire à cet axe. Le rayonnement est nul dans l'état-major du fil. On ne peut alors pas parler d'un rayonnement isotrope [50].

D'autres antennes de même type sont obtenues avec des tiges rayonnantes plus longues. Ces antennes de type filaires ont de nombreuses applications sur les bandes VHF et UHF comme récepteurs radio, talkie-walkie, etc...

5.3.3 Antenne cornet

Un système grandement employé pour la propagation d'ondes guidées est le guide d'onde rectangulaire. Sa qualité de transmission est excellente. Pour cette raison, il est utilisé en haute fréquence. Son utilisation est très répandue en hyperfréquences. Le transformateur de puissance électromagnétique guidée en puissance rayonnée est l'antenne cornet (Figure I-11) [51]. Sa forme permet de passer graduellement des dimensions du guide d'onde à l'espace libre. L'onde est ainsi naturellement projetée dans l'espace libre. De façon très naturelle, le rayonnement a lieu dans l'axe du guide d'onde. Cette antenne est plus directive que les précédentes, dans la mesure où la puissance n'est émise que dans une région de l'espace limitée. Elle a plusieurs bénéfices, en termes de qualité et de puissance. Elle a une largeur de bande supérieure à celle des dipôles ou des antennes à fentes. Elle dévoile une bonne adaptation au guide d'onde en s'évasant lentement à partir de celui-ci. Son rapport d'onde stationnaire (TOS) est de l'ordre de 1,05 à 1,2 [52].

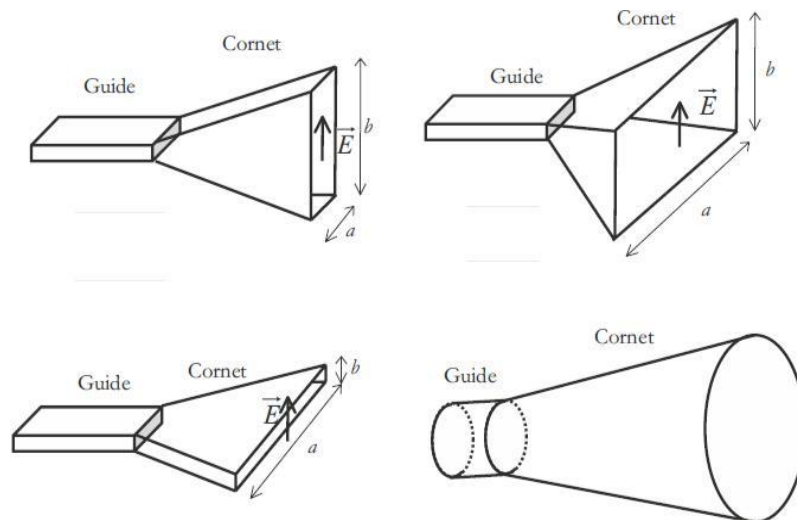


Figure I- 11: Différents types de cornets

Problème important qui est contrebalancé par la robustesse et le gain de ces antennes. Ce sont aussi les antennes exploitées dans les systèmes radar du fait de la puissance haute qu'elles supportent. En raison de leur constitution en métal, elles ne présentent pas beaucoup de déficits et du fait de leur forme, elles sont très directives.

Les antennes cornets de forme cylindrique, conique ou pyramidale sont utilisées comme des antennes sources pour éclairer un réflecteur parabolique. Suivant la forme du cornet, il est possible d'obtenir un diagramme de rayonnement fin soit dans le plan E, soit dans le plan H, soit dans les deux. Les cornets présentent les avantages suivants [53][54] :

- *La pureté de leur polarisation permet de caractériser d'autres antennes.*
- *Une large bande passante et un gain important.*

5.3.4 Antenne à fente

Toujours en se servant le guide d'onde comme système de transmission, il est possible d'envisager un rayonnement dans une direction différente de l'axe du guide. Le rayonnement s'effectue alors perpendiculairement au plan troué du guide. Ce genre de système est appelé réseau à fentes [55].

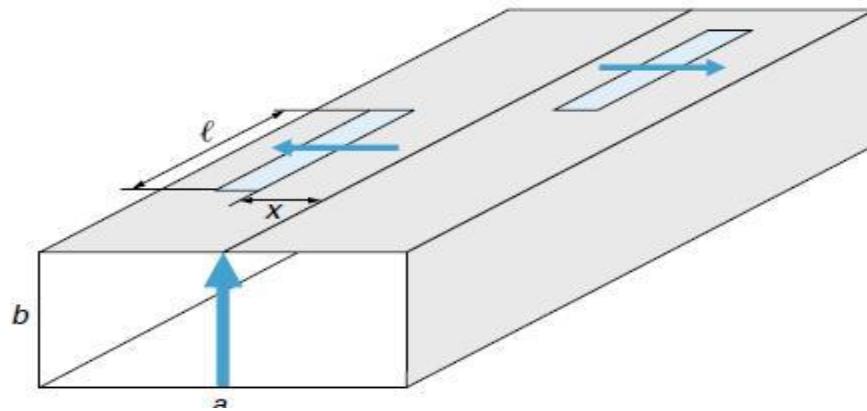


Figure I- 12: Fentes sur le grand côté d'un guide rectangulaire

Une antenne à fentes est constituée d'un assemblage de guides d'ondes souvent rectangulaire, sur lesquels sont taillées des fentes régulièrement espacées, soit sur le grand côté, soit sur le petit côté, ayant d'excellentes performances quant aux pertes et au niveau de rayonnement diffus dû aux erreurs de fabrication. Le couplage de la ligne d'alimentation (le guide) avec les fentes se règle facilement par leur position sur le guide. Le réseau de sources élémentaires ainsi composé peut être contrôlé finement en amplitude et en phase en « jouant » sur la géométrie ou la position des fentes sur les guides. La Figure (I-12) en donne une représentation de l'antenne à fentes où les flèches représentent le sens de la polarisation (ou vecteur champ électrique). Cependant, il y a des avantages significatifs à l'antenne à fentes à la fois dans la fabrication et les performances des applications telles que les systèmes radar [56].

5.3.5 Antenne imprimée ou patch

Le modèle d'antennes patch est apparu dans les années 50, mais l'indiscutable développement ne s'est fait que dans les années 70 [57]. Les antennes imprimées ou micro ruban, ou « patch » en anglais sont des éléments rayonnants planaires. Elle présente l'avantage du faible poids sur certaines antennes décrites précédemment. L'antenne est faite par gravure d'un circuit imprimé. De par leur technologie de conception, ceux-ci peuvent être intégrés au plus près des circuits électroniques en occupant un volume réduit et se conformant à différents types de surface. Leur principal avantage réside dans leur faible coût de fabrication. Les antennes patch sont utilisées dans de nombreuses applications à partir des bandes VHF.

5.4 Rayonnement d'un dipôle cylindrique

L'antenne dipôle (voir Figure I-13) est l'antenne la plus utilisée pour les fréquences VHF et UHF. Elle va nous servir ici pour valider notre méthode des moments. Elle est constituée par deux brins

métalliques de forme cylindrique de longueur $\lambda/4$ chacun. La distribution de courant sur ce type d'antenne a pour expression :

$$I(z) = I_0 \sin(k_0 z) \text{ pour } \frac{\lambda}{4} \leq z \leq \frac{\lambda}{2} \quad (\text{I-53})$$

53)

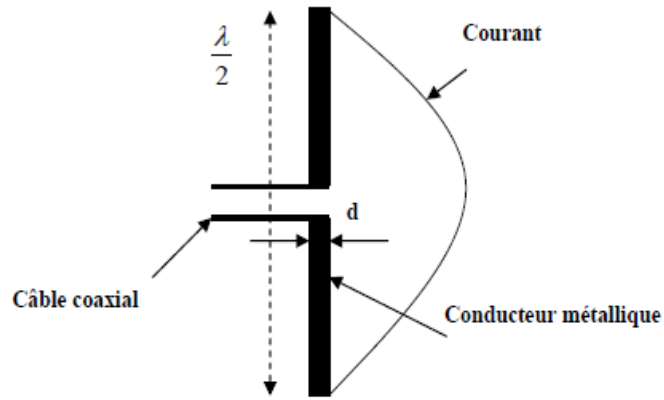


Figure I- 13: Dipôle demi-onde

5.4.1 Champ dans la zone de rayonnement

D'après la Figure I-14 suivante, on a :

$$\vec{a} = \vec{a}_z, \vec{r}' = z' \vec{a}_r \text{ et } \vec{a}_r \cdot \vec{a}_z = \cos \theta \quad (\text{I-54})$$

Le champ \vec{E} a pour expression :

$$\vec{E} = \frac{jk_0 I_0 Z_0 \exp(-jk_0 r)}{4\pi r} \int_{\frac{\lambda}{4}}^{\frac{\lambda}{4}} [(\vec{a}_r \cos \theta - \vec{a}_z) \cos(k_0 z') \exp(jk_0 z' \cos \theta)] dz' \quad (\text{I-55})$$

55)

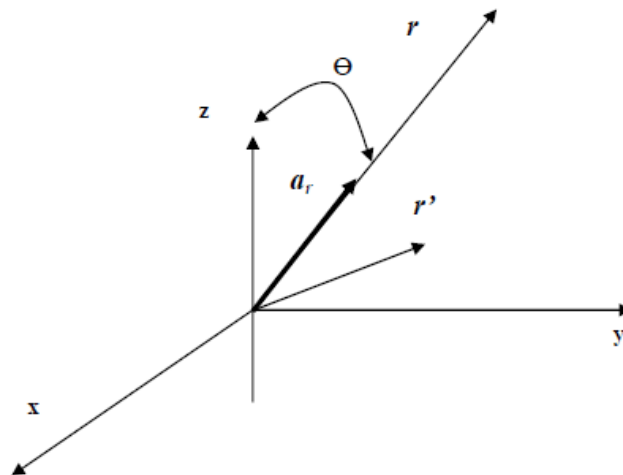


Figure I- 14: Repère de travail

On a $\vec{a}_z = \vec{a}_r \cos \theta - \vec{a}_\theta \sin \theta$ donc $\vec{a}_r \cos \theta - \vec{a}_z = \vec{a}_\theta \sin \theta$

$$\vec{E} = E_\theta \vec{a}_\theta$$

$$= \frac{jk_0 I_0 Z_0 \exp(-jk_0 r)}{4\pi r} \vec{a}_\theta \sin \theta \int_{-\frac{\lambda_0}{4}}^{\frac{\lambda_0}{4}} \left(\frac{\exp(jk_0 z) + \exp(-jk_0 z)}{2} \right) \exp(jk_0 z' \cos \theta) dz' \quad (I-56)$$

$$= \frac{jk_0 I_0 Z_0 \exp(-jk_0 r)}{4\pi r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \vec{a}_\theta \quad (I-57)$$

Et
$$\vec{H} = H_\phi \vec{a}_\phi = \frac{jI_0 \exp(-jk_0 r)}{2\pi r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \vec{a}_\phi \quad (I-58)$$

5.4.2 Puissance rayonnée

La puissance instantanée par unité de surface est :

$$\vec{P}_r = \frac{1}{2} \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \vec{a}_r = \frac{1}{2} E_\theta H_\phi^* \vec{a}_r = \frac{I_0^2 Z_0}{8\pi^2 r^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right]^2 \vec{a}_r \quad (I-59)$$

Par conséquent la puissance rayonnée est :

$$P_r = \frac{I_0^2 Z_0}{8\pi^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right]^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (I-60)$$

6. Conclusion

Les télécommunications se sont banalisées au cours de ces dernières années. Poussés par l'engouement du public, les systèmes de réception sont devenus portables et les antennes se sont miniaturisées. L'utilisation d'antennes imprimées est devenue usuelle dans les systèmes de radiocommunications.

Dans ce premier chapitre, on a donné un résumé général sur les types des antennes, leur principe de fonctionnement, leurs caractéristiques, et le plus important les équations qui déterminent ces caractéristiques, cependant il y'a d'autres critères qu'on va présenter dans les chapitres suivants qui

concernent les types des antennes imprimés, comme les antennes fractales et les antennes Patch, ainsi que les différents types classés par la largeur de la bande passante.

Référence

- [1] L. BOCCIA, G. AMENDOLA, AND G. DI MASSA, “A high performance dual frequency microstrip antenna for Global Positioning System,” in IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2001 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.01CH37229), 2001, vol. 4, pp. 66–69 vol.4: 10.1109/APS.2001.959401.
- [2] H. GAHA, F. CHOUBANI, J. DAVID, AND A. BOUALLEGUE, “Elaboration d’un Outil de Conception des Dipôles Rayonnants,” in Conférence Tunisienne de Génie Electrique CTGE’2004--Tunis, 2004, vol. 19, no. 20, pp. 368–373.
- [3] H. GAHA, F. CHOUBANI, J. DAVID, AND A. BOUALLEGUE, “Conception des antennes imprimées multi-bandes, 3ème conférence Internationale, JTEA’2004,” 2004.
- [4] X.-L. LIANG, T. A. DENIDNI, AND L.-N. ZHANG, “Wideband L-shaped dielectric resonator antenna with a conformal inverted-trapezoidal patch feed,” IEEE Trans. Antennas Propagation., vol. 57, no. 1, pp. 271–274, 2009.
- [5] M. I. AKSUN AND R. MITTRA, “Derivation of closed-form Green’s functions for a general microstrip geometry,” IEEE Trans. Micro. Theory Tech., vol. 40, no. 11, pp. 2055–2062, 1992.
- [6] C. Tricot, Courbes et dimension fractale. Springer Science & Business Media, Paris, France, Edition Science et Culture, 1993.
- [7] H. GAHA, F. CHOUBANI, J. DAVID, A. BOUALLEGUE, “Conception des Antennes Multi-bands Modifiées de Sierpinsky,” Le 18ème colloque international ‘Optique Hertzienne et Diélectriques’ OHD2005, Hammamet, Tunisie, 06-08 Septembre 2005. pp. 46-49.
- [8] H. GAHA, F. CHOUBANI, J. DAVID, A. BOUALLEGUE, “Intrinsic Correlated Parameters for Modified SIERPINSKY Multi-band Antenna Design”. La 4ème Conférence Internationale, JTEA ‘2006, Tunisie- 12-13-14- Mai 2006.
- [9] M. BOUSSALEM, H. GAHA, F. CHOUBANI, J. DAVID, R. CRAMPAGNE, “Intelligent Use of the Non Uniform Transmission Line to Design Active and Passive Microwave Circuits” Progress in Electromagnetic Research Symposium, PIERS-2006, Tokyo, Japan, 2-5 August 2006. pp. 25-29.
- [10] H. GAHA, F. CHOUBANI, J. DAVID, A. BOUALLEGUE, “Natural Fractal Shapes for Novel Multiband Antenna Design” Mediterranean Microwave Symposium, MMS’2006, Genova, Italie, 19-21 September 2006. pp. 69-71.
- [11] H. GAHA, F. CHOUBANI, J. DAVID, A. BOUALLEGUE, “Analyse et Conception des Antennes Fractales – Applications aux Télécommunications Large Bande”, Journée annuelle de l’Ecole Doctorale Génie Electrique, Electronique et Télécommunications, JAED-GEET’2007, 8 Mars 2007. pp. 94-96.
- [12] T.-H. VUONG, H. GAHA, M. BOUSSALEM, J. DAVID, F. CHOUBANI : “Les Communications Sans Fils dans l’Automobile”, Colloque International sur les Technologies Automobiles-2007- CITA’2007, Sousse- 26 et 27 Avril 2007, Tunisie. pp. 85-90.
- [13] J. DAVID, M. BOUSSALEM, H. GAHA, T.-H. VUONG, D. VOYER, H. AUBERT, “Méthodes Expérimentales pour la Caractérisation HF de Composants Embarqués” Communications Sans Fils dans l’Automobile, Colloque International sur les Technologies Automobiles-2007- CITA’2007, Sousse- 26 et 27 Avril 2007, Tunisie. pp. 65-67.
- [14] M. BOUSSALEM, H. GAHA, F. CHOUBANI, J. DAVID, R. CRAMPAGNE, “Analysis of Non Uniform Transmission Lines Using The Direct Numerical Resolution of Hill’s Equation” Progress In

- Electromagnetics Research Symposium, PIERS2007, Prague, Czech Republic, 27-30 August, 2007. pp. 25-29.
- [15] M.HELIER, “Techniques micro-ondes, Structures de guidage, dispositifs passifs tubes micro-ondes” Ellipses, Collection Techno sup Les cours de l’Ecole Supérieur d’Electricité, ISBN 2-7298-0497.April, 2001.
- [16] C.GROSSE, M. TIRADO, “Animating field lines. Education” IEEE Transactions on. Vol. 39, Issue 1, Feb. 1996. pp. 69-76.
- [17] A. KHALEGHI, “Dual Band Meander Line Antenna for Wireless LAN Communication. Antennas and Propagation” IEEE Transactions on. Vol. 55, Issue 3, Part 2, March 2007. pp. 1004-1009.
- [18] K-J. DARKO, J-A. GERALD, “Plotting Vector Fields with a Personal Computer”. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, Vol. MTT-35, N. 11, November 1987. Pp.1069-1072.
- [19] D.STALLING, M. ZOCKLER, H-C. HEGE, “Fast display of illuminated field lines”. Visualization and Computer Graphics, IEEE Transactions on. Vol. 3, Issue 2, June 1997. pp. 118–128.
- [20] W-C. CHEW, “Waves and Fields in Inhomogeneous Media” Van Nostrand Reinhold, New York, June 1990. Reprinted by IEEE Press, 1995. pp. 379.
- [21] Anna Niang. 2017. “Antennes Miniatures Et Structures Electromagnétiques A Circuits Non-Foster. ” Matériaux. Université Paris-Saclay. Français. FFNNT : 2017SACLS007ff. Fftel-01592576f.
- [22] CHARLES BOLOMEY ARNAUD BOURNEL.2004 “Maîtrise EEA STOM - Antennes ENS Cachan - Université Paris XI STOM. Antennes. Jean.” n.d. Accessed April 13, 2020.
- [23] BLAUNSTEIN, N, AND C G CHRISTODOULOU. 2014. “Antenna Fundamentals.” In Radio Propagation and Adaptive Antennas for Wireless Communication Networks, 34–53. Wiley. <https://doi.org/10.1002/9781118816707.ch2>.
- [24] Gupta, Bhaskar. 2008. “Antenna Fundamentals.” In Design of Ultra-Wideband Antenna Matching Networks: Via Simplified Real Frequency Technique, 9–38. Dordrecht: Springer Netherlands. https://doi.org/10.1007/978-1-4020-8418-8_2.
- [25] Gupta, Bhaskar. 2008. “Antenna Fundamentals.” In Design of Ultra-Wideband Antenna Matching Networks: Via Simplified Real Frequency Technique, 9–38. Dordrecht: Springer Netherlands.
- [26] Gupta, Bhaskar. 2008. “Antenna Fundamentals.” In Design of Ultra-Wideband Antenna Matching Networks: Via Simplified Real Frequency Technique, 9–38. Dordrecht: Springer Netherlands.
- [27] DANIEL, J P, G DUBOST, C TERRET, J CITERNE, AND M DRISSI. 1993. “Research on Planar Antennas and Arrays: ‘Structures Rayonnantes.’ IEEE Antennas and Propagation Magazine 35 (1): 14–38.
- [28] Lee, Kai Fong, and Kin-Fai Tong. 2016. “Microstrip Patch Antennas.” In Handbook of Antenna Technologies, edited by ZHI NING CHEN, DUXIAN LIU, HISAMATSU NAKANO, XIANMING QING, AND THOMAS ZWICK, 787–852. Singapore: Springer Singapore.
- [29] SCHAUBERT, D H, D M POZAR, AND A, ADRIAN. 1989. “Effect of Microstrip Antenna Substrate Thickness and Permittivity: Comparison of Theories with Experiment.” IEEE Transactions on Antennas and Propagation 37(6):677–82.
- [30] SCHAUBERT, D H, D M POZAR, AND A, ADRIAN. 1989. “Effect of Microstrip Antenna Substrate Thickness and Permittivity: Comparison of Theories with Experiment.” IEEE Transactions on Antennas and Propagation 37(6):677–82.
- [31] KABACIK, P, AND M E BIALKOWSKI. 1999. “The Temperature Dependence of Substrate Parameters and Their Effect on Microstrip Antenna Performance.” IEEE Transactions on Antennas and Propagation 47 (6): 1042–49.
- [32] HAMMERSTAD, E O. 1975. “Equations for Microstrip Circuit Design.” In 1975 5th European Microwave Conference, 268–72.

- [33] BAKARIYA, P S, S DWARI, M SARKAR, AND M K MANDAL. 2015. "Proximity-Coupled Microstrip Antenna for Bluetooth, WiMAX, and WLAN Applications." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 14: 755–58.
- [34] ROUIBAH, AMMAR. 2018. "Etude d'Une Antenne Micro-ruban De Forme Arbitraire Par La Méthode FDTD." Magister en Electronique. Université Ferhat Abbas SETIF.
- [35] GRENIER, DOMINIC. 2012. "Antennes et Propagation Radio." Cours, Département de Génie Électrique et de Génie Informatique, Université de Laval, Québec, Été.
- [36] R. CHAIR, A. A. KISHK, K. F. LEE, AND D. KAJFEZ, " Performance comparisons between dielectric resonator antennas and printed microstrip patch antennas at X-band," *Microwave Journal*, vol. 49, no. 1, pp. 90-104, Jan 2006.
- [37] S. A. Long, M. W. McAllister, and L. C. Shen, "The resonant cylindrical dielectric cavity antenna" *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 31, no. 3, pp. 406-412, May 1983.
- [38] M. W. McAllister, S. A. Long, and G. L. Conway, "Rectangular dielectric resonator antenna" *Electron. Lett.*, vol. 19, no. 6, pp. 218-219, Mar 1983.
- [39] M. W. McAllister and S. A. Long, "Resonant hemispherical dielectric antenna," *Electron. Lett.*, vol. 20, no. 16, pp. 657-659, Aug 1984.
- [40] ITTIPIBOON, A. , MONGIA, R.K. ,ANTAR, Y.M.M. ,BHARTIA, P. ,CUHACI, M. APERTURE " fed rectangular and triangular dielectric resonators for use as magnetic dipole antennas, *Electronics Letters*" Volume: 29, Issue: 23 , Page(s): 2001 - 2002, 1993.
- [41] HONG-TWU CHEN; YUAN-TUNG CHENG; "SHYH-YEOUNG KEPROBE-fed section spherical dielectric resonator antennas, *Asia Pacific Microwave Conference*", Volume: Page(s):359-362vol.2,1999.
- [42] S. M. SHUM AND K.M. LUK, "Characteristics of dielectric ring resonator antenna with air gap" *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 4, pp. 111-21, Feb. 1994.
- [43] CASTILLO SOLIS, MARIA A. ; WU, Z. ; LIU, C.G. Microstrip-fed embedded cylindrical dielectric resonator antenna, "Antennas and Propagation (EUCAP), 2013 7th European Conference" , Page(s): 2398 - 2401, 2013.
- [44] K. W. LEUNG, K.M. LUK, K. Y. CHO AND E. K. N. YUNG, "Bandwidth Enhancement of Dielectric Resonator Antenna by Loading a Low-Profile Dielectric Disk of Very High Permittivity", *Electron. Lett*, Vol. 33, pp. 725726, April 1997.
- [45] A. RASHIDIAN, K. FOROORAGHI AND M. T. ALIGODARZ, "Investigations on Two Segment Dielectric Resonator Antennas", *Microwave and Opt. Tech. Letters.*, Vol. 45, pp. 533-537, 2005.
- [46] P. REZAEI, M. HAKKAK, AND K. FOROORAGHI, "Design of Wide-Band Dielectric Resonator Antenna with a Two-Segment Structure", *Progress in Electromagnetics Research, PIER* 66, pp. 111-124, 2006.
- [47] R. CHAIR, A. A. KISHK, K. F. LEE AND C. E. SMITH, "Wideband Flipped Staired Pyramid Dielectric Resonator Antennas", *Electron. Lett*, Vol. 40, pp.581-582, 2004.
- [48] T. A. DENIDNI, RAO, AND A. R. SEBAK, "Broadband L-Shaped Dielectric Resonator Antenna", *IEEE Antenna. Wireless Propagation. Lett*, Vol.5, pp. 453-454, 2006.
- [49] Q. RAO, T. A. DENIDNI AND A. R. SEBAK, "Broadband Compact Stacked T Shaped DRA with Equilateral-Triangle Cross Sections", *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett*, Vol. 16, pp. 7-9, 2006.
- [50] D. R. SMITH, W. J. PADILLA, D. C. VIER, S. C. NEMAT-NASSER ET S. SCHULTZ, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity". *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, page 4184, 2000.
- [51] SHAH NAWAZ BUROKUR, "Mise en œuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes" Thèse de doctorat, spécialité électronique, Université de Nantes, France, 25 novembre 2005.

- [52] SHAH NAWAZ BUROKUR, MOHAMED LATRACH AND SERGE TOUTAIN, “Theoretical Investigation of a Circular Patch Antenna in the Presence of a Left-Handed Medium,” IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, Vol.4, pp. 183–186, 2005.
- [53] W. B. Weir, “Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies”. Proceedings of the IEEE, vol. 62, pp. 33–36, January 1974.
- [54] A. M. Nicolson and G. F. Ross, “Measurement of the intrinsic properties of materials by time domain techniques”. IEEE Trans. Instr. Measurements, vol. 19, pp. 377– 382, November 1970.
- [55] M. LATRACH, H. RMILI, C. SABATIER, E. SEGUENOT AND S. TOUTAIN, “Design of a new type of metamaterial redone for low frequencies,” Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 52, No. 5, pp. 1119–1123, May 2010.
- [56] Aldo Petosa, “Dielectric Resonator Antenna Handbook”, Artech House, Incorporated, 2007.
- [57] GEORGIOS ALMPANIS, «On the Geometry and the Coupling Schemes of Broadband Dielectric Resonator Antennas». These, ENG, National Technical University of Athens, Greece, 2007.
- [58] SHETA, A, AND S F MAHMOUD. 2008. “A Widely Tunable Compact Patch Antenna.” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters 7: 40–42.

CHAPITRE II
État de l'Art Sur les Antennes
Multi-Bandes

1. Introduction

Les avancées à propos de la multiplication des bandes de fréquences ont produit un besoin grossissant d'antennes multi-bandes ou large-bandes. En effet, l'emploi de telles antennes s'est généralisé dans les nombreux systèmes de télécommunications contemporaines. Pourtant, la variété des particularités de différentes bandes à couvrir (la forme des diagrammes de rayonnement, le genre de polarisation, la largeur de bande nécessaire) ont boosté la difficulté de la conception de ces antennes. Les antennes permettant un contrôle de ces particularités pour les différentes bandes de fréquences et dévoilant une méthode de dimensionnement aisée sont très appréciées.

Dans la suite nous allons nous intéresser essentiellement aux antennes multi-bandes. Cela dit, les principales technologiques d'acquisition d'antennes multi-bandes seront décrites. Les résultats obtenus avec chaque technique sont discutés et conclues par un tableau synthétisant les différents éléments faibles et forts de cette méthode.

Enfin, un bilan offre la possibilité de confronter et de choisir les spécialisés les mieux appropriées pour l'acquisition d'antennes multi-bandes.

2. Positionnement des antennes multi-bandes par rapport aux large-bandes

Les télécommunications civiles et militaires utilisent toujours plus de canaux de diffusion. Cet usage exhaustif du spectre radioélectrique a provoqué un énorme intérêt pour les systèmes permettant de couvrir deux ou multi bandes en même temps. Un composant essentiel jouant un rôle décisif dans ces systèmes est l'antenne. Celle-ci finalise clairement cette tendance de multiplication de canaux de diffusion, d'où dimension des antennes multi-bandes et large-bandes. Les antennes compactes classiques sont intrinsèquement des systèmes à bande étroite de par leur nature la plupart du temps résonante. Leur attitude dépend vivement des dimensions par rapport à la longueur d'onde [1].

La cadence d'organisation d'une telle antenne est définie par sa cadence de résonance, i.e. la cadence pour laquelle la section imaginaire de son impédance d'entrée est nulle. Cela permet, quasi systématiquement, un coefficient de réflexion minimum.

Une antenne Multi-bande, naturellement, est une antenne tournant dans deux ou des canaux de diffusion avec des performances suffisamment équivalents dans ces bandes. L'utilisation d'une antenne sur un ramassis de cadence se traduit souvent par une adaptation de l'antenne pour toutes

les fréquences de la bande. Cette adaptation est définie par un coefficient de réflexion ou un taux d'onde stationnaire (TOS) à l'arrivée de l'antenne inférieur à une valeur établie. (Couramment en dessous de -10dB pour le coefficient de réflexion et en dessous de 2 pour le TOS) [2].

Une antenne large-bande est une antenne dont les résultats sont indépendants ou quasi-indépendants de la cadence. Ces antennes sont caractérisées par la largeur de leur bande de gestion et les tailles minimales et maximales établissant respectivement la plus élevée et la plus basse cadence d'organisation.

Couvrir est le second facteur à prendre en compte. En effet, plus la quantité de bandes à couvrir est énorme plus une conception à le soutien d'antennes multi-bandes est compliquée ou impossible. Enfin, la différence entre les bandes cumulées permet aussi de favoriser une configuration comparativement à une autre à la mode où il n'est pas simple d'avoir une configuration Multi-bande avec des bandes partiellement serrées [3-7].

Le Tableau II-1 synthétise les différents points forts et faibles des antennes multi-bandes et large-bandes :

Tableau II- 1: Points forts et faibles des antennes multi-bandes et large-bande

	<i>Antennes multi-bandes</i>	<i>Antennes large-bandes</i>
<i>Points forts</i>	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Protection sélectivité ▪ Billet traitement plus simple 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Conception assez simple ▪ Moins délicat aux fautes de conception ▪ L'antenne peut être également employée pour différentes applications couverte
<i>Points faibles</i>	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Faible maîtrise des comptes rendus de cadences d'utilisation ▪ Plus délicat aux fautes de Production 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Adaptation d'impédance toujours délicate dans toute la largeur de la bande ▪ traitement essentiel pour scinder les bandes ▪ Largeur de bande restreinte ▪ Faible directivité

Dans la suite, nous allons nous intéresser essentiellement aux antennes multi-bandes et les différentes spécifiques pour l'acquisition de ces genres d'antennes seront décrites. En effet, en raison de la saturation du spectre fréquentiel, les bandes offertes pour les nombreux systèmes de télécommunications contemporaines sont éloignées les unes des autres. Ceci rend la conception d'antennes large-bandes catégoriquement plus compliquée en raison de la largeur de bande primordiale. De plus, la sélectivité des antennes multi-bandes leur donne un post-traitement beaucoup moins nécessaire que celui essentiel pour une antenne large-bande. De fait, moins de complexité pour le récepteur [8].

3. Techniques utilisées pour obtenir des antennes multi-bandes

Les méthodes exploitées pour faire résonner une antenne à plusieurs fréquences sont très diverses et établies sur multiples concepts. Dans la suite, nous allons expliquer les méthodes les plus utilisées pour l'acquisition d'antennes multi-bandes et les bienfaits et problèmes sur les résultats radioélectriques qu'elles peuvent offrir.

3.1 Combinaison de plusieurs éléments rayonnants

La méthode la plus classique afin d'avoir des antennes multi-bandes est la combinaison de deux ou des éléments rayonnants (résonateurs) mono-bande. Ces éléments mono-bandes peuvent être de même type [9][10] ou différents les uns des autres [11][12]. Les éléments constituant ces antennes multi-bandes peuvent être alimentés de deux façons différentes :

- Alimentation directe par port d'excitation : dans cet état ces points sont nommés points actifs ou directeurs.
- Alimentation par couplage électromagnétique avec point émergeant riverain alimenté immédiatement : dans cette position ces points sont nommés points parasites ou passifs.

Les différents éléments rayonnants de ces antennes génèrent leurs propres fréquences de résonance fondamentale et au-delà. Si l'on souhaite avoir une grande bande passante, il faut choisir les longueurs résonnantes de ces éléments du même ordre de grandeur [13]. Si l'on désire avoir de nombreuses bandes de fréquences distinctes, il est donc nécessaire de tailler d'une autre manière chaque résonateur [14]. En additionnant les deux principes précédents, il est donc imaginable de faire des antennes multi-bandes. En ce qui concerne les antennes imprimées (Ex. patches) l'association d'une multitude de éléments rayonnants peut voir de deux méthodes différentes : soit ces éléments sont juxtaposés dans le même plan [8], soit ils sont empilés les uns sur les autres [15-18].

Les points forts et faibles souvent sont regroupés dans le Tableau Suivant :

Tableau II- 2: Points forts et faibles de la combinaison de plusieurs éléments rayonnants

<i>Points forts</i>	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Simplifié du premier dimensionnement des éléments constitutifs ▪ Rayonnement assez similaire identique sur toute la grande bande couverte ▪ Bonne performance
---------------------	---

<i>Points faibles</i>	<ul style="list-style-type: none">▪ Structures souvent encombrantes▪ Couplage entre éléments pas toujours maîtrisé▪ Agréable place des différents éléments rayonnants délicat▪ Diagrammes de rayonnement souvent perturbé par les autres éléments rayonnants▪ Nombre de ports d'excitation dans le cas d'excitations séparées
-----------------------	---

3.2 Antennes de type PIFA

Etant compactes et à profils simples, les antennes PIFA (PLANAR INVERTED-F ANTENNA) sont des structures éventuelles pour la réalisation d'antennes multi-bandes. Elles trouvent essentiellement leurs applications dans les systèmes sans-fil comme les Smartphones [20-24].

Comparativement à une antenne demi -onde, une antenne PIFA ou antenne quarte d'onde dévoile des dimensions diminuées. L'antenne PIFA est acquise en positionnant le court-circuit (plan, filaire ou de type languette) entre le résonateur demi-onde et le programme de masse, au lieu précis où le champ électrique s'annule pour le mode essentiel (Figure II.1). Ceci permet alors de s'affranchir d'une moitié du résonateur et d'avoir donc une résonance en $\lambda/4$.

L'adjonction du court -circuit entraîne l'addition d'une inductance, dont la valeur est en direct liée aux dimensions de ce dernier. Ainsi, l'impédance d'entrée d'une antenne PIFA sera selfique. Un problème important de ces antennes est leurs bandes passantes étroites [25]. Mais encore, les antennes PIFA sont compliqués et leur configuration volumique (3D) rend leur production compliquée et chère [26].

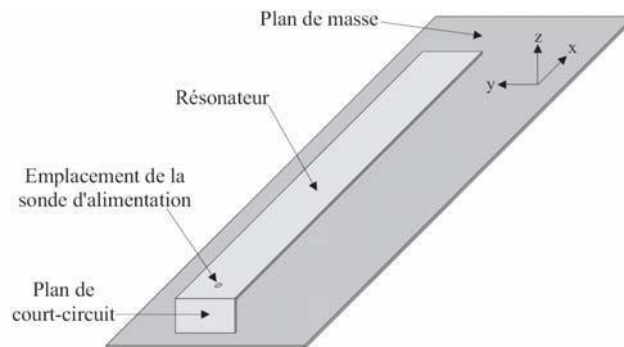


Figure II- 1: Antenne PIFA élémentaire

Une antenne PIFA élémentaire comme celle de la Figure II-1 est mono-bande. Pour attribuer ces antennes multi-bandes, de nombreuses manières peuvent être exploitées à retenir :

- Altération du point émerveillé (en forme de triangles, méandres [27]).
- Adjonction de court-circuit .
- Rajout de résonateurs parasites.
- Ajout de fentes dans le point émerveillé.
- Emploi de chargements capacitifs/ ou inductifs soit localisés ou distribué [28-33]

Les bienfaits et les problèmes de l'usage du prototype d'antennes PIFA (avec les méthodes, d'acquisition des agissements Multi-bande, citées ci-dessus) pour l'acquisition d'antennes multi-bandes sont donnés dans le Tableau II-3.

Tableau II- 3: Points forts et faibles des antennes de type PIFA

<i>Points forts</i>	<ul style="list-style-type: none">▪ Profils simples▪ Miniature (compacte)
<i>Points faibles</i>	<ul style="list-style-type: none">▪ Manque de règle de conception ou dimensionnement pour l'aspect Multi-bande▪ Faible bande passante▪ Production assez compliquée et chère▪ Polarisation des ondes et rayonnement péniblement maîtrisables

3.3 Antenne de type Fractal

La géométrie fractale est un supplément de la géométrie euclidienne. Son entrée a composé une chance pour les antennistes pour trouver de nouvelles configurations d'antennes. Les antennes étudiées ont juste des tournures pré-fractales : ce sont des itérations plus ou moins élevées tandis que la forme fractale est le résultat d'une itération à l'infini.

A l'extérieur de leur usage pour avoir des antennes multi-bandes, les fractals peuvent également être exploités pour la réduction des antennes [34][35]. Ils trouvent également diverses applications dans la conception des antennes large-bandes ou dans la conception des antennes directives [36], [37].

Toutefois, les antennes fractales demeurent un thème controversé : divers auteurs [38][39] estiment l'aspect fractal dans l'organisation d'une antenne comme un composant décisif dans les résultats de l'antenne concerné. D'autres [40][41] réfutent entièrement cette idée et estiment que les fractals n'apportent rien de véritablement nouveau.

Dans la littérature, des géométries fractales ont été exploitées pour la conception d'antennes multi-bandes. Les géométries les mieux appropriées sont décrites rapidement dans la suite. Les

responsables de ces géométries attribuent les biens de résonner sur multiples fréquences de ces structures à leur autosimilarité ou self-affinité.

3.3.1 Antenne triangle de SIERPINSKI

Cette antenne, certainement la plus populaire des antennes fractales multi-bandes, se dévoile sous la forme d'un triangle équilatéral au travers duquel on enlève itérativement des triangles équilatéraux de surcroît petites tailles (voir Figure II-2). Cette antenne peut être de type dipôle, monopole ou correctif [42-45].

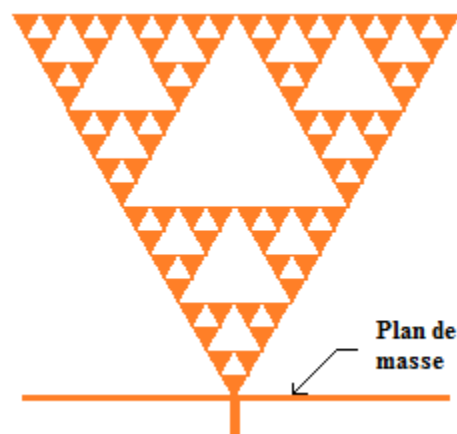


Figure II- 2: Exemple d'une antenne de SIERPINSKI de type monopole

Selon [36], cette organisation se traduit au niveau électromagnétique par une série de cadences de résonance. Ces fréquences de résonance sont distribuées log-périodiquement dès la seconde fréquence (en partant de la plus basse). L'angle au sommet du triangle permet de régler les fréquences de résonance et les largeurs de bandes passantes.

Le patrimoine Multi-bande du triangle de SIERPINSKI est largement mise en doute au niveau des diagrammes de rayonnement. La patrimoine Multi-bande de cette antenne n'est pas totalement dû à son caractère fractal mais en fait à la distribution périodique des circuits ouverts que constituent les gaps de l'organisation [46] :

Cette antenne produit des diagrammes de rayonnement identiques à multiples fréquences mais pas aux cadences d'utilisation (ou de résonance) de l'antenne [47]. Selon l'antenne triangle de SIERPINSKI est au final similaire du point de vue attributs de rayonnement à une antenne triangulaire non fractale dénommée antenne PARANY (voir Figure II-3).



Figure II- 3: Deux antennes équivalentes du point de vue rayonnement [34]

Précisons l'existence d'une multitude de variantes du triangle de SIERPINSKI, les plus grandes sont illustrées par la Figure II-4. Les différents changements effectués dans ces variantes ont pour objectif d'améliorer un exploit donné. Ces antennes présentent dans l'ensemble des performances identiques que l'antenne fractale de base (triangle de SIERPINSKI).

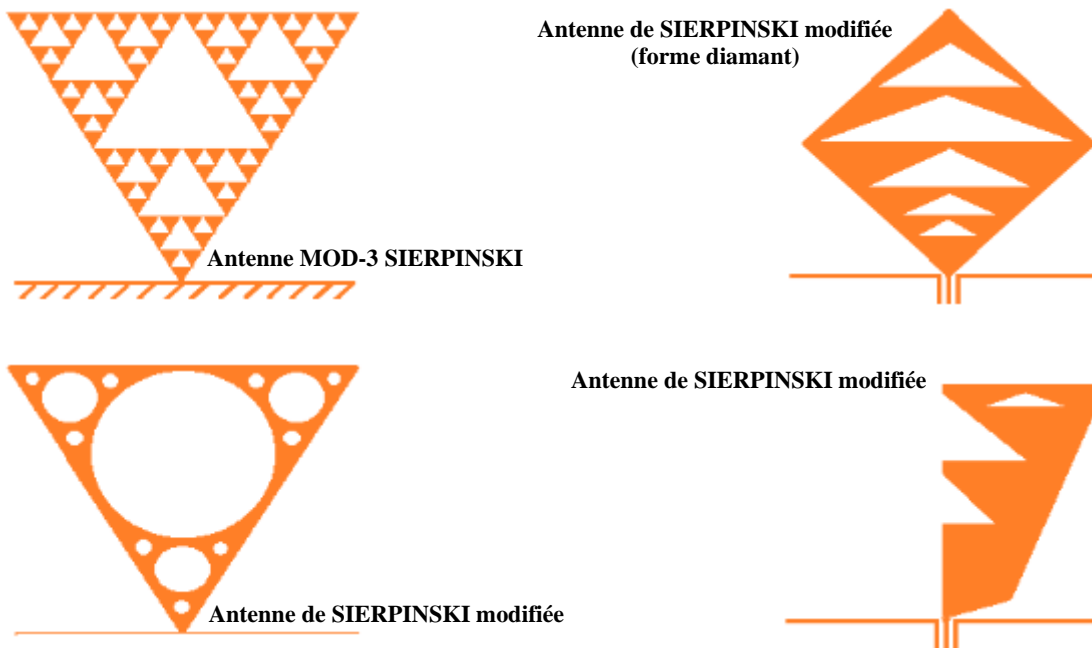


Figure II- 4: Variantes de l'antenne de SIERPINSKI

3.3.2 Antenne fractale triangulaire

L'antenne fractale triangulaire, représentée par la Figure II-5, est excitée depuis l'un de ses sommets. Elle dévoile une suite fréquentielle comportant des résonances distribuées log-périodiquement. La composition de plusieurs résonances fait surgir des facteurs de baisse utiles pour cette antenne. Les diagrammes de rayonnement sont faiblement équivalents avec une apparition de directions aveugles aux fréquences élevées (effet de réseau) [48].

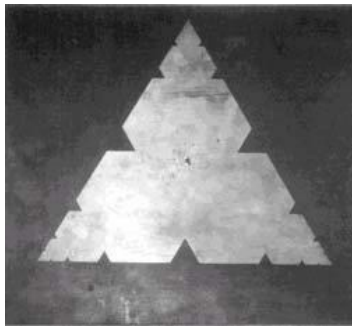


Figure II- 5: Exemple d'une antenne fractale triangulaire à l'itération 3

3.3.3 Antenne tapis de SIERPINSKI

Un autre type de d'antenne fractale est le tapis de SIERPINSKI (Figure II-6). Il peut être de type dipôle, monopole ou même plaquée. Cette antenne fractale dévoile l'intérêt de rester très compacte. Toutefois, elle dévoile des bandes passantes assez étroites (moins de 2 %) et requiert de figurer le rang du point d'excitation [49][50].

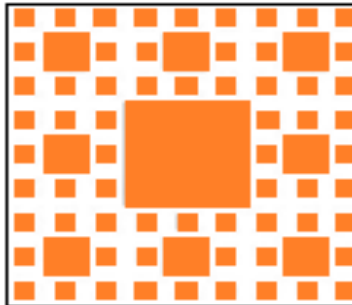


Figure II- 6: Exemple d'un tapis de SIERPINSKI (version plaquée) à l'itération 3

3.3.4 Antenne fractale circulaire

Cette antenne est élaborée en se servant du théorème des cercles de Descartes et un processus itératif autosimilaire. L'antenne résultante (Figure II-7) est Multi-bande avec des fréquences de résonance distribuées log-périodiquement [51].



Figure II- 7: Exemple d'une antenne fractale circulaire à l'itération 4

Cette antenne est compacte, dévoile un profil assez basique et une bonne directivité. Malgré tout, aux cadences d'utilisation élevées, un style réseau apparaît et les diagrammes de rayonnement ne sont pas autosimilaires. Précisons par ailleurs un compte rendu faisable entre cadences d'utilisation réduit et peu flexible.

3.3.5 Antenne LOTUS-POD

Un autre modèle de réception fractale Multi-bande est l'antenne intitulée (Lotus-Pod). Celle-ci peut être construite de deux façons différentes soit avec des itérations vers l'extérieur (figure II.8.a) soit avec des itérations vers l'intérieur (Figure II-8). Dans ces deux cas l'antenne est compacte. Pourtant cette antenne mal d'un mémoire de fréquences de résonance confiné et d'une faible similitude de diagrammes de rayonnement [52].

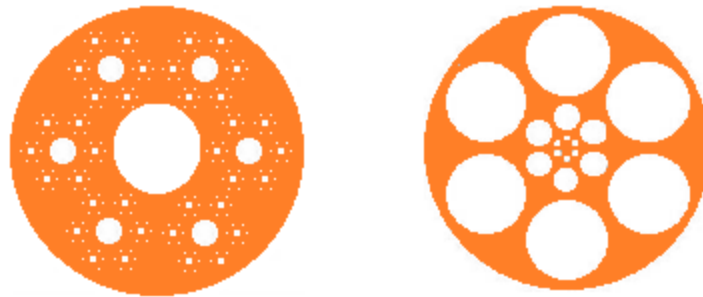


Figure II- 8: Exemple d'une antenne Lotus-Pod à l'itération 4

3.3.6 Antenne fractale hexagonale

Cette antenne peut se dévoiler sur des tournures : dipôle, monopôle, ou plaquée. Son attitude Multi-bande est synthétisée par un compte rendu entre cadences d'utilisation assez énorme, une adaptation insuffisante à plusieurs fréquences et une petite autosimilarité de diagrammes de rayonnement. La Figure II-9 dévoile une édition plaquée de cette antenne à la seconde itération [53].

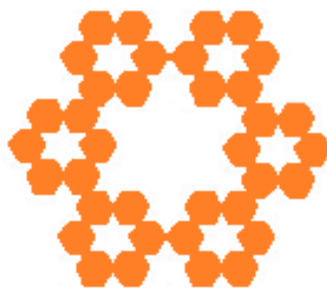


Figure II- 9: Exemple d'une antenne fractale hexagonale à l'itération 2 (Version plaquée)

3.3.7 Antenne fractal « Self-affine »

La géométrie de cette antenne est basée sur le principe de self affine. Celui-ci a pour objectif dans la contraction se servant de facteurs de promotion horizontaux et verticaux différents, à l'opposé du principe de self-similarité qui lui utilise le même facteur de promotion tant pour l'horizontal et le vertical. Ceci donnera à l'antenne plus de degrés d'émancipation permettant de mieux régler les fréquences de résonances.

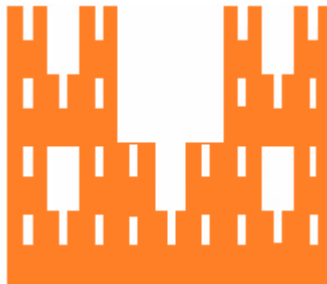


Figure II- 10: Exemple d'une antenne fractale self-affine à l'itération 3 (Version plaquée)

L'antenne plaquée fractale self-affine dévoilée par la Figure II-10 est la troisième itération de la baisse d'échelle d'un carré se servant d'un facteur de promotion horizontal et vertical de 3 et 2 respectivement. Ceci fournira 6 rectangles par carré dont le rectangle central de la section supérieure est enlevé [54].

Cette antenne dévoile des comptes rendus de fréquences de résonances assez grands (de l'injonction de 2) et notamment une petite autosimilarité de diagrammes de rayonnement aux fréquences élevées. Enfin, la conception d'une telle antenne n'est pas aisée en raison de son agitation particulière et de l'existence d'une couche d'air entre la section rayonnante et le programme de masse permettant d'avoir des bandes passantes raisonnables.

3.3.8 Antenne “SQUARE CURVE”

C'est une antenne micro-ruban acquise depuis l'algorithme « carré-courbe » (SQUARE CURVE) fractal, dont le point générateur est un anneau carré ou rectangulaire. Un exemple de cette antenne à la seconde itération est donné par la Figure II-11 L'excitation de cette organisation peut être faite de 3 méthodes différentes : un seul port, deux ports ou deux ports avec une liaison la masse. On se souviendra que celle-ci est la plus remarquable. En effet, le lieu des excitations et de la liaison au plan de masse permet de régler les cadences d'utilisation. Un atout nécessaire pour l'application ciblée dans [55] se trouve dans l'idée que cette antenne peut être alimentée sans détour avec des ports 75 Ohms et n'exige dès lors pas de balan. Son gain est cependant faible mais reste juste vue la petite dimension de l'antenne ($1,68\lambda$ de côté). Les diagrammes de rayonnement sont partiellement autosimilaires.

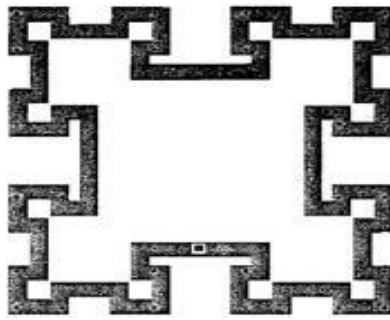


Figure II- 11: Exemple d'une antenne « SQUARE CURVE » à l'itération 2

3.3.9 Antenne arbre fractal

L'antenne arbre fractal est une antenne multi- bande à profil relativement peu complexe. Un exemple d'une telle organisation à la troisième itération est donné par la Figure II-12. Le mémoire des fréquences de résonance est en direct attaché au mémoire des longueurs de branches. Un problème important de cette antenne est la polarisation alternée aux différentes cadences d'utilisation. Côté rayonnement, l'autosimilarité des diagrammes est moyenne [56], [57].

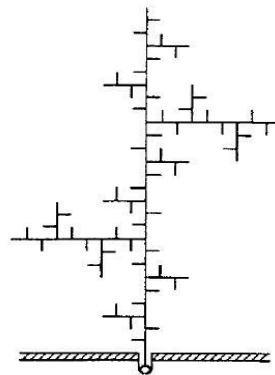


Figure II- 12: Exemple d'une antenne arbre fractal à l'itération 3

Les services fractals donnés récemment fournissent des antennes à la fois compactes et multi-bandes. Les biens Multi-bande est observable aussi bien sur le plan de l'explication fréquentielle que de l'autosimilarité (parfois très relative) des diagrammes de rayonnement. Aux différentes cadences d'utilisation, habituellement réparties log-périodiquement, les diagrammes de rayonnement des antennes fractales sont fréquemment peu identiques.

A l'issue de ce travail bibliographique, nous observons que les antennes fractales étudiées aujourd'hui ne permettent habituellement pas de réaliser des éléments rayonnants multi-bandes pour lesquels les comptes rendus entre les différentes cadences d'utilisation sont autonomes et facilement contrôlables.

On trouve aussi des produits qui doutent de l'avantage des antennes fractales. L'particularité Multi-bande de l'antenne triangle de SIERPINSKI n'est pas totalement dû à son caractère fractal mais

assez à une particularité log-périodique [58] (seules les parties des triangles de bases où le courant d'excitation est restreint sont responsables de cet particularité).

Par ailleurs, la polarisation du champ rayonné par l'antenne est très peu, ou pas du tout, abordée. La ressemblance entre les polarisations rayonnées sur de nombreuses fréquences de résonances n'est pas vérifiée. Le contrôle de la polarisation du champ rayonné est un élément essentiel dans l'emploi de telles antennes dans des systèmes de communication par satellite [60].

Nous avons remarqué aussi l'inexistence des antennes fractales associant à la fois une particularité Multi-bande ou large-bande et un espace occupé réduit. Enfin, les avantages et faibles des antennes multi-bandes à base de fractals sont donnés dans le Tableau II-4.

Tableau II- 4: Points forts et faibles des antennes Fractales

<i>Points forts</i>	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Habituellement plus compactes ▪ Esthétique (beauté des Fractales)
<i>Points faibles</i>	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Comptes rendus de cadences d'utilisation pas simplement contrôlable ▪ Manque de règle de conception ▪ Faible contrôle de la polarisation du champ rayonné ▪ Diagrammes peu pareils aux différentes fréquences

3.4 Antennes à trappes

L'un des plus vieux prototypes afin de décrocher des antennes filaires multi-bandes, a pour objectif d'incorporer des charges discrètes (capacité et/ou inductance) dans une antenne filaire (généralement un dipôle). Ces charges sont habituellement nommées (trappes). La conception de ce prototype se laisse en deux phases : premièrement, l'antenne résonante à la cadence basse est élaborée, puis, les charges sont insérées à des sites précis pour avoir la (les) résonance(s) haute(s) désirée(s). Ce concept fut protégé en 1941 [61] et largement usité pour l'acquisition d'antennes multi-bandes [62]. La Figure II-13 montre une antenne double fréquence se basant sur ce prototype :

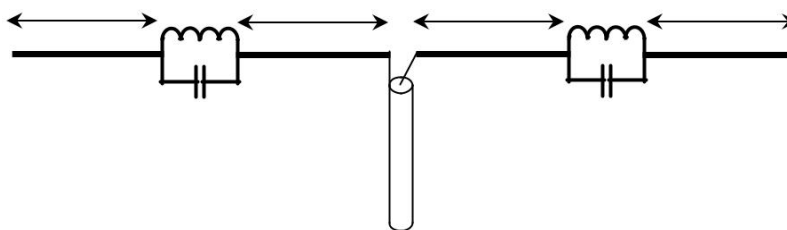


Figure II- 13: Antenne bi-bande à trappes

La cadence basse de cette antenne correspond à la longueur totale du dipôle $2(l_1 + l_2)$. La cadence élevée correspond à la longueur du dipôle confiné par les charges 211. Ces charges sont presque sans effet sur la place de la cadence basse et sur les attributs du dipôle à cette cadence. A la cadence élevée, ces charges découpent le courant qui ne circule plus sur les lignes extérieures (de longueur l_2) : ces lignes ne dérangent ni la place de la cadence élevée ni les particularités de l'antenne à cette cadence. Les positions de ces charges peuvent être calculées bonnement dans le cas d'un monopole ou du dipôle droit.

Les résultats de ces antennes dépendent vivement de celles des trappes exploitées et des fautes possibles dans la production de ces charges [63-66]. Par la suite l'usage de trappes à fort facteur de qualité réduit toujours les bandes passantes de l'antenne. Voilà les raisons pour lesquelles ces architectures d'antennes multi-bandes ont été fréquemment réservées pour les systèmes à basse cadence (systèmes de radioamateurs). Toutefois, l'arrivée de nouveaux éléments localisés compacts avec des performances nettement plus maîtrisées et tournant à des cadences supérieures, a rendu possible un come-back, dans ces dernières années, à ces concepts à base de trappes.

Le dessein pour un tel retour est l'avantage essentiel de ces structures à trappes de résonner sur maintes fréquences sans perdre pour autant les mêmes particularités électromagnétiques. Supplémentaire, le dimensionnement de ces antennes est assez simple car chaque fréquence de gestion est en direct liée au résonateur correspondant.

Dans le but d'avoir une gestion double fréquence, les trappes ont été exploitées dans une antenne hélice quadri filaire pour le GPS Capteur de navigation [67], dans des antennes fractales c'est à dire le triangle de Sierpinsky et l'antenne arbre fractal et également dans des antennes PIFA [68]. Il y a un petit moment même une organisation tri-bande a été acquies en positionnant des trappes sur une antenne de type L opposé « INVERTED L » pour des logiciels Capteur de navigation [69]. Enfin, d'autres concepts identiques à l'introduction des trappes permettent d'avoir des antennes multi-bandes et se reposant essentiellement sur la même topologie de dimensionnement :

- Insérer des cellules résonantes : dans cet état les trappes sont remplacées par des cellules résonantes, la façon de conception reste par conséquent comme celle introduisant des trappes dans l'antenne. Cette technique est assez recommandée pour réaliser des antennes qui ont des cadences de résonance assez éloignées. La possibilité de la cellule résonante est essentielle : un travail de son influence sur les diagrammes de rayonnement est préalable à toute intégration, ceci complique la conception de telles antennes.

- Insérer un ou multiples gaps le long d'un point émerveillé : le gap est une pompe passe haut : il permet le passage du courant à partir d'une certaine fréquence frontière qui dépend des dimensions du gap.
- Alimenter en série deux points rayonnants, cette organisation est double vis avis, formée totalement avec des points distribués, les longueurs des deux points rayonnants correspondent aux résonances souhaitées. Les deux résonateurs sont assez distancés afin de fuir la perturbation des deux résonances. Les diagrammes de rayonnement aux deux fréquences ont de nombreux points communs et la polarisation est linéaire. Toutefois, cette façon de faire n'est pas très compacte [70-72].

Les points forts et faibles des antennes multi-bandes à base de trappes sont résumés sur le Tableau II-5 :

Tableau II- 5: Points forts et faibles des antennes à trappes

<i>Points forts</i>	<ul style="list-style-type: none">▪ Performances radioélectriques pareils aux différentes fréquences▪ Antennes simplement adaptables à différentes cadences d'utilisation▪ Dimensionnement évident et rapport entre cadences d'utilisation maîtrisée
<i>Points faibles</i>	<ul style="list-style-type: none">▪ Dépendance des trappes▪ Bandes passantes dépendantes des facteurs de qualité des trappes

4. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons commencé par un positionnement des antennes multi-bandes par rapport aux antennes large-bandes pour la couverture de plusieurs bandes de fréquences. Les points faibles et forts de chaque topologie ont été brièvement donnés dans un tableau. Leur sélectivité et aptitude à couvrir des bandes de fréquences relativement éloignées, font des antennes multi- bandes des candidats plus intéressants que les large-bandes pour la couverture des systèmes de télécommunications modernes.

Cela dit, les différentes techniques actuellement utilisées pour l'obtention d'antennes multi-bandes ont été décrites et les différents avantages et inconvénients de chaque technique ont été résumés sous forme de tableaux. Les techniques permettant une conception et un dimensionnement faciles d'antennes multi-bandes sont très appréciées. Le contrôle de la polarisation et des formes des diagrammes de rayonnement est également très recherché.

Au contraire des autres techniques décrites dans ce chapitre, les techniques utilisant plusieurs éléments rayonnants ou des trappes permettent d'obtenir un fonctionnement beaucoup plus proche

des attentes décrites ci-dessus. Cependant, pour leur encombrement réduit et leur facilité d'excitation (1 seul port généralement), les antennes à trappes sont plus intéressantes que l'utilisation de plusieurs éléments rayonnants.

Références

- [1] NANNINI, CHRISTELLE “Etude de nouvelles antennes à résonateur diélectrique multifréquence, large bande et à polarisation circulaire” Université de Nice 2004.
- [2] S. A. LONG, M. W. MCALLISTER, AND L. C. SHEN, “The resonant cylindrical dielectric resonator antenna,” *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 31, no. 3, pp. 406–412, May 1983.
- [3] M. HANEISHI AND I-I. TAKAZAWA, “Broadband Circularly Polarized Planar Array Composed of a Pair of Dielectric Resonator Antennas”, *Electron. Lett.* Vol. 21, pp. 437-438, May 1985.
- [4] R. K. MONGIA, A. ITTIPIBOON, M. CUHACI AND D. ROSCOE, “Circularly Polarized Dielectric Resonator Antenna, *Electron. Lett.* Vol. 30, pp. 1361-1362, August 1994.
- [5] Petosa, A. 2012. “An Overview of Tuning Techniques for Frequency-Agile Antennas.” *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 54 (5): 271–96. <https://doi.org/10.1109/MAP.2012.6348178>.
- [6] DESJARDINS, J, D A MCNAMARA, S THIRAKOUNE, AND A PETOSA. 2012. “Electronically Frequency-Reconfigurable Rectangular Dielectric Resonator Antennas.” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 60 (6): 2997–3002.
- [7] AL-DAHLEH, R, C SHAFAI, AND L SHAFAI. 2004. “Frequency-Agile Microstrip Patch Antenna Using a Reconfigurable Mems Ground Plane.” *Microwave and Optical Technology Letters* 43 (1): 64–67.
- [8] GOTETI, R V, R E JACKSON, AND R RAMADOSS. 2006. “MEMS-Based Frequency Switchable Microstrip Patch Antenna Fabricated Using Printed Circuit Processing Techniques.” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 5: 228–30.
- [9] Kang, H I, and J T Song. 2010. “Electrically Tunable Rectangular Microstrip Antenna.” *Electronics Letters* 46 (1): 18–19.
- [10] Langer, J -, J Zou, C Liu, and J T Bernhard. 2003. “Micromachined Reconfigurable Out-of-Plane Microstrip Patch Antenna Using Plastic Deformation Magnetic Actuation.” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 13 (3).
- [11] Amin, M, R Cahill, and V F Fusco. 2008. “Mechanically Tunable Multiband Compact QUADRIFILAR Helix Antenna with Dual Mode Operation.” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 56 (6): 1528–32.
- [12] VOLOSHYN, A, AND Y PROKOPENKO. 2014. “Frequency-Tunable Ring Dielectric Resonator Antenna Excited by Waveguide.” In 2014 IEEE 34th International Scientific Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), 58–61.
- [13] BERNHARD, J T, E KIELY, AND G WASHINGTON. 2001. “A Smart Mechanically Actuated Two-Layer Electromagnetically Coupled Microstrip Antenna with Variable Frequency, Bandwidth, and Antenna Gain.” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 49 (4): 597–601.
- [14] SHETA, A, AND S F MAHMOUD. 2008. “A Widely Tunable Compact Patch Antenna.” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 7: 40–42.
- [15] P. RAEDSCHELDERS: “Surfing Through Hyperspace”, DR. PICKOVER, Oxford University Press, New York, Oxford 1999.
- [16] F. HAUSDORFF: “Dimension and external dimension”, *Math. Ann.*, Vol. 79, pp. 157-179, 1919.
- [17] K. Falconer: “Fractal geometry: Mathematical foundations and applications”, John Wiley and Sons, pp. 113-117, 1990.

- [18] H.V. Koch : “Une méthode géométrique élémentaire pour l'étude de certaines questions de la théorie des courbes planes”, *Acta Mathematica*, Vol. 30, Issue 1, pp. 145-174, 1906.
- [19] A. BARCELLOS: “The Fractal Geometry of Mandelbrot”, *The College Mathematics Journal*, Vol. 15, No. 2, pp. 98-114, 1984.
- [20] W. SIERPIŃSKI: “On Curves Which Contain the Image of Any Given Curve”, *MAT. SBORNIK*, Vol. 30, pp. 267-287, 1916.
- [21] G. WHYBURN: “Topological characterization of the SIERPINSKI curve”, *Fund. Math*, Vol. 4, pp. 320-324, 1958.
- [22] S. DHAR, K. PATRA, R. GHATAK, B. GUPTA, D. R. PODDAR: “A Dielectric Resonator Loaded MINKOWSKI Fractal-Shaped Slot Loop HEPTABAND Antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 63, No.4, pp. 1521-1529, 2015.
- [23] J. LI, T. JIANG, C. CHENG: “Hilbert Fractal Antenna for UHF Detection of Partial Discharges in Transformers”, *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 20, No.6, pp. 2017-2025, 2013.
- [24] T. BANNON: “Fractals and Transformations”, *Mathematics Teacher*, pp. 178-185, March 1991.
- [25] S. BAILEY, T. KIM, R. S. STRICHARTZ: “Inside the Lévy dragon”, *The American Mathematical Monthly*, Vol. 109, No.8, pp. 689-703, 2002, doi:10.2307/3072395.
- [26] K. BILLAH, R. SCANLAN: “Resonance, Tacoma Narrows Bridge Failure”, *American Journal of Physics*, Undergraduate Physics Textbooks, Vol. 59, No.2, pp. 118-124, 1991, doi:10.1119/1.16590.
- [27] A. PHINYOMARK, S. JITAREE, P. PHUKPATTARANONT, P. BOONYAPIPHAT: “Texture Analysis of Breast Cancer Cells in Microscopic Images Using Critical Exponent Analysis Method”, *Procedia Engineering*, Vol. 32, pp. 232-238, 2012.
- [28] C. SCHMIDT: “The Gompertzian View: Norton Honored for Role in Establishing Cancer Treatment Approach”, *JNCI: Journal of the National Cancer Institute*, Vol. 96, Issue 20, pp. 1492-1493, 20 October 200.
- [29] KHALILY, M.RAHIM, M.K.A.KHALAJMEHRABADI: “A compact circularly polarized and wideband Rectangular Dielectric Resonator Antenna”, 2011 IEEE International RF and Microwave Conference (RFM), Page(s): 448 - 451, 2011.
- [30] MOTEVASSELIAN, A, “Bandwidth enhancement of helix excited cylindrical dielectric resonator antennas by means of stacking”, *Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, 2012 Loughborough, Page(s): 1 - 3, 2012.
- [31] R. K. MONGIA, “Half Split Dielectric Resonator Placed on a Metallic Plane for Antenna Applications”, *Electron. Lett*, Vol. 25, pp. 463-464, March 1989.
- [32] R. K. MONGIA, A. ITTIPIBOON, Y. M. M. ANTAR, P. BHARTIA AND M. CUHACI, A HALFSPLIT CYLINDRICAL “Dielectric Resonator Antenna Using Slot Coupling, *IEEE Microwave Guide*”. *Wave Lett*. Vol. 3, pp. 38-39, 1993.
- [33] G. P. JUNKER, A. A. KISHK AND A. W. GLISSON, “Numerical Analysis of Dielectric Resonator Antennas Excited in Quasi-TE Modes, *Electron*”. *Lett*, Vol. 29, pp. 1810-1811, October 1993.
- [34] M. T. K. Tam and R. D. Murch, “Half Volume Dielectric Resonator Antenna Designs”, *Electron. Lett*, Vol. 33, pp. 1914-1916, November 1997.
- [35] KISHK, A.A, “DRA array with 75% reduction in elements number”, *Radio and Wireless Symposium (RWS)*, 2013 IEEE, Page(s): 70 - 72, 2013.
- [36] R. K. MONGIA AND P. BHARTIA, “Dielectric resonator antennas a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth”, *INT. J. MICROW. AND MILLIM. Wave Computer Aided Eng.*, vol. 4, no. 3, pp. 230–247, March 1994.

- [37] A. PETOSA, A. ITTIPIBOON, Y. M. M. ANTAR, D. ROSCOE, AND M. CUHACI, "Recent advances in dielectric resonator antenna technology", IEEE Antennas and Propagation Mag., vol. 40, no. 3, pp. 35–48, June 1998.
- [38] BOUKLI HACENE NOUREDDINE, "Antenne a résonateur dialectiques", application aux réseaux de télécoms.2010.
- [39] R. E. Collin and F. Zucker, Antenna Theory: Part 1. New York: McGraw-Hill, 1969.
- [40] G. DROSSOS, Z. WU, AND L. E. DAVIS, "Theoretical and experimental investigations on a microstrip-coupled cylindrical dielectric resonator antenna," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 21, no. 1, pp. 18–25, April 1999.
- [41] K. M. LUK AND K. W. LEUNG, "Dielectric Resonator Antennas". Hertfordshire, England: Research Studies Press, 2002.
- [42] G. ANDRE DESSENNE, "Etat de la normalisation RFID au 15-10-2005", par du Pôle Traçabilité.
- [43] S.M. RYTOV. "Electromagnetic properties of a finely stratified medium". Soviet Physics JETP, 2(3) :466, 1955.
- [44] J. B. PENDRY, A. J. HOLDEN, D. J. ROBBINS, AND W. J. STEWART, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," IEEE Trans. Micro. Theory Tech., vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, 1999.
- [45] J.B PENDRY ET AL, "Low frequency plasmons in thin-wire structures", J. Phys. Cond. Mat, pages: 4785–4809, 1998.
- [46] P. GAY-BALAMAZ ET O. J. F. MARTIN, "Electromagnetic resonances in individual and coupled split-ring resonators". Journal of Applied Physics, September 2002.
- [47] J. Brow, "Artificial dielectrics having refractive indices less than unity". Pro. IEEE, pages 51-62, May 1953.
- [48] S. ENOCH. G. TAYEB ET B. GARALAK, "The richness of the dispersion relation of electromagnetic band gap materials". IEEE Trans. on Antenna and Propagation., vol. 51, pages 2659-2666, 2003.
- [49] D. R. SMITH, W. J. PADILLA, D. C. VIER, S. C. NEMAT-NASSER ET S. SCHULTZ, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity". Phys. Rev. Lett., vol. 84, page 4184, 2000.
- [50] SHAH NAWAZ BUROKUR, "Mise en œuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes", Thèse de doctorat, spécialité électronique, Université de Nantes, France, 25 novembre 2005.
- [51] SHAH NAWAZ BUROKUR, MOHAMED LATRACH AND SERGE TOUTAIN, "Theoretical Investigation of a Circular Patch Antenna in the Presence of a Left-Handed Medium," IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, Vol.4, pp. 183–186, 2005.
- [52] W. B. Weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies". IEEE, vol. 62, pp. 33–36, January 1974.
- [53] A. M. NICOLSON AND G. F. ROSS, "Measurement of the intrinsic properties of materials by time domain techniques". IEEE Trans. Instr. Measurements, vol. 19, pp. 377– 382, November 1970.
- [54] M. LATRACH, H. RMILI, C. SABATIER, E. SEGUENOT AND S. TOUTAIN, "Design of a new type of metamaterial redone for low frequencies," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 52, No. 5, pp. 1119–1123, May 2010.
- [55] LIANG, J. F., LIANG, X. P., ZAKI, K., & ATIA, A. E. (1994). "Dual-mode dielectric or air-filled rectangular waveguide filters". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 42(7), 1330-1336.
- [56] CRAVEN, G. F., & MOK, C. K. (1971). "The design of evanescent mode waveguide bandpass filters for a prescribed insertion loss characteristic". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 19(3), 295-308.

- [57] Shih, Y. C., & Gray, K. G. (1984). "Analysis and Design of Evanescent-Mode Waveguide Dielectric Resonator Filters". In 1984 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 238-239.
- [58] M. LECOUBE (2000). "Conception et réalisations de filtres microondes à modes évanescents à l'aide d'un algorithme génétique", Egalisation d'amplitude par l'algorithme de Levenberg-Marquardt (Thèse de Doctorat, Bordeaux 1, France).
- [59] BOUTHEILLER, N. (2002). "Analyse et synthèse par optimisation basée sur l'algorithme génétique de filtres en guide d'ondes rectangulaire", Application à la conception de filtres multimodes utilisant la résonance des modes à leur fréquence de coupure (Thèse de Doctorat, Bordeaux 1, France).
- [60] MOSTAFAVI, R. F., MIRSHEKAR-SYAHKAL, D., & LIM, Y. C. (2001). "Small filters based on slotted cylindrical-ring resonators". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 49(12), 2369-2375.
- [61] ENOKIHARA, A., NANBA, H., NAKAMURA, T., ISHIZAKI, T., & UWANO, T. (2002). "26 GHz TM/sub 11/SPL delta/mode dielectric resonator filter and duplexer with high-Q performance and compact configuration". In Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International, (3), 1781-1784.
- [62] COHN, S. B. (1968). "Microwave bandpass filters containing high-Q dielectric resonators". Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 16(4), 218-227.
- [63] SHETA, A. F., HETTAK, K., COUPEZ, J. P., PERSON, C., TOUTAIN, S., & BLOT, J. P. (1995). "A new semi-lumped microwave filter structure". In Microwave Symposium Digest 1995, IEEE MTT-S International, 383-386.
- [64] MENZEL, W., & BALALEM, A. (2005). "Quasi-lumped suspended STRIPLINE filters and diplexers". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 53(10), 3230-3237.
- [65] ZHU, L., & WU, K. (2000). "Accurate circuit model of interdigital capacitor and its application to design of new quasi-lumped miniaturized filters with suppression of harmonic resonance". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 48(3), 347-356.
- [66] LIAO, S. S., & PENG, J. T. (2006). "Compact planar microstrip branch-line couplers using the quasi-lumped elements approach with nonsymmetrical and symmetrical T-shaped structure". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 54(9), 3508-3514.
- [67] LIN, S. C., WANG, C. H., & CHEN, C. H. (2007). "Novel patch-via-spiral resonators for the development of miniaturized bandpass filters with transmission zeros". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 55(1), 137-146.
- [68] MARTÍN, F., FALCONE, F., BONACHE, J., LOPETEGI, T., LASO, M. A., & SOROLLA, M. (2003). "Dual electromagnetic bandgap CPW structures for filter applications. Microwave and Wireless Components Letters", IEEE, 13(9), 393-395.
- [69] GARCIA-GARCIA, J., BONACHE, J., FALCONE, F., BAENA, J. D., MARTIN, F., GIL, I., & SOROLLA, M. (2004). "Stepped-impedance lowpass filters with spurious passband suppression". Electronics Letters, 40(14), 881-883.
- [70] KARIM, M. F., LIU, A. Q., ALPHONES, A., & ZHANG, X. J. (2005). "Low-pass filter using a hybrid EBG structure". Microwave and optical technology letters, 45(2), 95-98.
- [71] CHIOU, Y. C., KUO, J. T., & CHEN, J. (2005, December). "Compact miniaturized stepped impedance low pass filters with a broad stopband". In Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings, (3), 4.
- [72] HUANG, S. Y., & LEE, Y. H. (2005). "Compact U-shaped dual planar EBG microstrip lowpass filter". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 53(12), 3799-3805.

CHAPITRE III
Conception et Réalisation des
Antennes Imprimées Multi-bandes

1. Introduction

Les antennes imprimées ou patches ont été née au début des années soixante-dix par le scientifique MUNSON, ces antennes ont créer une évolution importante dans le domaine de télécommunication et la technologie microélectronique avec ces avantages du faible poids et de la facilitée d'intégration, cette technologie a donné la naissance de plusieurs appareils portatif.

Les antennes planaires sont aujourd'hui intégrées dans de nombreux appareils électroniques et constituent le type d'antenne principale caché dans ces appareils aux fréquences microondes, presque actuellement dans tous les systèmes intégrés modernes et surtout dans les applications des Smartphone.

L'antenne patch à éléments rayonnants imprimés est constituée d'un plan de masse, d'un ou multiple couche de substrats diélectriques et d'un ou multiple motifs conducteurs rayonnants de forme différente.

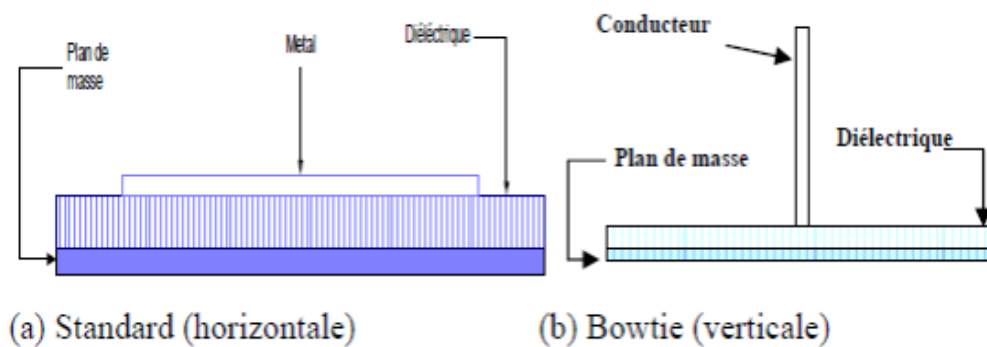


Figure III- 1: Antennes imprimées

Les antennes imprimées sont généralement très utilisées dans le domaine des micro-ondes et des ondes millimétriques, et utilisent une seule couche de substrat avec une forme géométrique différente selon l'emplacement et la bande d'utilisation. Les formes standards de la partie rayonnée sont présentées dans la Figure III-2. Ces éléments rayonnants prenant différentes formes : carrée, rectangulaire, triangulaire, circulaire, elliptique ou d'autres formes plus complexes.

Les antennes imprimées se caractérisent par un faible poids, une taille réduite et une facilité de réalisation par la technique du circuit imprimé. Ces avantages donnent une grande importance à ce type d'antenne dans le domaine de télécommunication, de télédétection, de domaine de mobiles terrestres, et de télémétrie (véhicules, Radar, avion, fusées, missiles, navires...). Cependant, ces antennes présentent quelques inconvénients : leur largeur de bande est réduite, leur rendement est moyen et la modélisation théorique rigoureuse est particulièrement ardue [1].

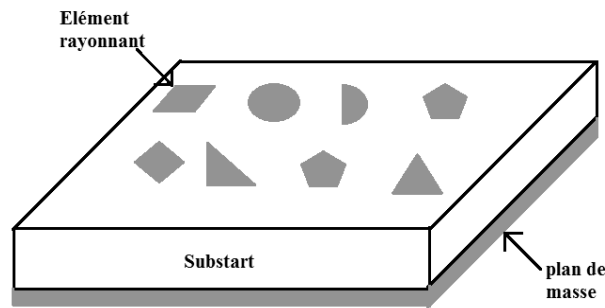


Figure III- 2: Antenne imprimée à plusieurs formes

2. Propriété de l'antenne imprimée

L'antenne patch ou imprimée est se compose d'un élément métallique rayonnant de forme quelconque placé sur la face supérieur du substrat diélectrique. D'un plan de masse métallisé placé sur la face inférieure du diélectrique (Figure III-3).

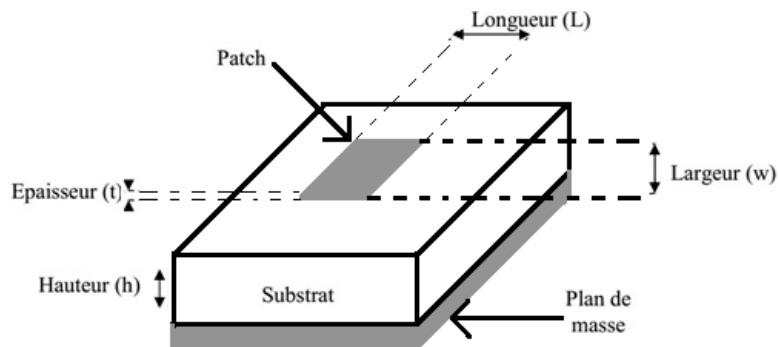


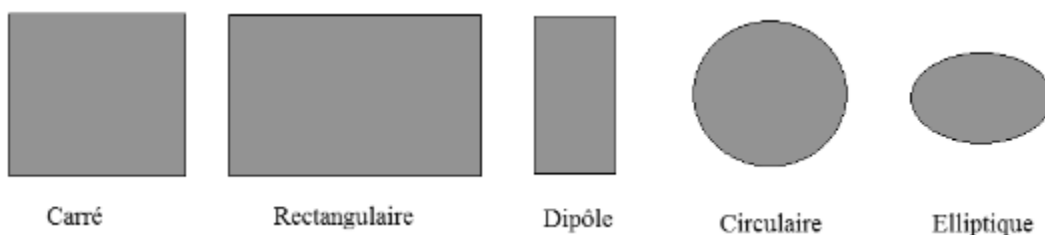
Figure III- 3: Constitution d'une antenne imprimée

Les caractéristiques physiques et géométriques de cette structure sont :

- La permittivité relative de diélectrique (ϵr) et sa constante de pertes $\tan \delta$.
- La hauteur du diélectrique h .
- Les dimensions de l'élément rayonnant (L, W).

2.1 L'élément rayonnant

C'est un conducteur métallique comme le cuivre, l'or ou l'argent (de conductivités respectives $\sigma=5,8 \times 10^7 - 6,2 \times 10^7$ et $4,1 \times 10^7 \text{ S.m}^{-1}$), mince ($t \ll \lambda$) [2] et généralement de formes différentes, mais les forme les plus utilisées sont montrés sur la Figure III-4.



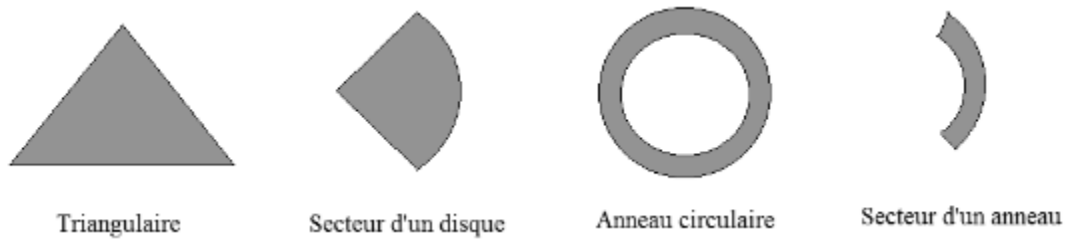


Figure III- 4: Différentes formes des éléments rayonnants

Les dimensions du patch sont faibles principalement de l'ordre de $\lambda/2$ à λ [2].

2.2 Substrat

Se caractérisé par sa permittivité ϵ_r (Généralement $1 \leq \epsilon_r \leq 12$), sa hauteur h par rapport au plan de masse ($h \ll \lambda$, $0.003\lambda \leq h \leq 0.05\lambda$) et sa tangente de pertes diélectrique $\tan\delta$ (de l'ordre de 10^{-3}) [4].

Pour la conception des antennes patches imprimées, on peut citer par exemple : des matériaux à base de fibres de verre téflon ($2 < \epsilon_r < 3$, $\tan\delta = 10^{-3}$) du polypropylène ($\epsilon_r = 2.2$, $\tan\delta = 3 \times 10^{-4}$) et aussi des mousses synthétiques ($\epsilon_r = 1.03$, $\tan\delta = 10^{-3}$) [3].

2.3 Plan de masse

C'est une matière métallisée de même que la partie rayonnée placé au-dessous du substrat, sa dimension est théoriquement infinie (théorème des images), mais en réalité, il est de l'ordre de 3 à 4λ , ce qui influence sur les caractéristiques du l'antenne [4].

► Les Avantages et inconvénients des antennes imprimés :

Les avantages des antennes imprimées son beaucoup et important, leurs utilisations dominant sur un large domaine de fréquence allant de 100Mhz à 100GHz. Parmi ces avantages on peut citer [1-4] :

- Faible poids et volume réduit Conforme à la surface planeaire et non planeaire
- Faible cout de fabrication.
- Supporte les deux types de polarisation : linéaire et circulaire
- Facile à intégrer avec les circuits MICS (MICROWAVE INTEGRATED CIRCUITS)
- Souple en termes de fréquence de résonance
- La possibilité d'avoir Bi-bande ou Tri-bande comme fréquences d'opérations

- Mécaniquement robuste
- ▶ Par conséquent, elles présentent les inconvénients suivants [4-6] :
 - Faible efficacité
 - Bande passante relativement étroite
 - Faible gain
 - Faible puissance
 - Faible pureté de polarisation

2.4 Domaine d'utilisation des antennes imprimées

Avec l'apparition des antennes imprimées, plusieurs domaines ont vu une évolution rapide du aux avantages des antennes patches et leurs capacités de répondre aux exigences technologiques. Les antennes sont utilisées dans un grand domaine d'applications, parmi lesquelles on peut citer :

- Les télécommunications par satellites.
- La commande et le contrôle.
- La télémétrie par missile
- Les équipements portatifs
- Les antennes d'émissions utilisées en médecine
- Les récepteurs satellites de navigation

2.5 Techniques d'alimentation

La technique d'alimentation d'une antenne est très importante dans la réalisation des antennes car elle peut influencer potentiellement sur le rayonnement ainsi que sur les performances de l'antenne. L'alimentation de l'élément rayonnant utilise quatre techniques :

- Alimentation par une ligne microbande.
- Alimentation par couplage électromagnétique.
- Alimentation par couplage à ouverture dans le plan de masse.
- Alimentation coaxiale directe

Les techniques d'alimentation les plus utilisées dans les antennes imprimées sont les suivantes :

- Alimentation par ligne microbande (Figure III-5)
- Alimentation par câble coaxial (Figure III-6)

2.5.1 Alimentation par ligne micro-ruban

Cette technique se base sur une ligne conductrice (généralement d'impédance 50Ω), de largeur très petite par rapport au patch, est connectée avec l'un des extrémités de ce dernier (Figure III-5). Parmi ces avantages on trouve sa facilité de fabrication et sa simplicité d'adaptation à la résonance (choix de la position d'alimentation ou l'installation d'encoches), mais elle présente comme inconvénient plus de pertes si la hauteur du substrat augmente à cause de l'apparition des ondes de surface et la production de rayonnement parasite [5-9].

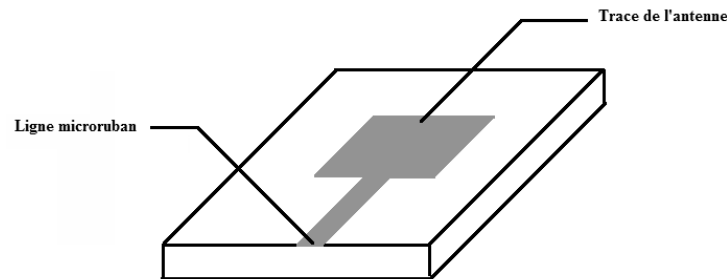


Figure III- 5: Alimentation par ligne microbande

On utilise les équations d'analyse ou de synthèse des lignes micro-rubans pour calculer l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban à partir des données géométriques ou inversement d'une antenne.

2.5.2 Alimentation par sonde coaxial

Cette technique a besoin de la précision dans la réalisation, car le conducteur interne du connecteur coaxial doit être bien soudé au patch à travers un trou au milieu diélectrique tandis que le connecteur extérieur est soudé au plan de masse (Figure III-6) :

Comme avantages de cette méthode on peut citer : la possibilité d'exciter l'élément rayonnant à n'importe quel emplacement pour assurer l'adaptation, la simplicité de fabrication et réduction de rayonnement parasite.

Par conséquent, ses inconvénients : la réduction de la bande passante (bande étroite) ainsi que la difficulté de modélisation de la sonde pour un substrat épais ($h > 0.02\lambda$) [2][4][7][8].

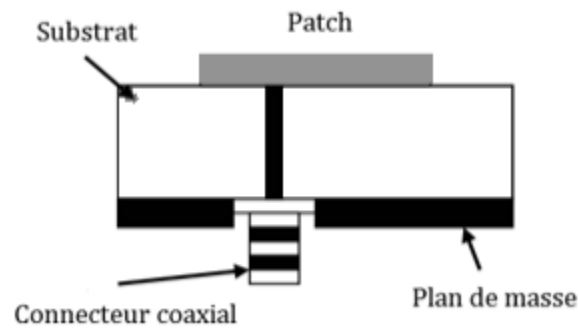


Figure III- 6: Alimention par sonde coaxiale

L'équation (III-1) donne une estimation de l'impédance caractéristique Z_c d'un câble coaxial de rayons intérieur a , extérieur b et un milieu caractérisé par μ et ε entre les deux :

$$Z_c = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{\ln(b/a)}{2\pi} \quad (\text{III-1})$$

2.5.3 Alimentation par couplage à ouverture

Nommé aussi couplage par fente, au quelle le patch et la ligne d'alimentation sont séparés par le plan de masse, qui contient une fente qui assure le couplage entre ligne micro ruban d'alimentation et l'élément rayonnant (Figure III-7).

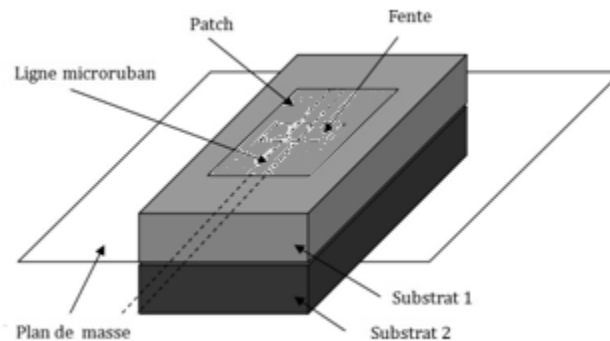


Figure III- 7: Alimentation par couplage à ouverture

Pour diminuer le rayonnement parasite, le substrat inférieur doit être mince avec une permittivité élevée, tel que le substrat supérieur doit de faible permittivité et être épais [8].

Cette technique est pleine d'avantages par contre il a un inconvénient majeur qui réside dans la difficulté de réalisation due à l'utilisation de deux couches diélectriques ce qui cause également l'augmentation de l'épaisseur de l'antenne. On note qu'elle génère une bande passante étroite [2-4][10].

2.5.4 Alimentation par couplage électromagnétique

L'élément rayonnant et la ligne d'alimentation se trouvent du même côté du plan de masse dans cette technique, comme le présente la Figure III-8.

Le choix des substrats est très important dans cette technique, car il faut la choisir de manière à favoriser le rayonnement (substrat supérieur de faible permittivité) et de concentrer le champ électromagnétique entre le plan de masse et la ligne (substrat inférieur de permittivité élevée).

Ce type d'excitation donne l'avantage d'avoir une bande passante large (supérieure à 13%), et permet de supprimer les rayonnements parasites, mais il est difficile à réaliser à cause des deux couches des substrats.

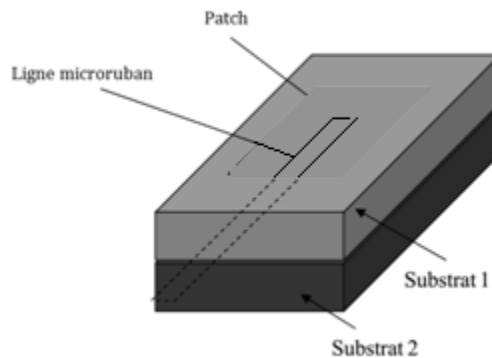


Figure III- 8: Alimentation par proximité

Le Tableau III-1 donne les caractéristiques de chaque technique d'excitation :

Tableau III- 1: Comparaison entre différentes techniques d'excitation

<i>Caractéristiques</i>	<i>Alimentation par ligne micro-ruban</i>	<i>Alimentation coaxial</i>	<i>Alimentation par couplage à ouverture</i>	<i>Alimentation par proximité</i>
<i>Rayonnement parasites de l'alimentation</i>	Plus	Plus	Moins	Minimum
<i>Facilité de fabrication</i>	Facile	Soudure et forage requis	Alignement Requis	Alignement Requis
<i>Adaptation d'impédance</i>	Facile	Facile	Facile	Facile
<i>La bande passante (réalisée par adaptation d'impédance)</i>	2-5%	2-5%	2-5%	13%

2.6 Rayonnement du structure micro-ruban

A l'aide des équations de Maxwell on peut calculer le champ électrique \vec{E} résultant sur le conducteur en fonction des potentiels vecteur \vec{A} et scalaire $\vec{\phi}$ par :

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\vec{A}(\vec{r}) - \nabla\vec{\phi}(\vec{r}) \quad (\text{III-2})$$

$$\vec{A}(\vec{r}) = \mu \int_s G_A(\vec{r}, \vec{r}') J(\vec{r}') ds' \quad (\text{III-3})$$

$$\vec{\phi}(\vec{r}) = \frac{-1}{j\omega\epsilon} \int_s G_q(\vec{r}, \vec{r}') [\nabla' \cdot \vec{j}(\vec{r}')] ds' \quad (\text{III-4})$$

G_A Et G_q sont les fonctions de Green dans le domaine spatial relatives aux potentiels vecteur et scalaire. \vec{j} est la distribution surfacique de courant sur le conducteur.

Même s'ils possèdent des géométries simples, les résonatrices microbandes sont difficiles à analyser du fait de leur non homogénéité du milieu qui les prend en charge. Il en résulte des conditions aux limites compliqués, notamment à l'interface air- diélectrique ce qui rend la résolution des équations de Helmholtz très difficile.

Cependant, la composante essentielle du champ électrique est mené suivant la normale commune au plan de masse et à l'interface substrat-air qui change de direction d'une extrémité à l'autre de l'antenne comme l'illustre la Figure III-9.

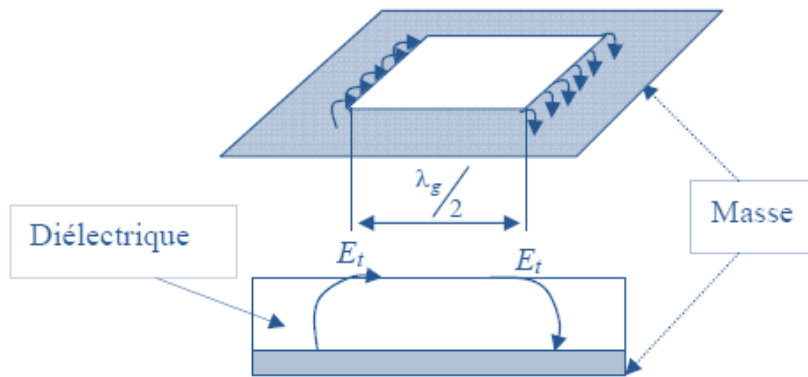


Figure III- 9: Effet de bord

($\lambda_g/2$ Demi-longueur d'onde et E_t : Composante tangentielle du champ électromagnétique E)

Pour élaborer a cette difficulté, différentes technique approchées ont été proposées pour la détermination des caractéristiques radioélectriques des antennes patch (fréquence de résonance, bande passante, gain, impédance d'entrée, directivité...) en se basant sur la détermination de la distribution surfacique de courant. Parmi ces techniques on peut citer :

- Méthode de la ligne de transmission
- Méthode de la cavité

2.7 Méthodes d'analyse ou d'étude d'une antenne patch

Les modèles d'analyse ou d'étude d'une antenne patch les plus usités sont : le modèle de la ligne de transmission, le modèle de la cavité et les méthodes numériques :

- Le modèle de la ligne de transmission est le plus facile, par contre sa précision est faible.
- Le modèle de la cavité est plus précis par rapport au modèle de la ligne de transmission mais il est un peu complexe à modéliser.
- Les méthodes numériques sont les plus précises et peuvent traiter n'importe quelle géométrie d'antenne en se basant sur la modélisation électromagnétique.

Par la suite, les deux modèles seront dévoilés pour une antenne patch rectangulaire puisqu'il est le plus simple à réaliser.

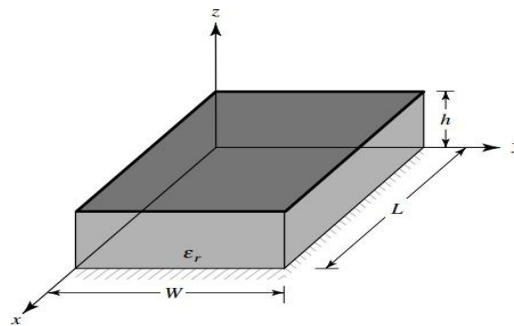


Figure III- 10: La géométrie d'une antenne patch rectangulaire

Le patch rectangulaire est mené d'un système de coordonnées cartésien (Oxyz), L est porté par Ox, w par Oy, et h par Oz (Figure III-10).

2.7.1 Modèle de ligne de transmission

Ce modèle représente l'antenne patch par deux fentes de largeur w et de hauteur h, séparées par une ligne de transmission de longueur L (Figure III-11).

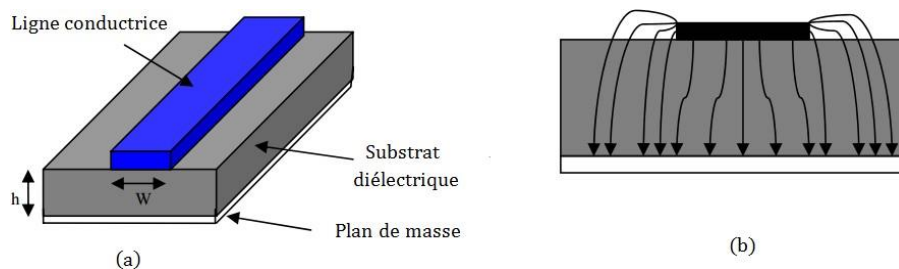


Figure III- 11: (a) Modèle de ligne de transmission et (b) lignes de champ

2.7.2 Effet du bord (FRINGING EFFECT)

Cet effet montre que la propagation se fait dans deux milieux diélectriques différents : l'air de permittivité relative égale à 1 et le substrat de permittivité relative ϵ_r , avec deux vitesses différentes. En pris de considération de cette inhomogénéité, un milieu effectif de permittivité ϵ_{reff} remplace les deux milieux précédents.

Pour $w/h > 1$: ϵ_{reff} est donnée par la formule explicite de Hammerstad [11] :

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-0.5} \quad (\text{III-5})$$

2.7.3 La longueur effective

A cause de l'effet du bord cité avant, il y a l'apparition des dimensions électriques qui sont plus grandes que les dimensions physiques. Pour le patch rectangulaire la longueur L est étendue de deux ΔL (Figure III-12).

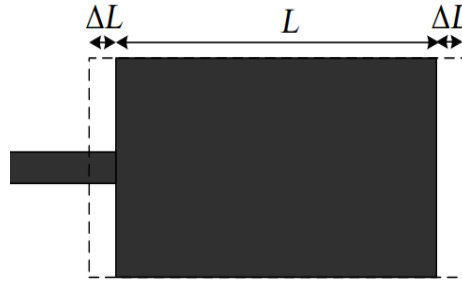


Figure III- 12: Extension de la longueur physique L

Cette extension est donnée par la formule de HAMMERSTAD :

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0.5) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (\text{III-6})$$

La longueur effective L_{eff} du patch devient : $L_{eff} = L + 2\Delta L$

Pour une fréquence donnée f_r la longueur effective est donnée par :

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} = \frac{\lambda_g}{2} \quad (\text{III-7})$$

Où λ_g est la longueur d'onde guidée dans milieu effectif.

Généralement, la fréquence de résonance pour un mode TM_{MN} d'une antenne patch rectangulaire

est donnée par :

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{reff}}} \left\{ \frac{(m)^2}{L} + \frac{(n)^2}{W} \right\} \quad (\text{III-8})$$

Où m et n sont les modes selon L et w respectivement.

2.7.4 La largeur du patch

La largeur w est calculée à partir de la formule de BAHL et BHARTIA :

$$W = \frac{c}{2f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-0.5} \quad (\text{III-9})$$

2.8 Circuit équivalent

L'antenne patch rectangulaire est représentée par deux fentes rayonnantes, reliées par une ligne de transmissions de longueur L. La fente rayonnante est équivalente à une conductance G, représentant les pertes par rayonnement, parallèle à une susceptance B, liée à l'effet capacitive due au circuit ouvert du patch dans ses extrémités [4][11] (Figure III-13).

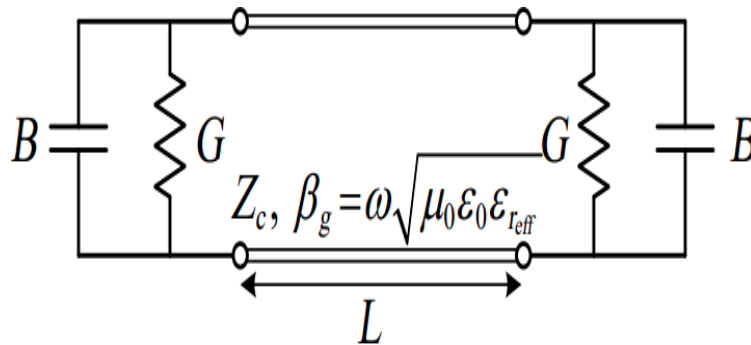


Figure III- 13: Circuit équivalent du patch

2.9 Résistance d'entrée

L'impédance d'entrée dépend de plusieurs paramètres, tels que la constante diélectrique, l'épaisseur et la largeur du substrat, ainsi que la position du point d'alimentation.

La résistance d'entrée peut varier si on insère des encoches dans l'une des bords rayonnants.

Si le patch est alimenté par une ligne micro-ruban d'impédance caractéristique Z_c , placée à une distance x_0 , la résistance d'entrée est donnée par [4] :

$$R_m(X = X_0) = R_m(x = 0) \cos^2(\pi L x_0) \quad (\text{III-10})$$

2.10 La directivité et l'angle d'ouverture

La directivité d'une antenne patch dans la direction normale à son élément rayonnant est approximée par les relations suivantes [10] :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_R}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R} \quad (\text{III-11})$$

2.11 Étapes de conception

En se basant sur le modèle de la ligne de transmission d'une antenne patch rectangulaire, la conception d'une telle structure nécessite la connaissance de la fréquence de résonance f_r , la permittivité ϵ_r et la hauteur h du substrat, et l'exécution des étapes suivantes :

- Calcule de w utilisant (III-6)
- Calcule de ϵ_{reff} utilisant (III-1)
- Calcule de l'extension ΔL utilisant (III-2)
- Calcule de la longueur physique du patch L utilisant (III-3 et III-4)
- Calcule de la conductance G de la fente rayonnante utilisant (III-10)
- Calcule de la résistance d'entrée R_{in} utilisant (III-10 et III-12) ou (III-12 et III-13)
- Si R_{in} est très grande, on calcule $R_i(x = x_0)$ (III-14) en insérant des encoches dans le patch

2.12 Modèle de cavité rayonnante

Le modèle de la ligne de transmission est simple à appliquer, mais il est peu précis, puisque les variations du champ le long des bords sont négligées. Pour remédier à cela, le modèle de cavité est utilisé [4].

Dans ce modèle, la région intérieure du substrat est modélisée par deux murs électriques situés respectivement au-dessus et en dessous du diélectrique, une condition nécessaire pour appliquer cette approche est que $h \ll \lambda$. Dans ce cas on a deux conséquences :

- Puisque le substrat est mince, le champ électrique à l'intérieure du substrat ne varie pas dans la direction Z normale au patch.
- Le champ électrique n'a qu'une seule composante selon $Z(E=E_z)$ et le champ magnétique est transverse H_x, H_y dans la région limitée par le patch et le plan de masse.

Excitée par une puissance, une distribution de charge est créée en dessus et en dessous du patch, ainsi que sur la surface supérieure du plan de masse (Figure III-14).

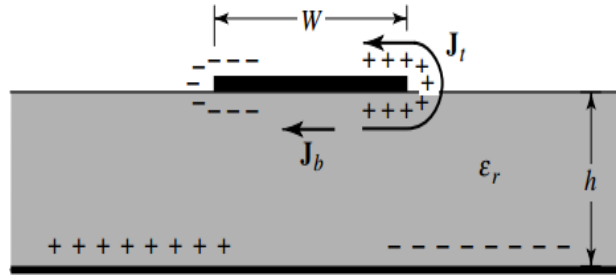


Figure III- 14: Distribution des charges dans la cavité

Cette distribution de charges est contrôlée par deux mécanismes : un mécanisme attractif et un mécanisme répulsif. Le premier, contrôle les charges opposées situées sur le patch, et sur le plan de masse. Par conséquent, une concentration de charges reste sur l'élément rayonnant. Dans le deuxième mécanisme le control s'effectue entre les charges de même signe en dessous du patch, ce qui pousse les charges à se déplacer de la surface inférieure vers la supérieure.

Le modèle cavité suppose que le rapport h/w soit petit ($h/w \ll 1$), par conséquent, le mécanisme attractif est dominant, les charges sont concentrées, et un courant (j_b) circule au-dessous du patch. Au fur et à mesure, que le rapport h/w diminue le courant (j_t) devient plus petit jusqu'au ce qu'il devient égal à zéro, ce qui empêche la création d'aucun composante tangentielle du champ magnétique au bord du patch : les quatre murs entourant les bords du patch peuvent être vues comme des surfaces parfaitement conductrices. Dans ce cas les champs magnétique et électrique confinées dans la cavité ne seront pas perturbés.

Par contre, en pratique, la composante tangentielle du champ magnétique ne sera pas nulle, mais reste très faible pour que les murs soient considérés magnétiquement parfaits [8][11].

2.12.1 Mécanisme de pertes

L'introduction d'un mécanisme de pertes au modèle de cavité, permet de considérer l'antenne patch comme étant une cavité résonante avec pertes. Ces dernières, sont quantifiées par la tangente de pertes effectives, δ_{eff} donnée par [7][11] :

$$\delta_{eff} = \frac{1}{Q_T} \quad (\text{III-12})$$

Ou Q_T est le facteur de qualité de l'antenne. Il est égal à :

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_r} \quad (\text{III-13})$$

Avec Q_d est le facteur de qualité du diélectrique

2.13 Méthodes d'analyse numériques

Il existe plusieurs méthodes numériques, appliquées dans le domaine des antennes afin de calculer leurs performances et qui sont intégrées dans des simulateurs numériques (logiciels). Parmi ces méthodes on cite [5] :

- La méthode des moments
- La méthode des éléments fins
- La méthode des différences finies

Chaque méthode présente des avantages et des inconvénients. La tendance est d'hybrider les méthodes entre elles afin de ne garder que les avantages de l'une et compenser les inconvénients de l'autre.

Dans ce mémoire, les simulations électromagnétiques, ont été faites à l'aide du logiciel CST MWS, basé sur l'une des méthodes hybrides, c'est la méthode de l'intégrale fini (FIT : FINITE INTEGRATION TECHNIQUE). Cette méthode a été développée par Thomas WEILAND en 1977. Il s'agit de la reformulation des équations intégrales de Maxwell sous forme discrète [12]. Elle a été utilisée dans plusieurs domaines comme l'acoustique, la piézoélectricité, l'électromagnétisme, la physique déformable.

3. Les nouvelles structures antennaires planaires multi-bandes conçues et validées

Ce chapitre est consacré aux antennes Patches conçues et réalisées dans le cadre de cette thèse. Deux structures multi-bandes couvrant différentes bandes destinées aux applications mobiles ont été validées. Deux logiciels de simulation électromagnétique (CST MICROWAVE STUDIO et HFSS) ont été utilisés pour la conception, l'analyse et l'optimisation de ces antennes. Toutes les structures ont été implémentées sur un substrat FR4 de permittivité relative $\epsilon_r = 4,4$, d'épaisseur $h=1,6\text{mm}$ et de pertes tangentielle $\tan(\delta)=0,025$. Le choix de ce substrat à cause de son faible coût et ces performances correctes dans la plage des fréquences concernées.

3.1 Conception et réalisation d'une nouvelle antenne Multi-Bande pour les applications GSM, PCS, Wi-Fi et Bluetooth

La demande des systèmes multi-bandes a récemment augmenté. Les appareils de communication mobiles modernes (Smart Phone) ont la tendance d'intégrer plusieurs bandes dans le même appareil mobile qui comprend par exemple les bandes 2G/GSM900/PCS,3G/UMTS/HSDPA/WIFI/Bluetooth et 4G/LTE [1][2]. Chaque standard de communication pouvant fonctionner dans une bande de fréquences différente, au lieu d'utiliser plusieurs antennes, il est très utile d'avoir une seule antenne Multi-bande pour répondre aux besoins de systèmes de communication multiples.

Plusieurs efforts ont été consacrés à l'antenne planaire multi bande au cours des dernières années. Telles que les antennes planaires à F-inversé (PIFA) [3][4], les antennes à F-inversé (IFA) [5], antennes patchs et antennes boucles [6]. Les PIFA conventionnels, IFA, sont devenus populaire dans la plupart des combinés et appareils pour applications de téléphonie mobile. Ceci est principalement en raison de leur taille miniature, de leur fabrication facile et de leur faible coût. Pour réaliser un antenne multi-bande planaire de nombreuses configurations et techniques peuvent être utilisées [6-9].

Dans cette première étude, une antenne multi-bande planaire est proposée pour les applications de téléphonie mobile. L'antenne Multi-bande couvre les bandes de fréquences suivantes : GSM900(880-960MHz), PCS (1850-1990MHz), Wi-Fi(2400-2480MHz), Bluetooth(2400-2480MHz) [1-9].

Cette conception est entièrement plane, assez compacte avec un coût de fabrication très bas, en utilisant un substrat FR-4.

3.1.1 Conception de l'antenne proposée

Dans ce travail, nous avons validé la structure de l'antenne illustrée à la Figure III-15, où nous avons les faces supérieures et arrière du circuit final. L'antenne proposée est une antenne patch micro-ruban de $65 \times 67,05 \times 1,6 \text{mm}^3$ montée sur un substrat FR-4 ayant une épaisseur de 1,6 mm avec une permittivité diélectrique relative de 4,4 et 0,025 pour les pertes tangentiels. Cette antenne est alimentée par une ligne micro-ruban de 50Ω , le plan de masse de l'antenne proposée est modifié et optimisé pour atteindre le comportement multi bande dans les bandes de fréquences appropriées. Après de nombreuses séries d'optimisation en utilisant les solveurs électromagnétiques HFSS et CST, nous avons obtenu les différents paramètres optimisés énumérés dans le Tableau III-2.

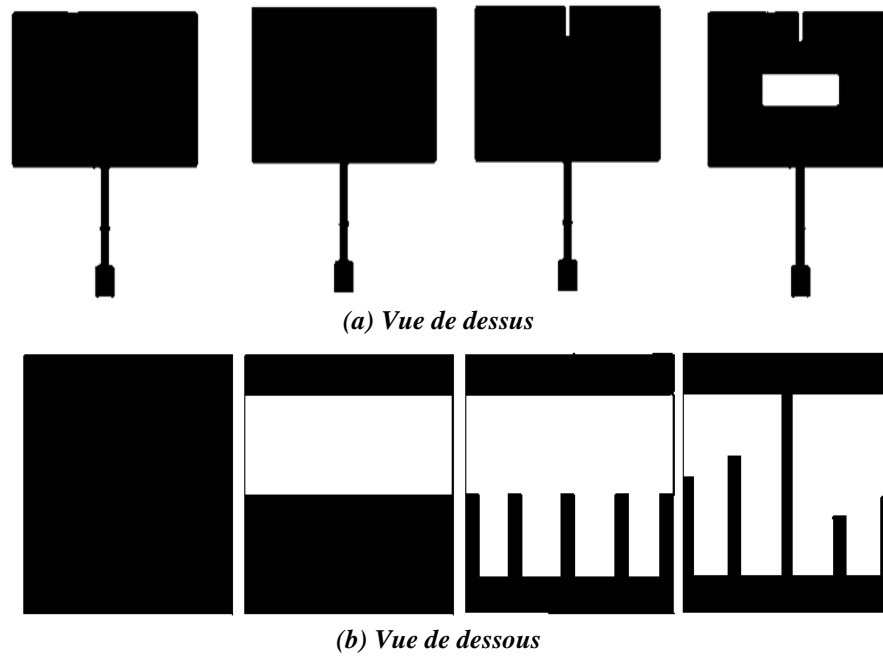


Figure III- 15: Évolution de la conception de l'antenne proposée

La première étape a consisté à concevoir une antenne patch (Figure III-15) à 2,45GHz, puis une technique de solution permet de passer d'une antenne possédant une bande de fréquence de fonctionnement à une antenne multi-bande. Les dimensions de l'antenne patch rectangulaire sont calculées à partir des équations de la ligne de transmission.

Après la validation de l'antenne patch rectangulaire à 2,45GHz, nous avons procédé à de nombreuses séries d'optimisation en introduisant des solutions sur les faces supérieures et arrière de l'antenne afin d'obtenir un comportement multi bande. Les méthodes d'optimisation utilisées sont intégrées au résolveur électromagnétique CST-MICROWAVE Studio. L'évolution de la conception de l'antenne proposée est présentée à la figure III.15. La validation de l'antenne patch avec des capacités de fonctionnement multifréquences est due aux résonances multiples introduites par l'optimisation de la combinaison de la géométrie de l'antenne, en insérant les encoches au niveau de la masse et les fentes au niveau du patch.

Procédons maintenant à une étude paramétrique sur les dimensions du plan de masse noté. Les dimensions de la structure sont celles déjà données par le Tableau III-2 pour la configuration 4. Le Tableau III-2 donne les fréquences de résonance et les niveaux du coefficient de réflexion en entrée correspondants.

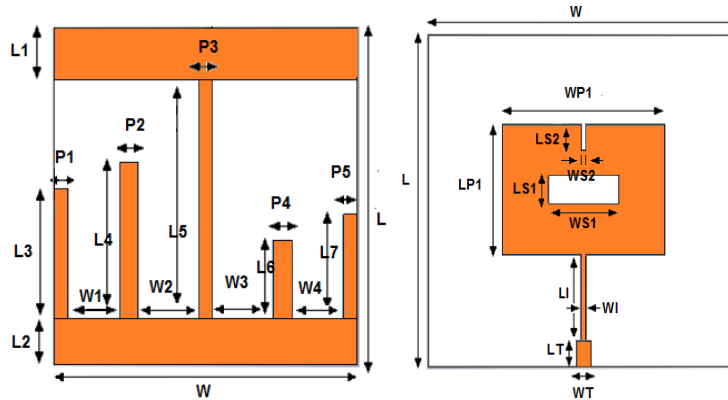


Figure III- 16: Geometry of the proposed Antenna

Tableau III- 2: Paramètres de l'antenne proposée

<i>Paramètre</i>	<i>Value[mm]</i>	<i>Paramètre</i>	<i>Value[mm]</i>
<i>L</i>	65,0	<i>W1=W4</i>	11,5
<i>W</i>	67,05	<i>W2=W3</i>	13,625
<i>WP1</i>	35,11	<i>P1=P5</i>	3,0
<i>LP1</i>	25,6	<i>P2=P4</i>	4,0
<i>WS1</i>	15,11	<i>P3</i>	2,8
<i>LS1</i>	5,6	<i>L1</i>	10,0
<i>WS2</i>	1,0	<i>L2</i>	9,0
<i>LS2</i>	5,0	<i>L3</i>	25,0
<i>LT</i>	5,0	<i>L3</i>	25,0
<i>WT</i>	3,0	<i>L5</i>	46,0
<i>LI</i>	16,9	<i>L6</i>	15,0
<i>WI</i>	0,5	<i>L7</i>	20,0

3.1.2 Résultats et discussion

L'antenne proposée est simulée en utilisant ANSOFT-HFSS, dont l'analyse numérique est basée sur la méthode des éléments finis [10] et CST MICROWAVE. La Figure III-17 montre les résultats de la simulation dans les deux solveurs HFSS et CST de l'antenne proposée.

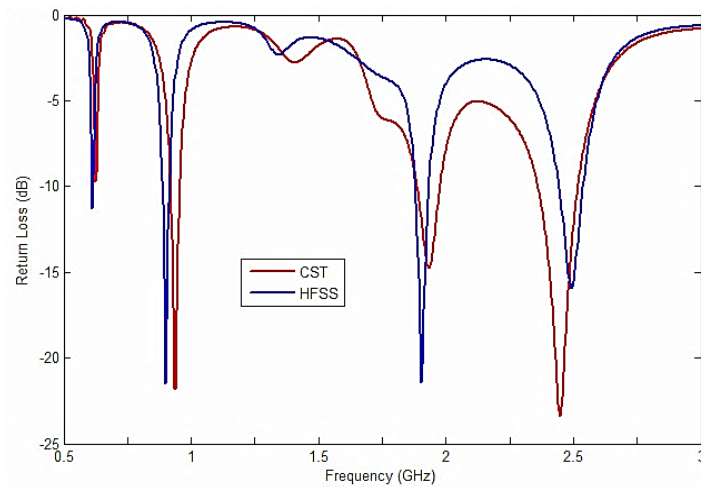


Figure III- 17: Comparaison entre le coefficient de réflexion obtenue par HFSS et CST-MW

Les résultats de la simulation garantissent que l’antenne couvre les fréquences multi-bandes pour les applications sans fil. Pour un coefficient de réflexion inférieure à 10dB, on peut en déduire que l’antenne fonctionne dans trois bandes de fréquences (883-915MHz), (1,87-1,94GHz) et (2,42-2,54GHz), couvrant les réseaux GSM900/ PCS/Wi-Fi/Bluetooth. La troisième bande de fréquence est contrôlée en ajustant les dimensions de l’antenne plane, mais les première et deuxième fréquence sont contrôlées par la géométrie et les dimensions du plan de masse.

Après cette validation au niveau simulation en utilisant HFSS, nous avons utilisé un autre simulateur électromagnétique 3D qui est CST-MW [10]. Comme le montre la Figure III-17, nous pouvons conclure que nous avons un bon accord entre les résultats de simulation obtenus en utilisant HFSS et CST-MW.

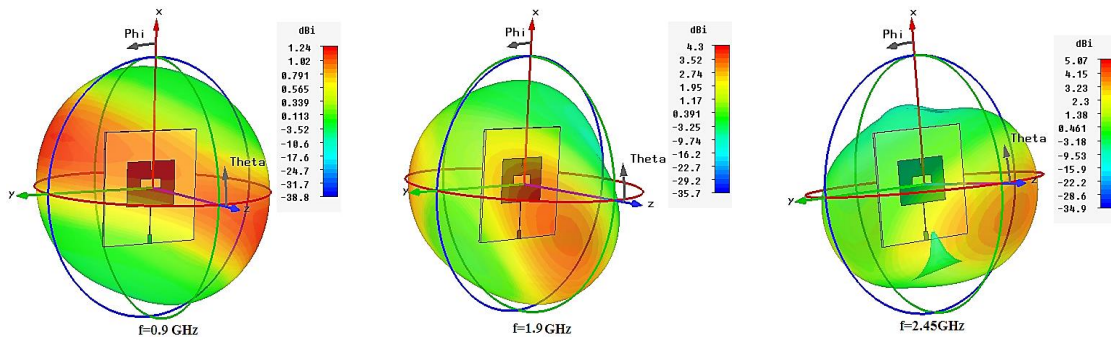


Figure III- 18: Les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne proposée à différentes fréquences de résonance

La Figure III-18 montre les diagrammes de rayonnement tridimensionnels (3D) simulés de l’antenne proposée à trois fréquences de résonance 0,9GHz, 1,9GHz et 2,45GHz. Nous pouvons conclure que l’antenne proposée peut émettre un diagramme omnidirectionnel dans toutes les bandes de fréquences.

La simulation des courants de surface de l'antenne proposée est présentée à la Figure III-19. En effet, on observe que les courants de surface sont fortement concentrés autour de la partie centrale de l'antenne et au niveau de l'excitation pour toutes les bandes de fréquences.

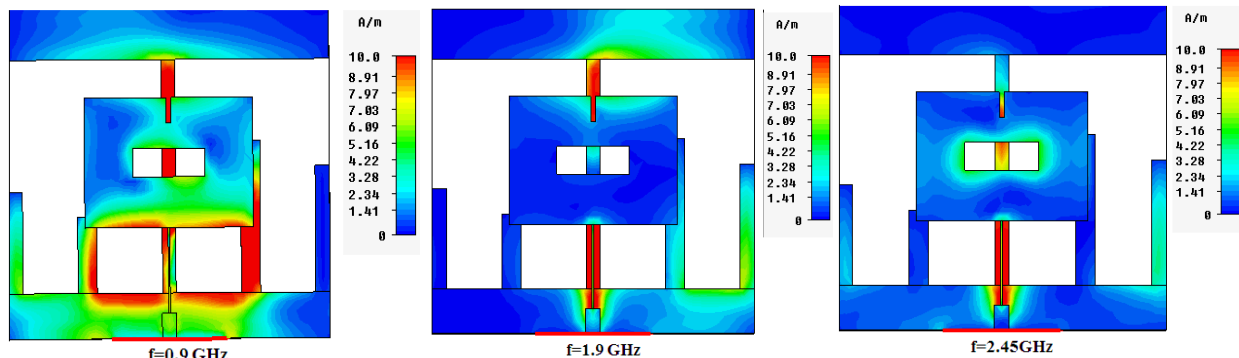


Figure III- 19: Courant de surface simulée de l'antenne proposée à différentes fréquences de résonance

Ce travail, présente une antenne patch Multi-bande qui a été validée au niveau de la simulation à l'aide de deux solveurs électromagnétiques. Les résultats de la simulation montrent que cette antenne peut supporter trois bandes de fréquences (883 à 915MHz, 1,87 à 1,94GHz et 2,4 à 2,54GHz), couvrant ainsi les réseaux GSM900/PCS/WIFI/Bluetooth pour les applications de téléphonie mobile. L'antenne proposée a un comportement de rayonnement omnidirectionnel sur toutes les bandes de fréquences, ce qui est en fait une utilisation appropriée pour les téléphones mobiles. Les différentes étapes suivies dans cette étude peuvent être utilisées pour valider une antenne pour d'autres bandes de fréquences.

3.1.3 Fabrication et mesure

Les performances de l'antenne imprimée Multi-bande a été examinée au cours d'une étude paramétrique approfondie en utilisant des solveurs HFSS EM et CST-MW. Après, l'antenne proposée avec les dimensions optimisées a été fabriquée comme illustré à la figure III-20. Les performances du prototype d'antenne ont été mesurées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel E8362C d'une portée maximale de 20GHz et d'un kit de calibration 3,5mm d'AGILENT Technologies.

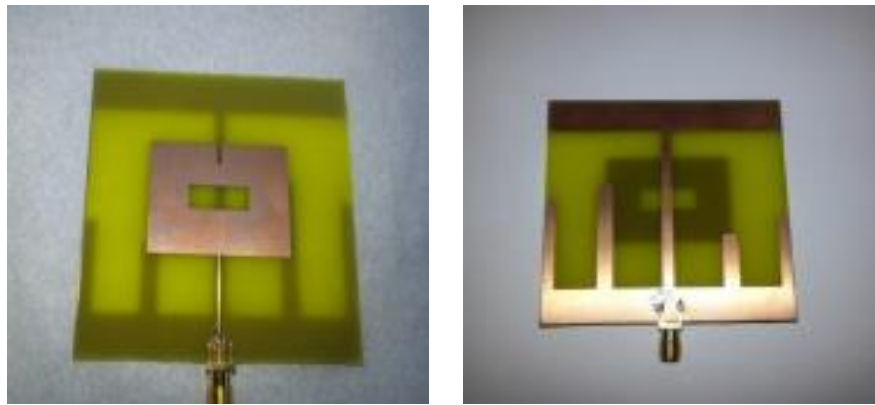


Figure III- 20: Photographie de l'antenne fabriquée

Les valeurs mesurées et simulées des coefficients de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence de l'antenne proposée sont présentées à la Figure III-21. Les résultats obtenus présentent un accord entre la simulation et la mesure. L'antenne proposée est validée pour fonctionner en [883-915MHz], en [1,87-1,94GHz] et en [2,42-2,54GHz], on peut conclure que l'antenne proposée convient pour couvrir les besoins en bande passante typiques des systèmes GSM900/PCS/Wi-Fi/Bluetooth. La faible différence entre la simulation et la mesure peut être due aux conditions et à la précision de fabrication, ainsi qu'au substrat ayant une permittivité dépendant de la fréquence.

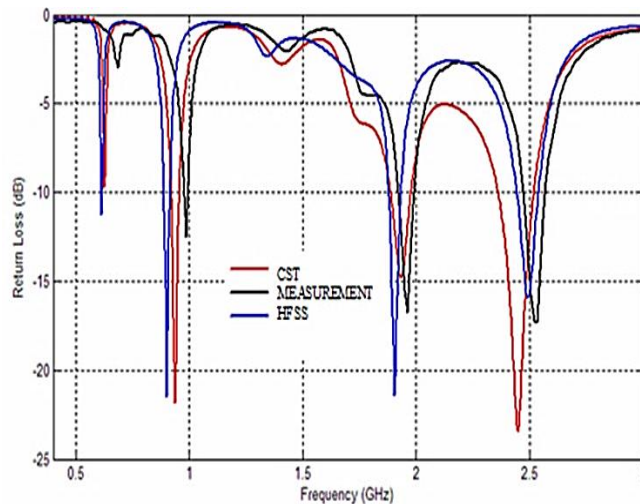


Figure III- 21: Comparaison entre la simulation et la mesure du coefficient de réflexion

Afin de tester la capacité de l'antenne validée à émettre un signal dans la bande GSM, nous avons associé le circuit final à une carte GSM basé sur la carte SIM900 ARDUINO de SIMCOM. Le GSM SHIELD permet de communiquer via le réseau de téléphonie cellulaire GSM. Le circuit permet d'envoyer des SMS, MMS en utilisant une carte SIM.

Nous avons donc réalisé une application en utilisant cette antenne qui permet d'envoyer un SMS en utilisant réseau GSM et en même temps de valider l'antenne microbande pour la bande GSM.

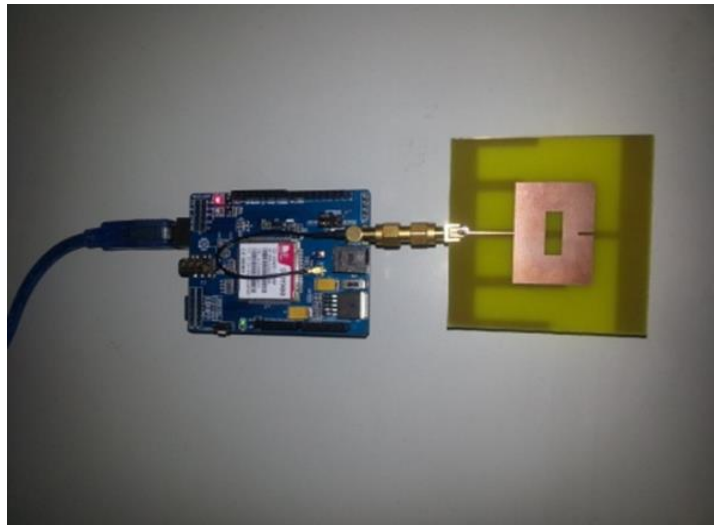


Figure III- 22: : La carte ARDUINO associée à l'antenne proposée

Dans cette étude, une nouvelle structure d'antenne multi bande bidirectionnelle pour les applications de téléphonie mobile et sans fil a été proposée et validée à l'aide de deux solveurs électromagnétiques. Les résultats de la simulation montrent que cette antenne peut convenir à trois bandes de fréquences (883 à 915MHz, 1,87 à 1,94GHz et 2,4 à 2,54GHz), couvrant ainsi les réseaux GSM900/PCS/Wi-Fi/Bluetooth pour les applications de téléphonie mobile. L'antenne proposée peut émettre des diagrammes bidirectionnels sur toutes les bandes de fréquences de fonctionnement, ce qui la rend appropriée pour une utilisation dans les applications de téléphonie mobile et autres applications sans fil. À la fin, nous avons effectué un test de rayonnement de l'antenne proposée en l'associant à une carte ARDUINO, ce qui a permis d'envoyer des messages sur une longue distance en utilisant le réseau GSM.

3.2 Conception d'une nouvelle structure d'antenne planaire Multi-Bande pour les applications PCS, DCS, LTE et Wi-Fi

La deuxième structure propose une antenne patch Multi-bande qui couvre plusieurs bandes de fréquences PCS/DCS/LTE/Wi-Fi. Les dimensions de l'antenne proposée est de $65 \times 67,05 \text{mm}^2$ imprimée sur un substrat de type FR-4 ayant une épaisseur de 1,6mm avec une permittivité diélectrique relative de 4,4 et 0,025 pour les pertes tangentiels. L'antenne proposée a été étudiée et validée en utilisant le logiciel CST-MW (logiciel électromagnétique). A l'aide de la technique des fentes sur la partie rayonnante (patch) et au niveau de la masse on a pu obtenir trois bandes de

fréquence (1,811-1,828GHz, 2,631-2,749GHz et 4,554-5,457GHz). Le diagramme de rayonnement a une réponse acceptable avec une faible polarisation croisée sur les plans E et H.

La Figure III-23 montre la structure de l'antenne multi bande proposée pour PCS/DCS/LTE/WIFI, où l'on peut voir les faces supérieure et inférieure du circuit final. Le circuit proposé est une antenne patch micro-ruban plane conçue sur un substrat FR-4 Avec les dimensions de 65×67, 05×1,6mm³, une ligne micro-ruban de 50Ω alimente l'antenne pour une meilleure adaptation d'impédance d'entrée. Le plan de masse de l'antenne proposée est modifié et optimisé pour atteindre le comportement multi-bande dans les bandes de fréquences appropriées.

À l'aide des équations fondamentales données dans [11], nous trouvons les premières valeurs de dimensions de l'antenne patch élémentaire. La largeur du patch micro-ruban est déterminée par l'équation suivante :

$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (\text{III-14})$$

La constante diélectrique effective est donnée par :

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{III-15})$$

La longueur d'extension (ΔL) est calculée par :

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{r_{eff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{r_{eff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (\text{III-16})$$

Longueur L du patch :

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} - 2\Delta L \quad (\text{III-17})$$

La longueur et la largeur du plan de masse sont estimées à l'aide de cette équation :

$$w_g = 6h + w \quad (\text{III-18})$$

$$L_g = 6h + L \quad (\text{III-19})$$

3.2.1 Conception de l'antenne proposée

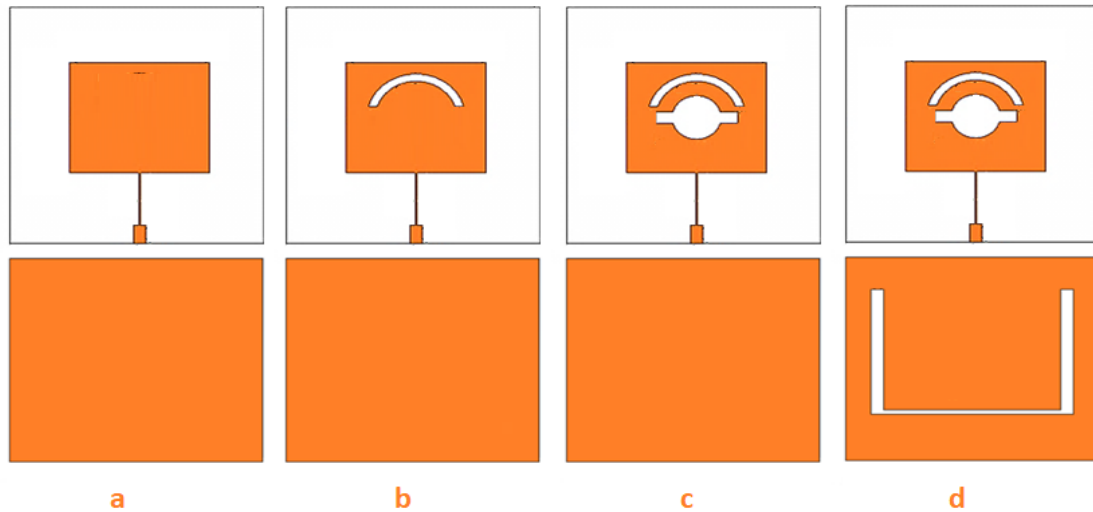


Figure III- 23: : Les étapes de conception de l'antenne proposée

La FigureIII-23 illustre les différentes étapes de la conception de l'antenne proposée par l'utilisation des techniques d'optimisation intégrées dans CST-MW pour avoir la fonction Multi-bande.

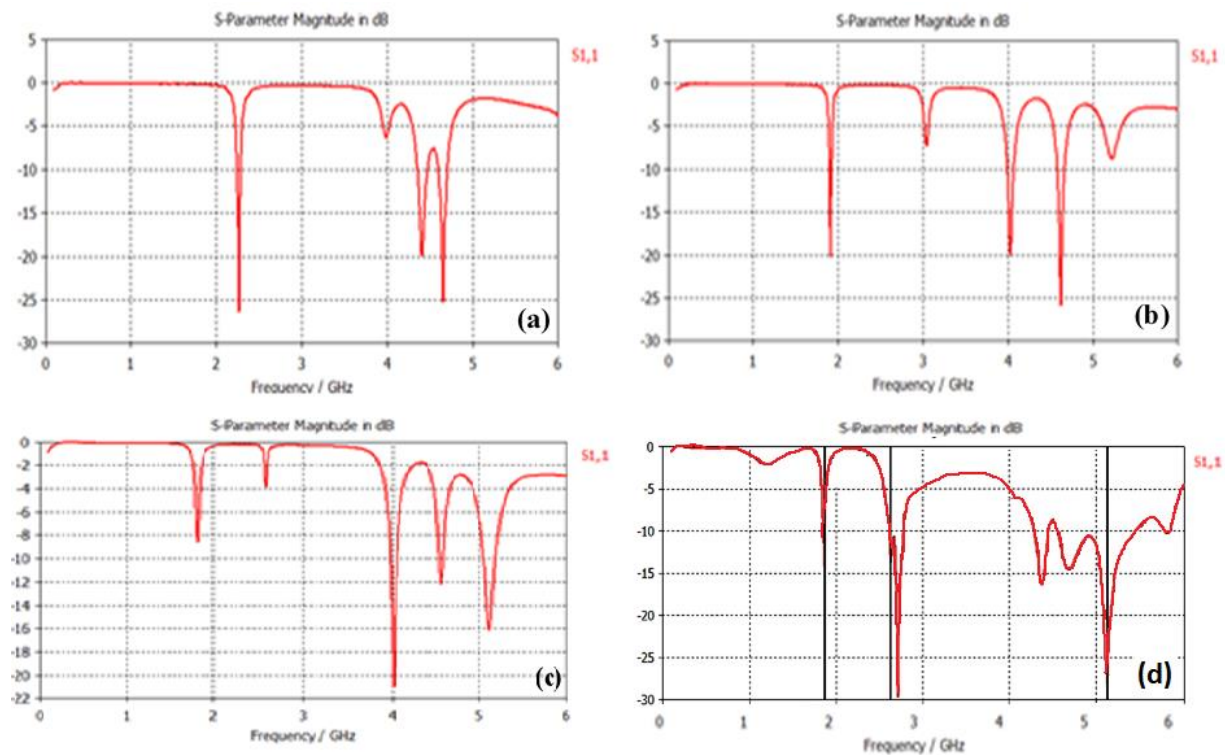


Figure III- 24: Les étapes de conception de l'antenne proposée

En se basant sur la technologie des encoches et l'utilisation des fentes au niveau du patch. En référence à une structure classique rectangulaire alimentée par une ligne micro-ruban, la première

étape d'étude de la structure proposée nous a permis de concevoir une antenne adaptée sur une bande passante centrée sur 1.8 GHz, 3GHz, 4GHz et 4.7GHz avec $S_{11} \leq -10\text{dB}$ et ce par l'ajout des encoches au niveau de l'antenne de référence comme le montre la Figure III-24(b). Ceci explique l'influence des encoches sur les caractéristiques de l'antenne étudiée. En deuxième point, pour améliorer les performances de l'antenne en termes d'adaptation et de la bande passante et pour avoir une antenne multi-bande, nous avons effectué des modifications sur l'élément rayonnant en ajoutant une fente sous forme de cercle avec deux rectangle symétriques frontières externe du cercle. Ceci nous a permis de concevoir une structure finale qui fonctionne sur une bande passante multiple sous forme de 3 bandes 1.87GHz, 2.673GHz, 5.12Ghz comme illustré sur la figure III-25 de la et la Figure III.26. En plus, on constate que cette antenne présente une meilleure adaptation par rapport à l'antenne de référence sans fente.

Après de nombreuses séries d'optimisation à l'aide de CST, nous avons obtenu les différents paramètres optimisés répertoriés dans le Tableau III-3.

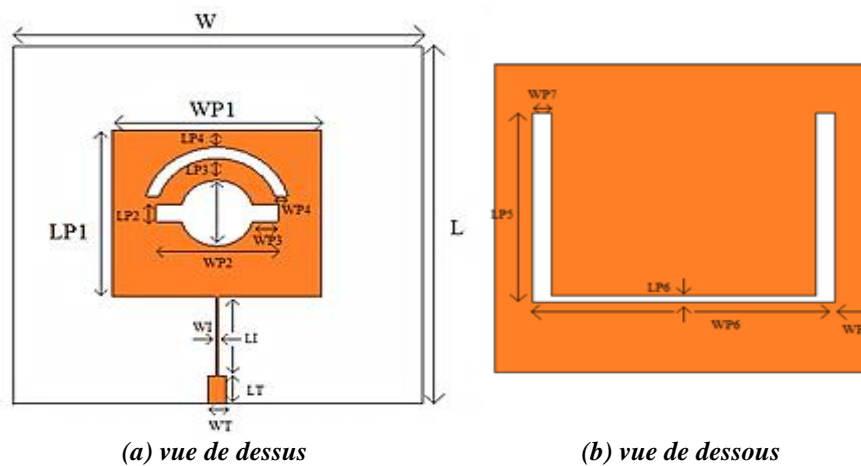


Figure III- 25: Géométrie de l'antenne proposée

Tableau III- 3: Paramètres de l'antenne proposée

Paramètre	Value[mm]	Paramètre	Value[mm]
L	65	WP3	4,19
W	67,05	LP3	4,0
WP1	34,11	WP4	2,079
LP1	30,04	LP4	3,5
WT	3,0	WP5	7,725
LT	5,0	LP5	40,0
WI	0,5	WP6	53,6
LI	14,5	LP6	1,5
WP2	20,0	WP7	3,3
LP2	3,0	WS	11,75

3.2.1 Résultats et discussion

L'antenne proposée est simulée à l'aide de CST, dont l'analyse numérique est basée sur la méthode des intégrales finis [12]. La Figure III-26 montre la simulation du coefficient de réflexion de l'antenne proposée. Les résultats de la simulation garantissent que l'antenne couvre plusieurs bandes de fréquences pour des applications sans fil. Pour un coefficient de réflexion inférieure à 10dB, on peut en déduire que l'antenne fonctionne dans trois bandes de fréquences (1,811-1,828GHz), (2,631-2,749GHz) et (4,554-5,457GHz), qui couvre les systèmes DCS/PCS/WIFI/Bluetooth/WIMAX. La troisième bande de fréquence est contrôlée en ajustant sur les dimensions de la partie rayonnante, mais la première et la deuxième bande sont contrôlées par la géométrie et les dimensions du plan de masse.

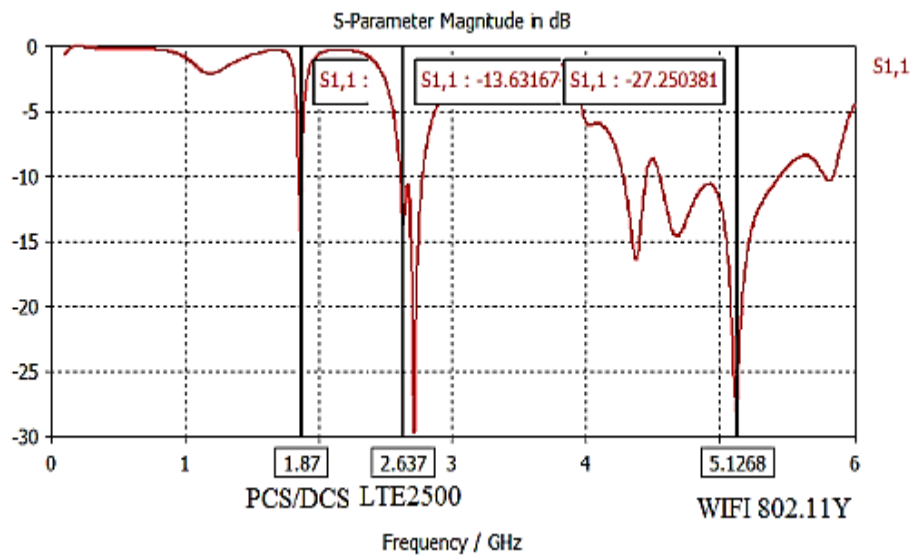


Figure III- 26: Pertes de retour obtenues par CST-MW

La Figure III-27 montre que les diagrammes de rayonnement tridimensionnels (3D) générés par CST-MW en simulant l'antenne proposée autour des trois fréquences de résonance 1,87GHz,

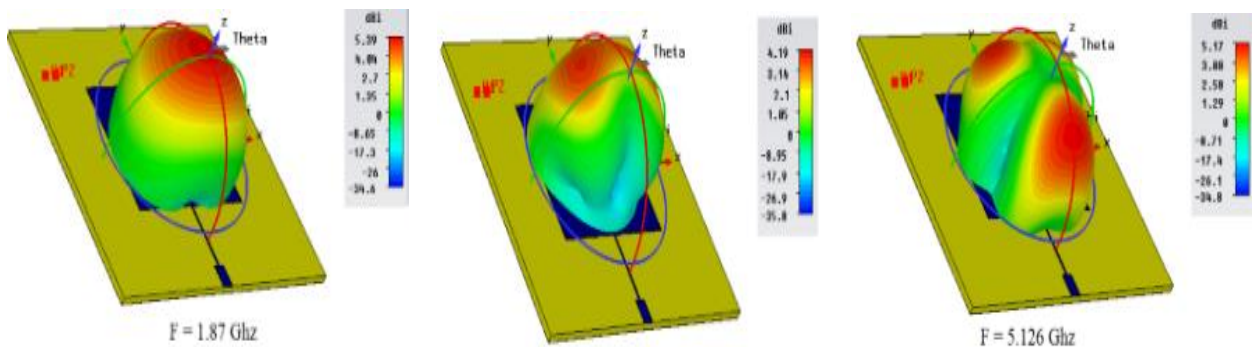


Figure III- 27: Les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne proposée à différentes fréquences de résonance

2,637GHz et 5,126GHz. Nous pouvons conclure que l'antenne proposée a un comportement bidirectionnel autour des trois bandes de fréquences. Le courant de surface simulé par le même logiciel est présenté à la Figure III-28.

Ce travail présente une antenne patch Multi-bande microruban, qui rayonne autour des fréquences suivantes 1,87, 2,637GHz, et 5,126GHz.

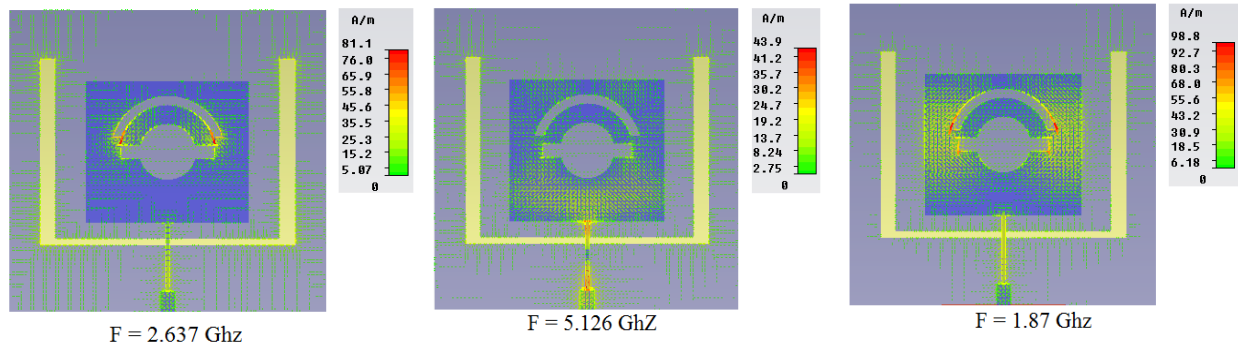


Figure III- 28: Courant de surface simulé de l'antenne proposée à différentes fréquences de résonance

3.3 Conception d'une structure antennaire planaire Multi-Bande rayonnant dans les bandes suivant GPS, LTE2500, WIMAX et Wifi

On a conçu la troisième structure en se basant sur la deuxième structure qui est une antenne patch Multi-bande qui couvre plusieurs bandes de fréquences différentes GPS/LTE2500 /WIMAX /Wifi802.11Y. La surface de l'antenne proposée est de $65 \times 67,05 \text{ mm}^2$ imprimée sur un substrat FR-4 ayant une épaisseur de 1,6mm avec une permittivité diélectrique relative de 4,4 et 0,025 pour les pertes tangentielles. Avec l'aide du logiciel CST-MW on a pu valider l'antenne proposée. D'après l'étude faite on a constaté que le coefficient S11 de cette antenne varie en fonction des dimensions de l'antenne Patch et du plan de masse on modifiant les dimensions des fentes intégrées dans l'antenne au niveau du plan de masse, cette technique nous a aidé d'ajouter une bande de fréquence plus large entre (3.168GHz) et (3.994GHz) qui intègre la bande du WIMAX, toutes ces modification nous ont permis de trouver les bandes des fréquences avec un coefficient en dessous de -10 dB (1,421-1,610GHz, 2,672-2,773GHz, 3,168-3,994GHz et 5,354-5,454GHz). Le diagramme de rayonnement a une réponse stable avec une bonne polarisation.

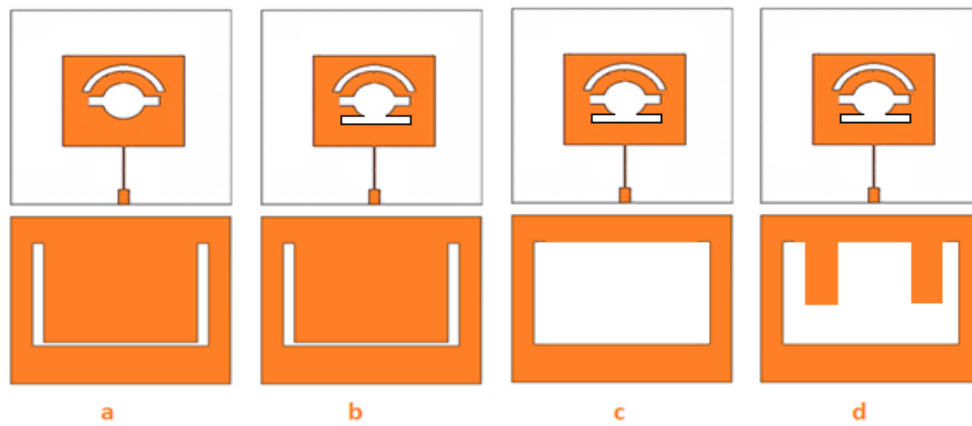


Figure III- 29: Les étapes de conception de la nouvelle antenne

La Figure III-29 (d) montre la structure finale de l'antenne multi bande proposée où l'on peut voir les faces supérieure et inférieure du circuit. Avec la dimension de $65 \times 67,05 \times 1,6 \text{ mm}^3$ une ligne micro-ruban de 50Ω alimente l'antenne pour une meilleure adaptation d'impédance d'entrée. Le plan de masse de l'antenne proposée a été modifié et optimisé pour ajouter d'autres bandes.

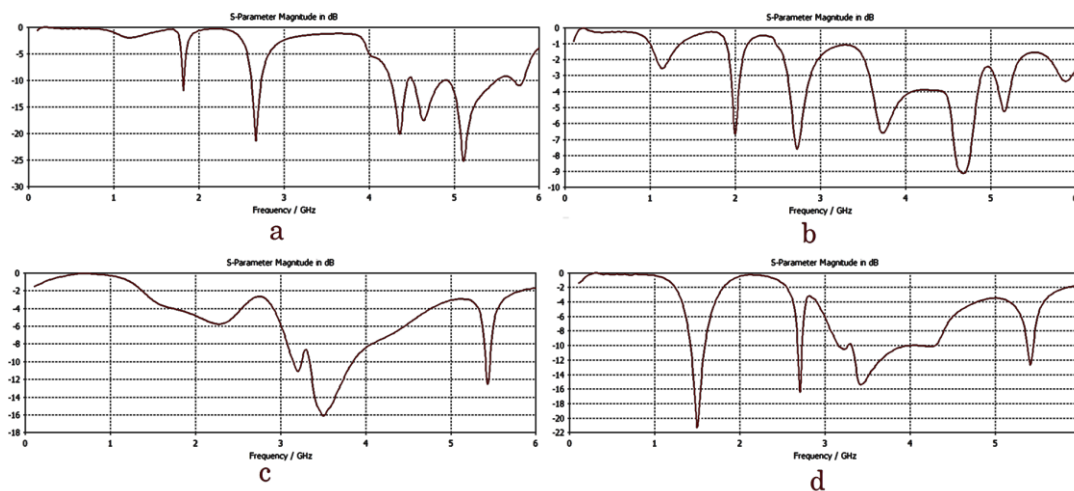
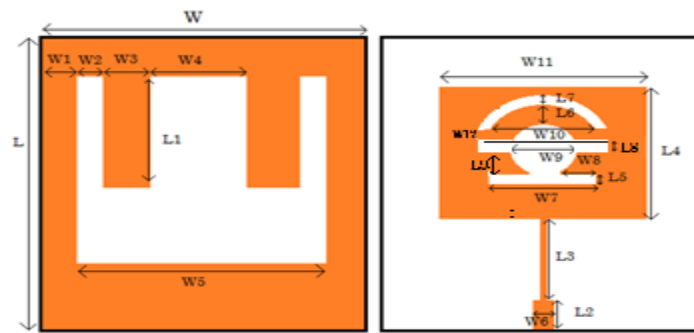


Figure III- 30: Les différents S11 au cours des phases de conception de l'antenne III

L'évolution du paramètre S11 en fonction de la fréquence en utilisant CST-MW est présenté dans la Figure III-30 La structure finale est illustrée sur la Figure III-31, avec les dimensions optimisées présentées dans le tableau III-4.



(a) vue de dessus (b) vue de dessous

Figure III- 31: Géométrie de l'antenne III proposée

Tableau III- 4: Paramètres de l'antenne proposée

<i>Paramètre</i>	<i>L</i>	<i>W</i>	<i>L1</i>	<i>W1</i>	<i>L2</i>	<i>W2</i>	<i>L3</i>	<i>W3</i>	<i>L4</i>	<i>W4</i>	<i>L5</i>
<i>Valeur[mm]</i>	65	67,05	30,07	10,3	5,0	4,3	19,5	9,0	24,4	24,0	2,4
<i>Paramètre</i>	<i>W5</i>	<i>L6</i>	<i>W6</i>	<i>L7</i>	<i>W7</i>	<i>L8</i>	<i>W8</i>	<i>W9</i>	<i>W10</i>	<i>W11</i>	<i>W12</i>
<i>Valeur[mm]</i>	49,06	4.5	3	2,0	21,11	3,0	6,57	11,0	19,7	34,11	24,0

3.3.1 Résultats et discussion

La modification portée à l'antenne II en utilisant CST, a donné naissance à une nouvelle structure planeaire qui rayonne dans les bandes suivantes GPS/LTE250/WIMAX /Wifi802.11Y (1,421-1,610GHz, 2,672-2,773GHz, 3,168-3,994GHz et 5,354-5,454GHz comme le montre la figure La Figure III-32.

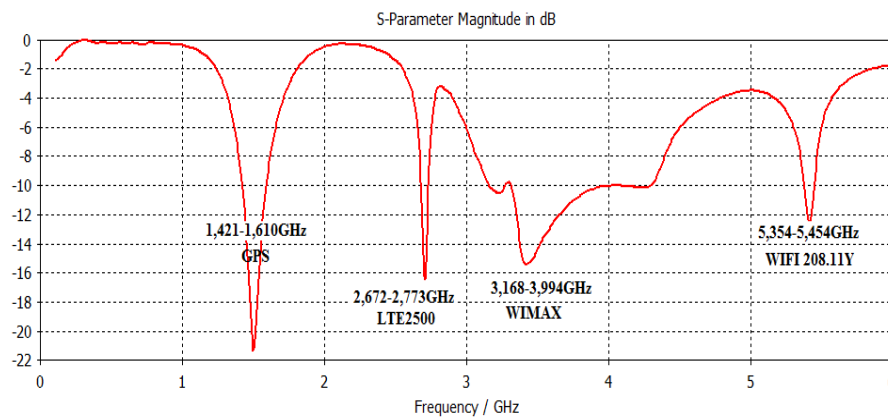


Figure III- 32: Pertes de retour obtenues par CST-MW antenne II

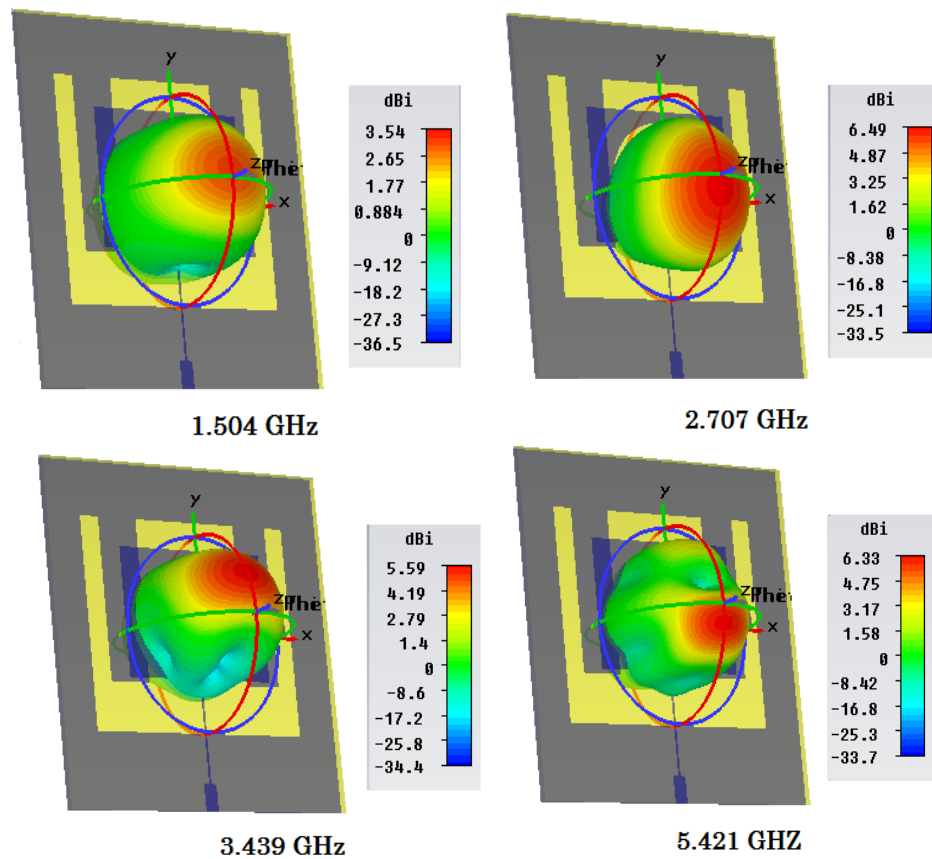


Figure III- 33: Les diagrammes de rayonnement simulés de l’antenne III à différentes fréquences de résonance

La Figure III-33 montre les diagrammes de rayonnement tridimensionnels (3D) obtenus sur CST-MW en simulant l’antenne III dans les quatre fréquences de résonance 1,504GHz, 2,707GHz, 3,439GHz et 5,421GHz. D’après ce diagramme l’antenne proposé est bidirectionnelle dans toutes les bandes de fréquences.

Dans les deux dernières structures que nous avons conçues, on a utilisé la technique des fentes pour transformer une simple antenne à bande étroite à une antenne multi bande.

3.4 Conception d’une quatrième structure d’antenne planaire Multi-Bande rayonnant dans les bandes suivant GPS, LTE2500, WIMAX, Wifi 802.11Y et Wifi 802.11

Cette antenne occupe cinq bandes de fréquences GPS/LTE250/WIMAX /Wifi802.11 / Wifi802.11Y. Les dimensions de l’antenne proposée est de $65 \times 67,05 \text{ mm}^2$ imprimée sur un substrat FR-4 ayant une épaisseur de 1,6mm avec une permittivité diélectrique relative de 4,4 . L’antenne proposée résonne autour de cinq bandes de fréquences, (1,670-1,722GHz, 2,619-2,666GHz, 3,300-3,362GHz, 5,256-5,451GHz et 5,657-5,805GHz), ce qui correspond aux standards GPS/LTE250/WIMAX /Wifi802.11/Wifi802.11Y.

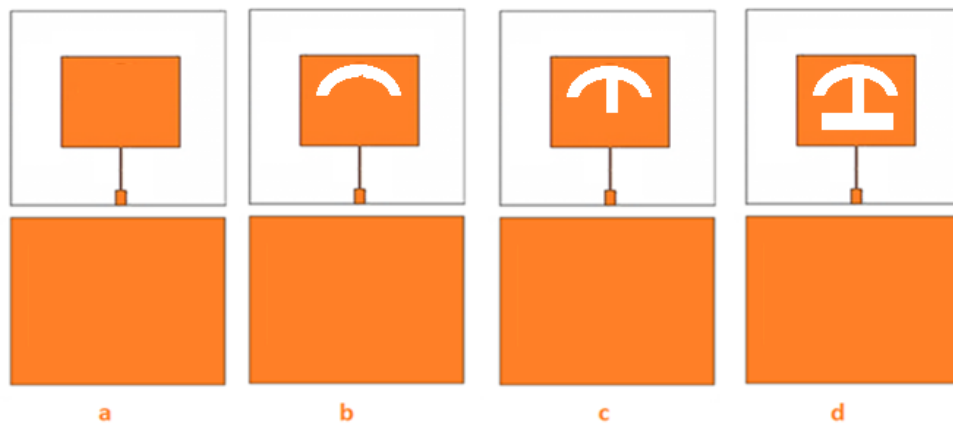


Figure III- 34: Les étapes de conception de la nouvelle antenne VI

La méthode du plan de masse partiel a permis de réaliser le comportement multi bande de l’antenne étudiée, par contre pour cette structure on a essayé après plusieurs séries d’optimisation aux niveaux du patch de réaliser la fonction multi bande, avec la conservation du plan de masse complet (Figure III-34a), comme illustré sur la Figure III-35(a), le coefficient de réflexion évolue selon la configuration utilisée (Figure III-34) ce qui a permis d’obtenir cinq bandes de fréquence GPS/LTE250/WIMAX/Wifi802.11/Wifi802.11Y, la structure finale de l’antenne multi bande proposée est présentée dans la Figure III-34(d).

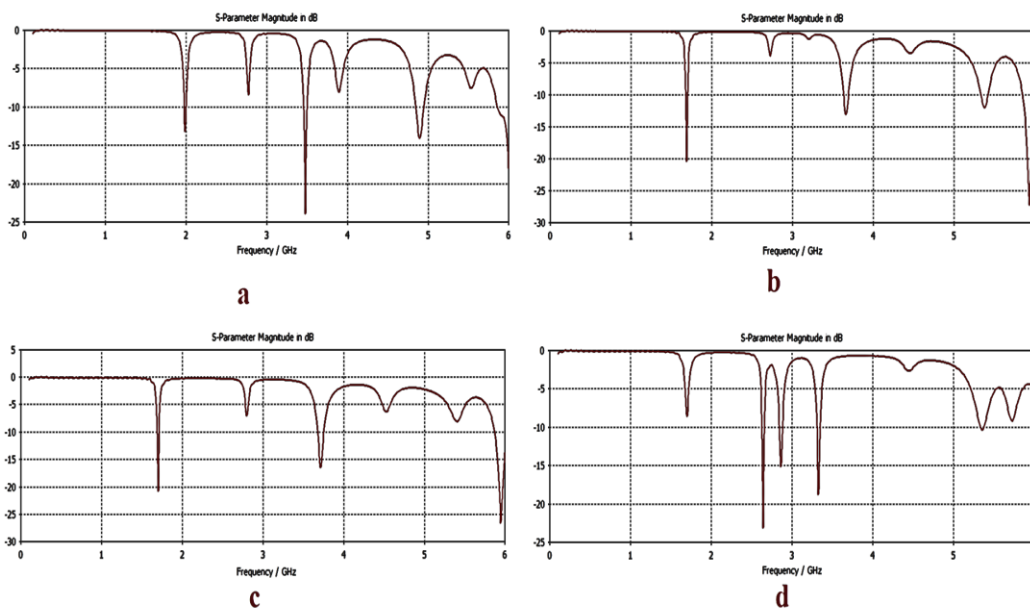


Figure III- 35: Les différents S11 au cours des phases de conception de l’antenne VI

La Figure III-36 montre les faces supérieure et inférieure du circuit qui ont été validées après plusieurs séries de modification et d’optimisation en utilisant le solveur CST-MW. Une ligne micro-ruban de 50Ω alimente l’antenne pour une meilleure adaptation d’impédance d’entrée. Le

plan de masse de l'antenne proposée est complet avec une insertion des fentes optimisées au niveau du patch.

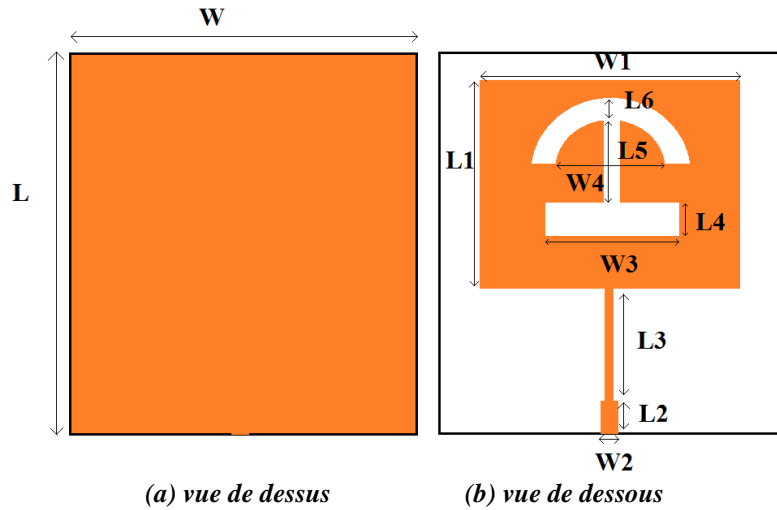


Figure III- 36: Géométrie de l'antenne VI proposée

Tableau III- 5: Paramètres de l'antenne VI proposée

Paramètre	L	W	$L1$	$W1$	$L2$	$W2$
Valeur[mm]	65	67,05	34,4	50,11	5,0	3,0
Paramètre	$L3$	$W3$	$L4$	$W4$	$L5$	$L6$
Valeur[mm]	15,5	21,11	5,4	14,83	11,54	4,0

Le coefficient de réflexion final de la structure antennaire validée sur CST-MW est montré sur la Figure III-37 suivante :

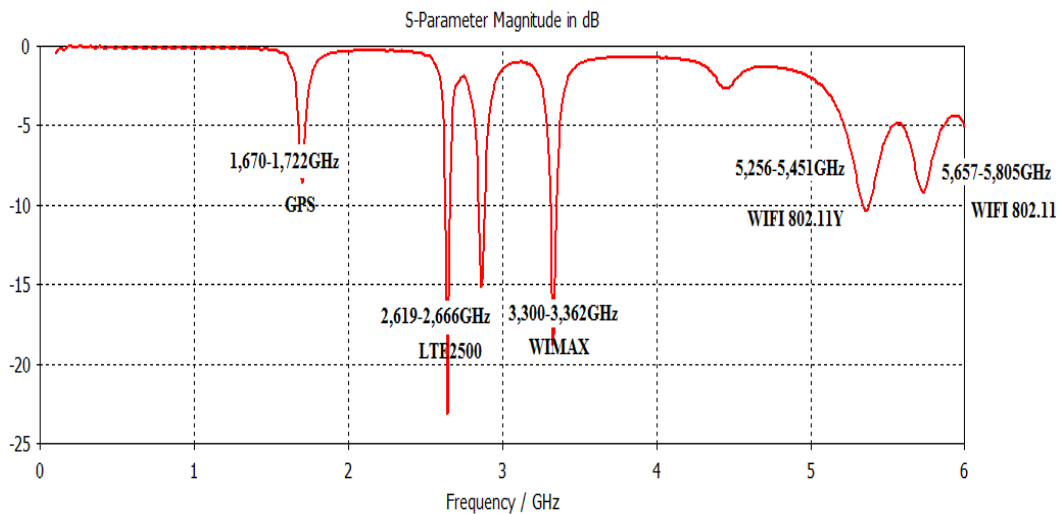


Figure III- 37: Pertes de retour obtenues par CST-MW antenne VI

L'évolution du diagramme de rayonnement selon la variation de la fréquence de résonance est illustrée sur la Figure III-38 Les diagrammes de rayonnement sont unidirectionnels car on un plan de masse réflecteur qui est complet.

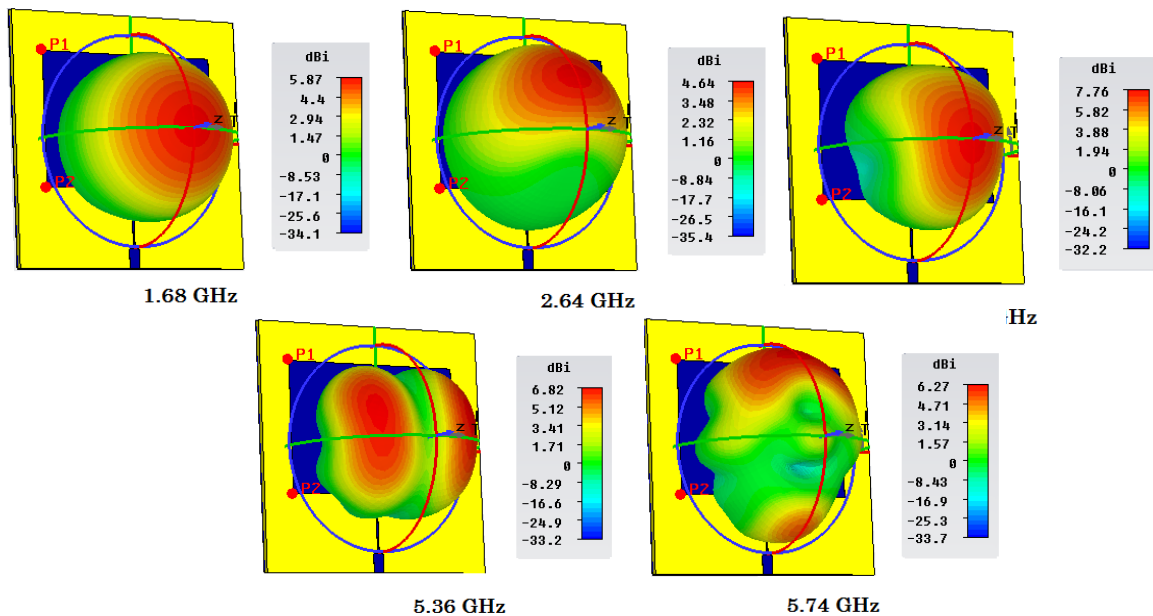


Figure III- 38: Les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne VI à différentes fréquences de résonance

L'antenne conçue est une antenne multi bande avec cinq bandes de fréquence GPS/LTE250/WIMAX /Wifi802.11 / Wifi802.11Y qui peut être utiliser dans plusieurs domaines d'applications.

4. Application des antennes orientée COVID'19

Depuis le déclenchement de l'épidémie de coronavirus fin décembre 2019 à Wuhan, plusieurs équipes de recherche dans le monde ont travaillé sur la conception et la réalisation des robots avec intelligence artificiel qui ont pour but de limiter la propagation des virus.

Alors on a constaté que ces robots sont construits de façon à résoudre des problématiques mais malheureusement ils sont limités et ses rôles sont insuffisant pour remplacer quasiment des opérants dans le milieu contaminé et limiter le taux de propagation des virus. L'autre problème soulevé c'est qu'ils produits plus au moins des pertes sur l'investissement, par exemple en cas d'un hôpital qui veut bénéficier de ces avantages il est obligé de s'équiper de plusieurs robots qui vont causer un embouteillage au niveau de l'hôpital tel que le serveur, et aussi augmenter le prix d'investissement.

L'objectif de cette invention c'est de limiter la propagation des virus, protéger la famille médicale, et d'aider à connaitre le comportement du virus.

4.1 Présentation du Robot

Le présent robot médical fait appel à l'intelligence artificielle pour lutter contre la propagation du virus COVID-19. En plus, il va permettre de réduire les contacts entre les personnes infectées par le COVID-19 et le personnel médical, et offrir de meilleurs services aux patients. Ce robot mobile peut-être autonome ou contrôlé à distance via une plateforme numérique (Figure III-39 & Figure III-40). Le dispositif (Figure III-41) est connecté à travers deux types de connexion différents (Ethernet, radiofréquence). Une application de télégestion assurera la réception et l'analyse des données fournies par le robot, et en même temps de les mettre à disposition du corps médical pour un éventuel suivi de l'état de santé du patient, avec un système d'appel avec le médecin en cas d'urgence, si le robot trouve une valeur très élevée dans le prélèvement des données depuis les patients, l'appel se fait par une carte électronique branchée avec la première antenne patch citée dans ce rapport et contrôlé par le robot.



Figure III- 39: Commande à distance du robot DOC-HELP

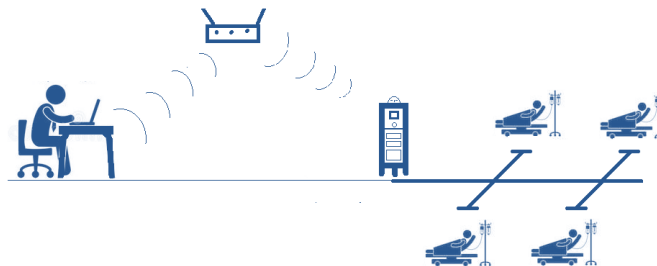


Figure III- 40: Mode autonome du robot DOC-HELP

4.2 Les fonctions principales du Robot

Le robot joue 8 rôles importants dans le combat contre les virus contagieux, il peut être :

- **Protecteur** : il protège les médecins et les infirmières contre le virus, par le fait que le robot réalise les travaux auxiliaires.
- **Serveur de patient** : le robot fait la répartition des médicaments et des nourritures tel que les besoins des patients à travers des tiroirs automatiques placés dans la partie inférieure du robot.

- **Contrôleur** : le robot contrôle la santé des patients, à travers des capteurs placés dans le robot, pour mesurer la température, pression du sang, niveau d'oxygène (SPO2), et aussi la fréquence cardiaque.
- **Stérilisateur** : elle stérilise la terre en cas de besoin.
- **Viseur** : il aide le médecin de parler en audio / vidéo avec le patient.
- **Organisateur** : il organise le travail du médecin, par le fait qu'il présente au médecin la liste de tous les patients avec l'état de chaque un d'eux, les statistiques, les courbes des valeurs prises depuis les patients, et même les cas urgents afin de les sauver.
- **Suiveur** : Il donne l'état de suivi et la comparaison de chaque patient, pour les centres de recherche afin de connaître les comportements et les changements de virus.
- **Alarme d'urgence** : Le robot peut appeler le docteur directement sur son téléphone en cas d'urgence, comme une augmentation inattendue de température, ou une baisse fatale du SPO2.

4.3 Conception mécanique de la première version du robot

Le mécanisme que nous avons utilisé dans la conception du robot est très simple, car nous n'avons pas eu un temps suffisant, aussi les moyens n'étaient pas suffisants.

Tableau III- 6: Nomenclature pièces du robot

1	Roues de déplacement motorisé	12	Écran LED MATRIX pour afficher le visage du robot
2	Roues de déplacement libre	13	Ordinateur avec écran tactile
3	Buse de stérilisation	14	Capteur de température
4	Tiroir Numéro 3	15	Ceinture LED de signalisation
5	Tiroir Numéro 2	16	Capteurs d'obstacles
6	Tiroir Numéro 1	17	Emplacement m'autorise pour capteur de pression du Song
7	Capteur de fréquence cardiaque et SPO2	18	Moteur branché avec les roues pour le déplacement du robot
8	Réservoir de liquide pour stérilisation des mines	19	Trappe du moteur

9	Capteur IR pour pomper le liquide	20	Trappe des chargeurs de batterie
10	Sortie de liquide	21	Trappe des capteurs
11	Caméra motorisé	22	Trappe des cartes mère

La Figure III-41 représente les différentes parties qui constituent le robot, chaque numéro et expliqué dans le tableau ci-dessus (Tableau III- 7).

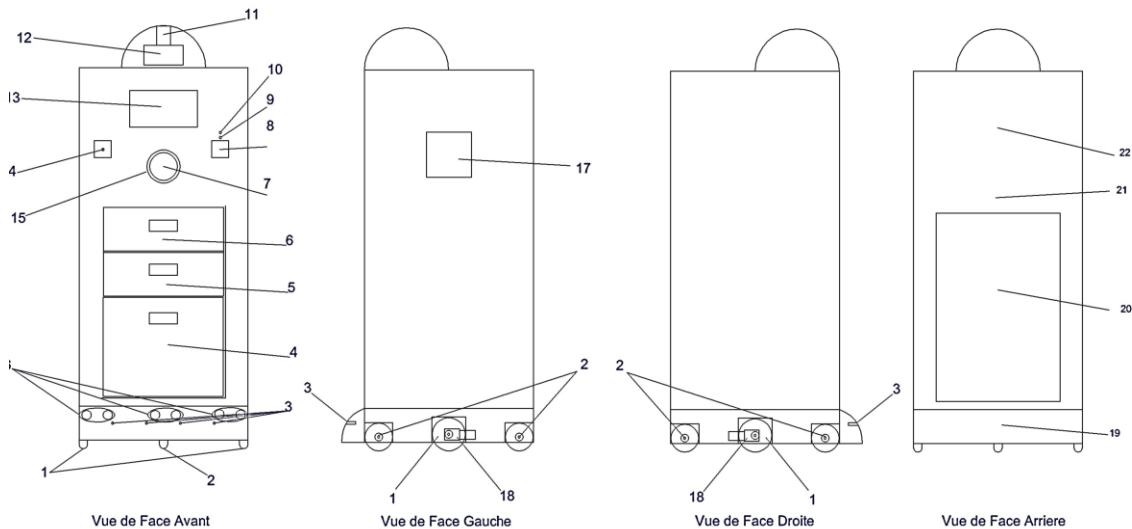


Figure III- 41: Dessin 2D pour le robot DOC-HELP

4.4 Conception électrique du robot

Le robot médical dispose :

- Des capteurs qui prélèvent les mesures : la température interne, la fréquence cardiaque, la concentration d’oxygène dans le sang et la pression artérielle ainsi que l’humidité du milieu.
- Des tiroirs pour livrer aux patients l’alimentation et les médicaments.
- Des moteurs, servant à mobiliser le robot avec des mouvements souples de 360 degrés.

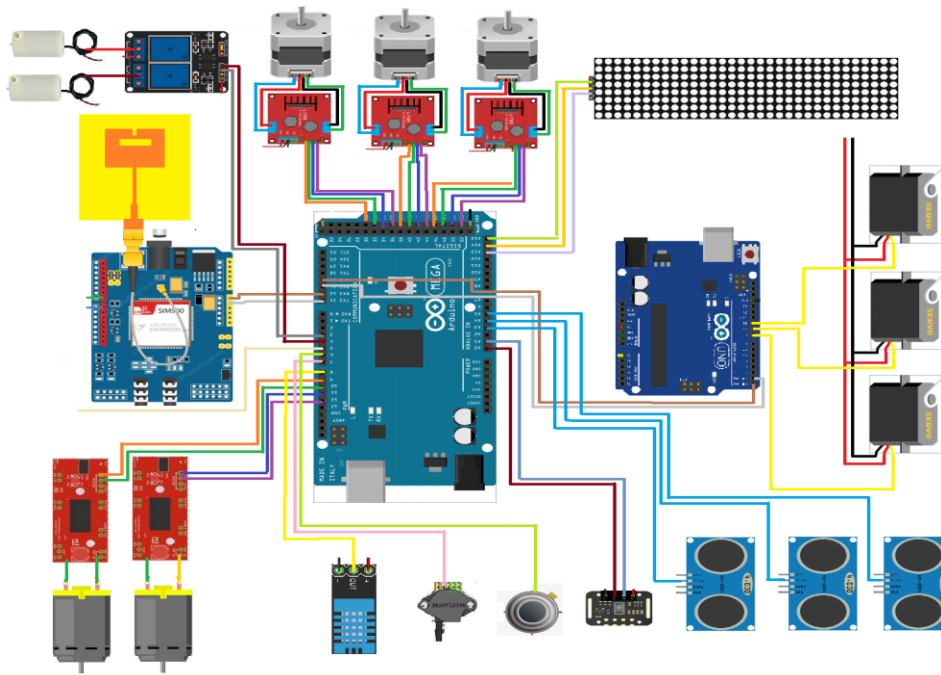


Figure III- 42: Schéma électrique du robot DOC-HELP

- D'une caméra professionnelle avec micro qui relève les audio/vidéo instantanément.
- Des sorties jet produit stérile pour désinfecter le sol, et servir le patient avec un autre produit désinfectant à usage humain.
- Un ordinateur tablette utilisée comme outil vitrine de communication avec le robot ou bien avec le corps médical à travers une connexion internet.
- Une application innovante qui va enregistrer, gérer, sauvegarder et analyser toutes les données du patient requises par le robot et les présenter aux médecins traitants. En plus, cette application a l'avantage de coordonner les informations instantanées requises (sous formes de courbes) même en présence de plusieurs robots dans des lieux différents dans le but d'avoir une vision globale sur l'évolution du traitement des patients.

Le robot contient plusieurs capteurs et actionneurs montré dans la Figure III-42, ou on peut voir aussi le branchement de l'antenne Patch numéro I avec la carte SHIELD GSM qui communique avec l'ARDUINO à travers la communication série RS232, c'est à l'aide de cette antenne que le robot peut émettre des appels et envoie des messages au médecin en cas d'urgence.

Le robot (Voir Figure III-43) été une phase transitoire dans notre recherche, afin d'aidé l'humanité à combattre le virus et aussi pour mettre en œuvre notre compétence et notre savoir-faire, tel que rendre cette thèse utile, actuellement on poursuit le développement du robot pour le rendre parfait, et le mettre en action dans les hôpitaux marocains.

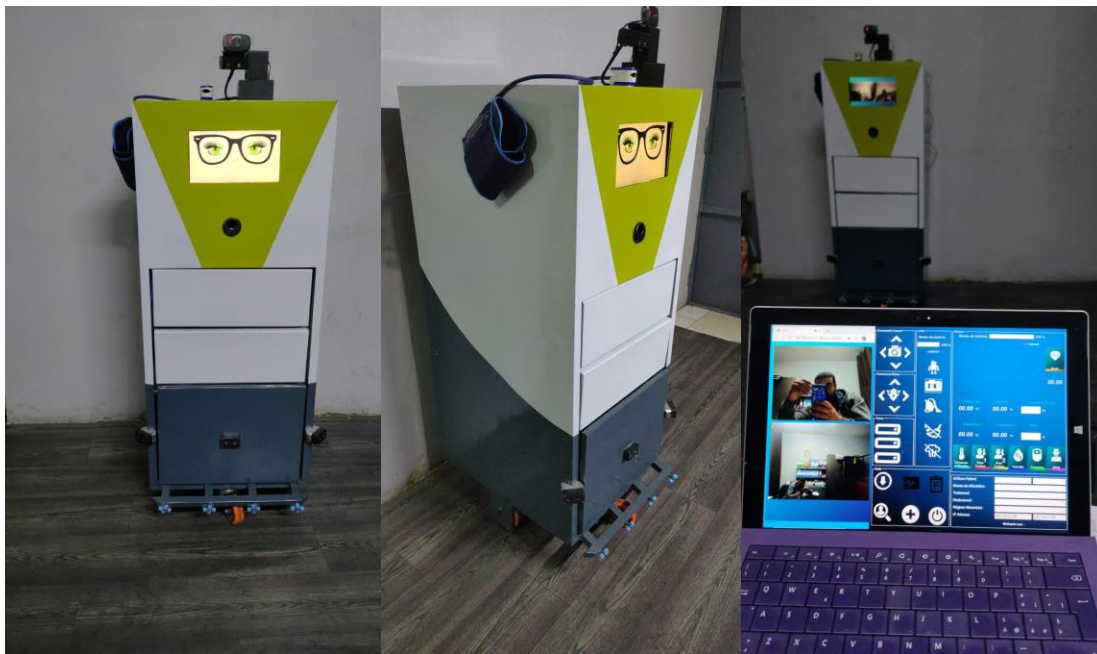


Figure III- 43: Photo du Robot réalisé et validé

5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté l'antenne patch, qui peut être utilisée dans plusieurs applications, grâce à son poids faible, sa taille réduite, ainsi sa simplicité de fabrication. On a détaillé la conception de 4 nouvelles structures antennaires multi bandes qui sont validées pour plusieurs standards de communication. Les antennes conçues sont basées sur plusieurs techniques pour la réalisation de la fonction multi bande. Il y a des structures qui utilisent des éléments rayonnants intégrant des fentes avec l'association du plan de masse partiel et d'autres avec un plan de masse complet. Les antennes conçues présentent des bonnes performances en termes de l'adaptation de l'impédance d'entrée ainsi qu'au niveau stabilité des diagrammes de rayonnement qui sont bidirectionnels pour un plan de masse partiel et unidirectionnel pour un plan de masse complet. Vers la fin de ce chapitre et dans le cadre des travaux réalisés pour lutter contre le COVID19 on a développé un ROBOT communicant via Internet et GSM utilisant des antennes planaires ce qui permis de montrer la faisabilité des antennes conçues et de développer et de réaliser un robot qui peut réaliser des taches multiples pour éviter que le corps médical soit en contact avec les patients.

Références

- [1] M.KHALILY; RAHIM, M.K.A.; KHALAJMEHRABADI, A, “A compact circularly polarized and wideband Rectangular Dielectric Resonator Antenna”, 2011 IEEE International RF and Microwave Conference (RFM), Page(s): 448 - 451, 2011.
- [2] MOTEVASSELIAN, A, “Bandwidth enhancement of helix excited cylindrical dielectric resonator antennas by means of stacking”, Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2012 Loughborough, Page(s): 1 - 3, 2012.
- [3] R. K. MONGIA, “Half Split Dielectric Resonator Placed on a Metallic Plane for Antenna Applications”, Electron. Lett, Vol. 25, pp. 463-464, March 1989.
- [4] R. K. MONGIA, A. ITTIPIBOON, Y. M. M. ANTAR, P. BHARTIA AND M. CUHACI, “A Hal Split Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Using Slot Coupling”, IEEE Microwave Guide. Wave Lett. Vol. 3, pp. 38-39, 1993.
- [5] G. P. JUNKER, A. A. KISHK AND A. W. GLISSON, “Numerical Analysis of Dielectric Resonator Antennas Excited in Quasi-TE Modes”, Electron. Lett, Vol. 29, pp. 1810-1811, October 1993.
- [6] M. T. K. Tam and R. D. Murch, “Half Volume Dielectric Resonator Antenna Designs”, Electron. LETT, Vol. 33, pp. 1914-1916, Novembre 1997.
- [7] KISHK, A.A, “DRA array with 75% reduction in elements number, Radio and Wireless Symposium (RWS)”, 2013 IEEE, Page(s): 70 - 72, 2013.
- [8] R. K. MONGIA AND P. BHARTIA, “Dielectric resonator antennas - a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth,” INT. J. MICROW. AND MILLIM. Wave Computer Aided Eng., vol. 4, no. 3, pp. 230–247, March 1994.
- [9] A. PETOSA, A. ITTIPIBOON, Y. M. M. ANTAR, D. ROSCOE, AND M. CUHACI, “ Recent advances in dielectric resonator antenna technology”, IEEE Antennas and Propagation Mag., vol. 40, no. 3, pp. 35–48, June 1998.
- [10] BOUKLI HACENE NOUREDDINE, “Antenne a résonateurs dialectiques : application aux réseaux de télécoms” ,2010.
- [11] Berges, Romain. 2018. “Dispositif conformable de récupération d’énergie radiofréquence : vers l’autonomie des objets communicants.” Electronique. Université de Bordeaux.
- [12] Lin, C, Y Ge, T S Bird, and K Liu. 2018. “Circularly Polarized Horns Based on Standard Horns and a METASURFACE Polarizer.” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters 17 (3): 480–84. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2018.2796641>.
- [13] Hong, E S, S Lane, D Murrell, N Tarasenko, and C Christodoulou. 2017. “Mitigation of Reflector Dish Wet Antenna Effect at 72 and 84GHz”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters 16: 3100–3103.
- [14] FOROOZESH, A, AND L SHAFAI. 2009. “Effects of Artificial Magnetic Conductors in the Design of Low-Profile High-Gain Planar Antennas with High-Permittivity Dielectric Superstrate.” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters 8: 10–13.
- [15] Zhang, X, and L Zhu. 2016. “High-Gain Circularly Polarized Microstrip Patch Antenna with Loading of Shorting Pins.” IEEE Transactions on Antennas and Propagation 64 (6): 2172–78.
- [16] Yang, W, W Che, and H Wang. 2013. “High-Gain Design of a Patch Antenna Using Stub-Loaded Artificial Magnetic Conductor.” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters 12: 1172–75.
- [17] Attia, H, L Yousefi, and O Ramahi. 2011. “High-Gain Patch Antennas Loaded with High Characteristic Impedance Superstrates.” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters 10: 858–61.
- [18] JONG-IM PARK, CHUL-SOO KIM, JUNO KIM, JUN-SEOK PARK, YONGXI QIAN, DAL AHN, AND T ITOH. 1999. “Modeling of a Photonic Bandgap and Its Application for the Low-Pass Filter

- Design.” In 1999 Asia Pacific Microwave Conference. APMC’99. Microwaves Enter the 21st Century. Conférence Procédions (Cat. No.99TH8473), 2:331–34 vol.2.
- [19] CHUL-SOO KIM, JUN-SEOK PARK, DAL AHN, AND JAE-BONG LIM. 2000. “A Novel 1-D Periodic Defected Ground Structure for Planar Circuits”, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters* 10 (4): 131–33.
- [20] AHN, D, J -. PARK, C -. KIM, J KIM, Y QIAN, AND T ITOH. 2001. “A Design of the Low-Pass Filter Using the Novel Microstrip Defected Ground Structure.” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 49 (1): 86–93.
- [21] KUMAR, ARJUN, AND KARTIKEYAN V MACHAVARAM. 2013. “Microstrip Filter with Defected Ground Structure: A Close Perspective.” *International Journal of Microwave and Wireless Technologies* 5 (5): 589–602.
- [22] HEBA BADR EL-DIN EL-SHAARAWI. 2009. “Structures Électromagnétiques à Bandes Interdites Pour Des Applications de Filtre.” *Micro et nanotechnologies/Micro-électroniques*. Université Paul Sabatier - Toulouse III.
- [23] WENG, LI HONG, YU-CHUN GUO, XIAO-WEI SHI, AND XIAO-QUN CHEN. 2008. “An Overview on Defected Ground Structure.” *Progress in Electromagnetics Research B* 7: 173–89.
- [24] Huang, S Y, and Y H Lee. 2009. “A Compact E-Shaped Patterned Ground Structure and Its Applications to Tunable Band stop Resonator.” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 57 (3): 657–66.
- [25] BHUIYAN, M D SHAKIL, AND NEMAI CHANDRA KARMAKAR. 2014. “Defected Ground Structures for Microwave Applications.” In *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, 1–31. American Cancer Society.
- [26] Hai-Wen Liu, Zheng-Fan Li, Xiao-Wei Sun, and Jun-Fa Mao. 2004. “An Improved 1D Periodic Defected Ground Structure for Microstrip Line.” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 14 (4): 180–82.
- [27] JONG-SIK LIM, YOUNG-TAEK LEE, CHUL-SOO KIM, DAL AHN, AND SANGWOOK NAM. 2002. “A Vertically Periodic Defected Ground Structure and Its Application in Reducing the Size of Microwave Circuits.” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 12 (12): 479–81.
- [28] GUHA, DEBATOSH, SUJOY BISWAS, AND CHANDRAKANTA KUMAR. 2014. “Printed Antenna Designs Using Defected Ground Structures: A Review of Fundamentals and State-of-the-Art Developments.” In *Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies (FERMAT)*, 2:1–13.
- [29] ABDEL-RAHMAN, A B, A K VERMA, A BOUTEJDAR, AND A S OMAR. 2004. “Control of Band stop Response of Hi-Lo Microstrip Low-Pass Filter Using Slot in Ground Plane”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 52 (3): 1008–13.
- [30] CHUL-SOO KIM, JONG-SIK LIM, SANGWOOK NAM, KWANG-YONG KANG, AND DAL AHN. 2002. “Equivalent Circuit Modelling of Spiral Defected Ground Structure for Microstrip Line”, *Electronics Letters* 38 (19): 1109–10. <https://doi.org/10.1049/el:20020742>.
- [31] F. CHAN WAI PO, E. DE FOUCAULD, D. MORCHE, P. VINCENT, AND E. KERHERVE. “A Novel Method for Synthesizing an Automatic Matching Network and Its Control Unit”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 58(9) :2225–2236, September 2011. ISSN 1549- 8328. DOI: 10.1109/TCSI.2011.2112830.
- [32] Q. Gu, J. R. De Luis, A. S. Morris, and J. Hilbert. “An Analytical Algorithm for Pi-Network Impedance Tuners”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 58(12): 2894–2905, December 2011. ISSN 1549-8328. DOI: 10.1109/TCSI.2011.2158700.
- [33] PIETRO MAESTRI. ST H9SOIFEM, “0.13 μm RF SOI Technology for Front-end Module Monolithic Integration”, Tokyo, Janvier 2016. SOI Consortium Forum.

- [34] DONGGU IM AND KWYRO LEE. “Highly Linear Silicon-on-Insulator CMOS Digitally Programmable Capacitor Array for Tunable Antenna Matching Circuits”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 23(12) :665–667, December 2013. ISSN 1531-1309, 1558- 1764. DOI : 10.1109/LMWC.2013.2284776.
- [35] BUM-KYUM KIM, TAEYEOP LEE, DONGGU IM, DO-KYUNG IM, BONKEE KIM, AND KWYRO LEE. “Design methodology of tunable impedance matching circuit with SOI CMOS tunable capacitor array for RF FEM”, pages 7–9. IEEE, novembre 2013. ISBN 978-1-4799-1472-2. doi : 10.1109/APMC.2013.6695173.
- [36] RAFFAELE R. SEVERINO, SYLVAIN PFLAUM, EMERIC DE FOUCAULD, AND CHRISTOPHE DELAVEAUD : “Adaptation automatique d’impédance d’antenne miniature en bande ISM à 433 MHz”, In XIXe Journées Nationales Microondes, Bordeaux, juin 2015.
- [37] Infrastructures matérielles et logicielles pour la société numérique (INFRA) 2013, Projet SENSAS (MINIATURE SENSOR ANTENNA SYSTEMS).
- [38] S. Caporal Del Barrio, G.F. Pedersen, and M. Pelosi. “On the efficiency of frequency reconfigurable high-Q antennas for 4G standards”, Electronics Letters, 48(16) :982–983, août 2012. ISSN 0013-5194, 1350-911X. DOI: 10.1049/el.2012.1315.
- [39] A. MORRIS, S. CAPORAL DEL BARRIO, JOUNGSUB SHIN, V. STEEL, AND G. F. PEDERSEN. “Tunable antennas for mobile devices: Achieving high performance in compelling form factors», In Bibliographies 202 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), pages 1–4, juin 2014. DOI: 10.1109/MWSYM.2014.6848618.
- [40] H.A. Wheeler. “Fundamental Limitations of Small Antennas”, Proceedings of the IRE, 35 (12) :1479–1484, December 1947. ISSN 0096-8390. DOI : 10.1109/JRPROC.1947.226199.
- [41] RF Tuning in Cellular Handsets. Technical report, International Wireless Industry Consortium, may 2015.
- [42] MYOUNG-SUB JOUNG, JUN-SEOK PARK, AND HYEONG-SEOK KIM. 2005. “A Novel Modeling Method for Defected Ground Structure Using Adaptive Frequency Sampling and Its Application to Microwave Oscillator Design”, IEEE Transactions on Magnetics 41 (5): 1656–59. <https://doi.org/10.1109/TMAG.2005.846100>.

CHAPITRE IV

Conception et Réalisation des Antennes PIFA

1. Introduction

De nos jours la téléphonie mobile subit presque chaque mois une croissance importante au niveau de la conception des Smartphones et aussi au niveau de la performance, de nouvelles bandes ont été ajoutées, et le marché demande des petits téléphones mobiles avec plus de services, ce qui exige l'utilisation des antennes miniatures, multi-bandes et qui minimisent les risques de rayonnement associé au corps humain.

Les antennes PIFA (PLANAR INVERTED-F ANTENNA) sont aujourd'hui les plus utilisées dans la téléphonie mobile, grâce à leur structure simple et flexible, leur volume réduit, leur faible coût de fabrication, leur facilité d'intégration, ainsi que leurs taux SAR réduits. Cependant leur inconvénient majeur est d'avoir une bande passante étroite.

Le but de ce chapitre est la contribution à la conception des antennes PIFA multibandes. En utilisant le logiciel de simulation CST MWS, on va étudier l'influence des paramètres géométriques de cette antenne sur la fréquence de résonance, le coefficient de réflexion, la bande passante, le gain, la directivité, l'efficacité, ainsi que sur la forme du diagramme de rayonnement dans les deux plans $\varphi=0^\circ$, $\varphi=90^\circ$.

2. Généralités des antennes PIFA

L'antenne PIFA est le résultat de la transformation de l'antenne IFA (INVERTED-F ANTENNA) d'un élément filaire horizontale à une structure planaire afin de compenser ses pertes de désadaptation et améliorer ses caractéristiques de rayonnement [1].

Cette structure est constituée d'un élément rayonnant métallique parallèle au plan de masse. Un des bords du patch est relié à la masse par un plan de court-circuit qui constitue l'une des particularités de cette antenne. L'élément supérieur est généralement excité par une sonde coaxiale qui traverse le substrat diélectrique (Figure IV-1).

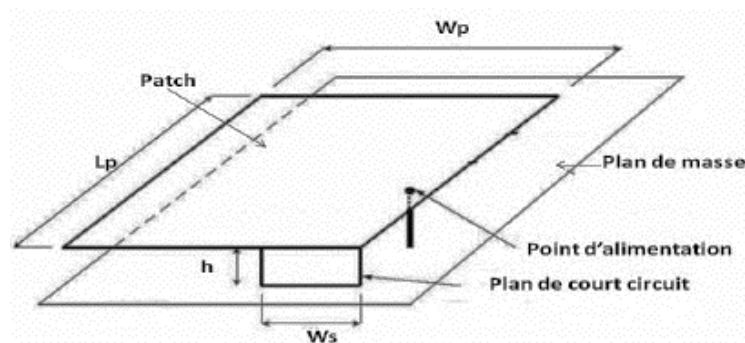


Figure IV- 1: Structure d'une antenne PIFA

La variation de ses dimensions, la position d'alimentation, le plan du court-circuit, la hauteur du substrat modifient les performances du PIFA.

2.1 Fréquence de résonance

La fréquence de résonance d'une antenne PIFA peut-être approximée par [2] :

$$f_r = r f_1 + (1-r) f_2 \quad \text{Si} \quad \frac{W_p}{L_p} \leq 1 \quad (\text{IV-1})$$

$$f_r = r^k f_1 + (1-r^k) f_2 \quad \text{Si} \quad \frac{W_p}{L_p} \geq 1 \quad (\text{IV-2})$$

Avec :

$$f_1 = \frac{c}{4(L_p + h)} \quad \text{Et} \quad f_2 = \frac{c}{4(L_p + h + W_p - W_s)} \quad (\text{IV-3})$$

$$r = W_s / W_p \quad k = W_p / L_p$$

Où :

- L_p et W_p Sont respectivement la longueur et la largeur de l'élément rayonnant.
- W_s La largeur du plan de court-circuit et h sa hauteur.

2.2 Chargement capacitif dans les antennes PIFA

Supposons que nous voulons réduire davantage la longueur de l'antenne pifa. Que pouvons-nous faire ? Eh bien, il est courant d'utiliser le chargement capacitif dans les antennes PIFA. Dans cette technique, nous ajoutons une capacité à l'antenne PIFA, entre le point d'alimentation et le bord ouvert. Ceci est illustré à la Figure IV-2.

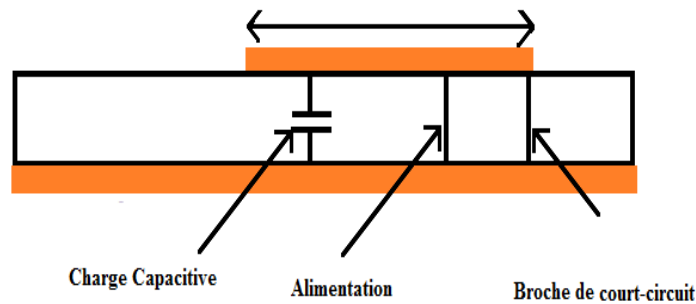


Figure IV- 2: Chargement capacitif dans l'antenne F inversée plane (PIFA)

A droite de l'alimentation de la Figure IV-2, nous avons un court-circuit à la masse. Les courts-circuits avec une petite fraction de longueur d'onde peuvent être considérés comme une inductance parallèle à la masse, en ce qui concerne l'impédance d'entrée. De même, le circuit ouvert et le bras situés à gauche de l'alimentation de la Figure IV-2 peuvent être considérés comme un

condensateur. Les distances entre l'alimentation et la broche de court-circuit, ou entre l'alimentation et le bord ouvert du PIFA déterminent respectivement l'inductance et la capacité. Dans un certain sens, les longueurs sont nécessaires pour que l'inductance et la capacité puissent être équilibrées.

Par conséquent, si nous raccourcissons la longueur de la PIFA, nous perdons une partie de la capacité située à gauche de l'alimentation dans la figure IV-2. Pour compenser cela, nous ajoutons une capacité parallèle et (du point de vue de l'impédance).

Cette technique fonctionne, mais on perd l'efficacité du rayonnement en utilisant cette technique (et la bande passante du PIFA diminuera également).

2.3 PIFAs dans le monde réel

Le Samsung Galaxy-S est un téléphone intelligent Android fonctionnant sur les réseaux CDMA aux États-Unis. Cela signifie que la fréquence sera de 850 et 1900MHz, nécessitant une antenne d'émission/réception et une antenne de réception seulement (appelée antenne en diversité). Les antennes du téléphone ont été indiquées dans un rapport de la FCC, présenté ci-dessous :

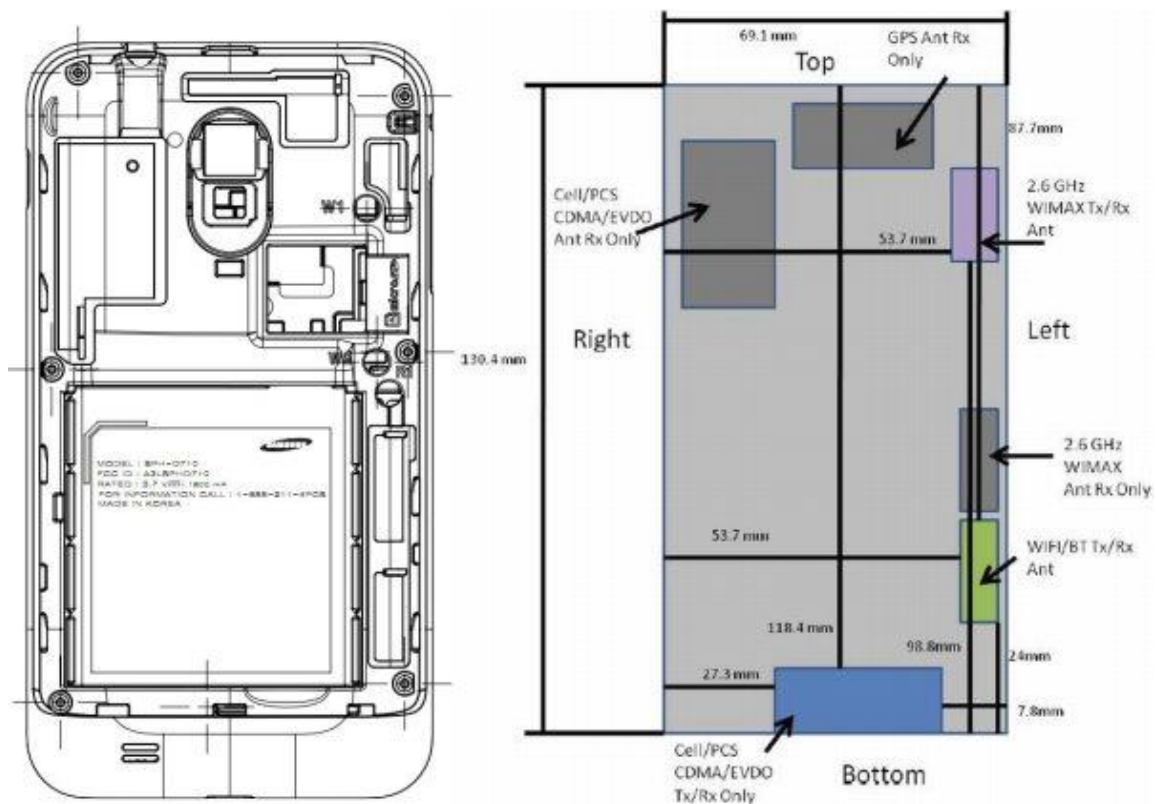


Figure IV- 3: Types et emplacements des antennes sur le Samsung GALAXY-S

Le téléphone dispose de six antennes, comme illustré à la Figure IV-3. L'antenne cellulaire Tx/ Rx est le carré bleu en bas et l'antenne cellulaire. L'antenne GPS (1,575GHz) est en haut et l'antenne Wi-Fi (qui est bi bande selon le rapport de la FCC, fonctionnant à 2,4GHz et 5GHz) est le carré vert en bas à droite. Ce téléphone possède également des antennes WIMAX (fonctionnant à 2,6GHz), une pour l'antenne TX/RX et une autre antenne (RX uniquement).

Ces antennes sont des PIFA. Il existe un seul grand plan de masse qui prend en charge la carte de circuit imprimé et l'écran tactile. Il s'agit du plan de masse de toutes les antennes utilisées..

En outre, le rapport SAR de ce téléphone donne une valeur très faible du pic SAR, égal à 0,402W /kg en moyenne sur 1g de tissu (la limite de la FCC pour vendre un téléphone aux États-Unis est de 1,6W/kg). Ceci est une propriété avantageuse des PIFA : comme le rayonnement est éloigné du plan du sol (vers l'arrière du téléphone), l'énergie est dirigée loin de la tête, ce qui donne une valeur faible valeur pour le SAR.

2.4 Avantages et inconvénients d'une antenne PIFA

L'antenne PIFA possède plusieurs avantages, parmi lesquels on peut citer [3-7] :

- Structure simple et flexible.
- Volume réduit.
- Faible cout de fabrication ou faible profile.
- Facilité d'intégration.
- Faible rayonnement parasite vers la tête de l'utilisateur, traduit par un faible taux de SAR.
- Facile à adapter en jouant sur la position de l'alimentation.
- Reconfigurable en insérant des diodes et des capacités.
- Sensible à la polarisation horizontale et verticale.
- Diagramme de rayonnement omnidirectionnel.
- Antenne Multi-bande (double ou triple bande).

L'inconvénient majeur de l'antenne PIFA est la génération d'une bande passante étroite, ainsi une faible efficacité.

2.5 Techniques d'amélioration de la bande passante

L'antenne PIFA comme il a été signalé souffre d'avoir une bande passante étroite. Pour remédier à ce problème, il existe plusieurs techniques [8-10] :

Augmenter la hauteur du substrat afin d'augmenter le volume de l'antenne.

- Réduire la taille du plan de masse.
- Insérer des fentes dans le plan de masse.
- Utilisation de matériau de faible permittivité relative comme substrat.
- L'ajout d'un plan parallèle entre le patch et le plan de masse (charge capacitive).
- Insertion des fentes dans le patch.

3. Conception et réalisation des nouvelles structures d'antennes PIFAs

Dans ce chapitre, nous allons étudier et présenter des nouvelles techniques pour concevoir, réaliser et tester des antennes PIFAs multi bandes imprimées en optimisant leurs dimensions, à la fin de chaque contribution, une comparaison entre les résultats de simulation et de mesure sera effectuée. Ce chapitre traitera les antennes multi bandes validées en technique PIFA. Ensuite, nous présenterons les différentes techniques et étapes suivies pour le test et la validation des différentes antennes. Enfin, on comparera les structures réalisées avec des structures de références pour mieux mettre en évidence les performances antennaires obtenues.

3.1 Conception d'une nouvelle structure d'antenne F-inversé pour les bandes GSM900/PCS/LTE2300

Dans ce travail, une nouvelle conception d'antenne PIFA multibande pour un fonctionnement pour des applications GSM900/PCS/LTE2300 pour la téléphonie mobile. L'antenne est montée au haut du plan de masse avec des dimensions de $60 \times 150 \times 1,6 \text{mm}^3$. Taille de la surface de rayonnement de l'antenne est de $60 \times 66 \times 10 \text{mm}^3$. Les fentes sont insérées au niveau du patch, ce qui a permis d'obtenir trois fréquences de résonance GSM 900(880-960MHz), PCS Bandes 1900(1850-1990MHz) et LTE2300(2300-2400MHz).

Les caractéristiques de l'antenne proposée sont validées en utilisant deux logiciels électromagnétiques ANSOFT-HFSS et CST-MICROWAVE Studio.

L'antenne est alimentée par une sonde coaxiale d'alimentation qui se connecte au plan de masse à travers le substrat diélectrique. Le court-circuit permet d'avoir une bonne adaptation d'impédance réalisé avec le patch au-dessus du plan de masse de taille inférieure à $\lambda/4$. La structure PIFA résultante est de taille compacte antennes $\lambda/2$ conventionnelle, la fréquence à laquelle PIFA résonne peut-être calculée en utilisant une formule de base donnée ci-dessous [11] :

$$f_0 = \frac{c}{4(w + L)} \quad (\text{IV-4})$$

W et L sont les dimensions de l'élément rayonnant.

3.1.1 Conception de l'antenne proposée

Une nouvelle structure PIFA multi bande pour les applications téléphoniques sont proposées et validées dans cette partie. Cette structure couvre les bandes de fréquences suivantes : GSM 900(880-960 MHz), PCS Bandes 1900(1850-1990MHz) et LTE2300(2300-2400MHz).

L'antenne proposée est montrée dans la figure IV-4 avec un plan de masse d'une taille de 150mm × 60mm, imprimée sur un substrat FR-4 ayant une épaisseur de 1,6mm avec une permittivité diélectrique relative de 4,4 e. La partie rayonnante de l'antenne possède une taille de 66×60mm² est montée dans la partie supérieure de l'antenne. Les fentes sont insérées dans l'élément rayonnant principal et optimisées pour atteindre la comportement Multi-bande. Le patch de l'antenne est lié avec le plan de masse par une plaque de court-circuit avec une dimension 60×10mm². En outre, l'air est utilisé comme substrat entre le plan de masse et le patch rayonnant pour améliorer l'efficacité de l'antenne. L'antenne est directement alimentée par un câble coaxial 50Ω L'élément rayonnant et la plaque de court-circuit sont tous constitués d'une plaque métallique de 0,2mm d'épaisseur. Après plusieurs séries d'optimisation en utilisant CST-MWS, nous avons obtenu les différents paramètres optimisés qui sont illustrés dans le Tableau IV-1.

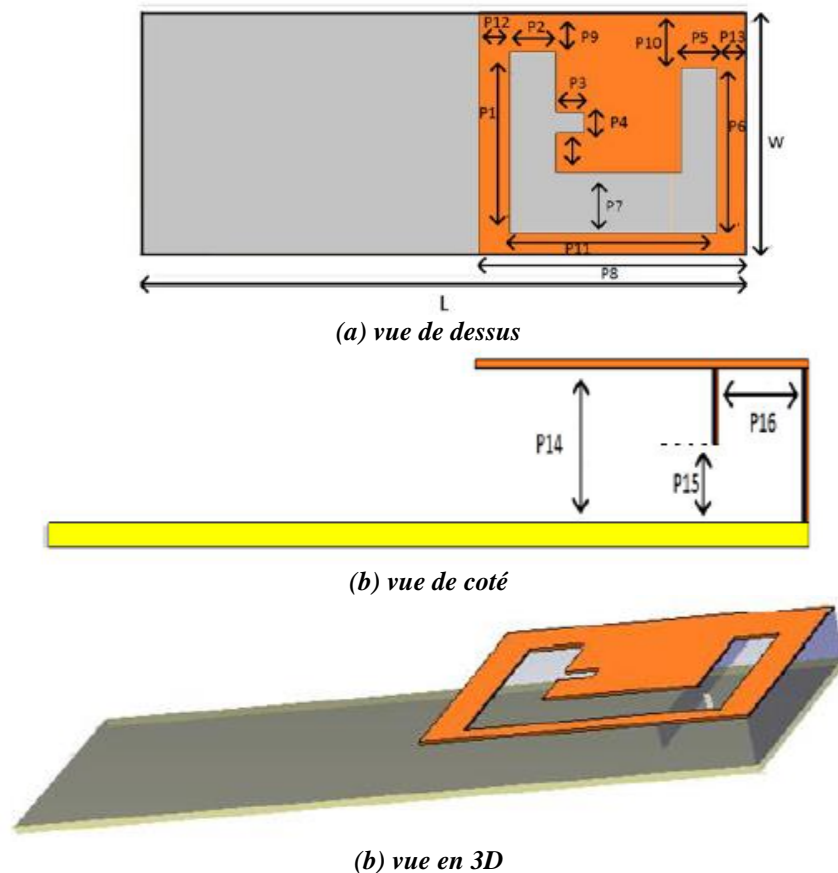


Figure IV- 4: Géométrie de la PIFA multi bande à fentes proposée : (a) vue de dessus, (b) vue de côté et (c) vue en 3D

Tableau IV- 1: Paramètres de l'antenne PIFA proposée

Paramètre	Value[mm]	Paramètre	Value[mm]
<i>L</i>	150	<i>P8</i>	66
<i>W</i>	60	<i>P6</i>	10
<i>P1</i>	45	<i>P10</i>	14
<i>P2</i>	11,5	<i>P11</i>	51,5
<i>P3</i>	7	<i>P12</i>	7,5
<i>P4</i>	5	<i>P13</i>	7
<i>P5</i>	9	<i>P14</i>	10
<i>P6</i>	41	<i>P15</i>	5
<i>P7</i>	15	<i>P16</i>	17,85

3.1.2 Résultats et discussion

L'antenne proposée est simulée en utilisant CST-MICROWAVE STUDIO, dont l'analyse numérique est basée sur la technique d'Intégration Finie [12-14]. La Figure IV-5 montre les résultats de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne PIFA multi bande proposée. Les résultats de simulation garantissent que l'antenne couvre plusieurs bandes fréquences pour les applications de téléphonie mobile. Pour un coefficient de réflexion inférieur à 10dB, on peut en déduire que l'antenne fonctionne autour de trois bandes de fréquences (880-1000MHz), (1,84-1,99GHz) et (2,3-2,42GHz), ce qui couvre GSM900/PCS/LTE2300. La fréquence de trois bandes est contrôlée en ajustant les dimensions des fentes autour du patch dans l'antenne PIFA.

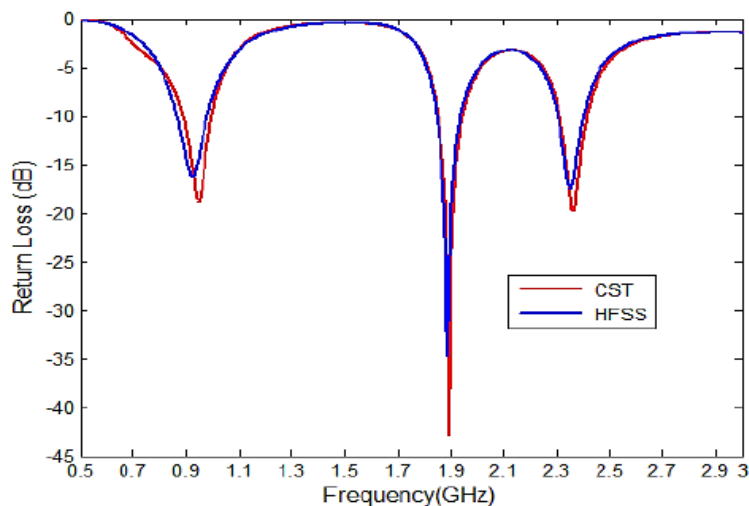


Figure IV- 5: Comparaison entre les coefficients de réflexion obtenues par HFSS et CST-MWS

Après cette validation en simulation en utilisant CST-MW, nous avons utilisé l'autre simulateur électromagnétique 3D-HFSS [15]. Comme illustré à la Figure IV-5, nous pouvons conclure que nous avons un bon accord entre les résultats de simulation obtenus par CST-MWS et HFSS.

La Figure IV-6 montre les diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée pour trois fréquences de résonance 0,947GHz, 1,895GHz et 2,36GHz. Nous pouvons conclure que l'antenne proposée peut émettre un rayonnement unidirectionnel stable.

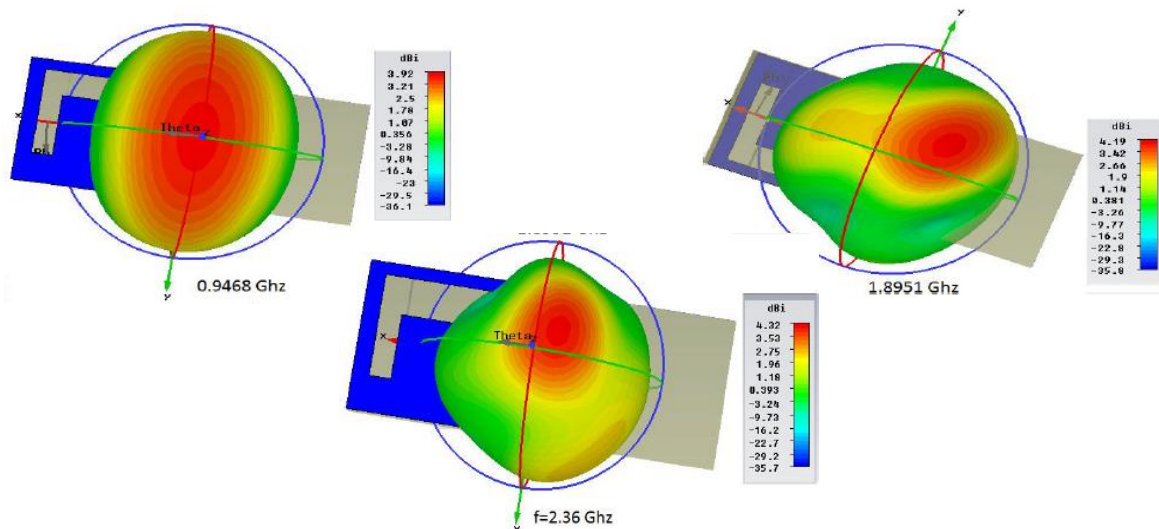


Figure IV- 6: Les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne proposée à différentes fréquences de résonance

Les distributions de courant de surface simulées de l'antenne multi bande antenne F-inversée planeaire à trois fréquences de résonance 0,947GHz, 1,895GHz et 2,36GHz, ils sont représentés à la Figure IV-7.

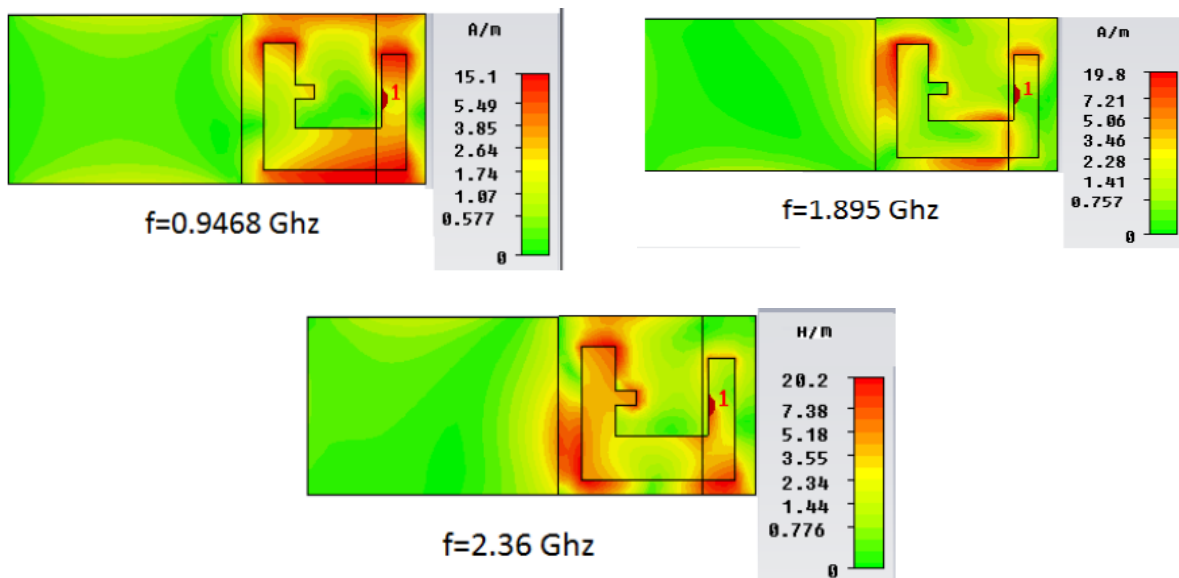


Figure IV- 7: Courant de surface simulé de l'antenne proposée à différentes fréquences de résonance

Dans ce travail, une nouvelle conception d'une antenne multi bande planeaire inversé-F pour les applications de téléphonie mobile est proposée et validé au niveau simulation en utilisant deux simulateurs électromagnétiques. Les résultats de la simulation montrent que cette antenne peut

couvrir trois bandes de fréquences (0,880-1GHz, 1,84-1,95GHz, 2,3-2,4GHz), qui couvre GSM900/PCS/ LTE2300 pour applications téléphoniques mobiles. L'antenne proposée peut rayonner unidirectionnel pour toutes les fréquences de fonctionnement.

3.2 Conception d'une antenne PIFA Multi-Bandes pour les applications GSM 850, GSM900, PCS, UMTS et WIMAX

Cette étude présente une nouvelle conception d'antenne PIFA Multi-bande pour les opérations GSM850/GSM900/PCS/UMTS/WIMAX pour des applications de téléphonie mobile et Wimax. L'antenne est fixée sur un substrat FR4 en haut de la masse, mesurant 40x80x1, 6mm³. La taille du patch de rayonnement de l'antenne est 150x55x10mm³. Les fentes sont découpées dans la zone de rayonnement de l'antenne, pour obtenir trois fréquences de fonctionnement. Il a été démontré que l'antenne proposée peut couvrir les fréquences de fonctionnement suivantes : GSM580(824-960MHz), GSM900(880-960MHz), PCS (1850-1990MHz), UMTS (1920-2170MHz) et WIMAX (3300-3800 MHz). Les caractéristiques de l'antenne proposée sont validées à l'aide du simulateur électromagnétique CST MWS.

3.2.1 Conception de l'antenne proposée

La Figure IV-8 illustre la nouvelle structure du PIFA multi bande proposée. Le plan de masse de 150mmx55mm est imprimé sur un substrat FR-4 de 1,6mm d'épaisseur avec une permittivité diélectrique relative de 4,4.

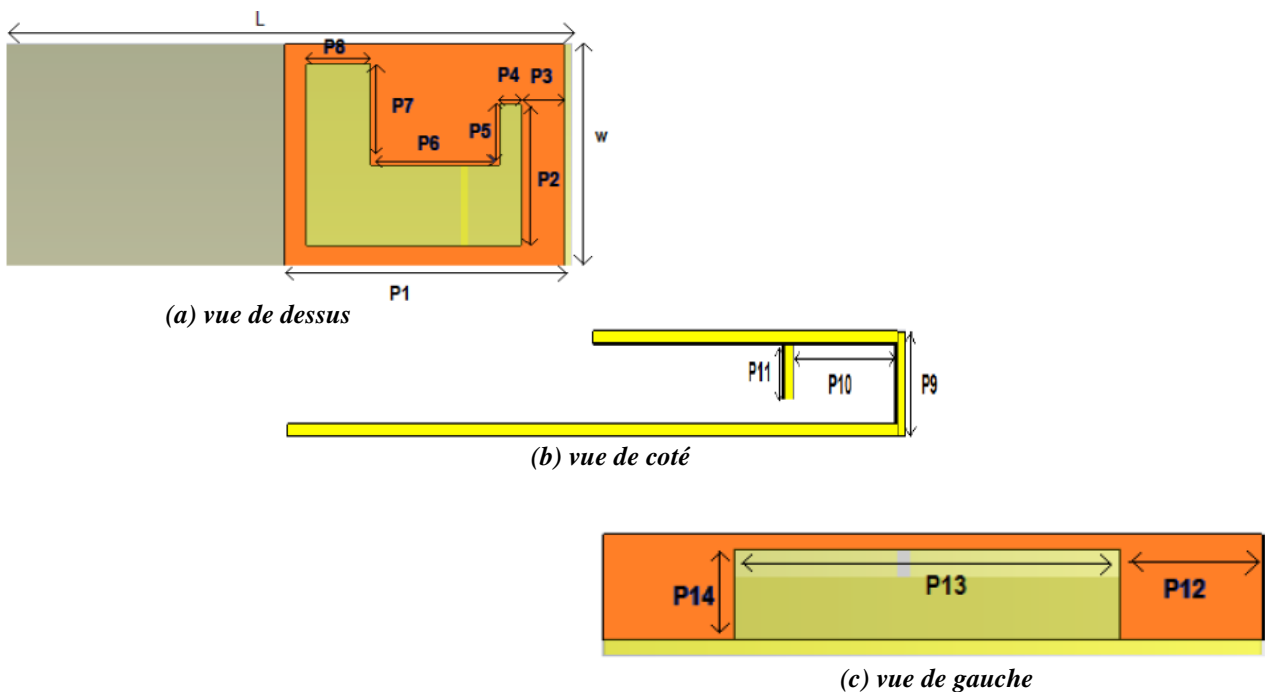


Figure IV- 8: Géométrie de l'antenne PIFA multi bande proposée : (a) vue de dessus, (b) vue de côté (c) vue de gauche

Le patch se connecte au plan de masse à travers une large plaque de court-circuit imprimée sur un substrat FR4 d'une dimension de $55 \times 10 \text{mm}^2$ avec une fente au milieu. Cette fente permet de déplacer facilement le coefficient de réflexion. De plus, l'air est utilisé comme substrat entre le plan de masse et le patch rayonnant pour améliorer l'efficacité de l'antenne. L'antenne n'est pas directement alimentée par un câble coaxial 50Ω . Une petite plaque de cuivre avec un substrat FR-4 avec une taille de $3.965 \times 55 \text{mm}^2$ est placée entre le patch et la tête du connecteur SMA 50Ω pour obtenir des fréquences à trois bandes (GSM900/GSM800/PCS/UMTS/WIMAX). Après de nombreuses séries d'optimisation à l'aide de CST-MWS, nous avons obtenu les différents paramètres optimisés énumérés dans le Tableau IV-2.

Tableau IV- 2: Paramètres de l'antenne proposée

<i>Paramètre</i>	<i>L</i>	<i>W</i>	<i>P1</i>	<i>P2</i>	<i>P3</i>	<i>P4</i>	<i>P5</i>	<i>P6</i>
<i>Value[mm]</i>	150	55	65	35	10	5	15	30
<i>Paramètre</i>	<i>P7</i>	<i>P8</i>	<i>P9</i>	<i>P10</i>	<i>P11</i>	<i>P12</i>	<i>P13</i>	<i>P14</i>
<i>Value[mm]</i>	25	15	13,2	22,365	6,965	12	32	10

3.2.2 Résultats et discussion

L'antenne proposée est simulée en utilisant CST [16]. La Figure IV-9 montre les résultats de la simulation du coefficient de réflexion de l'antenne PIFA Multi-bande proposée. Les résultats de la simulation garantissent que l'antenne couvre les fréquences multi bandes pour les applications de téléphonie mobile.

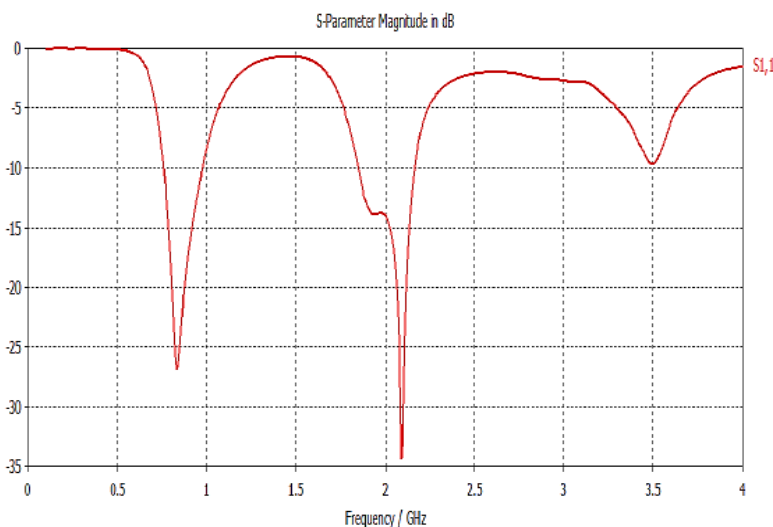


Figure IV- 9: Coefficient de réflexion pour l'antenne PIFA Multi-bande proposée

Pour un coefficient de réflexion inférieur à 10dB, sauf la bande WIMAX est inférieure à 5dB, on peut en déduire que l'antenne fonctionne dans trois bandes de fréquences (759-977MHz), (1,85-

2,16GHz) et (3,27-3,64GHz), ce qui couvre GSM800/GSM900/PCS/UMTS/WIMAX [17-20]. Les trois bandes sont contrôlées en ajustant les dimensions de la fente du patch dans l'antenne PIFA.

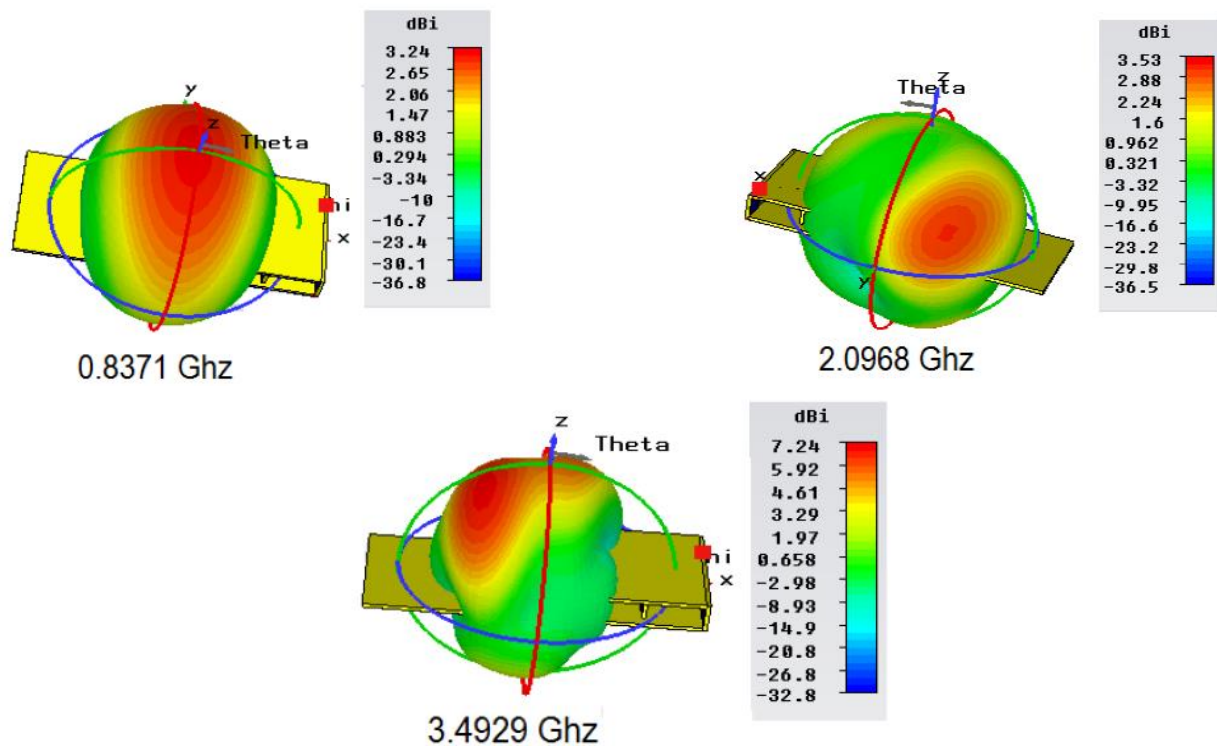


Figure IV- 10: Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne PIFA multi bande proposée à différentes fréquences de résonance

La Figure IV-10 montre les diagrammes de rayonnement tridimensionnels (3D) simulés de l'antenne proposée à trois fréquences de résonance : 0,8731GHz, 2,0968GHz et 3,4929GHz. Nous pouvons en conclure que l'antenne proposée peut émettre un diagramme unidirectionnel dans toutes les bandes de fréquences de fonctionnement.

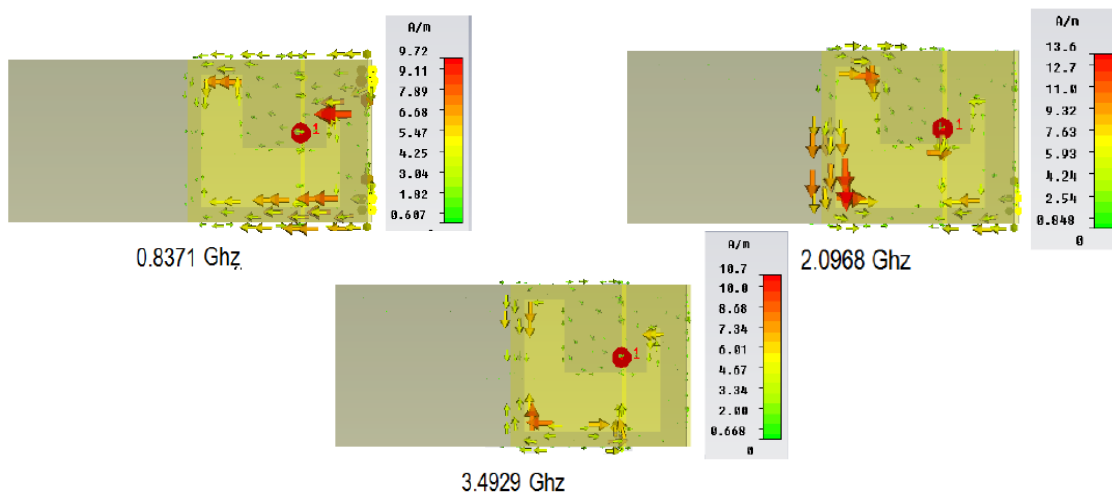


Figure IV- 11: Courant de surface simulé de l'antenne PIFA multi bande proposée à différentes fréquences de résonance

La distribution simulée des courants de surface de l'antenne F-inversée plane multi bande à trois fréquences de résonance : 0,873GHz, 2,0968GHz et 3,4929GHz, est présentée à la Figure IV-11.

Les différentes étapes suivies dans cette étude peuvent être utilisées pour valider une antenne pour d'autres bandes de fréquences.

3.3 Conception et réalisation d'une nouvelle structure d'antenne PIFA pour les applications GPS, Bluetooth/Wi-Fi

Cette partie présente une nouvelle conception d'antenne F inversée plane multi bande pour les applications GPS/Bluetooth/Wi-Fi. L'antenne proposée est montée sur un substrat FR-4 et a un volume total de $100 \times 50 \times 1,6 \text{ mm}^3$. L'antenne proposée peut couvrir les fréquences de fonctionnement des bandes GPS(1,56-1,74GHz), Bluetooth/WIFI (2,4-2,5GHz). Les caractéristiques de l'antenne proposée sont validées à l'aide du solveur électromagnétique CST-MICROWAVE STUDIO [21].

3.3.1 Conception de l'antenne proposée

Pour concevoir une telle structure d'antenne, la première étape consiste à partir de la configuration de base du PIFA en définissant les dimensions d'une antenne patch. Après cela, nous avons mené une étude d'optimisation permettant d'obtenir le comportement multi bande. Nous avons utilisé un simulateur électromagnétique qui est CST-MWS. Après de nombreuses séries d'optimisation, la Figure IV-12 montre la configuration du PIFA utilisée dans cette étude.

Cette antenne est montée sur un substrat FR-4 à faible coût présentant une permittivité diélectrique de 4,4, des pertes tangentielles de 0,025 et une épaisseur de substrat de 1,6mm. Les différents paramètres optimisés sont répertoriés dans le Tableau IV-3.

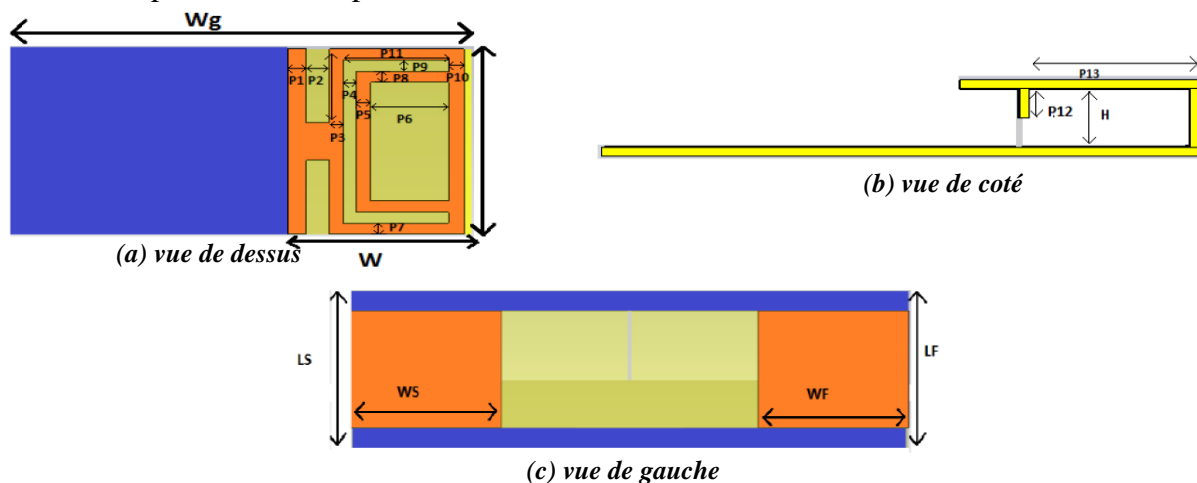


Figure IV- 12: Géométrie de la PIFA multi bande proposée. (a) Vue de dessus, (b) Vue de côté (c) Vue de dessous

Tableau IV- 3: Paramètres de l'antenne proposée

<i>Paramètre</i>	<i>Value[mm]</i>	<i>Paramètre</i>	<i>Value[mm]</i>
<i>L</i>	50	<i>P5</i>	3,0
<i>Wg</i>	40	<i>P6</i>	17
<i>W</i>	100	<i>P7</i>	3,0
<i>Ls</i>	13.235	<i>P8</i>	3,0
<i>Ws</i>	13,5	<i>P9</i>	3,0
<i>Lf</i>	13,235	<i>P10</i>	3,0
<i>Wf</i>	13,5	<i>P11</i>	23
<i>PI</i>	4,0	<i>P12</i>	4,0
<i>P2</i>	3,0	<i>P13</i>	28,4
<i>P3</i>	3,0	<i>H</i>	9,965
<i>P4</i>	3,0		

3.3.2 Résultat et discussion

Pour obtenir cette antenne optimisée, la Figure IV-13 présente l'évolution de l'antenne et les différentes étapes suivies pour l'optimisation.

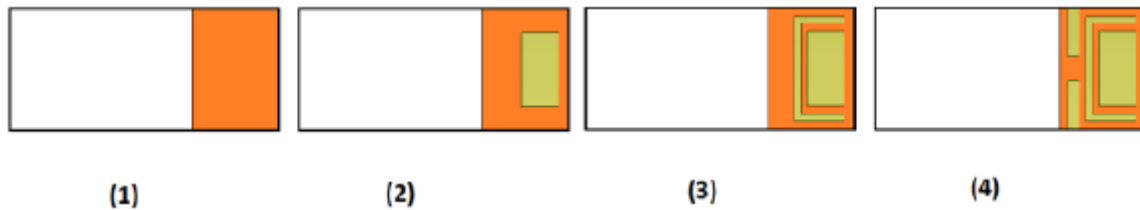


Figure IV- 13: Evolution de la conception de l'antenne proposée

L'objectif de cette étude est donc de concevoir une nouvelle structure d'antenne PIFA pour les applications hyperfréquences à bandes de fréquences multiples. La conception de l'antenne PIFA avec des capacités de fonctionnement multifréquence est due aux résonances multiples introduites par la présence des fentes dans la plaque supérieure rayonnante de l'antenne. Sur la Figure IV-14, nous pouvons voir la simulation du coefficient de réflexion pour des cas successifs de l'antenne finale validée. Nous pouvons clairement voir que l'antenne proposée est conçue en quatre étapes. Tout d'abord, pour un plan rectangulaire simple de référence, la correction géométrique de l'élément rayonnant a été modifiée afin d'améliorer encore la bande passante de l'antenne en découpant une fente rectangulaire de 32×17mm. Après cela, en ajoutant une fente sur la forme en u, on obtient l'antenne à double bande. Vers la fin, l'antenne finale est obtenue en utilisant des fentes rectangulaires. Ainsi, l'impédance d'entrée correspondante de la structure d'antenne finale

est obtenue respectivement dans les bandes de fréquences. 1,56-1,74GHz, 2,34-4,2,5GHz avec un coefficient de réflexion inférieure à -10dB. Et 3.8-4.1GHz.

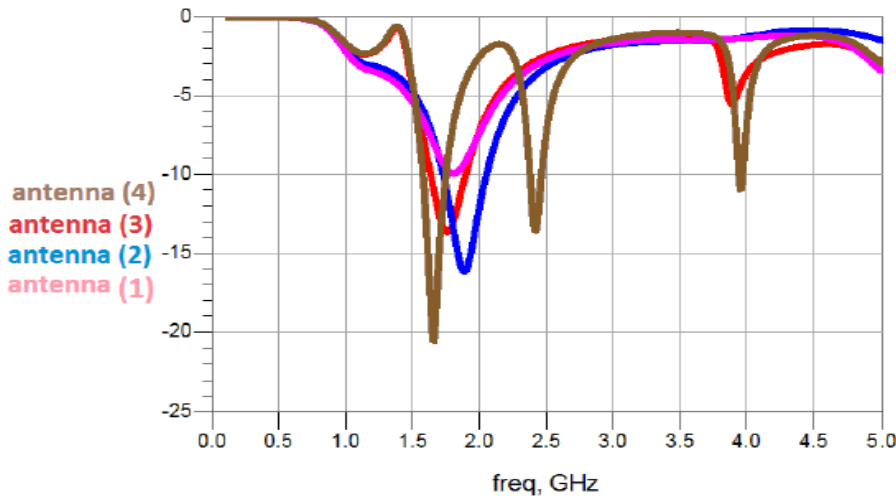


Figure IV- 14: Les coefficients de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne proposée pour différents cas

Nous avons lancé une simulation électromagnétique pour extraire la distribution du courant de surface. La Figure IV-15 présente la distribution simulée du courant de surface à 1,65GHz, 2,41GHz et 3,95GHz. On observe que les courants de surface sont fortement concentrés autour de la fente rayonnante et se répartissent le long du patch.

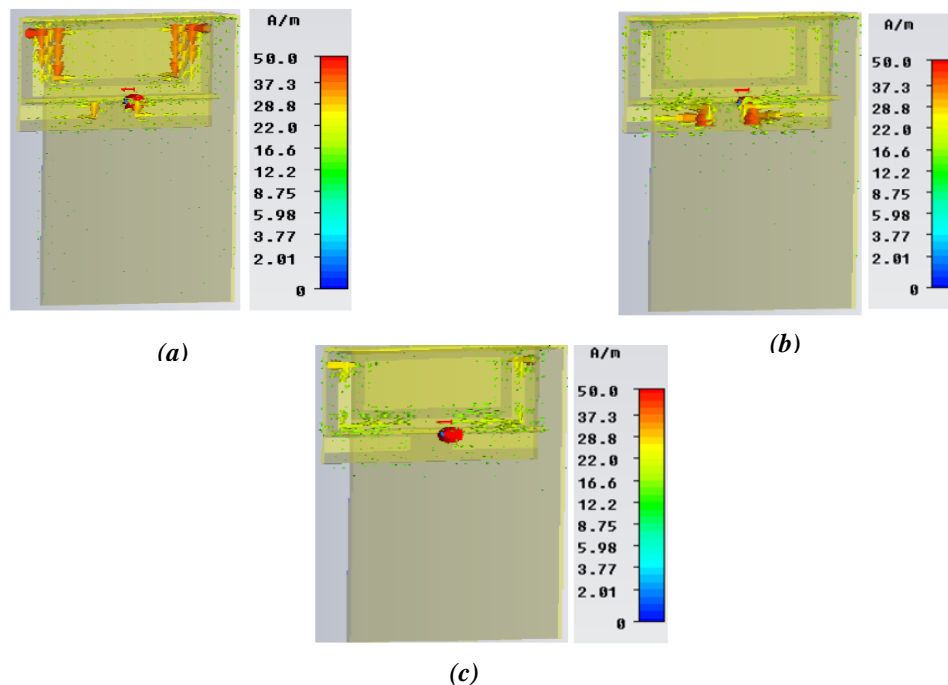


Figure IV- 15: Distribution du courant de surface simulé de l'antenne finale proposée : (a) 1,8GHz, (b) 3,8GHz et (c) 3,8GHz

Pour étudier le comportement en termes de rayonnement de la structure proposée par PIFA, nous avons

simulé les caractéristiques du diagramme de rayonnement en champ lointain à 1,65GHz, 2,41GHz et 3,95GHz, comme illustré à la Figure IV-16.

Nous pouvons conclure que l'antenne offre de bonnes performances en termes de rayonnement. La méthode suivie pour atteindre ce PIFA peut-être ajustée à d'autres bandes de fréquences en suivant les différentes étapes et en optimisant les différents emplacements du patch.

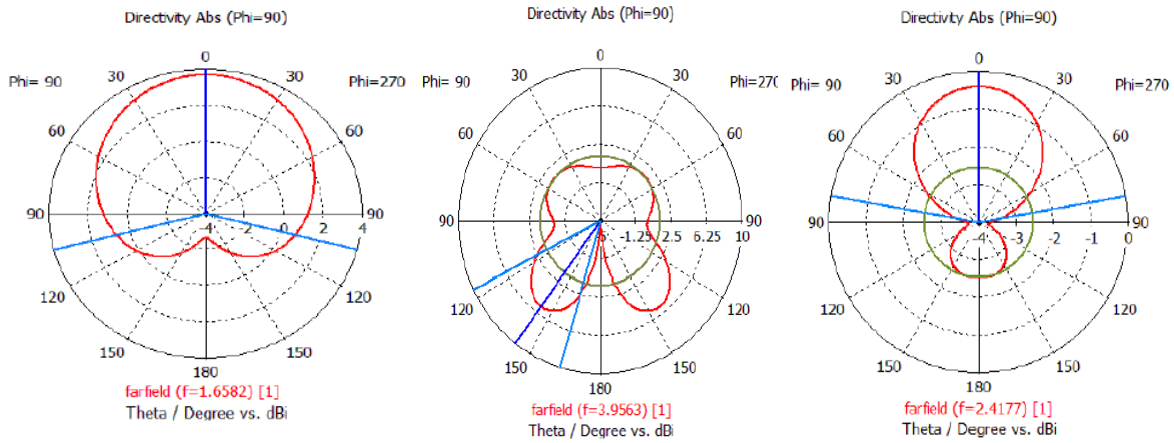


Figure IV- 16: Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne proposée à différentes fréquences de résonance

3.3.3 Réalisation et mesure de la structure proposée

Après la validation de l'antenne PIFA au niveau simulation, nous avons procédé à la réalisation et à la fabrication du circuit final, comme illustré à la figure IV-17. La fabrication d'un tel volume n'est pas facile, car nous avons fabriqué chaque face séparément et ensuite nous les avons associées.

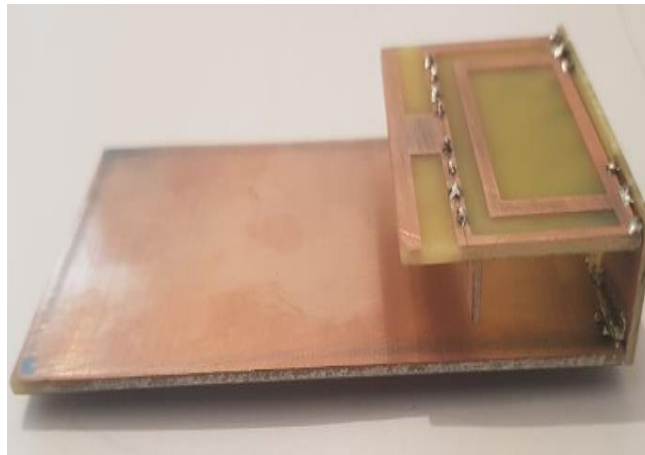


Figure IV- 17: Photographie de l'antenne PIFA fabriquée

Le problème de cette réalisation est que nous avons une structure 3D qui peut avoir une influence sur la précision. Après l'association de chaque face, nous avons testé cette antenne en utilisant un

analyseur de réseau vectoriel AGILENT avec un kit de calibrage de 3,5mm. Comme le montre la Figure IV-16, l'antenne fonctionne autour de trois bandes, la première est [1,535-1,7GHz], la seconde [2,54-2,47GHz] et la troisième est réservée au WLAN autour de 3,8GHz. Comme illustré dans la comparaison entre les résultats de simulation et la mesure, nous pouvons conclure que nous avons un bon accord entre la simulation et la mesure ce qui valide le comportement multi bande de l'antenne PIFA proposée.

L'antenne fabriquée a été mesurée à l'intérieur d'une chambre Anéchoïque aux fréquences suivantes : 1,45GHz, 1,535GHz, 1,657GHz, 2,363GHz, 2,485GHz dans les Plans : E ET Plan H. Dans le plan horizontal, l'antenne présente un diagramme presque bidirectionnel, pour toutes les fréquences de résonance, en raison de la masse choisie dans la partie inférieure du substrat. De plus, le rayonnement est bidirectionnel dans Plan E pour les fréquences 1,45GHz, 1,535GHz, 1,657GHz.

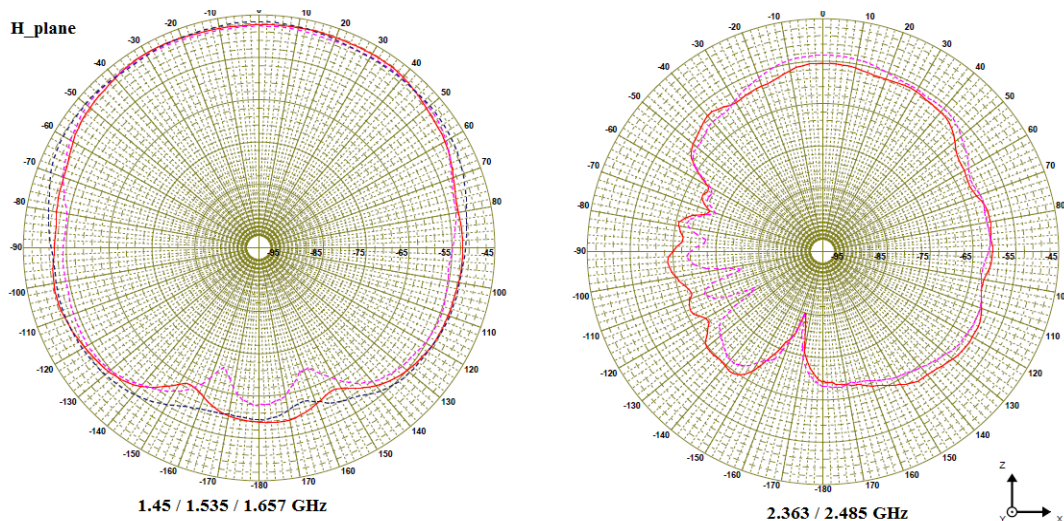


Figure IV- 18: Motif de rayonnement de 1,45, 1,535, 1,657, 2,363, 2,485GHz dans le plan H

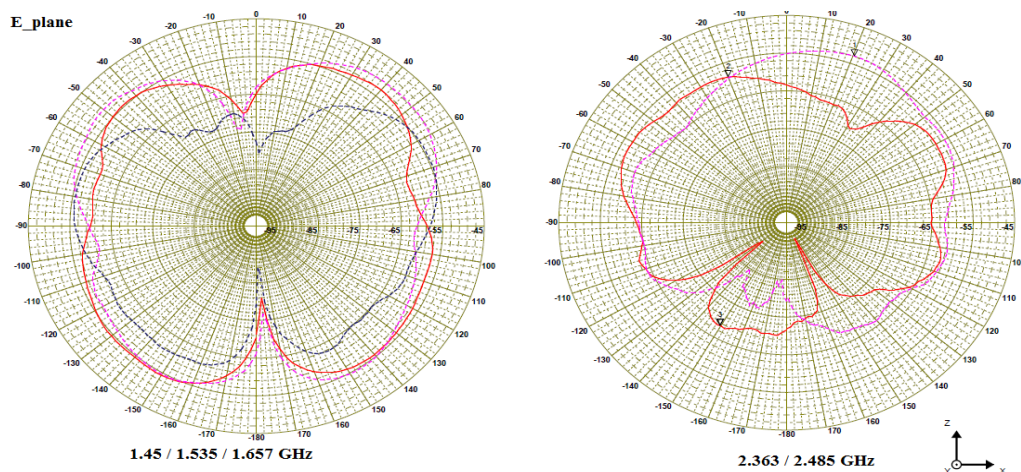


Figure IV- 19: Motif de rayonnement de 1,45, 1,535, 1,657, 2,363, 2,485GHz dans le plan E

L'antenne proposée a été validée au niveau simulation, et au niveau fabrication et test. Le dernier circuit fonctionne dans trois bandes de fréquences (1,535 -1,7GHz) (2,54-2,47GHz) ce qui couvrent les technologies GPS /BLUETOOTH/WIFI pour les communications mobiles et pour WLAN. L'antenne est fabriquée et testée dans une chambre Anéchoïque ce qui valide le diagramme de rayonnement de l'antenne qui est bidirectionnel pour les différentes bandes de fréquence. Cette antenne peut être conçue en suivant les mêmes étapes pour d'autres bandes de fréquences.

En tant que perspectives, nous pouvons intégrer des éléments actifs, tels que les diodes PIN et les diodes VARICAPS, qui permettront de contrôler la bande de fréquence et d'obtenir une antenne reconfigurable permettant de rechercher d'autres bandes de fréquence tout en préservant le comportement multi bande et de contrôler le diagramme de rayonnement pour différentes fréquences de résonance.

4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu mettre en évidence le contexte de l'étude, étant donné qu'il existe de nos jours un fort engouement de la part des opérateurs industriels pour l'utilisation d'antennes PIFA dans les nouveaux téléphones mobiles.

Dans un premier temps, nous avons effectué une étude détaillée sur les antennes PIFA, qui présentent l'origine de toutes les formes dans la littérature où une classification rigoureuse des modes et les expressions pour le calcul des leurs coefficients de réflexion et les gains ont été développés.

Les différentes techniques d'excitations les plus utilisées pour l'alimentation des parties rayonnantes sont aussi démontrées, tout en expliquant les avantages et les inconvénients de chaque technique. En second lieu, la méthode d'analyse, l'outil de simulation ont été succinctement présentés. Finalement, une validation analytique du logiciel HFSS et CST-MICROWAVE et par mesure a été faite.

Références

- [1] WERNER, D. H., R. L. HAUPT, AND P. L. WERNER, “Fractal antenna engineering: The theory and design of fractal antenna arrays,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 41, No. 5, 37–59, Oct. 1999.
- [2] GUTERMAN, J., A. A. MOREIRA, AND C. PEIXEIRO, “Triple band miniaturized fractal planar inverted F-antenna for a small mobile terminal,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 1, 359–362, 2004.
- [3] SALONEN, P., M. KESKILAMMI, AND M. KIVIKOSKI, “Single-feed dual-band planar inverted-F antenna with U-shaped slot,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 48, No. 8, 1262–1264, Aug. 2000.
- [4] GEYI, W., Q. RAO, S. ALI, AND D. WANG, “Handset antenna design: Practice and theory,” *Progress in Electromagnetics Research*, PIER 80, 123–160, 2008.
- [5] ZARRINKOUB, HOUMAN. 2013. “MIMO.” In *Understanding LTE with MATLAB: From Mathematical Modeling to Simulation and Prototyping*, 167–262. WILEY. DOI: 10.1002/9781118443446.ch6.
- [6] Carrie, Guillaume. 2006. “Techniques d’antennes adaptatives pour récepteurs de radionavigation par satellite résistants aux interférences.” *Traitement du signal et de l’image [eess. SP]*. Ecole nationale supérieure de l’aéronautique et de l’espace. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00360835>.
- [7] Trees, Harry L Van. 2004. *Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*. John Wiley & Sons.
- [8] Diallo, Aliou. 2007. “Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO.” Université Nice Sophia Antipolis. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00454612>.
- [9] Sadaoui, Lamia. 2018. “Conception de systèmes antennaires MIMO multistandards LTE pour les nœuds relais.” *Electronique*. Université Côte d’Azur. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-02108666>.
- [10] CONSTANTINE A. BALANIS, PANAYIOTIS I. IOANNIDES. 2007. *Introduction to Smart Antennas*. Morgan & Claypool. *Synthesis Lectures on Antennas*. Doi: 10.2200/S00079ED1V01Y200612ANT005.
- [11] YANG, FAN, AND YAHYA RAHMAT-SAMII. 2008. *Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering*. The Cambridge RF and Microwave Engineering Series. Cambridge University Press. <https://doi.org/10.1017/CBO9780511754531>.
- [12] LI YANG, MINGYAN FAN, FANGLU CHEN, JINGZHAO SHE, AND ZHENGHE FENG. 2005. “A Novel Compact Electromagnetic-Bandgap (EBG) Structure and Its Applications for Microwave Circuits.” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 53 (1): 183–90. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2004.839322>.
- [13] BALANIS, CONSTANTINE A. 2016. *Antenna Theory: Analysis and Design*. 4th ED. JOHN WILEY & sons.
- [14] JEDLICKA, R, M POE, AND K CARVER. 1981. “Measured Mutual Coupling between Microstrip Antennas.” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 29 (1): 147–49. Doi: 10.1109/TAP.1981.1142529.
- [15] POZAR, D. 1982. “Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas.” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 30 (6): 1191–96. Doi: 10.1109/TAP.1982.1142934.
- [16] DELAUNE, D., N. Guan, and K. Ito, “Simple multiband antenna for mobile phone application based on a dual-arm monopole structure,” *PIERS Online*, Vol. 4, No. 1, 2008.
- [17] HEE, T. W., P. S. HALL, AND C. T. SONG, “Fractal PIFA, dipole and monopole antennas,” *IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology*, 275–276, 2003.

- [18] FUHL, J., P. NOWAK, AND E. BONEK, “Improved internal antenna for hand-held terminals,” *Electron. Lett.*, Vol. 30, No. 22, 1816–1818, 1994.
- [19] EBRAHIMI-GANJEH, M. A. AND A. R. ATTARI, “Interaction of dual band helical and PIFA handset antennas with human head and hand,” *Progress in Electromagnetics Research, PIER* 77, 225–242, 2007.
- [20] GUO, Y.-X., I. ANG, AND M. Y. W. CHIA, “Compact internal multiband antennas for mobile handsets,” *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, Vol. 2, 143–146, 2003.
- [21] WONG, K.-L., G.-Y. LEE, AND T.-W. CHIOU, “A low-profile planar monopole antenna for multiband operation of mobile handsets,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, 121– 125, Jan. 1, 2003.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit ont été consacrés à l'étude, la conception et la réalisation des antennes planaires et Pifa multi-bandes pour les applications mobiles aux bandes GSM, DCS, UMTS, GPS, LTE et WIMAX. Ces structures réalisées en technologie micro-ruban présentent les avantages de la simplicité de fabrication, le faible coût et l'intégration aisée dans des systèmes incorporés. L'utilisation d'un plan de masse partiel a été appliquée pour améliorer la bande passante des structures antennaires. Les résultats de simulation ainsi que les circuits réalisés ont permis de valider les approches proposées.

Suite au développement d'une synthèse complète des antennes Patchs, nous avons pu conclure qu'il est possible de concevoir des structures avec de meilleures performances. La caractéristique la plus intéressante de la géométrie Patch est l'autosimilarité. Cette particularité permet de générer des structures compactes. L'application de ces caractéristiques dans le domaine des télécommunications notamment les antennes permet de développer des structures antennaires d'aspects multi-bandes et miniatures. Nous avons développé et réalisé une antenne basée sur la forme du carré et vérifié l'impact des différentes itérations sur les caractéristiques de la structure antennaire. L'antenne est caractérisée par une similitude entre la face rayonnante et le plan de masse. L'alimentation est achevée par ligne micro-ruban. Deux fréquences de résonances aux bandes GSM900/PCS/WIFI/Bluetooth sont validées. Le diagramme de rayonnement a un caractère bidirectionnel.

Une deuxième structure inspirée de la première antenne et alimentée en utilisant la technique micro-ruban a été conçue et réalisée. La technique des fentes a permis le décalage de la fréquence de résonance et à améliorer l'adaptation d'impédance d'entrée.

Après une étude bibliographique des antennes PIFA nous avons pu réaliser trois nouvelles structures la première structure rayonne dans les bandes de fréquences (880-960MHz) (1850-1990MHz) (2300-2400MHz), GSM900/PCS/LTE2300, la deuxième structure rayonne dans les bandes de fréquences (759-977MHz), (1,85-2,16GHz) et (3,27-3,64GHz), ce qui couvre GSM800/GSM900/PCS/UMTS/WIMAX. La dernière structure couvre deux bandes GPS(1,56-1,74GHz), Bluetooth / WIFI (2.4.2.5GHz). Toutes ces structures sont basées sur une forme standard d'une antenne Patch, avec la technique des fentes dans le plan de masse et la partie rayonnante.

En conclusion, grâce au potentiel de la géométrie PATCH et PIFA et la simplicité de conception des d'antennes avec la technologie micro-ruban, il nous a été possible de développer des structures antennaires performantes. Ces structures peuvent être adaptées pour différentes bandes d'utilisation et leurs performances peuvent être améliorées tout en gardant leurs caractéristiques électriques. Dans le domaine des antennes, concevoir une structure avec un gain élevé, de petites dimensions et un diagramme de rayonnement stable représente un grand défi. Dans ce cadre, l'association de la géométrie d'antennes PATCH ou PIFA à l'architecture réseau d'antennes ouvre des perspectives intéressantes vis-à-vis de la miniaturisation de la taille des structures antennaires et l'amélioration du gain. Alors comme perspectives on peut prévoir le développement des structures antennaires Patch ou PIFA et reconfigurables en termes de la bande de fréquence. Cela en intégrant des diodes PIN et des VARICAPS ce qui va permettre de rendre agile la bande passante des antennes sans la modification des dimensions et la forme des éléments rayonnants.

Liste des Publications et des Communications Internationales

➤ *Brevet nationale*

Samir, Elkilani, El Abdellaoui Larbi, Tajmouati Abdali, Errkik Ahmed, (2020). Robot assistant médecin contre les maladies contagieuses avec application de gestion, OPMIC, N° dépôt 49805.

➤ *Publications dans des revues internationales avec comité de lecture (Indexés Scopus)*

- Kilani, S. El, Abdellaoui, L. El, Zbitou, J., Terhzaz, J., Errkik, A., & Latrach, M. (2018). A Multiband Printed Antenna Suitable for Wireless Applications. *Telecommunication, Computing, Electronics and Control*, 16(1), 159–165.
- El Kilani, S., El Abdellaoui, L., Zbitou, J., Errkik, A., & Latrach, M. (2019). A compact dual band PIFA antenna for GPS and ISM BAND applications. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 14(3), 1266–1271.

➤ *Communications dans des conférences Internationales avec actes et comité de lecture (Indexé Scopus)*

- Samir, Elkilani, El Abdellaoui Larbi, Tajmouati Abdali, Errkik Ahmed, and Latrach Mohamed. 2019. “New Design of a Multiband Microstrip Antenna.” In. *European Alliance for Innovation n.o.* doi:10.4108/eai.24-4-2019.2284224.

➤ *Communications dans des conférences Internationales*

- El kilani samir, Larbi Elabdellaoui, Jamal Zbitou, Abdelali Tajmouati, Ahmed Errkik, Mohamed Latrach, ““ A Novel Design-of a Multi-Band Micro strip Antenna for Mobile Phone Applications”, *Mediterranean Conference on Information & Communication Technologies*, le 7-9 Mai 2015, Saadia, Morocco.
- El kilani samir, Larbi Elabdellaoui, Jamal Zbitou, Abdelali Tajmouati, Ahmed Errkik, Mohamed Latrach, “A Novel Design of Multiband Planar Inverted-F Antenna for Mobile Phone Applications”, *The 3 rd international conference on wireless technologies, embedded and intelligent Systems, (WITS)*, le 21-22 Avril 2016, Kénitra, Morocco.
- El kilani samir, Larbi Elabdellaoui, Jamal Zbitou, Abdelali Tajmouati, Ahmed Errkik, Mohamed Latrach, “A Simple New Design of Multiband PIFA Antenna for Mobile Communications”, *International Conference on Computing and Wireless Communication System (ICCWCS)*, le 15-16 November 2016, Settat, Morocco.
- El kilani samir, Larbi Elabdellaoui, Jamal Zbitou, Abdelali Tajmouati, Ahmed Errkik, Mohamed Latrach, “A Microstrip Low Cost Multiband Planar Inverted-F Antenna”, *The 2nd Edition of the International Conference on Computing and Wireless Communication Systems (ICCWCS'2017)*, 14-16November, 2017, Larache, Morocco.
- El kilani samir, Larbi Elabdellaoui, Jamal Zbitou, Abdelali Tajmouati, Ahmed Errkik, Mohamed Latrach, “New Design of a Multiband Microstrip Antenna”, *The 3rd Edition of the International Conference on Computing and Wireless Communication Systems (ICCWCS 2019)*, 24-25 April, 2017, Kenitra, Morocco.

Annexe-1- : CST-Microwave Studio et ANSYS-HFSS

- **CST-MICROWAVE STUDIO®** : est un module qui fait partie du logiciel CST-STUDIO SUITE ®. C'est un logiciel de simulation et d'analyse électromagnétique 3D simple et puissant dédié pour la conception des circuits micro-ondes.

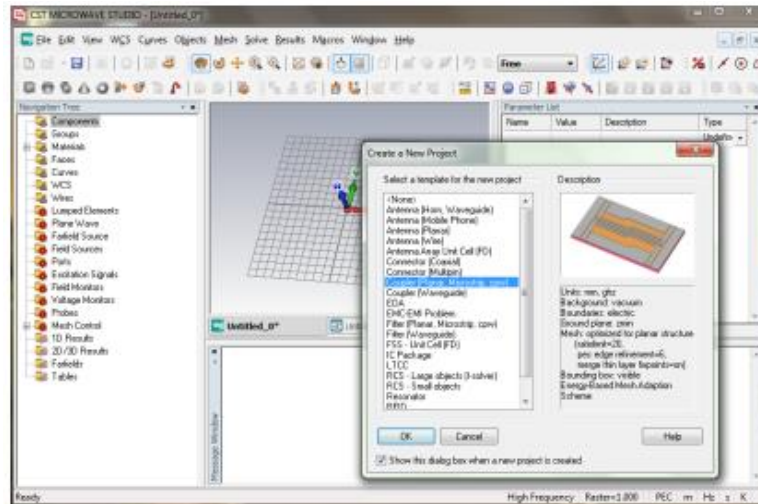


Figure : Interface Graphique du logiciel CST-MWS

Grâce à son interface graphique puissante et solide, il est tout à fait simple de se familiariser avec son environnement de simulation et de modélisation. Ce qui permet au concepteur de se concentrer sur son problème électromagnétique réel sans se soucier des propriétés cryptiques de l'interface utilisateur. Le simulateur est caractérisé par l'utilisation de la méthode PBA™ (PERFECT BOUNDARY APPROXIMATION) et son extension TST™ (THIN SHEET TECHNIQUE), ce qui augmente la précision de la simulation par rapport aux simulateurs classiques. Après la modélisation du composant, une procédure de maillage automatique est appliquée avant le lancement du moteur de simulation. Comme nous l'avons déjà mentionné, aucune méthode de résolution ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'application. Dans ce cadre, le logiciel contient quatre techniques différentes de simulation qui sont (le solveur transitoire, le solveur fréquentiel, le solveur d'équation intégrale, et le solveur de mode propre). De toutes ces techniques de simulation, le solveur transitoire reste l'outil le plus souple.

Contrairement à l'approche fréquentielle utilisée par un grand nombre de simulateurs, ce solveur est capable de fournir le comportement en fréquence large bande du dispositif simulé en une seule exécution. Ce solveur est très efficace pour la plupart des types d'application de hautes fréquences tels que les connecteurs, les lignes de transmission, les filtres, les antennes et beaucoup plus.

- **HFSS (High Frequency Electromagnetic Field Simulation)** : est un logiciel de simulation électromagnétique (3 dimensions) basé sur la méthode FEM (FINITE ELEMENT METHOD). Il est utilisé pour la simulation des antennes et circuits RF comme les filtres et les lignes de transmission. Il est développé par la société «ANSYS».

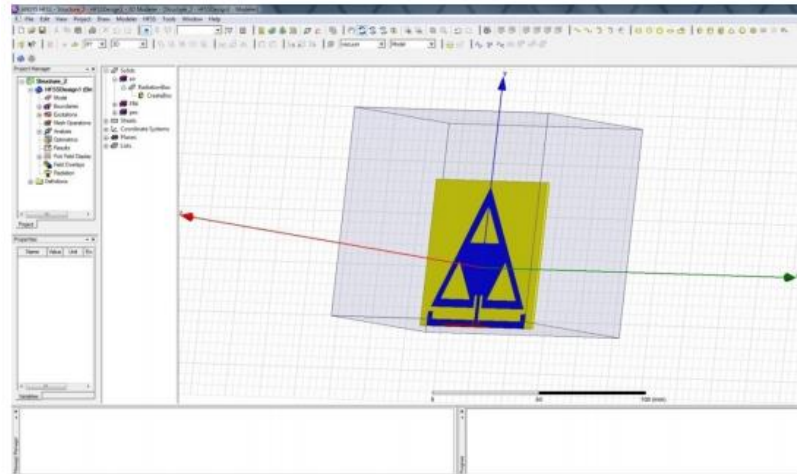


Figure : Conception des structures sur HFSS

La simulation FEM exige que les objets qui sont simulés soient placés dans une boîte qui tronque l'espace et définit le domaine de la simulation. La totalité du volume du domaine de simulation est discrétisé avec un maillage **tétraédrique**. Le maillage est plus dense autour de la structure à simuler.

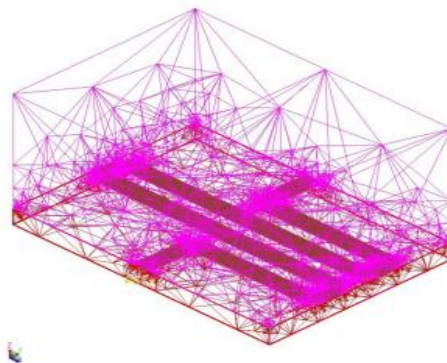


Figure : Méthode de discrétisation d'un objet selon la FEM

Chaque logiciel parmi ces deux présentent des avantages et des inconvénients selon les applications désirées. L'algorithme temporel (FDTD) est plus approprié aux structures mono port car les ressources informatiques nécessaires pour la simulation sont faibles comparées aux structures multiports (le temps de simulation pour la FDTD est multiplié par le nombre des ports d'une structure). L'algorithme fréquentiel (FEM) par contre est plus adéquat aux structures multiports car il analyse la structure indépendamment de ces ports.

Annexe-2- : étape de réalisation du robot



Figure : socle du robot



Figure : conception du système de mouvements (ce système n'a pas marché à cause du poids)

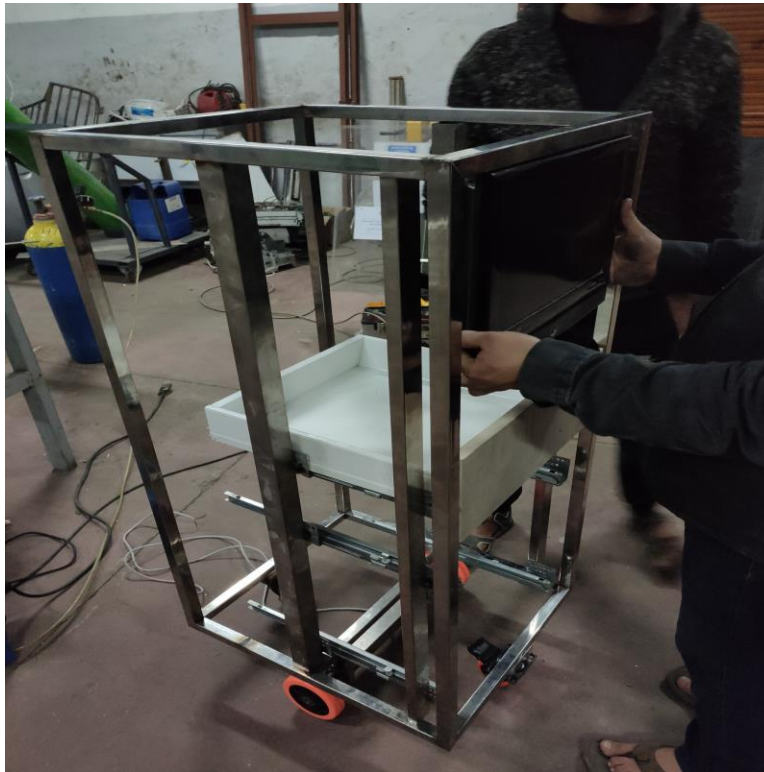


Figure : emplacement des tiroirs et de l'écran (l'écran a été remplacé par un pc tablette)

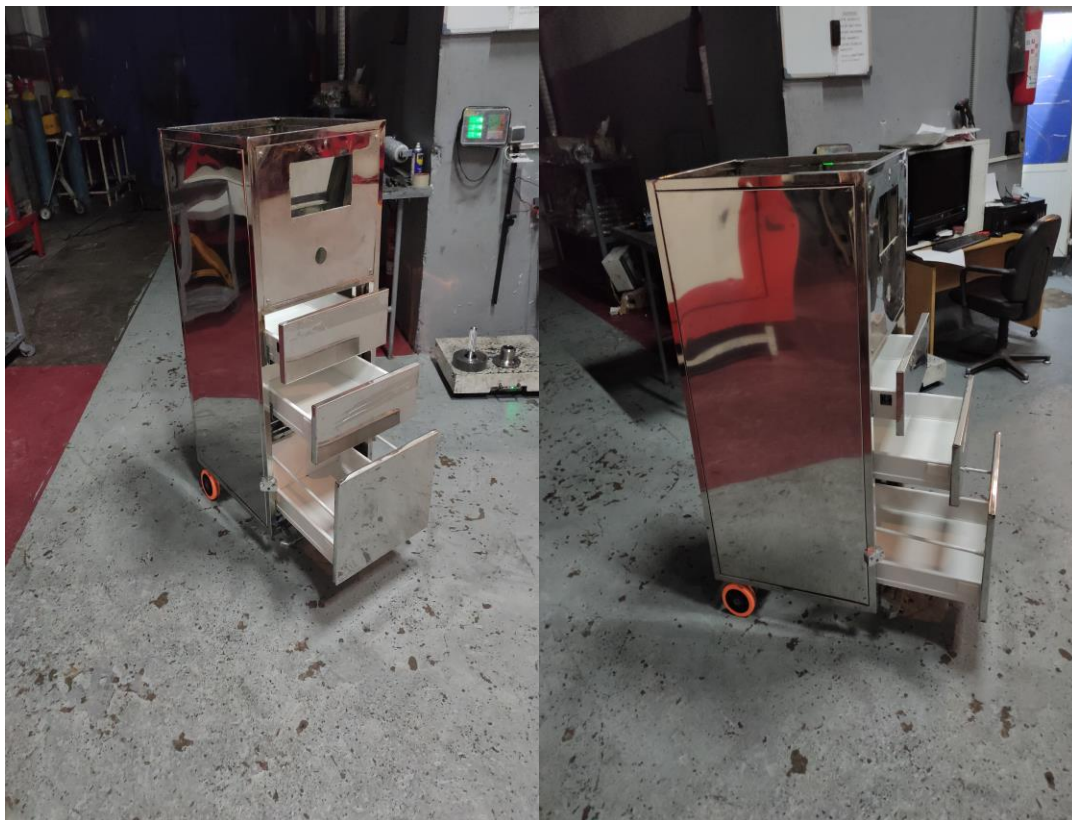


Figure : Abeage du robot par des tôles en inox

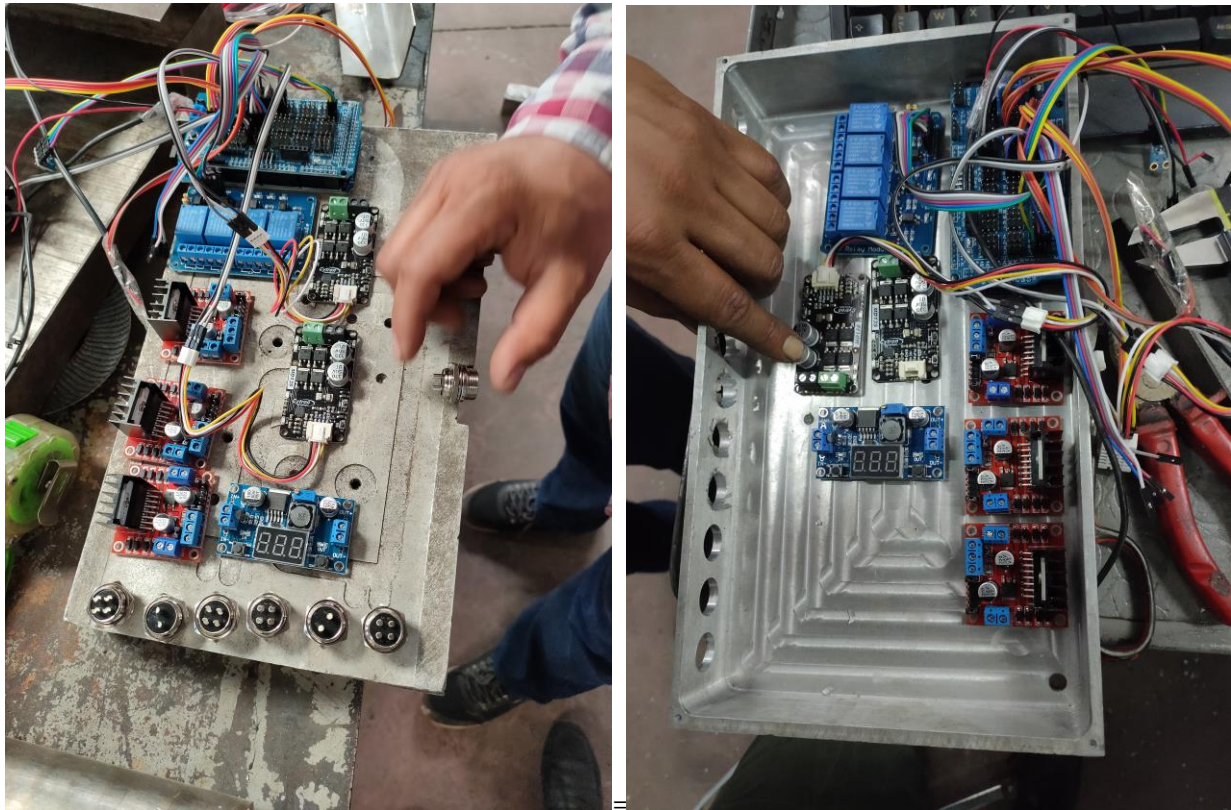


Figure : câblage et placement des carte électronique dans une boitier en aluminium pour le refroidissement

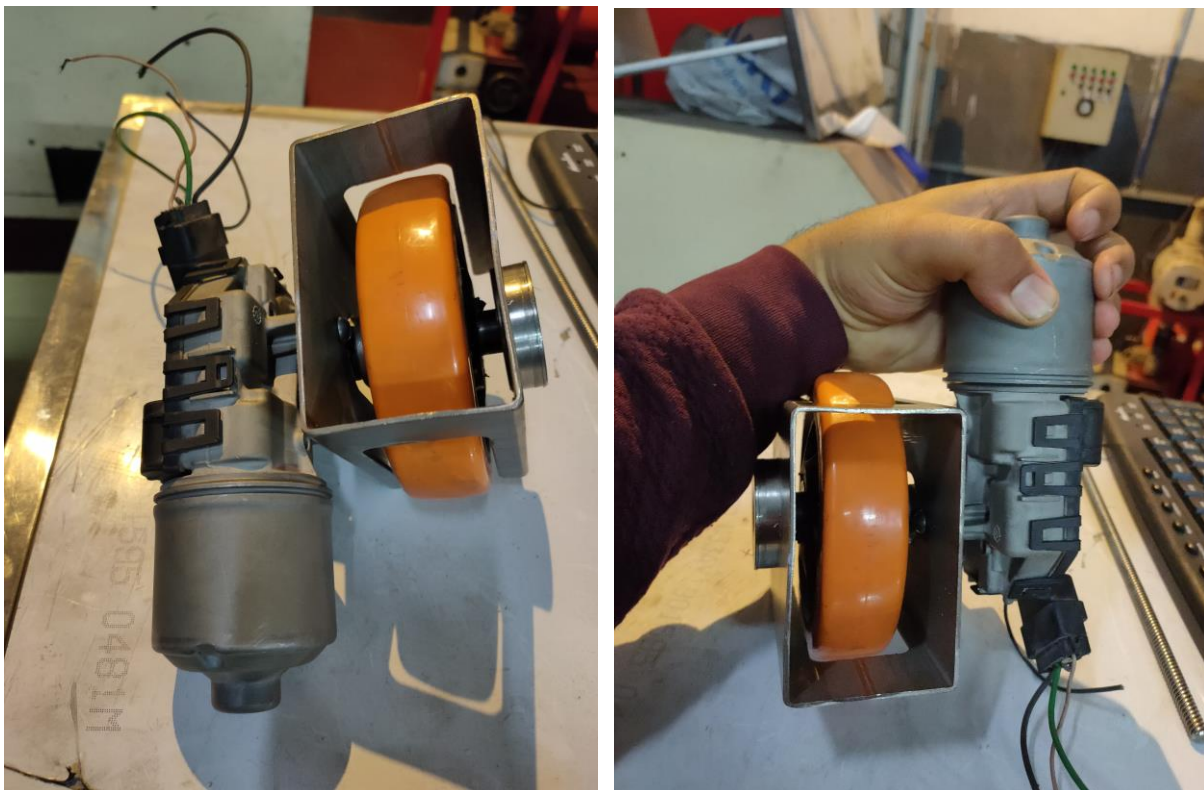


Figure : conception du nouveau système des roues



Figure : Peinture et placement des capteurs et accessoires du robot

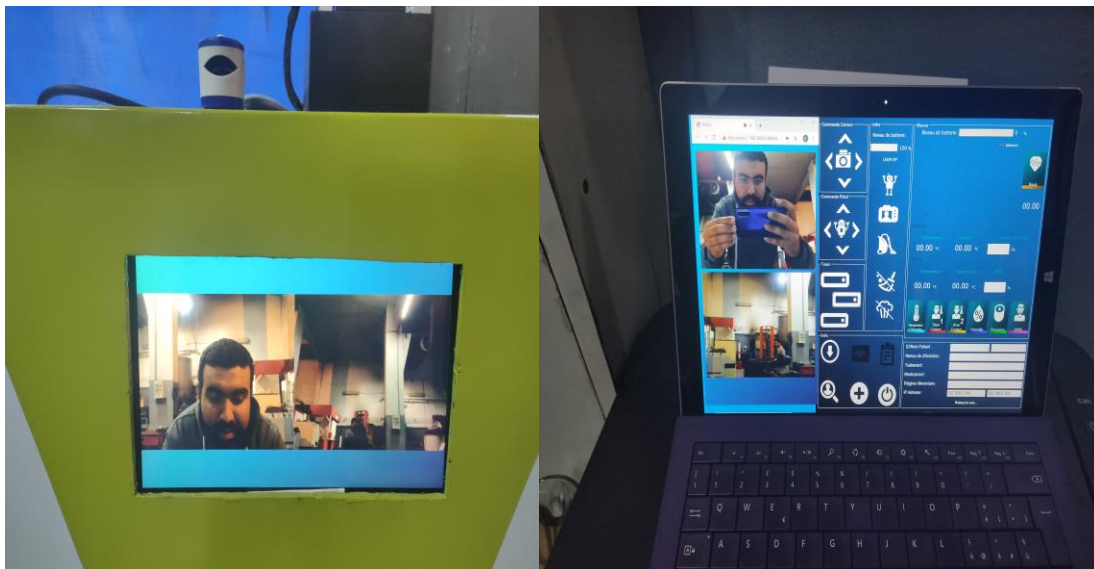


Figure : Programmation et test