

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID, TLEMCEM
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE TELECOMMUNICATION
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATION



Thèse

Présentée pour l'obtention du Diplôme de

Docteur 3^o cycle en Télécommunications
Option : Communication et réseaux sans fil

Par

BERKAT Zeyneb

Thème

**Conception et Analyse d'Antennes Combinées à
Polarisations Multiples pour Différents Standards de
Télécommunication**

Soutenue en Mars 2016 devant le jury composé de :

BENDIMERAD Fethi Tarik	Professeur à l'Université de Tlemcen	Président
NAOUM Rafah	Professeur à l'Université de Sidi Bel-Abbès	Examineur
SALAH BELKHODJA Fouzi	Professeur à l'Université de Sidi Bel-Abbès	Examineur
BOUKLI-HACENE Noureddine	Professeur à l'Université de Tlemcen	Directeur de Thèse

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

REMERCIEMENT

Ce travail de recherche s'est déroulé au sein du laboratoire de télécommunication de faculté de Technologie de Tlemcen.

D'abord, nous remercions Allah le tout puissant. C'est grâce à lui que nous avons eu le courage et la volonté pour accomplir ce travail.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur BOUKLI HACENE Nouredine , Professeur à l'université de Tlemcen, pour ses précieux conseils, ses incessants encouragements et surtout sa grande disponibilité tout au long de la réalisation de ce travail. Je le remercie pour la Confiance qu'il m'a témoignée.

Toute ma gratitude va à Monsieur BENDIMERED Fethi Tarik, Professeur à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Messieurs NAOUM Rafah et SALAH BELKHODJA Fouzi professeurs à l'université de Sidi Bel-Abbès qui ont bien voulu mobiliser leur temps et leur compétences pour juger ce travail.

Je remercie le professeur Ghanem Farid le responsable de la division de télécom pour) pour ses multiples explications et discussions, pour la confiance, l'attention et la sympathie qu'ils m'a porté, et être parmi les doctorants de cette division, aussi tous les mes amis au centre CDTA , je cite Bitchikh Mounira ,Naziha , Ali , Sidahmed ,Mosbah abdelkader .

J'ai une pensée particulière pour mes collègues de longue date du laboratoire de recherche LTT avec qui j'ai partagé ces années dans une ambiance pleine d'amitié et de collaboration

Je suis reconnaissante envers celles et ceux qui m'ont apportée support et soutien, qui m'ont accompagnée pendant cette aventure et qui ont contribué du près ou de loin au bon déroulement de mes travaux de thèse.

Dédicaces

*Je dédie ce travail à la source de tendresse que sont
mes très chers parents*

*Tout en étant convaincue que mon succès est une
récompense*

*Pour tous leurs sacrifices, qu'ils trouvent ici
l'expression de ma plus
Profonde gratitude.*

À mes frères et sœurs.

À toute la famille Berkat.

À tous mes amis.

Et

À tous ceux qui m'aiment.

Zeyneb

RESUME

Les anciens systèmes de télécommunications utilisent les deux polarisations orthogonales pour être spectralement efficaces. Cependant, celles –ci sont sujettes à des atténuations .Pour pouvoir s'affranchir de ce problème, il est préférable d'utiliser des antennes fonctionnant en polarisation circulaire. Ainsi, cette thèse s'intéresse à l'étude et la conception de nouvelles topologies d'antennes combinées à polarisation multiples travaillant dans les bandes GSM 1900, WLAN, GPS, et la bande Ku. Plusieurs prototypes de ces antennes combinées ont été conçus et dont deux d'entre eux ont été réalisés .Les résultats de simulation et de mesure ont été en bon accord.

Mots Clés : Antenne combinée, Polarisation linéaire, polarisation circulaire, polarisation multiples, coefficient de réflexion, gain d'antenne, standards de télécommunication.

SUMMARY

Older telecommunications systems use two orthogonal polarizations to be spectrally efficient. However, they are subject to attenuations. To overcome this problem, it is preferable to use antennas operating in circular polarization. So, this thesis focuses on the study and the design of new topologies of combined antennas with multiples polarizations, working in the bands of GSM 1900, WLAN, GPS and Ku band. Some prototypes of these combined antennas were designed and that two of them were realised .The simulation and measurement results were in good agreement.

Keywords : combined antenna, linear polarization, circular polarization, multiple polarization, reflection coefficient, antenna gain, telecommunication standards.

الملخص

النظم الاتصالات السلكية واللاسلكية القديمة تستخدم اثنين الاستقطابان متعامدة لأن تكون فعالة طيفيا. ومع ذلك، تخضع لاضمحلال. للتغلب وتفادي هذه المشكلة، فمن الأفضل استخدام الهوائيات التي تعمل في الاستقطاب الدائري. ولهذا الغرض، تركز هذه الأطروحة على دراسة وتصميم هوائيات جديدة من طوبولوجيا متعددة الاستقطاب تعمل في النطاق GSM1900، WLAN، GPS، وكذا النطاق Ku. وقد تم تصميم عدة نماذج من هذه الهوائيات حيث تم تحقيق اثنين منهم. وكانت نتائج المحاكاة والقياس في اتفاق وتطابق جيد.

كلمات البحث: هوائي المشترك، الاستقطاب الخطي، الاستقطاب دائري، الاستقطاب المتعدد، معامل الانعكاس، كسب الهوائي، ومعايير الاتصالات السلكية واللاسلكية.

SOMMAIRE

Liste des abréviations

Liste des figures

Liste des tableaux

INTRODUCTION GENERALE.....1

CHAPITRE I

EVOLUTION DES STANDARDS DE TELECOMMUNICATION

I. INTRODUCTION.....	4
II. HISTORIQUE, EVOLUTION ET APPLICATIONS DES RESEAUX SANS FIL.....	4
III. PROBLEMES DE TRANSMISSIONS RADIOS DANS LES RESEAUX SANS FIL.	6
IV. LES TECHNOLOGIES SANS FIL	8
IV.1 Les technologies WPAN	9
IV.2 Les technologies WLAN	9
IV.3 Les technologies WMAN.....	10
IV.4 Les technologies WWAN.....	10
IV.5 Les technologies BAN.....	11
IV.6 WiMAX.....	11
V. EVOLUTION DES SYSTEMES DE TELEPHONIE MOBILE	12
V.1 Première génération (1G)	12
V.2 Le GSM (2G).....	12
V.2.1 Standard GSM (Global System for Mobile communications)	12
V.2.2 Notion de réseau cellulaire	13
V.2.3 Architecture du réseau GSM	14
V.3 Le GPRS (2,5G).....	16
V.3.1 Introduction au standard GPRS	16
V.3.2 Architecture du réseau GPRS	16
V.4 L'EDGE (2,75G).....	17
V.5 La troisième génération (3G).....	17

V.6 La 3,5G : HSDPA	18
V.7 La 3,75G : HSUPA	19
V.8 La quatrième génération (4G).....	19
VI. LE FONCTIONNEMENT DES TELECOMMUNICATIONS PAR SATELLITE	19
VI.1 Les satellites de télécommunication.....	20
VI.2 Les fréquences et les orbites.....	21
VI.3 Les services de télécommunication par satellite	22
VI.4 Le Service mobile par satellite (SMS)	22
VI.5 Les différentes orbites et leurs constellations.....	22
VI.5.1 Orbite géostationnaire	23
VI.5.2 Orbite basse et moyenne.....	24
VI.6 Les systèmes satellitaires de positionnement	25
VI.6.1 GPS.....	25
VI.6.1.1 Le segment spatial	26
VI.6.1.2 Le segment de contrôle.....	26
VI.6.1.3 Le segment utilisateur	27
VI.6.1.4 Principe de fonctionnement.....	27
VI.6.2 Le RADAR (Radio Detection And Ranging).....	30
VI.6.2.1 Radar Impulsionnel	31
VI.6.2.2 Radar à ondes continues	33
VII. CONCLUSION	34
VIII. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	35

CHAPITRE II

CARACTERISTIQUES DES ANTENNES

I. INTRODUCTION.....	38
II. ANTENNES ET MODELES DE PROPAGATION	38
II.1 Impédance d'entrée.....	39
II.2 Directivité et Gain.....	39

II.3	Fréquence de résonance et bande passante	40
II.4	Coefficient de réflexion	41
II.5.	Le Rapport d'Onde Stationnaire	42
II. 6	Diagramme de rayonnement	42
II. 6.1	L'angle d'ouverture	42
II. 6.2	Formes particulieres	43
II. 6.2.1	Les antennes directive	44
II. 6.2.2	Les antennes sectorielle	44
II. 6.2.3	Les antennes omnidirectionelle	44
II. 7	Polarisation	45
II.8	Déséquilibre de polarisation	46
II. 9	Efficacité	47
III.	LES DIFFERENTS TYPES D'ANTENNES	48
III.1	Les antennes filaires	48
III.2	Les antennes microbandes	51
III.2.1	Description	51
III.2.2	Element rayonnant	52
III.2.3	Le substrat.....	52
III.2.4	alimentation des antennes	52
III.2.4.1	Alimentation coaxiale.....	53
III.2.4.2	Alimentation directe par une ligne micro ruban.....	53
III.2.4.3	L'alimentation de proximité :	54
III.2.4.4	Alimentation couplée par ouverture	55
III.2.5	NOUVELLES TECHNIQUES POUR L'AMELIORATION DE LA BANDE PASSANTE.....	56
III.2.6	Les avantages et les inconvénients des antennes micro ruban	57
III.3	les antennes PIFA	57
VI.	QUELQUES METHODES NUMERIQUES	60
VI. 1	La méthode des elements finies.....	61
VI. 2	La méthode des différences finies	61
VI .3	La méthode des moments	61
VI.4	Comparaison entre les différentes méthodes d'analyse numériques.....	61

VII. CONCLUSION	62
VIII. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	63

CHAPITRE III

LES TECHNIQUES APPLIQUEES DANS LA CONCEPTION DES ANTENNES

I. INTRODUCTION.....	67
II. QUELQUES TECHNIQUES APPLIQUEES DANS LA CONCEPTION D'ANTENNES.....	67
II.1 Technique de miniaturisation.....	67
II.1.1 Insertion de fentes ou creation de méandres	68
II.1.2 Repliement	68
II.2 Combinaison de plusieurs éléments rayonnants	69
II.3 Technique De Diversité D'antennes.....	70
II.3.1 Les différents types de diversité d'antennes	70
II.3.1.1 diversité spaciales	71
II.3.1.2 diversité de polarisation	71
II.3.1.3 diversité de diagramme	72
II.3.1.4 les autres types de diversité existants	72
III .LES TECHNIQUES APPLIQUEES POUR LE CHANGEMENT DE LA POLARISATION D'ANTENNE.....	73
III.1 calcul du rapport axial	73
III.2 Elément rayonnant avec plusieurs alimentations.....	76
III.3 Elément rayonnant avec une seule alimentation.....	77
III.3.1 Antenne sur substrat ferrite	77
III.3.2 Antenne à onde progressive	77
III.3.3 Les réseaux séquentiels.....	78
III.3.4 Antenne avec perturbation géométrique	79

IV. CONCEPTION D'ANTENNE A UNE POLARISATION LINEAIRE.....	80
IV.1 Antenne dipôle adaptée à la bande Bluetooth avec une polarisation linéaire	80
IV.1.1 Coefficient de réflexion	80
IV.1.2 Rapport axial.....	81
IV.1.3 Comparaison entre le gain de la polarisation horizontale et verticale	82
IV.2 Antenne bi bande à polarisation linéaire fonctionnant en GSM/WLAN	83
IV.2.1 Le coefficient de réflexion.....	83
IV.2.2 Rapport axial.....	84
IV.2.3 Polarisation d'antenne	84
IV.2.4 Gain d'antenne	85
IV.3 Antenne patch fonctionnant dans les deux bandes BLUETOOTH et GPS.....	86
IV.3.1 Influence de longueur de substrat et plan de masse.....	86
IV.3.2 Polarisation d'antenne patch (Linéaire / circulaire).....	87
IV.3.3 Le choix de la polarisation Lineaire (Verticale/horizontale).....	88
V. CONCEPTION D'UNE ANTENNE A POLARISATION CIRCULAIRE.....	90
V.1 antenne patch large bande à polarisation circulaire pour la bande [2-6.5]GHz.....	91
V.1.1 Influence Des Encoches Sur Le coefficient de réflexion S11	91
V.1.2 Influence des Encoches sur Le Rapport Axial	92
V.2 Antenne patch fonctionnant pour la bande de Télévision	93
V.2.1 Coefficient de réflexion.....	94
V.2.2 Rapport axial	94
V.2.3 Gains simulés en polarisation circulaire.....	95
VI. CONCLUSION.....	96
VII. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	97

CHAPITRE IV

REALISATION D'ANTENNE COMBINEE A POLARISATION MULTIPLES

I. INTRODUCTION	100
II. LES TRAVAUX EXISTANTS.....	100

II.1 Antenne Combinée UMTS/WLAN	100
II.2 Antenne Combinée GSM/DCS-WLAN.....	101
II.3 Antenne combiné GSM/DCS-WLAN	102
II.4 Antenne Quadri Filaire à Hélices et Pifa	103
II.5 Antenne à polarisation circulaire doubles bandes.....	103
III. COMBINAISON DE DEUX ANTENNES	104
III.1 Combinaison de deux antennes patch à une polarisation linéaire fonctionnant dans la bande C.....	104
III.1.1 Les paramètres S (S11, S12, S21, S22)	105
III.1.2 Rapport Axial.....	105
III.2 Combinaison de deux antennes planaire à une polarisation linéaire Multiples Tri Bandes	106
III.2.1 Coefficient de réflexion	107
III.2.2 Polarisation d'antenne combinée	108
III.3 Combinaison de deux antennes multi bandes à polarisation multiples	109
III.3.1 Coefficient de réflexion	110
III.3.2 Rapport axial.....	111
IV.4 Antenne combinée à polarisation multiples fonctionnant dans GSM/WLAN.....	112
IV.4.1 Coefficient de réflexion	113
IV.4.2 Rapports axiaux	114
IV.4.3 Type de polarisation	115
IV.5 Antenne combinée multibandes à polarisation multiples fonctionnant dans la bande WLAN/Ku satellite	116
IV.5.1 Coefficient de réflexion	117
IV.5.2 Rapports axiaux	117
IV.5.3 Gain d'antenne combinée à polarisation linéaire	118
IV.5.4 Gain d'antenne combinée à polarisation circulaire	119
IV.6 Conclusion	120
V. REALISATION ET MESURE.....	121
V.1 Réalisation antenne combinée multi bandes à polarisation multiples dans la bande Bluetooth et WLAN.....	121
V.1.1 Coefficient de réflexion.....	122
V.1.2 Rapport axial en fonction de Thêta	123

V.1.3 L'isolation d'antenne combinée.....	124
V.1.4 Rapport axial en fonction de la fréquence.....	124
V.1.5 Gain d'antenne RHCP/LHCP	125
V.1.6 Comparaison entre polarisation verticale et horizontale.....	126
V.2 Antenne combinée miniaturisé à polarisation multiples fonctionnant dans la bande C	128
V.2.1 coefficient de réflexion	130
V.2.2 Rapport axial en fonction de Thêta	131
V.2.3 Comparaison entre le gain LHCP et RHCP	131
VI. CONCLUSION	132
VII.REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	133

CONCLUSION GENERALE	136
----------------------------------	------------

ANNEXE	137
---------------------	------------

LISTE DES PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS

Liste des abréviations

AR: Axial Ratio

FDTD: Finite-difference time-domain

GPS: Global Positioning System

GSM : Global System for Mobile Communications

GPRS: General Packet Radio Service

IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers

IFA : inverted-F antenna

LHCP : Left-Hand Circular Polarization

MIMO :Multiple-Input Multiple- Output

MoM :Méthode des moments

Pifa : Planar Inverted-F Antenna

RF :radio frequency

RHCP : Right-Hand Circular Polarisation

SAR :Synthetic Aperture Radar

SIG: Special Interest Group

ULB: ultra-large bande

UMTS: Universal Mobile Telecommunications System

WIFI : Wireless Fidelity

WLAN : Wireless Local Area Network

WIMAX : Worldwide Interoperability for Microwave Access

WPAN :Wireless Personal Area Network

VSWR : Voltage Standing Wave Ratio

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

Figure I.1 Réseaux sans fil	8
Figure I.2 Structure d'une cellule.....	14
Figure I.3 Architecture du réseau GSM.....	15
Figure 1.4 Trois satellites placés en orbite géostationnaire.....	23
Figure I.5 Répartition des satellites du système GPS	26
Figure 1.6 Repérage d'un récepteur par triangulation.....	29
Figure 1.7 Zone délimitée par les 3 satellites	29
Figure 1.8 Avant synchronisation du récepteur.....	29
Figure 1.9 Après synchronisation du récepteur	30
Figure 1.10 Intersection de 2 sphères de positionnement.....	30
Figure I.11 Principe de mesure de la distance antennes-cible avec un radar à impulsion....	31
Figure I.12 Diagramme de l'antenne	33

CHAPITRE II

Figure II.1 Illustration de la bande passante a -10 dB d'une antenne combinée	41
Figure II.2 Illustration de l'angle d'ouverture	43
Figure II. 3 Répartitions possibles de l'énergie rayonnée dans l'espace par les antennes	44
Figure II.4 Polarisation rectiligne et circulaire	45
Figure II.5 Pertes de polarisation	47
Figure II.6 Distribution du courant le long d'un dipôle en fonction du rapport d/λ	49
Figure II.7 (a) Dipôle dans son repère.....	49
Figure II.8 Monopole quart d'onde et représentation de son image.....	50
Figure II. 9 (a) Présentation d'une antenne micro bande_(b) deux vue d'antenne patch (vue de côté , vue supérieur)	51
Figure II. 10 Diverses formes d'éléments rayonnants.....	52

Figure II.11 Câble coaxial avec gaine extérieure, bouclier, matériel diélectrique.....	53
Figure II.12 Antenne micro ruban alimenté par sonde coaxiale	53
Figure II.13 Le patch alimenté par ligne micro ruban_(a) axiale, (b) décalée ,(c) axiale avec encoche	54
Figure II.14 Alimentation du patch par une ligne microbande en sandwich, couplage électromagnétique assure l'alimentation du patch.	55
Figure II.15 le circuit équivalent d'une antenne micro ruban alimentée par proximité.....	55
Figure II.16 Alimentation couplée par ouverture.....	56
Figure II.17 Structure de l'antenne PIFA	58
Figure II.18 Structure d'une antenne IFA.....	59
Figure II.19 Exemple de mise en œuvre d'une antenne IFA dans un module Bluetooth.....	60

CHAPITRE III

Figure III.1 Exemples de miniaturisation par introduction de fente	68
Figure III.2 Exemple d'antenne monopole repliée	69
Figure III. 3 Antenne repliée (a) bow-tie, (b) repliement vertical.....	69
Figure III.4 Principe de l'amélioration du niveau de puissance en réception par l'effet de la..	71
Figure III.5 Ellipse de polarisation.....	74
Figure III.6 Exemple d'antenne à double excitation.	76
Figure III.7 Antenne sur substrat ferrite.....	77
Figure III.8 Antennes à ondes progressives.	78
Figure III.9 Sous réseaux en polarisation circulaire.....	78
Figure III.10 Différentes déformations d'une antenne imprimée.	79
Figure III.11 Antenne Dipôle sous CST MWS	80
Figure III. 12 coefficients de réflexion en fonction de fréquence	81
Figure III .13 Rapport axial en fonction de Théta.....	81
Figure III.14 Rapport axial en fonction de Fréquence	81
Figure III. 15 Comparaison entre les deux gains Horizontale /verticale.....	82
Figure III. 16 Antenne Dipôle.....	83
Figure III.17 Coefficient de réflexion de l'antenne filaire	83

Figure III.18 Rapport axial en fonction de θ	84
Figure III.19 Diagramme de rayonnement (a) $f=1.9\text{GHz}$ (a) $f=5.29\text{GH}$	84
Figure III.20 Gain d'antenne Filaire à $f=1.9\text{GHz}$	85
Figure III.21 Gain d'antenne Filaire à $f=5.29\text{GHz}$	85
Figure III.22 (a) antenne patch simple(b) Antenne patch avec changement de longueur de substrat	86
Figure III. 23 Comparaison entre les deux antennes patch	87
Figure III.24Diagramme de rayonnement (a) (b)(c)(d)(f) Rapport axial en fonction de Θ	88
Figure III.25Comparaison entre les gains d'antenne à $f=1.5\text{GHz}$	89
Figure III.26 Comparaison entre les gains d'antenne à $f=2.4\text{ GHz}$	89
Figure III.27Comparaison entre les gains d'antenne à $f=2.4\text{ GHz}$	89
Figure III.28 La direction de champ E en polarisation circulaire	90
Figure III. 29 (a) antenne patch sans encoches (c) antenne avec encoches	91
Figure III.30 Coefficient de réflexion en fonction de fréquences	92
Figure III.31 Influence de la modification du géométrie d'antenne patch	93
Figure III. 32 Antenne Patch avec encoches dans les deux cotées	94
Figure III.33 Variation de coefficient de réflexion en fonction de fréquences	94
Figure III. 34 Rapport axial en fonction de Θ	95
Figure III.35 Comparaison entre les deux Gain à $\Phi=90$ et θ variable	95

CHAPITRE IV

Figure IV.1Antenne combinée UMTS/WIAN	101
Figure IV.2 Antenne combinée GSM/DCS WLAN	102
Figure IV.3 Antenne combinée GSM/DCS-WLAN	102
Figure IV.4 Antenne combinée quadri filaire –Pifa	103
Figure IV.5 Antenne combinée planaire	103
Figure IV.6 (a) deux antennes patch combinées	104
Figure IV.7 Parameters S (dB)	105
Figure IV. 8 Rapport axiale au plan azimutal	105

Figure IV.9 Principe de fonctionnement d'une antenne multi-bande.....	106
Figure IV. 10 Antenne combinée a polarisation multiples.....	107
Figure IV.11 Coefficient de réflexion en fonction de fréquence	107
Figure IV.12 Rapport axial en fonction de Thêta en $f=5.3\text{GHz}$	108
Figure IV.13 Rapport axiale en fonction de Thêta en $f=5.3\text{GHz}$	108
Figure IV.14 Gain d'antenne en fonction de théta	109
Figure IV.15 (a) antenne simulée sous CST MWS (b) les dimensions d'antenne combinée	110
Figure IV.16 Les parameters S (dB) en fonction de fréquence	110
Figure IV.17 Rapport axial de l'antenne patch avec encoche.....	111
Figure IV.18 Rapport axial de l'antenne patch simple.....	111
Figure IV.19 Antenne combinée à polarisation multiples.....	113
Figure IV.20 Coefficient de réflexion pour les deux éléments rayonnant	113
Figure IV.21 Rapport axial en fonction de thêta.....	114
Figure IV.22 Rapport axial en fonction de thêta.....	114
Figure IV.23 Comparaison entre les deux Gain LHCP et RHCP	115
Figure IV.24 antenne combinée (a) vue de face (b) vue de coté	116
Figure IV.25 Coefficient de réflexion en fonction de fréquence	117
Figure IV.26 Rapport axial en fonction de thêta.....	117
Figure IV.27 Gain réalisé pour la fréquence 5.53dB	118
Figure IV.28 Gain de la polarisation circulaire droite	118
Figure IV.29 Gain de la polarisation circulaire gauche	119
Figure IV. 30 (a) les dimensions d'antenne simulée_(b)Prototype 1 relié à l'analyseur de réseau.....	120
Figure IV. 31 Coefficient de réflexion S11 (dB).....	121
Figure IV.32 Coefficient de réflexion S22.....	122
Figure IV.33 variation de rapport axial en fonction de Thêta	122
Figure IV.34 Rapport axial en fonction de thêta.....	123
Figure IV. 35 S12 en fonction de fréquence	123
Figure IV.36 Coefficient de réflexion en fonction de fréquences.....	124
Figure IV .37 Comparaison entre les deux gain pour $f=3.21\text{GHz}$	124
Figure IV .38 Comparaison Entre Les Deux Gain pour $f=5.34\text{GHz}$	125
Figure IV.39 Comparaison entre les deux Gain a la fréquence $f=2.34\text{GHz}$	125
Figure IV.40 Comparaison entre les deux Gain a la fréquence $f=2.11\text{GHz}$	125
Figure IV.41 Diagramme de rayonnement pour antenne réalisée.....	125

Figure IV.42 Diagramme de rayonnement pour $f=2.34\text{GHz}$	126
Figure IV.43 Diagramme de rayonnement pour $f=3.21\text{ GHz}$	126
Figure IV.44 Diagramme de rayonnement pour $f=5.34\text{ GHz}$	126
Figure IV.45 Antenne combinée miniaturisée a polarisation multiples.....	127
Figure IV.46 Antenne combinée	128
Figure IV. 47 Prototype relié à analyseur de réseau	128
Figure IV. 48 Variation de coefficient de réflexion	129
Figure IV. 49Variation de coefficient de réflexion	129
Figure IV.50 Rapport axial en fonction de Fréquence	130
Figure IV.51 Rapport axial en fonction de Fréquence	130
Figure IV .52 Comparaison Entre Les Deux Gain pour $F=5.46\text{GHz}$	131

ANNEXE

Figure A.1 Les différentes catégories de réseau sans fil	137
Figure B.1 Différents simulateurs dans CST Studio Suite.....	142
Figure B.2 Modèle ainsi ces descriptions.....	143
Figure B.3 Condition aux limites d'une structure	144
Figure C.1 Analyseur de réseau de CDTA.....	146

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I

Tableau I.1 Historique du standard IEEE802.16 Wimax.....	11
Tableau I.2 Caractéristiques de la norme GSM et ses évolutions	13
Tableau. I.3 Caractéristiques des composantes de la norme UMTS	18
Tableau I.4 Caractéristiques des différents systèmes satellitaires.....	25

CHAPITRE II

Tableau II.1 Caractéristiques de chacun des types de polarisations.....	46
Tableau II.2 Points forts et faibles des antennes de type PIFA.....	59
Tableau II.3: Principaux critères de choix des méthodes d'analyse numériques	62

CHAPITRE III

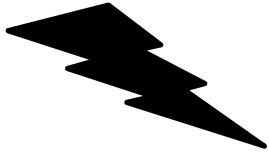
Tableau III.1 les performances d'antenne simulée.....	90
---	----

CHAPITRE IV

Tableau IV.1 Caractéristique des antennes.....	104
Tableau IV.2 Résultats d'antenne patch	111
Tableau IV.3 Résultats d'antenne patch avec encoche	111
Tableau IV.4 Les performances d'antenne combinées a polarisation multiples	112
Tableau IV.5 Les performances d'antenne combinée	115
Tableau IV.6 Les performances d'antenne combinée	119
Tableau IV.7 Les dimensions d'antennes combinées.....	120
Tableau IV. 8 Résultats obtenus pour l'antenne réalisée.....	123
Tableau IV.9 résultats obtenus pour l'antenne réalisée	128

ANNEXES

Tableau A.1 Différentes normes de la famille 802.11	139
Tableau A.2 Différentes normes de la famille 802.11	140



INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

De nos jours, le développement des réseaux sans fil ne cesse de croître dans le but d'optimiser le nombre de connexions sans avoir obligatoirement à réaliser des travaux coûteux en temps et en réalisation. Pour ce faire, les réseaux sans fil semblent être les plus adéquats pour relier des abonnés distants de plusieurs dizaines de mètres voire quelques kilomètres. Le support principal de cette génération de télécommunications repose sur les transmissions des ondes électromagnétiques au détriment des câbles habituels.

Outre ces problèmes de bande passante, les anciens systèmes utilisent les deux polarisations orthogonales pour être spectrale ment efficaces. Ces deux polarisations pour des raisons de simplicité étant les polarisations verticales et horizontales. Cependant, ces dernières sont sujettes à des atténuations différentielles interdisant l'usage des modulations complexes. Pour pouvoir s'affranchir de ce problème, il est préférable d'utiliser des antennes fonctionnant non plus en polarisation linéaire mais en polarisation circulaire. D'autres avantages viennent se greffer à celui évoqué précédemment tels que :

- une faible dépolarisation de l'onde lors de la traversée de l'ionosphère. En effet au passage de l'ionosphère, l'onde incidente a tendance à subir une légère dépolarisation ce qui a pour effet de rendre l'information plus difficilement détectable le tout accompagnée par une possible perte de données. Ce phénomène apparaît souvent pour les liaisons mobiles-satellites et les systèmes de station radio par satellite.

-une détection plus facile des réflexions multi-trajets. Cette notion apparaît plus souvent dans les liaisons hertziennes terrestres où l'onde est sujette à de multiples réflexions sur son parcours ; les bâtiments pour les liaisons urbaines et l'espace naturel (relief, forêt, climat,...) pour les zones rurales.

Les nouveaux dispositifs nécessitent de plus en plus des antennes présentant des caractéristiques propres à chaque réseau sans fil. Dans un premier temps, les antennes classiques permettaient de pouvoir répondre au cahier des charges peu sélectif mais de nos jours, dans un souci d'améliorer les bilans de liaison et répondre aux attentes environnementales, celles-ci doivent, par exemple, être large bande, fort gain, faible coût et présenter un encombrement réduit. Ces différents critères apparaissent pour la plupart des antennes classiques bien souvent incompatibles.

Ainsi les différents concepts ont permis de faire évoluer les différents systèmes sans fil, mais les industriels toujours plus gourmands, voulant minimiser les coûts, souhaitent de plus en plus augmenter les débits d'informations à l'aide d'un même système. Pour ce faire, les premières possibilités étaient d'accroître les gains et les bandes passantes des antennes afin d'améliorer les bilans de liaison. Ne pouvant pour le moment faire évoluer de façon considérable ces deux caractéristiques, l'idée de faire rayonner ces antennes en polarisation circulaire est apparue.

Dans ces études, après avoir donné la définition d'une antenne, et présenté un bref historique sur le développement des réseaux de télécommunications à nos jours, nous précisons un certain nombre des techniques utilisées dans la conception d'antennes (miniaturisation, diversité, polarisation multiples). A partir de celles-ci, nous décrivons les différentes caractéristiques d'une antenne ainsi que différentes grandeurs associées comme le coefficient de réflexion et le taux d'ellipticité. Par la suite, les différentes conceptions et réalisations des nouveaux prototypes d'antenne combinée à polarisation multiples seront présentées.

Le manuscrit est scindé en quatre chapitres :

Le premier chapitre propose un état de l'art des différents réseaux de télécommunications sans fil, aussi leurs gammes de fréquences citant par exemple les différentes générations du réseau téléphonique (GSM, UMTS, 4G..). Après nous avons présenté le fonctionnement des télécommunication par satellite ,GPS ,Radar .

Le deuxième chapitre sera consacré à la définition des caractéristiques d'antennes (bande passante, diagramme de rayonnement, polarisation) et une présentation des différentes antennes rayonnant en une seule polarisation (Dipôle , patch , Pifa) . Le chapitre sera terminé avec les différentes méthodes numériques utilisées dans l'analyse et la conception de ces antennes.

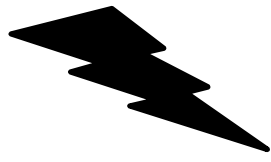
Le troisième chapitre porte une vision non exhaustive sur les différentes techniques utilisées pour changer la polarisation d'antenne imprimée ou antenne filaire. Quelques conceptions d'antennes à une seule polarisation ont été faites et nous avons été amené à exploiter certaines techniques pour changer la polarisation linéaire en polarisation circulaire notamment l'utilisation des fentes et des encoches. Trois prototypes simples fonctionnant

dans les bandes (Bluetooth ,GSM , GPS, WLAN, ...) sont présentés dans cette partie .L'étude est faite à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique CST Microwave studio .

Enfin, dans le quatrième chapitre, et dans la première partie, nous avons présenté quelques travaux réalisées par d'autres auteurs concernant la conception et la réalisation des antennes combinées à polarisation multiples. Ensuite nous avons conçu quatre antennes combinées multi bandes à polarisation multiples fonctionnant dans la bandes Bluetooth , GSM/WLAN et GPS, Ku satellites .le chapitre est terminé par une réalisation expérimentales et validation de résultats de simulation .Ainsi , dans ce chapitre ,nous avons présenté quatre partie essentielles pour atteindre notre objectif, qui était d'avoir une seule antenne combinée à polarisation multiples destinée pour différents standards de télécommunication .Les résultats de simulation et de mesures des antennes combinées multi bandes à polarisation multiples valident les bonnes performances obtenues pour utilisation dans différentes applications de télécommunication .

Nous terminons notre travail par une conclusion générale dans laquelle nous faisons un recensement de l'ensemble des résultats obtenus et nous exposons quelques perspectives qui pourraient faire l'objet de travaux futurs.

A noter que toutes les réalisations ont été faites grâce au soutien de la division Télécom au centre de développement des technologies avancées (CDTA) durant mon stage et que je les remercie infiniment.



CHAPITRE I

EVOLUTION DES STANDARDS DE TELECOMMUNICATION

I. INTRODUCTION

Dans toutes les sociétés, les hommes ont toujours cherché à communiquer. Mais c'est surtout au cours du siècle dernier que les humains ont pu commencer à communiquer entre eux plus aisément, Depuis les années 1990, le secteur en continuelle expansion des télécommunications a encore permis de faciliter et d'accélérer la communication entre eux.

En effet les débits ont beaucoup augmenté ces dernières années favorisant de nouveaux services , Aujourd'hui, les appareils électroniques tendent toujours à plus d'innovations , plus de services et le tout de faibles dimensions .On assiste à un véritable phénomène de miniaturisation des systèmes qui touche également le secteur automobile .Face à la croissance des divers standards tels que le GSM, GPS,SDARS, Bluetooth et WLAN , les nouvelles antennes doivent être capable de couvrir le maximum de bandes de fréquences correspond à ces différents services en un minimum d'encombrement .

Dans ce chapitre, nous présentons un bref historique de la radio, avec un aperçu sur le développement des télécommunications, en définissant de manière succincte et chronologique, les standards de la téléphonie mobile à travers les différentes générations qui se sont succédée. Ainsi ; les divers standards sont décrits et plus particulièrement le standards GPS (système de navigation par satellite).

II. HISTORIQUE, EVOLUTION ET APPLICATIONS DES RESEAUX SANS FIL

L'histoire des communications radio-mobiles peut être découpée en trois grandes phases. La première concerne les découvertes théoriques et la mise en évidence de l'existence des ondes radios [I.1]. Cette phase débute en 1678 avec les travaux de Huygens sur les phénomènes de réflexion et de réfraction de la lumière. C'est Fresnel qui, en 1819 en démontre la nature ondulatoire. En 1865, Maxwell établit les célèbres formules unifiant phénomènes électrique, magnétiques et lumineux mais ce n'est qu'en 1887 que Hertz met en évidence pour la première fois la possibilité d'émission/ détection d'une onde électromagnétique entre deux points distants de quelques mètres. À la fin du siècle, en 1897, Ducretet étend cette distance en établissant une liaison radio de quelques kilomètres de portée. Après avoir montré la possibilité de communications radio-mobile entre un bateau et une île

en 1898, Marconi met en place la première radio transatlantique entre l'Europe et les Etats-Unis trois ans plus tard. Il marque ainsi le point de départ des premiers systèmes de communications radio [I.1].

La seconde phase est constituée par le développement et l'évolution des équipements et des techniques mais pour des usages encore réservés à certaines catégories de la population. Les stations radio d'émission/réception sont au début du 20e siècle de taille imposante [I.2]. Par exemple en 1902, une station radio militaire pour le télégraphe était constituée d'un moteur à essence pour tracer le système de communications consistant en un générateur de 1kW monté sur une remorque suivie d'une seconde remorque pour l'émetteur et le récepteur. C'est l'évolution des techniques et des équipements (taille, poids, portée des communications, ...) qui permettra aux systèmes radios d'acquérir la dimension mobile [I.2]. La seconde guerre mondiale va accélérer le développement des systèmes qui vont, dans les années 1950, se multiplier pour les applications civiles (compagnies de taxis et ambulances par exemple). Les équipements restent cependant encore lourds et occupent une place importante puisqu'ils sont généralement installés dans les coffres des véhicules [I.1-I.2].

Les progrès techniques et développement des systèmes de communications vont faire entrer les systèmes de communications sans fil et mobiles dans le domaine grand public (la troisième phase). Les premiers types de systèmes de communications disponibles au plus grand nombre sont les systèmes cellulaires. Conçu comme réponse à l'augmentation de la demande et à la faible disponibilité du spectre radio, les systèmes cellulaires analogiques se développent dans la décennie 1970. En 1979, le premier système cellulaire AMPS (*Advanced Mobile Phone Service*) est installé à Chicago, suivi en 1980 par le HCMTS (*Hight Capacity Mobile Telephone System*) à Tokyo. La décennie 1980 va voir ainsi se généraliser l'implantation de systèmes cellulaires analogiques dans de nombreux pays. Parallèlement, les systèmes sans cordon, se développent et connaissent des taux de croissance impressionnants. Toutefois, c'est réellement le système cellulaire numérique GSM, avec les services de type RNIS (*Réseau Numérique à Intergration de Services*) et la possibilité de roaming international, qui constitue le représentant le plus significatif de la révolution des mobiles de la décennie 1990 [I.2].

Les systèmes sans fil et mobiles vont toucher progressivement tous les domaines d'activités économiques et intégrer peu à peu tous les types de services de télécommunications. Comme nous l'avons déjà mentionné, plusieurs facteurs ont contribué à l'évolution rapide durant ces dernières années. En effet, la miniaturisation des composants a

permis de réduire la taille des produits électroniques sans fil en général (GPS, téléphone sans fil, ...) et le matériel informatique en particulier [I.3]. Les ordinateurs portables sont de plus en plus légers et puissants en même temps, génération après génération. Cette miniaturisation s'est accompagnée avec une évolution d'autonomie et une baisse de consommation. Un autre facteur important qui aide beaucoup à rendre la technologie sans fil plus populaire est la baisse des prix ainsi que la disponibilité des bandes radios ISM (*Industrial Scientific and Medical*) et UNII (*Unlicensed National Information Infrastructure*) à 800 MHz, 2.4 GHz et 5 GHz, qui peuvent être utilisées gratuitement et sans autorisation (malgré quelques différences dans la législation d'un pays à un autre) [I.3-I.1].

Nous nous attendons à un développement rapide des réseaux locaux sans fil et leur utilisation sera de plus en plus fréquente. Bien que les projets aient souvent débuté dans un cadre militaire pur, le domaine d'application des réseaux sans fil s'étend bien au-delà. En effet, les réseaux sans fil offrent une grande flexibilité ainsi qu'une rapidité et facilité de mise en place. Ils seront d'un grand apport lors des catastrophes naturelles, des incendies, où il sera indispensable de disposer rapidement d'un réseau pour organiser les secours et les opérations de sauvetage [I.2].

III. PROBLEMES DE TRANSMISSIONS RADIOS DANS LES RESEAUX SANS FIL

Les ondes radios (notées *RF* pour *Radio Frequency*) se propagent en ligne droite dans plusieurs directions. La vitesse de propagation des ondes dans le vide est de $3 \cdot 10^8$ m/s. Lorsqu'une onde radio rencontre un obstacle, une partie de son énergie est absorbée et transformée en énergie (thermique par exemple), une partie continue à se propager de façon atténuée et une dernière peut éventuellement être réfléchi. L'atténuation augmente avec l'augmentation de la fréquence ou de la distance [I.1]. De plus lors de la collision avec un obstacle, la valeur de l'atténuation dépend fortement du matériel composant l'obstacle. Généralement les obstacles métalliques provoquent une forte réflexion, tandis que l'eau absorbe le signal [I.1-I.2].

Les réseaux sans fil utilisent infrarouges ou des ondes radios afin de transmettre des données. Les transmissions radios dans les réseaux sans fil sont toutefois soumises à de nombreuses contraintes, liées à la nature de la propagation des ondes radios et aux méthodes de transmissions [I.3]. Le signal transmis est sujet à nombreux phénomènes dont la plupart ont un effet de dégradation sur la qualité du signal. Cette dégradation se traduit en pratique

par des erreurs dans les messages reçus qui entraînent des pertes d'informations pour l'utilisateur ou le système. Ces contraintes sont notamment [I.1] :

- ✚ un débit plus faible que celui du cas filaire.
- ✚ les brouillages dus aux interférences : les liens radios ne sont pas isolés, deux transmissions simultanées sur une même fréquence ou, utilisant des fréquences proches peuvent interférer. De plus, les interférences peuvent venir d'autres types de machines non dédiées aux télécommunications. Par exemple, les fréquences utilisées dans les fours à micro-ondes sont dans les fréquences de la bande ISM ;
- ✚ les brouillages dus au bruit ambiant (que nous distinguons des interférences), provenant d'émission d'autres systèmes par exemple ;
- ✚ les évanouissements (ou *fadings*) dans la puissance du signal dus aux nombreux effets induits par le phénomène de multi trajets ;
- ✚ erreurs de transmission : les erreurs de transmission radio sont plus fréquentes que dans les réseaux filaires ;
- ✚ liens versatiles : les transmissions radios sont très sensibles aux conditions de propagation, ce que les rend versatiles. Un contrôle de la qualité des liens est obligatoire afin de pouvoir les exploiter convenablement pour les communications radios ;
- ✚ puissance du signal : la puissance du signal diminue avec la distance, et la puissance utilisée est sévèrement réglementée par les autorités compétentes des pays ;
- ✚ les pertes de propagation dues à la distance parcourue par l'onde radio, ou affaiblissement de parcours ;
- ✚ les atténuations de puissance du signal dues aux effets de masques (*shadowing*) provoqués par les obstacles rencontrés par le signal sur le trajet parcouru entre l'émetteur et le récepteur
- ✚ impossibilité de détecter les collisions au cours d'une transmission. Pour détecter une collision, une station doit être capable de transmettre et d'écouter en même temps. Or, dans les systèmes radios, il ne peut y avoir transmission et écoute simultanées ;
- ✚ consommation d'énergie : qui dit sans fil, dit aussi mobilité, et donc autonomie. Pour maximiser la durée de vie des batteries, il faut économiser autant que possible les transmissions inutiles ;
- ✚ sécurité : les détecteurs des signaux et les récepteurs passifs peuvent espionner les communications radio si ces dernières ne sont pas protégées ;

✚ mobilité et topologie dynamique : la disparition ou l'apparition d'un nœud ou un lien entre deux nœuds peut être le résultat d'un déplacement, c'est aussi parce que la batterie est épuisée ou lorsqu'une panne survient.

IV. LES TECHNOLOGIES SANS FIL

Les réseaux locaux sans fil sont des réseaux géographiquement limités, dans lesquels les terminaux se trouvent tous dans un milieu restreint en taille, correspondant soit à une entreprise, soit à un environnement personnel. Plusieurs possibilités peuvent être envisagées pour la réalisation de ces réseaux : soit la communication hertzienne qui s'effectue sur l'ensemble du site, soit les communications qui s'effectuent à l'intérieur de petites cellules reliées entre elles [I.3].

Il est possible de classer les réseaux sans fil de plusieurs manières, selon que nous nous intéressons à un critère ou à un autre. La figure I.1 présente une classification possible selon les critères suivants : l'étendue géographique, la topologie et l'infrastructure utilisée. Les différentes technologies sans fils complémentaires des réseaux mobiles sont regroupées en fonction de leur portée. Ils existent cinq grandes familles. WPAN, WLAN, WMAN, WWAN, BAN [I.4].

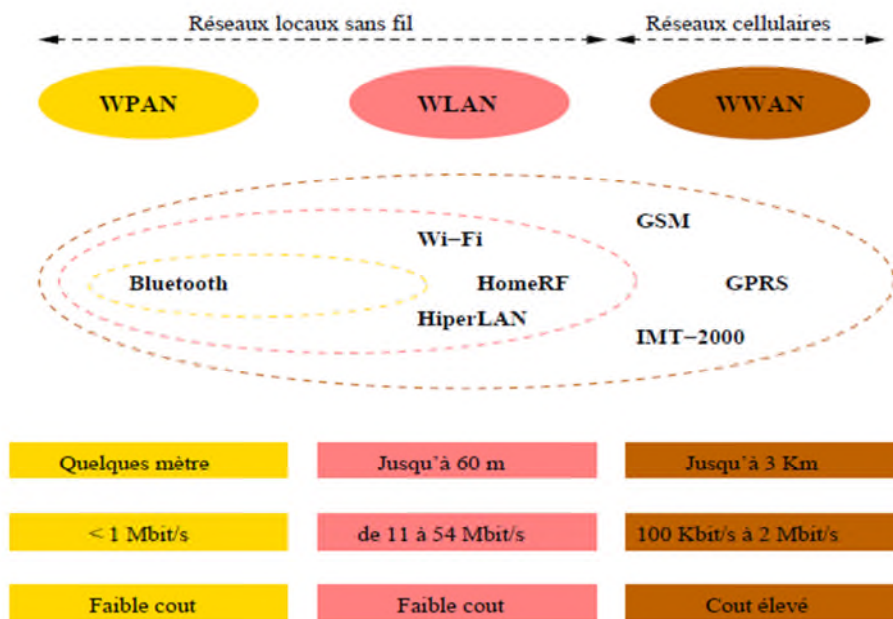


Figure I.1 Réseaux sans fils [I.1]

IV.1 Les technologies WPAN

Les WPAN (**W**ireless **P**ersonal **A**rea **N**etwork) sont des réseaux personnels sans fil qui ont une faible portée d'environ 10 m. Ils sont utilisés pour relier des petits périphériques comme l'imprimante, ordinateur, PDA ou autres. La principale technologie du WPAN est :

- **Bluetooth**, lancé par Ericsson en 1994, qui est un standard de la norme IEEE 802.15.1 et qui permet à tous les appareils électroniques de communiquer entre eux. Son débit théorique est de 1 Mbps mais il atteint en réalité environ 720 Kbps. Avec une portée variable de 10 à 30 m en fonction de la puissance émise (1 à 100 mW), il permet l'interconnexion simultanée de sept appareils en utilisant la bande de fréquence 2400 – 2483,5 MHz. Actuellement, le Bluetooth 2 qui est une version sécurisée du Bluetooth et normalisé sous le nom de 802.15.3, a été commercialisé. Il est plus rapide que son prédécesseur et possède l'avantage de consommer peu d'énergie, ce qui le rend particulièrement bien adapté à une utilisation au sein de petits périphériques [I.4].
- **HomeRF (Home Radio Frequency)**, mais celui-ci a été abandonné en faveur du **Wi-Fi (Wireless Fidelity)** [I.1-I.4].
- **Zigbee** standardisé par IEEE sous le nom 802.15.4, il permet des liaisons sans fil à des prix très avantageux, et pour une faible consommation. Son débit peut atteindre jusqu'à 250 Kbps pour une portée maximale de 100 m environ [I.1].
- Les liaisons infra-rouges sont surtout utilisées dans la domotique (télécommandes TV, voitures télécommandées etc...) pour commander à distance [I.3].

IV.2 Les technologies WLAN

Les WLAN (**W**ireless **L**ocal **A**rea **N**etwork) sont des réseaux locaux sans fil ayant une portée moyenne de quelques centaines de mètres. Ils sont adaptés pour couvrir l'équivalent d'un réseau local d'entreprise.

La principale technologie du WLAN est la norme IEEE 802.11 plus connu sous le nom de **Wi-Fi**. Elle peut relier tout type de périphérique à une liaison haut débit (environ 11 Mbps en théorie mais 6 Mbps en réalité). Ainsi les opérateurs commencent à irriguer des zones à fortes concentrations d'utilisateurs comme les gares, aéroports, bars, hôtels etc..., ces zones sont appelées des *hots spots* [I.5].

HiperLAN (*High performance radio Local Area Network*) est un standard ETSI, pour les réseaux locaux. La famille HiperLAN comprend quatre propositions, notamment HiperLAN1,

utilisée à l'intérieur des bâtiments sur des distances de l'ordre de 50m. Le déplacement des utilisateurs ne doit dépasser 10m/s. HiperLAN2 étend la distance à 200m, et le débit passe à 23.5Mbps [I.5].

Le rôle de cette génération est d'accéder aux réseaux ATM. HiperLAN3 permet le point à multipoint. La distance entre stations peut atteindre 5km avec un débit supérieur à 20Mbps par utilisateur. Enfin, HiperLAN4 veut remplacer les liaisons ATM sur des distance de 150 à 200m, avec un débit compatible avec les normes de l'ATM, c'est-à-dire 155Mbps. Il est à noter qu'il n'existe pas de produit commercial conforme à cette norme. Elle est composée de deux bandes passantes comprises entre 5150-5300 MHz et 5470-5725 MHz [I.5-I.1].

IV.3 Les technologies WMAN

Les WMAN (Wireless Metropolitan Area Network) sont des réseaux métropolitains sans fil. Aussi connus sous le nom de BLR (Boucle Locale Radio), ils sont basés sur la norme 802.16. Pour une portée de 4 à 10 km, cette technologie est plutôt destinée aux opérateurs de télécommunications. Ils offrent un débit de 1 à 10 Mbps. Son réseau le plus connu est le WiMAX, qui est l'acronyme pour Worldwide Interoperability Microwave Access [I.2]. Il est une famille de normes définissant les connexions à haut débit par voie hertzienne. Elle regroupe des standards de réseaux sans fil auparavant indépendants tels que HiperMan proposé par l'ETSI et 802.16 proposé par l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Elle est définie pour une large bande, de 2 à 66 GHz, dans laquelle on trouve des technologies déjà existantes comme le Wifi. Elle utilise des technologies hertziennes destinées principalement à des architectures point-multipoint, ce qui signifie qu'à partir d'une antenne centrale, on cherche à toucher de multiples terminaux[I.1-I.5]. En promettant des débits allant jusqu'à plusieurs dizaines de Mbps sur des rayons de couvertures de plusieurs dizaines de kilomètres, elle s'adresse au marché des réseaux métropolitains, le MAN (Metropolitan Area Network) [I.5].

IV.4 Les technologies WWAN

Les WWAN (Wireless Wide Area Network) regroupent tout le réseau cellulaire mobile .c'est le plus grand réseau sans fil car tous les téléphones mobiles sont connectés à un des réseaux sans fil étendu. Ses principales technologies sont les standards 2G et 3G tel que le GSM ou l'UMTS [I.4].

IV.5 Les technologies BAN

Après les réseaux locaux et personnels, ce nouveau type de réseaux émerge progressivement. Les BAN (**B**ody **A**rea **N**etwork) sont des réseaux corporels, qui à l'échelle du corps humain permet de relier sans fil les différents équipements électroniques susceptibles d'être portés par le corps [I.3].

IV.6 WiMAX

Le Wimax est une technologie principalement utilisé pour les MAN (*Metropolitan Area Network*). Il permet, notamment, aux zones rurales de se doter d'une connexion internet haut débit. L'objectif du WiMAX est de fournir une connexion internet à haut débit sur une zone de couverture de plusieurs kilomètres de rayon [I.7]. Les débits théoriques du WiMAX sont de 70 Mbits/s avec une portée de 50 kilomètres. En pratique dans le pire des cas, c'est-à-dire en NLOS «*Non LineOf Sight* » le débit atteint 12 Mbits/s jusqu'à 4,5 kilomètres. Le WiMAX fonctionne en mode point-multipoint, c'est-à-dire le mode infrastructure que l'on connaît pour le Wifi ou encore le même fonctionnement que les technologies 2G, 3G de téléphonie mobile. Ainsi comme en 2G une station de base nommée BTS (Base Transeiver Station) ou BS (Base Station) émet vers les clients et réceptionne leurs requêtes puis les transmet vers le réseau du fournisseur d'accès [I.7]. Plusieurs variantes de standard ont été proposées, modifiées et ratifiées comme le résume le tableau I.1.

Standard IEEE802.16	Bande de fréquence BF	Date
IEEE std 802.16	Réseaux métropolitains sans fil BF supérieur à 10GHz	Octobre 2002 obsolète
IEEE std 802.16a	Réseaux métropolitains sans fil BF comprise entre 2 à 11GHz	Octobre 2003 obsolète
IEEE 802.16b	Réseaux métropolitaine sans fil BF comprise entre 10 et 60GHz	Fusionné avec 802.16a
IEEE std 802.16c	Réseaux métropolitains sans fil dans les bandes BF libres	Juillet 2003
IEEE 802.16d (IEEE std 802.16-2004)	Révision intégrant les standards 802.16, 802.16a, 802.16c	Octobre 2004
IEEE std 802.16 ^e	Réseaux métropolitains sans fil avec clients mobiles	Février 2006
IEEE std 802.16f	Réseaux sans fils maillés (mesh network)	

Tableau I.1 Historique du standard IEEE802.16 Wimax[I.6]

V. EVOLUTION DES SYSTEMES DE TELEPHONIE MOBILE

V.1 Première génération (1G)

La première génération de téléphonie mobile (1G) possède un fonctionnement analogique. Il s'agissait principalement des standards suivants :

- **AMPS** (Advanced Mobile Phone System), apparu en 1976 aux Etats-Unis, constitue le premier standard de réseau cellulaire. Utilisé principalement Outre-Atlantique, en Russie et en Asie, ce réseau analogique de première génération possédait de faibles mécanismes de sécurité rendant possible le piratage de lignes téléphoniques.
- **TACS** (Total Access Communication System) est la version européenne du modèle AMPS. Utilisant la bande de fréquence des 900 MHz, ce système fut également largement utilisé en Angleterre, puis en Asie (Hong-Kong et Japon).
- **ETACS** (Extended Total Access Communication System) est une version améliorée du standard TACS qui fut développé au Royaume-Uni avec un nombre plus important de canaux de communication. La couverture de ces systèmes est à peu près globale à l'échelle d'un pays, mais la capacité en termes d'abonnés et de trafic est faible en raison du multiplexage de type fréquentiel (FDMA) utilisé [I.6].

Les réseaux cellulaires de première génération sont devenus obsolètes avec l'apparition d'une seconde génération entièrement numérique.

V.2 Le GSM (2G)

V.2.1 Standard GSM (Global System for Mobile communications)

La seconde génération de réseaux mobiles entièrement numérique a marqué une rupture avec la première génération analogique. Le principal standard de téléphonie mobile 2G est le GSM. Baptisé "Groupe Spécial Mobile" à l'origine de sa normalisation en 1982, il est devenu une norme internationale nommée "Global System for Mobile communications" en 1991.

Le système GSM fonctionne de par le monde dans différentes bandes (Tableau. I.1) En Europe, le standard GSM utilise les bandes de fréquence de 900 MHz pour le GSM900 et 1800 MHz pour le DCS (Digital Communication System). Aux Etats-Unis, la bande de fréquence utilisée est la bande 1900 MHz : le standard est appelé PCS (Personal Communication System). Ainsi, on qualifie de tri-bande, les téléphones portables pouvant fonctionner en Europe et aux Etats- Unis et de bi-bande ceux fonctionnant uniquement en

Europe. La norme GSM autorise un débit maximal de 9,6 kbits/s, ce qui permet de transmettre la voix ainsi que des données numériques de faible volume, par exemple des messages textes (SMS, pour Short Message Service) ou des messages multimédias (MMS, pour Multimédia Message Service) [I.6].

Les techniques de multiplexage associées au GSM sont :

- le **FDMA** (Frequency Division Multiple Access) qui repose sur un multiplexage en fréquences. La bande de fréquence est divisée en plusieurs sous-bandes. Chacune est placée sur une fréquence dite *porteuse*, qui est la fréquence spécifique du canal. Chaque porteuse ne peut transporter le signal que d'un seul utilisateur [I.1].
- Le **TDMA** (Time Division Multiple Access), utilise une technique de découpage temporel des canaux de communication disponibles, afin d'augmenter le volume de données transmises simultanément. La technologie TDMA est principalement utilisée sur le continent américain, en Nouvelle Zélande et en Asie [I.1].

Le réseau GSM constitue au début du 21ème, le standard de téléphonie mobile le plus utilisé en Europe.

Technologies	GSM	GPRS	EDGE
Génération	2G	2.5G	2.75G
Fréquences(MHz)	GSM450	GSM900	GSM1900(PCS)
Tx : Transmission	450,4-457,6(Tx)	880-915(Tx)	1850-1910(PCS)
Rx : Réception	460,4-467,6(Rx)	925-960(Rx)	1930-1990(Tx)
	GSM 480	GSM1800(DCS)	
	478,8-486(Tx)	1710-1785(Tx)	
	488,8-496(Rx)	1805-1880(Rx)	
Mode de duplexage	FDD		
Méthode d'accès	TDMA/FDMA		
Largeur d'un canal	200KHz		
Type de modulation	GMSK	GMSK	GMSK,8PSK
Type de commutation	Circuit	Paquet	Paquet
Débit maximum théorique	14.4kbit/s	171.2kbit/s	384kbit/s
Débit généralement constaté		35 à 40kbit/s	110à130kbit/s

Tableau I.2 Caractéristiques de la norme GSM et ses évolutions [I.6]

V.2.2 Notion de réseau cellulaire

Les réseaux de téléphonie mobile sont basés sur la notion de cellules, qui sont des zones circulaires se chevauchant afin de couvrir une zone géographique. Dans un réseau cellulaire,

chaque cellule est entourée de 6 cellules voisines (c'est la raison pour laquelle on représente généralement une cellule par un hexagone) (Figure I.2) [I.5].

Les réseaux cellulaires reposent sur l'utilisation d'un émetteur-récepteur central au niveau de chaque cellule, appelé "station de base" (plus le rayon d'une cellule est petit, plus la bande passante disponible est élevée). Dans des zones urbaines fortement peuplées, des cellules d'une taille pouvant avoisiner quelques centaines de mètres sont présentes pour couvrir des environnements dits pico cellulaire ("indoor") et micro-cellulaire ("outdoor"), tandis que de vastes cellules d'une trentaine de kilomètres permettent de couvrir les zones rurales [I.7].

Afin d'éviter les interférences, les cellules adjacentes n'utilisent pas la même fréquence. En pratique, deux cellules possédant la même gamme de fréquences doivent être éloignées d'une distance représentant deux à trois fois le diamètre de la cellule [I.7].

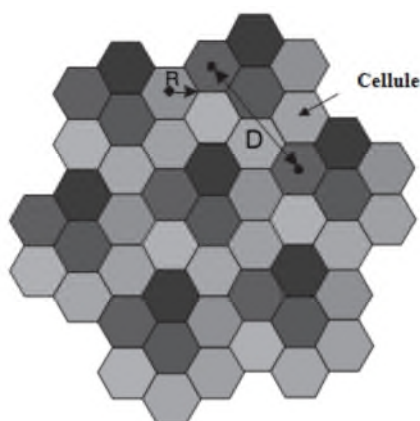


Figure I.2 Structure d'une cellule [I.7]

V.2.3 Architecture du réseau GSM

Dans un réseau GSM, le terminal de l'utilisateur est composé notamment d'une carte SIM (Subscriber Identity Mobile), permettant d'identifier l'utilisateur de façon unique et d'un téléphone portable. L'ensemble est appelé station mobile. Les terminaux sont identifiés par un numéro d'identification unique de 15 chiffres appelé IMEI (International Mobile Equipment Identity). Chaque carte SIM possède également un numéro d'identification unique (et secret) appelé IMSI (International Mobile Subscriber Identity). Ce code peut être protégé à l'aide d'une clé de 4 chiffres appelée code PIN [I.7].

La carte SIM permet ainsi d'identifier chaque utilisateur, indépendamment du terminal utilisé lors de la communication avec une station de base. La communication entre une station

mobile et une station de base se fait par l'intermédiaire de la propagation des ondes électromagnétiques à travers une interface air qui est le plus souvent un environnement multi-trajet [I.1].

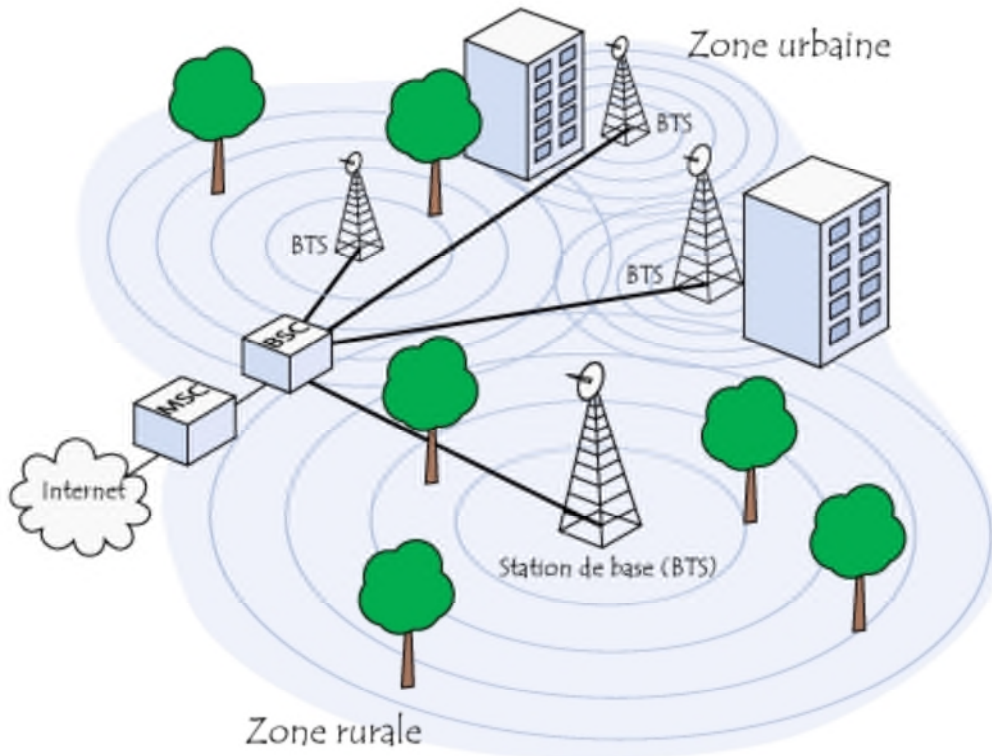


Figure I.3 Architecture du réseau GSM [I.7]

L'ensemble des stations de base d'un réseau cellulaire est lié à un contrôleur de stations de base (en anglais Base Station Controller, noté BSC) (Figure. I.3), qui est la partie intelligente du lien radio : c'est lui qui décide de l'activation ou désactivation vers une station mobile, qui décide de la puissance d'émission des stations de base et des stations mobiles et qui gère les changements de cellules. Les contrôleurs de stations de base connectés, forment le sous-système radio (en anglais BSS pour Base Station Subsystem) [I.6]. Enfin, les contrôleurs de stations sont eux-mêmes reliés physiquement au centre de commutation du service mobile (en anglais MSC pour Mobile Switching Center), géré par l'opérateur téléphonique, qui les relie ainsi au réseau téléphonique public et à internet. Le MSC appartient à un ensemble appelé sous-système réseau chargé de gérer les identités des utilisateurs, leur localisation et l'établissement de la communication avec les autres abonnés.

Des évolutions de la norme GSM ont été mises au point afin d'en améliorer le débit. C'est le cas notamment du standard GPRS et de la norme EDGE [I.7].

V.3 Le GPRS (2,5G)

V.3.1 Introduction au standard GPRS

Le standard GPRS (General Packet Radio Service) est une évolution de la norme GSM, ce qui lui vaut parfois l'appellation GSM++ (ou GSM 2+). Etant donné qu'il s'agit d'une norme de téléphonie de seconde génération permettant une transition vers la troisième génération (3G), on parle généralement de 2,5G [I.8].

Le GPRS permet d'étendre l'architecture du standard GSM, afin d'autoriser le transfert de données par paquets, et des débits théoriques maximums de l'ordre 171,2 kbit/s (en pratique jusqu'à 114 kbit/s). Grâce au mode de transfert par paquets, les transmissions de données n'utilisent le réseau que lorsque cela est nécessaire. Le standard GPRS permet donc aux opérateurs de facturer l'utilisateur en volume échangé plutôt qu'à la durée de connexion, ce qui signifie notamment qu'il peut rester connecté sans surcoût [I.7].

Ainsi, le standard GPRS utilise l'architecture du réseau GSM pour le transport de la voix, et propose d'accéder à des réseaux de données (notamment internet) utilisant le protocole IP ou le protocole X.25.

Le GPRS permet de nouveaux usages que ne permettait pas la norme GSM, répertoriés par les services suivants [I.1]:

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

V.3.2 Architecture du réseau GPRS

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

- ✚ Le SGSN (Serving GPRS Support Node) soit en français Noeud de Support GPRS de Service, routeur permettant de gérer les coordonnées des terminaux de la zone et de réaliser l'interface de transit des paquets avec la passerelle GGSN.
- ✚ Le GGSN (Gateway GPRS Support Node) en français Noeud de support GPRS passerelle ,il est notamment chargé de fournir une adresse IP aux terminaux mobiles pendant toute la durée de la connexion , [I.8].

V.4 L'EDGE (2,75G)

Le standard EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution) est une évolution de la norme GSM par modification du type de modulation. Tout comme la norme GPRS, le standard EDGE est utilisé comme transition vers la troisième génération de téléphonie mobile (3G) [I.1]. La norme EDGE quadruple les améliorations du débit de la norme GPRS en annonçant un débit théorique de 384 kbit/s, ouvrant ainsi la porte aux applications multimédias. En réalité, la norme EDGE permet d'atteindre des débits maximum théoriques de 473 kbit/s, mais elle a été limitée afin de se conformer aux spécifications IMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000) de l'ITU (International Télécommunications Union). EDGE utilise une modulation (8-PSK) ce qui implique une modification des stations de base et des terminaux mobiles [I.7-I.8].

V.5 La troisième génération (3G) : le CDMA 2000

La 3G est la norme en technologie de téléphonie mobile, les premiers nouveaux services proposés sont la visiophonie et la possibilité de recevoir et d'échanger des signaux audiovisuels grâce à des débits bien plus élevés (2 Mbps prévus à maturité du réseau) que la génération GSM [I.2].

Le CDMA 2000 est une évolution 3G du CDMAOne. Il a été déployé au début des années 2000 en Corée du Sud. Aujourd'hui, il est très majoritaire aux États-Unis. Il permet des débits allant jusqu'à 2 Mbps. Son interface radio est basée sur le CDMA développé par l'armée américaine. C'est un système de répartition par circuit. Le passage de la 2G vers la 3G a été plus simple du CDMA au CDMA 2000 que du GSM à l'UMTS sur le plan technique. A la fin 2004, le CDMA 2000 dominait le marché en terme de nombres de clients [I.6].

L'UMTS (Universal Mobile Télécommunications System) est l'une des technologies 3G européenne. Elle est basée sur le W-CDMA (Wideband-CDMA) qui est un système de répartition en mode paquet avec un élargissement du spectre. Elle succède au GSM vers 2002 malgré un déploiement prévu initialement au début du siècle mais freiné en raison de son coût très élevé et de la mauvaise conjoncture économique du monde des télécommunications. Les fréquences allouées pour l'UMTS sont 1885-2025 MHz et 2110-2200 MHz [I.6].

L'UMTS permet des débits théoriques de transfert de 2 Mbps pour une utilisation fixe. Mais en réalité les opérateurs offrent des débits nettement moins élevés en utilisation mobile :

environ 384 Kbps en zone urbaine et 144 Kbps en zone rurale. Qui avait pour objectif de définir les principales techniques de l'UMTS [I.6].

Technologie	W-CDMA	HSDPA	TD-CDMA	TD-SCDMA
Génération	3G	3.5G	3G	3G
Fréquences(MHz) Tx : transmission Rx : Réception	IMT-2000 1920-1980(Tx) 2110-2170(Rx) Bande 1900 1850-1910(Tx) 1930-1990(Rx)	Bande 1800 1710-1785(Tx) 1805-1880(Rx)	IMT-2000 1900-1920 2010-2025 2300-24000	1785-1805 1880-1900
Méthode de duplexage	FDD		TDD	
Méthode d'accès	CDMA			
Largeur d'un canal	5MHZ		5MHz	1.6MHz
Type de modulation	QPSK	QPSK ,16QAM	QPSK	
Type de commutation	Circuit et paquet	Paquet	Paquet	Circuit et paquet
Débit maximum Théorique	384 Kbits/s à 2Mbits/s	14.4 Mbits/s	12 Mbits/s	128 kbits/s à 2Mbits/s
Débit constaté	384 Kbits/s	2Mbits/s	128Kbits/s à 2Mbits/s	-

Tableau. I.3 Caractéristiques des composantes de la norme UMTS[I.6].

L'UMTS est conçu pour pouvoir s'interconnecter et interagir avec le GSM dans toutes ses phases d'évolution. Aussi, l'UMTS peut être considéré comme l'étape la plus porteuse en terme d'innovations technologiques. Ce système se distingue en effet de ses prédécesseurs HSCSD, GPRS et EDGE, par des débits plus élevés, une couverture plus large, une capacité en termes de nombre d'abonnés plus grande et des services plus variés [I.7].

V.6 La 3,5G : HSDPA

HSDPA (**H**igh **S**peed **D**ownlink **P**acket **A**ccess), commercialement appelé la 3,5G est un protocole qui permet d'augmenter les débits. Il permet des performances dix fois supérieures à la 3G dont il est une évolution logicielle. Il utilise une répartition en mode paquet et permet de télécharger avec un débit allant de 1,8 Mbps jusqu'à 14,4 Mbps[I.6].

V.7 La 3,75G : HSUPA

HSUPA (High Speed Uplink Packet Access), commercialement appelé la 3,75G est aussi un protocole 3G. Il est une variante du HSDPA sur la voie montante avec un débit théorique de 5,8 Mbps et 14 Mbps sur la voie descendante. Successeur théorique du HSDPA, il offre la possibilité d'émettre vers d'autres mobiles des images et vidéos favorisant ainsi le développement de l'internet haut débit mobile[I.8].

V.8 La quatrième génération (4G)

Face à un problème de rentabilité, les investissements étant supérieurs aux recettes. Certains opérateurs hésitent à sauter l'étape 3G et passer directement à la 4G qui est entièrement basée sur IP (Internet Protocol) plus performante et donc moins onéreuse. Elle devrait permettre un réel débit d'environ 1 Mbps pour les consommateurs. Les pays asiatiques tels que la Corée du Sud et le Japon pourraient prendre de l'avance pour déployer cette nouvelle génération de téléphonie [I.6].

VI. LE FONCTIONNEMENT DES TELECOMMUNICATIONS PAR SATELLITE

Le développement des télécommunications est une caractéristique fondamentale des sociétés modernes. Il conditionne de nombreux aspects de la vie du monde contemporain. On s'est rendu compte que l'utilisation de l'espace extra-atmosphérique permettait d'apporter des solutions satisfaisantes sur le plan technique, économique et commercial, et pour augmenter le volume des communications, leur rapidité et les distances franchies. S'agissant notamment de la capacité de transmission, un satellite de télécommunications offre des possibilités bien supérieures aux moyens classiques de liaisons intercontinentales comme les câbles sous-marins. Un satellite placé sur l'orbite géostationnaire couvre environ un tiers de la surface du globe terrestre. Il peut donc mettre en liaison des stations quelconques se trouvant dans cette zone. Cette possibilité a permis de mettre en place des télécommunications intercontinentales.

Les télécommunications spatiales ont ainsi conduit à une amélioration et un développement considérables du téléphone, du télégraphe, de la télécopie, des téléconférences, la composition simultanée de journaux, les transmissions de données numériques entre filiales d'entreprises, et de nombreuses autres applications.

Outre les télécommunications fixes, qui permettent d'établir des liaisons à l'échelle planétaire, régionale ou nationale entre des stations de radiodiffusion ou de télévision, les télécommunications de services mobiles permettent d'améliorer les liaisons entre un point fixe situé sur la Terre et des engins de transport comme les navires, avions et véhicules routiers. Elles ont contribué à la régulation et à l'amélioration de la navigation aérienne et maritime. Aux Etats-Unis, les entreprises de transport routier utilisent un système permettant de savoir à chaque instant le lieu où se trouvent leurs véhicules. Enfin, les télécommunications spatiales contribuent également à la sauvegarde de vies humaines en permettant la localisation rapide des appels de détresse.

VI.1 Les satellites de télécommunication

Un élément-clé dans les télécommunications spatiales est le satellite défini par le Règlement des radiocommunications (RR) de l'UIT comme suit : « Corps qui tourne autour d'un autre corps de masse prépondérante et dont le mouvement est principalement déterminé, d'une façon permanente, par la force d'attraction de ce dernier » [I.9]. Le satellite est composé d'une charge utile (antennes, répéteurs), relayant les signaux radioélectriques, et d'une plateforme (panneaux solaires, systèmes de propulsion pour les manœuvres de télécommande, stabilisation, contrôle de l'orbite, contrôle thermique) assurant le fonctionnement de la charge utile.

Parmi les satellites de télécommunications, on distingue les types suivants:

- Le satellite actif : Satellite portant une station destinée à émettre ou retransmettre des signaux de radiocommunication.
- Le satellite réflecteur (quelquefois appelé satellite passif) : Satellite destiné à transmettre par réflexion des signaux de radiocommunication.

Même si, depuis quelques années, des satellites de télécommunications sont placés dans les orbites moyennes et basses, la grande majorité est toujours positionnée sur l'orbite des satellites géostationnaires, et 95% des nouvelles demandes actuellement en cours auprès de l'UIT concernent cette orbite [I.5]. Le Règlement des radiocommunications définit le satellite géostationnaire comme suit: « Satellite géosynchrone dont l'orbite circulaire et directe est située dans le plan de l'équateur terrestre et qui, par conséquent, est fixe par rapport à la Terre ; par extension, satellite géosynchrone qui reste approximativement fixe par rapport à la Terre ». C'est à cause de cette stabilité que l'orbite des satellites géostationnaire est d'un énorme intérêt pour les satellites de télécommunications [I.9].

Les définitions des termes techniques relatifs à l'espace continuent à subir des modifications au fur et à mesure que les connaissances des objets spatiaux et du milieu spatial augmentent. La définition et la modification de ces termes sont de la compétence des Conférences de radiocommunications [I.9].

Depuis le début des télécommunications spatiales, la technologie des satellites a évolué considérablement par rapport à leur capacité, charge utile et durée de vie qui s'approche actuellement de quinze ans [I.9]. Vu que d'habitude les satellites cessent de fonctionner par manque de carburant, la recherche se concentre actuellement sur la mise au point de systèmes pour ravitailler les satellites avec du carburant directement dans l'espace. De cette façon, on espère prolonger de plusieurs années la vie de ces objets spatiaux coûteux [I.5].

VI.2 Les fréquences et les orbites

Le seul moyen de communiquer avec un engin spatial est l'onde hertzienne. Tout satellite est muni de divers instruments de télécommunication qui lui permettent d'être en relation avec la Terre : liaisons montantes, de la Terre au satellite, liaisons descendantes, du satellite à la Terre, liaisons de service, de télémesures et de télécommandes. On utilise même aujourd'hui des liaisons inter-satellites. Toutes ces liaisons utilisent des bandes de fréquences différentes.

Parmi ces bandes de fréquence, les plus utilisées sont les bandes (C), les bandes des (Ku) et plus récemment, les bandes (Ka) (voir annexe A) [I.9].

Les satellites se déplacent en orbite autour de la Terre. Il existe beaucoup d'espèces d'orbites qui toutes obéissent aux lois de Kepler : ce sont des ellipses dont un foyer est le centre de la Terre et qui sont parcourues suivant la loi des aires, à savoir que le rayon qui relie le satellite au centre de la Terre balaie une aire égale en un temps égal : si un satellite parcourt une orbite très elliptique, il reste beaucoup plus longtemps au voisinage de l'apogée que du périhélie [I.5-I.9].

Les orbites et les fréquences sont des ressources naturelles précieuses et limitées. Il est vrai qu'elles ne se détériorent pas par leur utilisation, mais une fois utilisées ou occupées par certains, elles ne sont plus disponibles pour les autres. C'est pourquoi, dans la Constitution de l'UIT, il est bien précisé que les Etats membres s'efforcent de limiter le nombre de fréquences et l'étendue du spectre utilisé au minimum indispensable» et «doivent tenir compte du fait que les fréquences radioélectriques et les orbites associées, y compris l'orbite des satellites

géostationnaires, sont des ressources naturelles limitées qui doivent être utilisées de manière rationnelle, efficace et économique»[I.5].

VI.3 Les services de télécommunication par satellite

L'Union internationale des télécommunications entend par télécommunication « toute Transmission, émission ou réception de signes, de signaux, d'écrits, d'images, de sons ou de renseignements de toute nature par fil, radioélectricité, optique ou d'autres systèmes électromagnétiques ». Ces transmissions peuvent s'effectuer par des services fixes ou mobiles [I.9].

VI.4 Le Service mobile par satellite (SMS)

Conformément au Règlement des radiocommunications, il s'agit d'un « Service de radiocommunication : entre des stations terriennes mobiles et une ou plusieurs stations spatiales, ou entre des stations spatiales utilisées par ce service ; ou entre des stations terriennes mobiles, par l'intermédiaire d'une ou plusieurs stations spatiales. Ce service peut en outre comprendre les liaisons de connexions nécessaires à son exploitation.» Cette définition inclut les SMS maritime, aéronautique et terrestre [I.9]. Il est à noter que dans certains systèmes modernes, les stations terriennes peuvent être constituées de très petits terminaux, voire de terminaux portatifs. Les services utilisant les satellites placés en orbite géostationnaire sont : le service fixe par satellite, le service de radiodiffusion par satellite, le service mobile par satellite, le service de radiorepérage par satellite, le service de recherche spatiale, l'exploration de la Terre par satellite, le service inter-satellite, le service amateur par satellite, le service de radioastronomie et le service des fréquences étalons et des signaux horaires par satellite [I.9-I.10].

VI .5 Les différentes orbites et leurs constellations

Un satellite lancé doit se maintenir dans l'espace et ne pas retomber immédiatement après son lancement [I.9]. On parle alors de mettre un satellite sur orbite qui est la trajectoire que décrit dans l'espace un corps autour d'un autre corps sous l'effet de la gravitation. On peut classer ces orbites en 3 catégories différentes:

- GEO (**G**eosynchronous **E**arth **O**rbits) : Orbites Géostationnaires.
- LEO (**L**ow **E**arth **O**rbits): Orbites Basses.
- MEO (**M**edium **E**arth **O**rbits): Orbites Moyennes.

VI.5.1 Orbite géostationnaire

L'orbite géostationnaire, parfois appelé orbite de Clarke, est une orbite circulaire située à 35786 km d'altitude au-dessus de l'équateur de la Terre, dans le plan équatorial et possédant une excentricité nulle. C'est un cas particulier de l'orbite géosynchrone [I.5]. Un corps se trouvant sur cette orbite possède une période de révolution très exactement égale à la période de rotation de la Terre qui est de 23 heures 56 minutes et 4 secondes (c'est la caractéristique de l'orbite géosynchrone). Ce corps paraît immobile par rapport à tout point à la surface de la Terre. Cette caractéristique est particulièrement importante pour les satellites de télécommunications ou bien de diffusion de télévision. Les satellites GEO sont nécessairement situés à la verticale ou au zénith d'un point de l'équateur ou, en d'autres termes, situés dans le plan équatorial de la Terre. Ainsi, un satellite en orbite géostationnaire couvre généralement 42% de la surface terrestre, c'est pourquoi trois satellites GEO suffisent à couvrir la totalité de la surface du globe [I.9].

La figure 1.4 représente trois satellites disposés à 120° sur l'orbite géostationnaire permettant de couvrir quasiment toute la terre, à part une petite zone polaire située aux deux extrêmes. Les zones en rouge sont couvertes par deux satellites alors que les zones en bleu sont couvertes par un seul satellite. Seules les latitudes au-dessus de 81° environ ne sont pas accessibles.

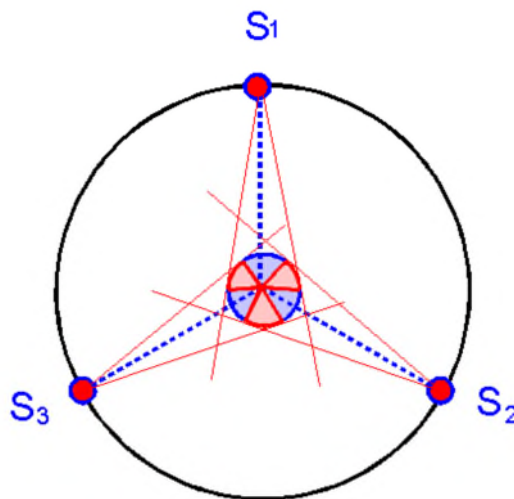


Figure 1.4 Trois satellites placés en orbite géostationnaire [I.5]

Nous pouvons citer comme exemples de système à satellites géostationnaires : **Inmarsat, Thuraya, Aces , Worldsat.**

VI.5.2 Orbite basse et moyenne

Nous avons vu précédemment que l'inconvénient majeur de l'orbite géostationnaire est le Temps de latence entre le satellite et la Terre. Pour diminuer ce temps de latence, il faut réduire la distance satellite-Terre [I.1]. C'est la raison pour laquelle d'autres projets ont été conçus moyennant des orbites plus basses telles que l'orbite basse (LEO) et l'orbite moyenne (MEO) que nous pouvons regrouper car leurs caractéristiques sont très similaires. L'orbite LEO est un type d'orbite terrestre situé entre 300 et 1500 km d'altitude. L'orbite MEO est située entre 5000 et 15 000 km et au-dessus de 20 000 km [I.11].

Les constellations de satellites sur ces 2 orbites présentent l'avantage d'une puissance accrue du fait de leur altitude moins élevée entraînant moins de pertes. Un autre avantage est à noter : les émetteurs sont de plus petites tailles, ce qui est intéressant pour les services liés à la communication mobile [I.12]. Cependant le point noir de ces systèmes est le fait que ces satellites ne couvrent pas en permanence un point donné de la Terre. Pour remédier à ce problème, il est nécessaire de créer des constellations, ainsi les satellites d'une même constellation se relaient pour obtenir un maximum de couverture terrestre [I.5-I.13].

La constellation est longue à mettre en œuvre et très onéreuse en dépit de sa faible durée de vie. Elle exige donc une immobilisation financière très lourde qui ne peut être rentabilisée avant la mise en place de l'ensemble de la constellation alors même qu'elle implique un retour d'investissement rapide [I.5-I.11]. Plusieurs systèmes se basant sur de telles constellations ont lancé leurs services autour des années 2000.

Nous pouvons citer **Iridium, Globalstar, ICO, Teledesic et Skybridge** [I.13-I.9].

Système	Type d'orbite	Altitude	Nombre De Satellites	Opérateur	Constructeur	Situation
INMARSAT	GEO	35786	4 en service et 5 de secours en vol			En activité
THYRAYA	GEO	35786	1 en service 1 de secours en vol			En activité
ACES	GEO	35786	1 en			En activité

			service			
WORDSAT	GEO	35786	4 en service			En activité
IRIDIUM	LEO	780		Motorola	Lockeed Martin	En activité
GLOBALSTAR	LEO	1414	48 en service 8 de secours en vol 8 de secours au sol	Loral	SS/Loral	En activité
ICO	MEO	10335	10 en service prévu. 2 de secours prévu	Craing Me CAW	Huther /Boeing	Abandonné
TELEDESIC	LEO	1400	288 prévus à l'origine, ramené à 30	Craing MC CAW	Boeing	Abandonné
SKYBRIDGE	LEO	1469	80 prévus	Alcatel	Alcatel	Abandonné




Tableau I.4 Caractéristiques des différents systèmes satellitaires [I.5]

VI.6 Les systèmes satellitaires de positionnement

Le GPS américain est le plus vieux système de navigation par satellites, puis il y a ses concurrents russe (GLONASS) déjà en service, et européen (GALILEO) qui est actuellement en cours de développement [I.14]

VI.6.1 GPS

Le système est composé de trois parties distinctes, appelées encore segments [I.15-I.16].

-  le segment spatial.
-  le segment de contrôle.
-  le segment utilisateur.

VI.6.1.1 Le segment spatial

Le segment spatial est constitué d'une constellation de 24 satellites opérationnels (Figure 1.5). Chaque plan contient 4 satellites également espacés, sur une même orbite il y a un angle de 90° entre 2 satellites [I.9]. Ces satellites évoluent à une altitude d'environ 20 200 km et mettent environ 12 h pour effectuer une révolution complète autour de la Terre. La répartition des satellites permet de disposer en permanence d'un minimum de 4 satellites ayant une élévation supérieur à $9,5^\circ$. De plus elle assure la présence d'au moins 5 satellites observables au-dessus de l'horizon. Les satellites de réserve sont destinés à pallier les pannes éventuelles dont pourraient être victimes les satellites de la constellation [I.5-I.17].



Figure I.5 Répartition des satellites du système GPS [I.5]

Les satellites ont une période de révolution de 1 jour sidéral (11 h 58 min). Ainsi, une constellation peut être observée deux fois par jour et chaque jour 4 min plus tôt que le jour précédent. Chaque satellite transmet régulièrement des signaux horaires [I.12]. Les satellites sont équipés de quatre horloges atomiques qui leur permettent de rester 14 jours sans contact au sol, tout en conservant une précision suffisante. Les satellites s'orientent continuellement pour pointer les panneaux solaires qui les alimentent vers le soleil et les antennes vers la terre [I.18-I.19].

VI.6.1.2 Le segment de contrôle

Le segment de contrôle est la partie qui permet de piloter et de surveiller le système. Il est composé de 5 stations de poursuite américaines au sol, réparties dans le monde [I.9], à

Hawaii, dans les îles Marshall, sur l'île de l'Ascension, à Diego Garcia, à Colorado Springs qui est le centre de contrôle [I.5-I.20].

Ces stations sont les yeux et les oreilles du système GPS, elles vérifient l'état des satellites lors de leur passage au-dessus d'elles. Leur rôle est d'enregistrer en permanence tous les signaux émis par les satellites, Le centre de contrôle doit également déceler tous les dysfonctionnements des satellites et assurer la maintenance de ceux-ci [I.5-I.9], calcule les paramètres de modélisation ionosphérique. Toutes ces informations sont alors renvoyées à 3 stations de chargement qui transmettent l'information aux satellites. Grâce à la répartition uniforme des stations de contrôle, tous les satellites GPS sont captés à 92% du temps. Le segment de contrôle sert donc à assurer la précision exigée par le système GPS[I.21].

VI.6.1.3 Le segment utilisateur

Le segment utilisateur est constitué de récepteurs qui ont été conçus afin de décoder le signal transmis par les satellites pour déterminer la position, la vitesse et le temps de l'utilisateur [I.5]. Au départ le seul utilisateur était l'armée qui utilise le GPS pour leur matériel militaire intégré dans des jeeps, bateaux, avions, tanks ou sous-marins. Le système GPS était également intégré dans des équipements individuels pour les soldats. Aujourd'hui le segment utilisateur a été élargi aux civils, pour les voitures par exemple. Le nombre d'utilisateur n'est pas limité, il suffit juste de disposer d'un récepteur [I.22-I.23].

VI.6.1.4 Principe de fonctionnement

Le système GPS est complètement lié à la science de la géodésie. Un point quelconque dans l'espace est repéré dans l'un des systèmes tridimensionnels cartésien (x, y, z) , cylindrique (r, θ, z) ou sphérique (r, θ, φ) . Du même principe, le système GPS est utilisé pour repérer un point précis dans le système de positionnement (longitude, latitude, altitude) avec une précision de 10 m. Mais comment ces points sont-ils calculés [I.11].

1) Tout d'abord, la distance récepteur-satellite d peut être calculée en appliquant la formule suivante :

$$d = c * t \quad \text{Equation I.1}$$

Les satellites envoient des ondes électromagnétiques qui se propagent à la vitesse de la lumière $c = 299\,792\,458 \text{ m.s}^{-1}$. Connaissant la position exacte des 24 satellites, le récepteur

mesure le temps de propagation de l'onde t qui lui parvient, en comparant les heures d'émission qui sont inclus dans le signal de réception [I.5].

2) La terre n'est pas une sphère parfaite et le récepteur n'est pas équidistant des 24 satellites. Ainsi le temps de propagation des ondes électromagnétiques qui parviennent au récepteur varie légèrement selon le satellite utilisé : 1 s peut créer une erreur d'environ 300 m. Par conséquent il est nécessaire que le récepteur ajuste son horloge. Pour cela, on utilise un système de triangulation : 3 satellites en constellation permettent de repérer précisément un récepteur sur Terre (Figure I.6). La couverture de chaque satellite peut être modélisée par un cercle imaginaire. L'intersection de trois de ces cercles permet de connaître les coordonnées en 2D (longitude et latitude) du récepteur. Pour ajuster son horloge, le GPS utilise des cercles de position : lorsque l'horloge du récepteur avance, le temps mis par le signal sera plus long que le temps réel, et les cercles de position apparaîtront plus grands qu'ils ne sont en réalité (Figure I.7) [I.9].

Le récepteur GPS se trouve alors dans une zone de chevauchement de ces cercles et retardera son horloge jusqu'à ce que cette zone soit la plus petite possible [I.5]. Quand ces cercles de position ne se chevauchent pas (Figure. 1.8), le récepteur doit avancer son horloge jusqu'à ce que les cercles se coupent en un même point. Ensuite, lorsque l'horloge est parfaitement synchronisée, les trois cercles de position donnés par les satellites se couperont en un point unique (Figure. 1.9) [I.9].

3) L'utilisation de 3 satellites donne uniquement un positionnement du récepteur en 2D, c'est pourquoi un quatrième satellite est nécessaire pour déterminer l'altitude, on aura ainsi un positionnement en 3D [I.24]. On peut considérer qu'autour de chaque satellite, il y a une sphère imaginaire qui correspond à sa zone de couverture. L'intersection de 2 sphères donne un cercle de position où se trouve le récepteur (Figure.1.10). De la même manière l'intersection de 3 sphères donnent un segment de position. Pour obtenir un point unique en 3D, il est donc nécessaire d'utiliser un quatrième satellite [I.9-I.24].

4) On obtient un positionnement en 3D du récepteur dans le repère à trois axes appelé ECEF qui signifie « Earth Centered Earth Fixed » ou « Terre centrée Terre Fixée » en français [I.23]. Ce repère a pour origine le centre de gravité des masses terrestres et ses coordonnées sont (x, y, z) . Le récepteur convertira ces coordonnées en (longitude, latitude, altitude) grâce au système géodésique WGS 84 (**W**orld **G**eodesic **S**ystem 1984) qui est le système le plus utilisé au monde ou un autre [I.5].

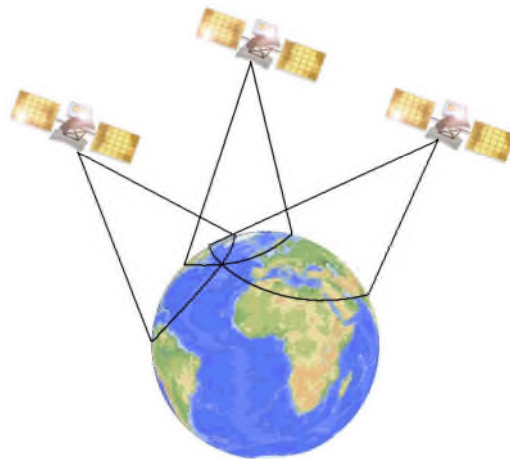


Figure I.6 Repérage d'un récepteur par triangulation [I.5]



Figure I.7 Zone délimitée par les 3 satellites [I.5]



Figure I.8 Avant synchronisation du récepteur [I.5]



Figure I.9 Après synchronisation du récepteur [I.5]

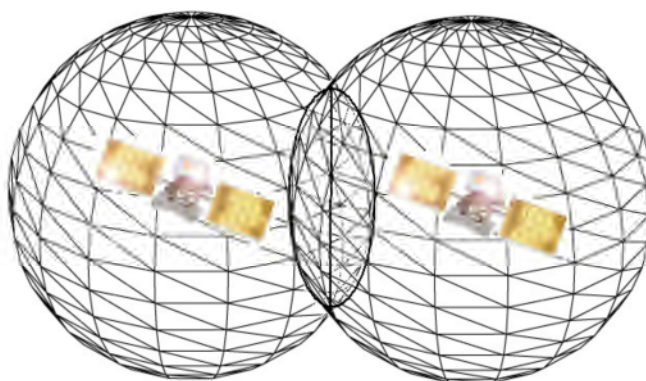


Figure I.10 Intersection de 2 sphères de positionnement [I.5]

VI.6.2 Le RADAR (Radio Detection and Ranging)

Il est basé sur la propagation des ondes électromagnétiques ou plus exactement sur celle des ondes radiofréquence (RF). En 1911 l'Américain Hugo Gernsback énonça le principe du Radar et en 1934, le français, Pierre David, mènera avec succès les premières expériences de détection de présence d'avions [I.20]. La première détection et localisation (detection and ranging) d'obstacle, fut effectuée en 1935 par Maurice Ponte et Henri Gutton, lors d'essais à bord d'un bateau, ils détectèrent des icebergs avec des ondes de 16cm de longueur d'onde. A partir de là, les radars prennent de l'importance au niveau militaire, pour la détection des ennemis aussi bien de jour comme de nuit, comme au niveau civil, pour la prévention sur les moyens de transport (avion, voiture, train...) [I.5-I.20].

De nos jours, la recherche en matière de sécurité automobile, avec par exemple des systèmes Radar anticollision, pour la prévention de collision, est en pleine expansion. Des recherches scientifiques considérables sont développées, visant à assurer la sécurité maximale à l'intérieur des véhicules, en coopération avec les mesures prises par les agences

gouvernementales, pour réduire le nombre d'accidents de la route [I.5]. Les différents systèmes radar sont classés en deux groupes: les radars à impulsion et les radars à onde continue (FMCW, Duplex) [I.5].

VI.6.2.1 Radar Impulsionnel

Le radar est un ensemble comportant un émetteur, une antenne, un récepteur et un système d'exploitation. Il utilise la propriété des ondes électromagnétiques de se réfléchir sur tout obstacle, créant ainsi une onde de retour susceptible d'être décelée par un récepteur adapté à ce signal. Ce principe peut facilement être mis en évidence lorsque le signal émis est une suite d'impulsions électromagnétiques [I.20]. Chaque impulsion de durée très brève de l'ordre de quelques microsecondes se propage dans l'atmosphère à la vitesse de la lumière: $c=3 * 10^8 m/s$. Une partie de ce signal est réfléchi par la cible, nous pouvons dire que la cible est illuminée et rerayonne une partie de l'énergie émise sous la forme d'une onde de faible amplitude et de caractéristiques temporelles identiques à celle du signal émis [I.20]. La mesure de la distance (Fig1.11) se déduit à partir du retard entre l'émission de l'impulsion électromagnétique et sa réception à partir de la formule suivante:

$$d = \frac{c * \Delta t}{2} \quad \text{Equation I.2}$$

Les paramètres les plus importants pour déterminer la portée maximale, c'est à-dire, la plus grande distance mesurable et la résolution du radar, sont la durée des impulsions et la fréquence de répétition (f_r) [I.11].

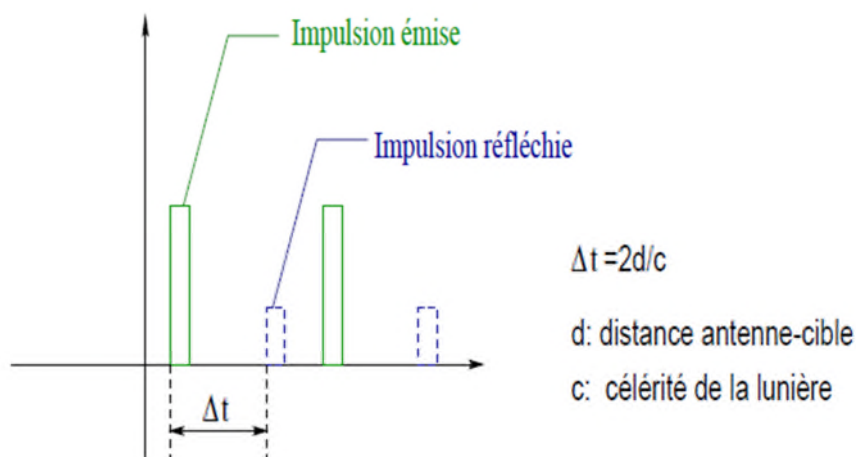


Figure I.11 Principe de mesure de la distance antennes-cible avec un radar à impulsion [I.11]

Pour éviter l'ambiguïté dans la mesure de la distance, il faut que l'écho de la cible soit reçu par le radar avant que l'impulsion suivante soit émise [I.11]. Donc, le temps d'un aller-retour doit être inférieur à $1/fr$, ce qui nous donne une distance maximale de:

$$D_{\max} = \frac{c}{2*fr} \quad \text{Equation I.3}$$

La plus petite variation de distance qu'on peut trouver est déterminée par :

$$\Delta d = \frac{c*\tau}{2} \quad \text{Equation I.4}$$

À pour une résolution de 0.3m, la durée d'impulsion nécessaire est, approximativement, égale à $\tau = 2ns$, c'est-à-dire une largeur de bande de 500MHz [I.5]. Le système que nous avons décrit n'utilise que l'amplitude du signal reçu, c'est à dire, que nous pouvons obtenir la distance à laquelle se trouve la cible, mais nous n'aurons pas d'information sur la vitesse à laquelle la cible bouge. Pour pouvoir obtenir cette vitesse, il faudrait extraire la fréquence du signal reçu, qui inclut la déviation Doppler [I.20]. Ce type de détection est appelé cohérent et est plus compliqué. Ces radars impulsions sont les plus connus et les plus utilisés, mais ils s'avèrent moins adaptés pour les automobiles, pour les raisons suivantes:

- La distance la plus courte que l'on puisse mesurer est déterminée d'une part par la durée de l'impulsion et d'autre part par les temps de commutation, or ceux-ci sont très petits dans un environnement routier.
- Les systèmes de génération d'impulsions ultra courte cohérents ont des coûts excessifs pour l'industrie automobile. D'autre part, la mesure de la distance est insuffisante pour la localisation des objets. Pour cela, il existe aussi une mesure angulaire utilisant la directivité des antennes, qui sera combinée aux mesures de la distance et de la vitesse, nous permettant ainsi la détection des cibles [I.24].

Cette mesure angulaire est basée sur le fait que les antennes ne répartissent pas l'énergie uniformément dans toutes les directions. Si nous avons par exemple une antenne de longueur L et par recombinaison spatiale des ondes, l'énergie émise sera concentrée dans un angle limité, comme nous observons sur la figure (I.12).

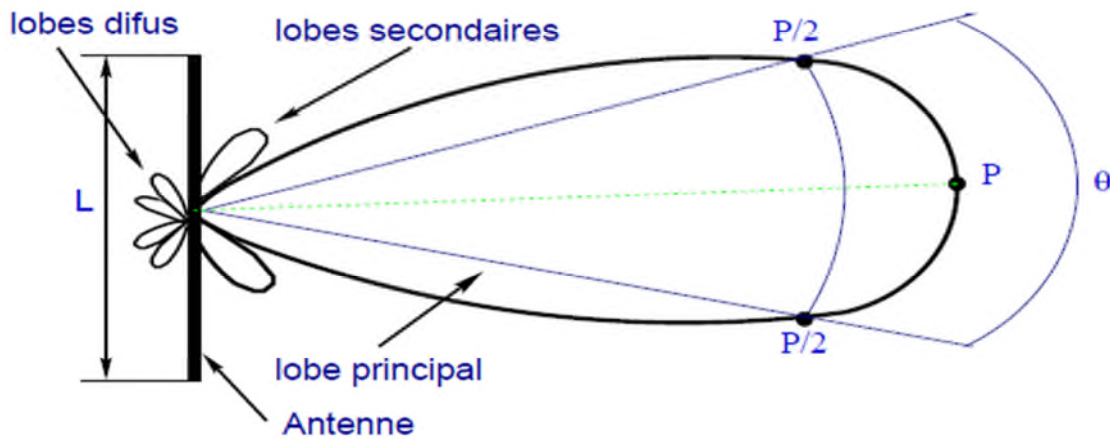


Figure I.12 Diagramme de l'antenne [I.11]

La valeur de θ sera donnée par :

$$\theta = \frac{70\lambda}{L} \quad \text{Equation I.4}$$

Avec θ ($^\circ$) l'ouverture à mi- puissance, en degrés, λ : la longueur d'onde émise, en mètres,
 L : la dimension de l'antenne, en mètres.

Le phénomène de propagation de l'onde étant réciproque, la cible peut réfléchir vers l'antenne une partie de l'énergie émise par celle-ci avec une plus faible puissance. Cette variation de puissance est induite par le diagramme de rayonnement et nous donnera l'information sur l'angle suivant lequel se trouve la cible [I.24-I.25].

VI.6.2.2 Radar à ondes continues

C'est le type de radar généralement utilisé par les constructeurs automobiles, pour la réalisation des systèmes embarqués anticollision et de contrôle intelligent de la conduite automobile. Dans les radars, les ondes continues peuvent être monochromatiques (utilisant uniquement l'effet Doppler) ou modulées en fréquence [I.9].

Les radars monochromatiques se basent sur l'effet doppler et permettent, de déterminer la vitesse radiale relative de la cible détectée. Néanmoins, ce type de radar ne fournit pas d'information sur la distance relative de la cible par rapport à l'antenne d'émission. Pour accéder à cette information, il suffit de varier la fréquence de l'onde [I.25].

Les radars à ondes continues modulées en fréquence, comme par exemple les radars FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave), fournissent la vitesse relative de la cible, par l'effet Doppler et la distance relative entre l'antenne et la cible par la modulation [I.25].

Les radars à ondes continues sont utilisés dans différents dispositifs comme les systèmes aéroportés, pour déterminer l'altitude de l'avion (les altimètres) et sa vitesse (radar de navigation Doppler) ou pour le guidage de missiles et la détection de présence de cibles mobiles (antivol, ouverture automatique de porte, interrupteur, etc.)[I.5].

VII. CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis d'effectuer un tour d'horizon des principaux standards de Télécommunications mobiles. Nous avons pu observer à quel point la téléphonie mobile est présente dans la vie de tous les jours avec une énorme croissance sur le marché mondial.

Téléphoner avec un mobile GSM ou GPRS aujourd'hui n'apporte aucune différence, les coupures sous les ponts, dans les tunnels et les escaliers ne disparaissent pas et la qualité de la communication n'est ni pire ni meilleure. En revanche, la réception d'e-mails, la visite des sites Wap, la consultation d'information en tout genre et le téléchargement d'applications se trouvent considérablement optimisée par l'utilisation de GPRS. Après un engouement sans précédent en Europe pour le projet UMTS, la mise en œuvre des téléphones mobiles de 3G a commencé.

Les réseaux 3G sont compatibles avec les réseaux GSM/GPRS. Ils permettant d'assurer la continuité de service (voix, SMS, MMS, data) dans les zones non couvertes par l'UMTS. Dans la pratique, un téléphone 3G passe en mode GSM dès qu'il se trouve hors d'une zone de couverture UMTS, et inversement.

Le principe des systèmes satellitaires aussi le mode de fonctionnement des systèmes radars avec quelque exemple, a aussi été présenté.

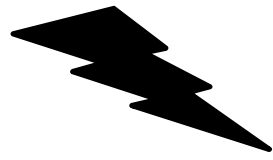
Le chapitre suivant sera consacré à la présentation des différentes caractéristiques d'antennes et le fonctionnement de quelque type d'antennes.

VIII. REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUES

- [I.1] Hakim BADIS , « Etude et conception d'algorithmes pour les réseaux mobiles et ad hoc ». Thèse de doctorat, université Paris–sud , 2005.
- [I.2] K. Al Agha, G. Pujolle and G. Vivier, *Réseaux de mobiles & Réseaux sans fil*. No. ISBN 2-212-11018-9, Eyrolles, 2001.
- [I.3] Javier Sanchez and Mamadou Thioune, UMTS : services, architecture et WCDMA. Lavoisier, 2001.
- [I.4] Emmanuel Dreina, « Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multi capteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G ».Thèse de doctorat, National Polytechnique de Grenoble - INPG,2011.
- [I.5] Grégory Beddeleem. « Antennes multistandards combinées à polarisations Multiples pour les applications spatiales ». Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis , 2008.
- [I.6] Khalil Ibrahim « Gestion des ressources des réseaux mobiles de nouvelle génération par rapport à la mobilité des utilisateurs ».Thèse de doctorat, Université Mohammed V-Agdal Rabat – Maroc,2009.
- [I.7] Aliou Diallo . « Sytemes Multi-Antennes Pour Diversite Et Mimo ». Thèse de doctorat , Université de Nice-Sophia Antipolis,2007.
- [I.8] M. Chaker Mezioud. « Recherche sur la Résolution des Problèmes Complexes d'Affectation de Fréquences Basses Bandes pour les Opérateurs de la Téléphonie Mobile » . Thèse de doctorat , Université Mentouri de Constantine, 2011.

- [I.9] Ruth Erne. « les telecommunications spatiales et les ressources de l'espace extra-atmosphérique l'évolution de leur réglementation ». Thèse de doctorat. Université de Genève, 2007.
- [I.10] Fabrice Hobaya. « Convergence vers IP des systèmes de télécommunication par satellite ».Thèse de doctorat , Université de Toulouse ,2011.
- [I.11] Beatriz Amante Garcia . «Conception d'un radar d'aide à la conduite automobile utilisant un système discriminateur de fréquence type six-port». Thèse de doctorat, Université Telecom Paris Tech ,2004.
- [I.12] Arnaud Dion, « Récepteur de navigation reconfigurable pour applications spatiales ». Thèse de doctorat, Université de Toulouse,2014.
- [I.13] Bruce R Elbert , “livre : The Satellite Communication Applications Handbook”, Norwood : Artech House, 2006.
- [I.14] Ahmed Selloum , «localisation multi-capteurs d'un véhicule routier sous contraintes cartographiques.», Thèse de doctorat, Université de Nantes,2010.
- [I.15] Marie-Emilie Voge, « Optimisation des réseaux de télécommunications : Réseaux multi niveaux, Tolérance aux pannes et Surveillance du trafic », Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, 2006.
- [I.16] Sami HEBIB. « nouvelle topologie d'antennes multi-Bandes pour applications Spatiales », Thèse de doctorat à l'université Toulouse III - Paul Sabatier,2008.
- [I.17] Ludovic Collin. « Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale. »,Thèse de doctorat , Université de Bretagne Occidentale,2002.
- [I.18] M.Julien Fasson. « étude d'une architecture IP intégrant Un lien satellite géostationnaire ». Thèse de doctorat ,Université de Toulouse ,2004.

- [I.19] Mbaye Dieng. « Réseaux et systèmes de télécommunications dans une région périphérique du Sénégal: Ziguinchor en Casamance ».Thèse de doctorat, Université Michel De Montaigne Bordeaux III,2009.
- [I.20] Adrien Godard. « conception et réalisation d'un radar ultra large bande impulsional agile (300MHZ-3MHZ) ».Thèse de doctorat , Université de limoges ,2009.
- [I.21] Sébastien Roche. « Méthodes de poursuite de phase pour signaux GNSS multifréquence en environnement dégradé », Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2013.
- [I.22] Sarah Sufyar. « Contribution à l'étude d'Antennes Miniatures Reconfigurables en Fréquence par Association d'éléments actifs », Thèse de doctorat, Université De Grenoble,2006.
- [I.23] Ludovic Schreider. « Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur – Application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz », Thèse de doctorat, Ecole nationale supérieure des télécommunications - Paris ,2006.
- [I.24] Amine Mohammed Mellah. « Modélisation Statistique d'Antennes dans leurs Environnements » .Thèse de doctorat, Université Paris Sud 11, 2010.
- [I.25] Beatriz Amante Garcia « Conception d'un radar d'aide à la conduite automobile utilisant un système discriminateur de fréquence type "six-port" ».Thèse de doctorat .Université Telecom Paris Tech ,2002.



CHAPITRE II

CARACTERISTIQUES DES ANTENNES

I. INTRODUCTION

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

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

Sans entrer dans les détails de la physique et des propriétés électromagnétiques, nous établirons tout d'abord un panorama des principaux paramètres qui permettent de caractériser une antenne. Ils seront utilisés tout au long de nos travaux pour comparer les performances obtenues. Nous ferons ensuite un état de l'art du monde des antennes, Enfin, nous listerons les différentes méthodes numériques utilisées dans les logiciels de simulations.

II. ANTENNES ET MODELES DE PROPAGATION

Les antennes sont une composante très importante des systèmes de communication. Par définition, une antenne est un dispositif utilisé pour transformer un signal RF circulant sur un conducteur en une onde électromagnétique dans l'espace. Les antennes présentent une propriété connue sous le nom de **réciprocité**, ce qui signifie qu'une antenne maintiendra les mêmes caractéristiques pendant la transmission et la réception. La plupart des antennes sont des dispositifs résonnants et fonctionnent efficacement sur une bande de fréquence relativement étroite [II.1]. Une antenne doit être accordée à la même bande de fréquence que le système par radio auquel elle est reliée, autrement la réception et la transmission seront altérées. Lorsqu'un signal est introduit dans une antenne, l'antenne émettra un rayonnement distribué dans l'espace d'une certaine manière. On nomme modèle de rayonnement toute

représentation graphique de la distribution relative à la puissance rayonnée dans l'espace [II.2].

II.1 Impédance d'entrée

Une antenne est caractérisée par son impédance d'entrée Z_a composée d'une partie réelle R_a et d'une partie imaginaire X_a . L'impédance Z_a est donnée par l'expression :

$$Z_a = R_a + jX_a \quad \text{Equation II.1}$$

La partie réelle est constituée de la résistance de rayonnement R_r et de la résistance de pertes R_l , et dont l'expression est donnée par la relation (Equation II.1).

L'énergie dissipée par R_r correspond à l'énergie rayonnée par l'antenne. L'énergie dissipée par R_l correspond aux pertes de conduction, aux pertes diélectriques et aux pertes d'onde de surface de l'antenne.

$$R_a = R_r + R_l \quad \text{Equation II.2}$$

Dans le cas de l'émission, un générateur connecté à l'antenne possède également une impédance de sortie Z_g constituée d'une partie réelle R_g et d'une partie imaginaire X_g montré par l'expression :

$$Z_g = R_g + jX_g \quad \text{Equation II.3}$$

Dans la plus part des cas on a : $R_g = 50 \text{ ohm}$ et $X_g = 0$. [II.2].

II.2 Directivité et Gain

La directivité est la capacité d'une antenne à focaliser l'énergie dans une direction particulière au moment de transmettre ou de recueillir l'énergie provenant d'une direction particulière au moment de recevoir. Si un lien sans fil est fixe aux deux extrémités, il est possible d'utiliser la directivité d'antenne pour concentrer le faisceau de rayonnement dans la direction voulue [II.1]. Dans une application mobile où l'émetteur-récepteur n'est pas fixe, il peut être impossible de prévoir où l'émetteur-récepteur sera, et donc l'antenne devrait, dans la mesure du possible, rayonner dans toutes les directions. Une antenne omnidirectionnelle devrait être utilisée dans ce cas [II.3].

Le gain n'est pas une quantité qui peut être définie en termes de quantité physique tel que le Watt ou l'Ohm, c'est plutôt un rapport sans dimensions. Le gain est donné en référence

à une antenne standard. Les deux antennes de référence les plus communes sont l'antenne isotrope et l'antenne dipôle à demi onde résonnante. L'antenne isotrope rayonne aussi bien dans toutes les directions [II.4]. Les vraies antennes isotropes n'existent pas mais elles fournissent des modèles théoriques utiles et simples d'antenne et nous servent d'outil de comparaison pour les vraies antennes. Dans la vraie vie, toute antenne rayonnera plus d'énergie dans une direction que dans une d'autre. Puisque les antennes ne peuvent pas créer d'énergie, la puissance totale rayonnée est identique à celle d'une antenne isotrope. N'importe quelle énergie additionnelle rayonnée dans les directions favorisées est également compensée par moins d'énergie rayonnée dans toutes les autres directions [II.2].

Le gain d'une antenne dans une direction donnée est la quantité d'énergie rayonnée dans cette direction comparée à l'énergie qu'une antenne isotrope rayonnerait dans la même direction avec la même puissance d'entrée. Habituellement nous sommes uniquement intéressés par le gain maximum, qui est le gain dans la direction dans laquelle l'antenne rayonne la majeure partie de la puissance. On écrit **3dBi**, le gain d'une antenne de 3dB comparé à une antenne isotrope [II.5]. Le dipôle à demi-onde résonnante peut être un standard utile pour comparer à d'autres antennes à une fréquence donnée ou à une bande très étroite de fréquences [II.2- II.6]. En général, le gain G correspond au gain dans la direction de rayonnement maximal $P(\theta_0, \varphi_0)$. Cette propriété caractérise la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans une direction donnée, on notera :

$P(\theta, \varphi)$: la densité de puissance moyenne rayonnée par l'antenne (W/m^2).

P_0 : la densité de puissance moyenne rayonnée (W/m^2) par l'antenne isotrope ayant les mêmes pertes que le cas d'étude. Le gain est alors donné par l'expression suivante :

$$G(\theta, \varphi) = P(\theta, \varphi) / P_0 \quad \text{Equation II.4}$$

II.3 Fréquence de résonance et bande passante

Hormis les antennes multi-bandes et large bandes, les antennes sont souvent conçues pour travailler selon une seule norme. Cette norme impose une plage de fréquence sur laquelle l'objet communicant doit être à même de travailler, cette contrainte se retrouve donc sur tous les composants du module RF dont l'antenne. Ainsi il faut, pour l'antenne, garantir des caractéristiques acceptables notamment au niveau de l'impédance qui est dépendante de la fréquence. La bande passante d'une antenne définit donc la plage de fréquence dans laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil fixé arbitrairement. Généralement la bande

passante correspond à la plage de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur de -10dB[II.6]. Mais dans certaines applications, ce niveau peut être relevé à -6 dB ce qui permet de relâcher certaines contraintes lors de la conception d'une antenne, c'est le cas, par exemple, pour certaines antennes de téléphone mobile. Il est cependant communément admis que si le seuil auquel est considéré la bande passante n'est pas précisé, il s'agit de la bande passante pour un S_{11} inférieur à -10dB. La figure II.1 montre le paramètre S_{11} d'une antenne en fonction de la fréquence et met en évidence la bande passante à -10 dB. Dans cet exemple la bande passante qui s'exprime en Hertz (Hz) est de 194MHz.

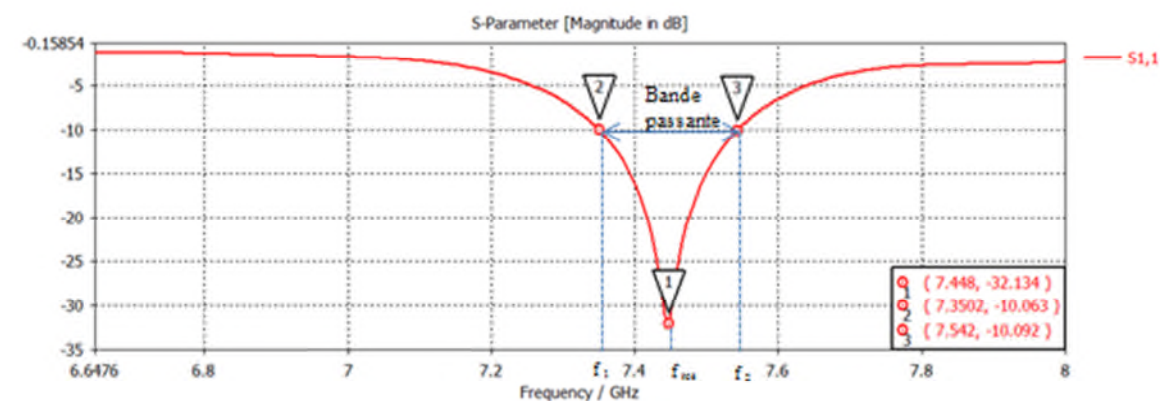


Figure II.1 Illustration de la bande passante à -10 dB d'une antenne

La fréquence de résonance, f_{res} , correspond à la fréquence pour laquelle l'antenne est la mieux adaptée, c'est-à-dire pour laquelle le coefficient de réflexion est le plus faible. Sur une bande passante donnée, il est possible d'observer plusieurs minima donc plusieurs fréquences de résonance [II.3]. Afin de comparer des structures d'antennes, on exprime souvent la bande passante, BP, d'une antenne en pourcentage par rapport à la fréquence de résonance :

$$BP (\%) = \frac{f_2 - f_1}{f_{res}} * 100 \quad \text{Equation II.5}$$

II.4 Coefficient de réflexion

Il s'agit du rapport d'amplitude entre l'onde incidente (transmise à l'antenne) et l'onde réfléchie du fait des discontinuités entre le circuit et l'antenne. Noté S_{11} , il permet de caractériser l'adaptation de l'antenne au circuit qui la précède. Plus l'antenne est adaptée, plus ce coefficient est faible. Ainsi, avec un coefficient de réflexion à -10 dB, 90% de la puissance

est transmise à l'antenne. Le coefficient de réflexion se mesure à l'analyseur de réseaux en fonction de la fréquence [II.1].

II.5 Le Rapport d'ondes stationnaires

Le Rapport d'Ondes Stationnaires ou ROS tout comme le coefficient de réflexion traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre deux éléments. Lorsque l'adaptation n'est pas parfaite, la partie de l'onde réfléchie se superpose à l'onde incidente pour ne former qu'une seule onde, appelée onde stationnaire [II.7]. Il se définit comme le rapport des valeurs maximales et minimales de l'amplitude de l'onde stationnaire. Le ROS ou, en anglais, VSWR pour Voltage Standing Wave Ratio peut également s'exprimer à partir du coefficient de réflexion que nous venons de définir à travers l'expression :

$$\text{ROS} = \frac{1+|\tau|}{1-|\tau|} \quad \text{Equation II. 6}$$

Autrefois cette valeur était exprimée en pourcentage, on parlait alors de Taux d'Onde stationnaire mais cette forme de caractérisation est aujourd'hui abandonnée.

II.6 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement fournit des informations sur la répartition dans l'espace de l'énergie rayonnée ou reçue par l'antenne considérée. Ainsi, à partir du diagramme de rayonnement, il est possible de définir plusieurs paramètres du rayonnement d'une antenne dont l'ouverture, le niveau de puissance et la direction des lobes secondaires.

II. 6.1 L'angle d'ouverture

L'angle d'ouverture est défini comme l'angle existant entre les points dont la densité de puissance de rayonnement est égale à la moitié de la puissance de rayonnement maximum. C'est donc une séparation angulaire correspondant à une atténuation de 3dB sur le diagramme de rayonnement. Comme le montre la figure II.2, l'angle d'ouverture est défini dans un plan qu'il convient de préciser.

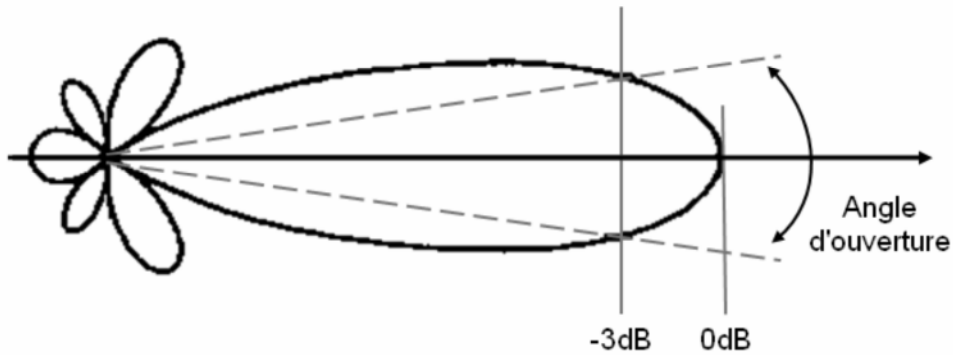


Figure II.2 Illustration de l'angle d'ouverture [II.14]

Cette donnée ne s'applique généralement qu'aux antennes directives présentant un lobe principal de rayonnement. L'angle d'ouverture est une donnée importante pour les antennes très directives utilisées dans des liaisons point à point ou alors dans la mise en œuvre d'antennes sectorielles au niveau des stations de base des réseaux de téléphonie sans fil [II.14].

- ✚ **D'un lobe principal:** C'est le lobe de rayonnement contenant le maximum d'énergie et la direction du maximum de rayonnement [II.14].
- ✚ **Des lobes secondaires:** Tous les autres lobes sont appelés lobes secondaires. Ils représentent le rayonnement de l'antenne dans les directions indésirables. Le niveau d'un lobe secondaire est en général exprimé sous forme de rapport entre la densité de puissance dans le lobe en question et celle du lobe principal. Ce rapport est appelé le niveau des lobes secondaires et il est exprimé en dB [II.14].
- ✚ **D'un lobe arrière (rayonnement arrière):** C'est le lobe secondaire présent dans la direction opposée (à 180°) du lobe principal. Le rapport avant/arrière est le rapport en dB de la puissance rayonnée dans la direction du maximum de rayonnement par rapport à celle rayonnée dans la direction opposée. Dans la plupart des systèmes antennaires, les lobes secondaires sont indésirables. Une bonne conception d'antenne doit permettre de minimiser les niveaux de lobes secondaires [II.1-II.14].

II.6.2 Formes particulières

La directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) donnée est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes. Avec cette définition, une antenne fortement directive admet une faible ouverture de rayonnement, et une antenne faiblement directive admet une large

ouverture de rayonnement. Les figure II.3 a,b,c présentent trois types de diagramme de rayonnement représentant la répartition de l'énergie rayonnée dans l'espace des antennes directives, des antennes sectorielles et des antennes omnidirectionnelle respectivement.

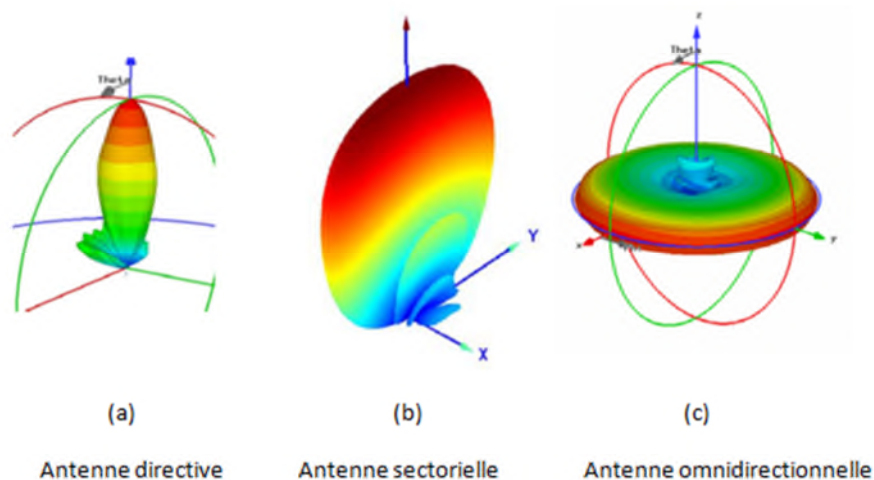


Figure II.3 Répartitions possibles de l'énergie rayonnée dans l'espace par les antennes [II.2]

II.6.2.1 Antennes directives

Les antennes directives (figure III.3a) sont utilisées pour couvrir des zones très étroites ou pour relier deux faisceaux hertziens entre eux. Leur diagramme de rayonnement concentre l'énergie dans une direction, ce qui induit un gain élevé [II.2-II.5], la figure II.3 (a) représente le diagramme de rayonnement en 3D d'une antenne directive.

II. 6.2.2 Antennes sectorielles

Comme leur nom l'indique, les antennes sectorielles (figure III.3b) permettent de couvrir une zone donnée et plus précisément un secteur d'angle 45° , 60° , 90° ou encore 120° dans le plan horizontal. Le gain est lié à l'ouverture. L'usage de plusieurs antennes sectorielles (par exemple 6 de 60° , ou 3 de 120°) permet de reconstituer une couverture omnidirectionnelle [II.2-II.6].

II. 6.2.3 Les antennes omnidirectionnelles

Les antennes omnidirectionnelles (figure III.3c) illuminent tout l'azimut. Même si le gain est plus faible qu'avec des antennes sectorielles, l'intérêt est cette fois l'utilisation d'un seul aérien [II.2-II.6].

II.7 Polarisation

La polarisation d'une onde électromagnétique est définie comme la direction du champ électrique. En se plaçant dans un repère sphérique ayant pour origine la source de l'onde avec l'axe r orienté le long de la direction de propagation, on peut décrire la direction du champ E par la relation suivante [II.8] :

$$\vec{E} = E_{\theta} * \vec{u}_{\theta} + E_{\varphi} * \vec{u}_{\varphi} \quad \text{Equation II.8}$$

avec $\begin{cases} E_{\theta} = A * \sin(\omega t + \phi_{\theta}) \\ E_{\varphi} = B * \sin(\omega t + \phi_{\varphi}) \end{cases}$

Si les deux composantes du champ électrique vibrent en phase ou en opposition de phase :

$$(\phi_{\theta} = \phi_{\varphi} \pm \pi).$$

Les champs E et H conservent une direction constante dans le temps. La polarisation est dite rectiligne. L'onde électromagnétique présentée à la figure II.4 est rectiligne. Sinon, la polarisation est elliptique et la direction du champ E varie dans le temps. L'extrémité du vecteur représentant le champ électrique décrit une ellipse. Dans le cas particulier où les 2 composantes sont en quadrature : ($\phi_{\theta} = \phi_{\varphi} \pm \pi / 2$), la polarisation est alors circulaire [II.9].

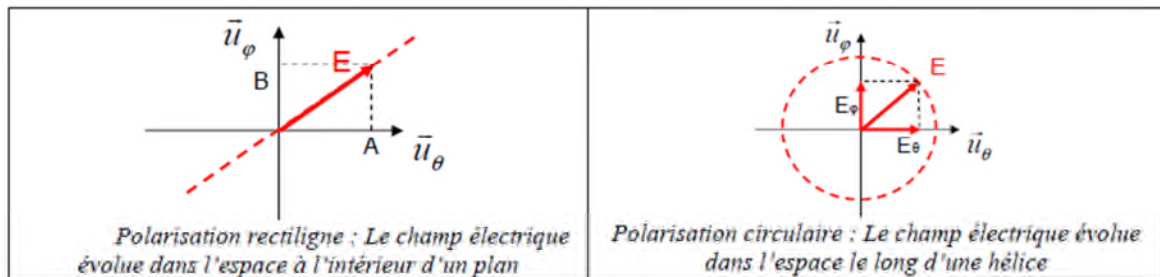


Figure II. 4 Polarisation rectiligne et circulaire [II.9]

Dans la polarisation circulaire, le vecteur champ électrique semble tourner avec le mouvement circulaire autour de la direction de la propagation, faisant un plein tour pour chaque cycle RF. Cette rotation peut être réalisée à droite ou à gauche. Le choix de la polarisation est l'un des choix de conception disponibles pour le concepteur du système RF.

La polarisation de l'onde dépend des caractéristiques de l'antenne émettrice. Ainsi, les antennes filaires présentent une polarisation rectiligne [II.9]. Cependant, la polarisation d'une

onde peut être modifiée par le milieu de propagation et les objets environnants. Par exemple, le passage d'une onde à travers un milieu chargé (comme le passage d'une onde à travers l'ionosphère terrestre) conduit à une rotation du plan de polarisation par effet Faraday et donc à l'introduction de déphasage de propagation.

POLARISATION HORIZONTALE	POLARISATION VERTICALE	POLARISATION CIRCULAIRE
-peu de bruit électrique -meilleure sensibilité aux signaux faibles . -Angle de rayonnement généralement plus élevé par rapport au sol favorisant ainsi de bons contacts locaux . -Grands espaces requis pour le déploiement .	-Bruit électrique plus présent dans les bandes HF -optimisation de l'espace occupé par l'antenne . -Nécessite généralement un bon plan de masse (Ground plane). -Angle de rayonnement plus bas	-Génère deux polarisations en phase pour éviter les pertes en traversant l'ionosphère et pour compenser la rotation des satellites . -Rarement utilisée pour les contacts au sol .

Tableau II.1 Caractéristiques de chacun des types de polarisations [II.9]

II.9 Déséquilibre de polarisation

Afin de transférer la puissance maximum entre une antenne de transmission et une antenne de réception, les deux antennes doivent avoir la même orientation spatiale, le même sens de polarisation et le même rapport axial. Lorsque les antennes ne sont pas alignées ou n'ont pas la même polarisation, il y aura une réduction de transfert de puissance entre elles. Cette réduction de transfert de puissance réduira l'efficacité globale du système [II.15].

Lorsque les antennes de transmission et de réception sont toutes deux linéairement polarisées, une déviation de l'alignement physique de l'antenne entraînera une perte par déséquilibre de polarisation, ce qui peut être calculé en utilisant la formule suivante:

$$\text{Perte (dB)} = 20 \log (\cos \theta)$$

Equation II.9

Où θ est la différence dans l'angle d'alignement entre les deux antennes.

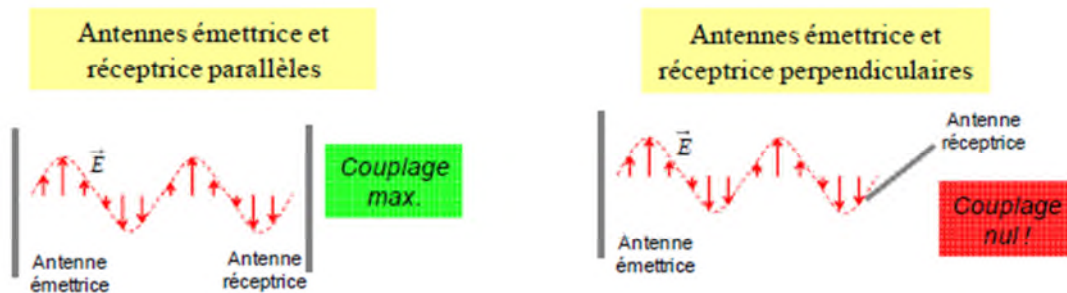


Figure II.5 Pertes de polarisation [II.16]

Pour 15° la perte est approximativement de 0,3dB, pour 30° nous perdons 1,25dB, pour 45° nous perdons 3dB et pour 90° nous avons une perte infinie. En résumé, plus le déséquilibre dans la polarisation entre une antenne de transmission et de réception est grand, plus la perte apparente est grande [II.16]. En pratique, un déséquilibre de 90° dans la polarisation est un déséquilibre important mais non infini. Certaines antennes, telles que les yagis peuvent simplement être tournées de 90° pour assortir la polarisation à l'autre extrémité du lien [II.16].

II. 10 Efficacité

L'efficacité est le rapport de la puissance rayonnée par l'antenne sur la puissance fournie en entrée de l'antenne. On distingue l'efficacité rayonnée de l'efficacité totale. Alors que l'efficacité totale prend en compte les pertes de désadaptation, l'efficacité rayonnée dépend uniquement de la structure géométrique de l'antenne [II.17]. Elle est fixée par les dimensions, la forme, ou encore l'épaisseur et la largeur des métallisations, mais aussi les pertes dans le substrat diélectrique. Elle représente bien un paramètre intrinsèque à l'antenne. C'est cette valeur qui est utilisée généralement afin de comparer les propriétés en efficacité des antennes de manière équitable, sans tenir compte des problèmes d'adaptation [II.18].

Les logiciels de simulation électromagnétique donnent les valeurs d'efficacité, aussi bien totale que rayonnée. La mesure sur prototype est plus délicate. Elle nécessite une mesure complète du rayonnement en trois dimensions, puis un traitement numérique lourd d'intégration des résultats pour déduire l'efficacité. Les relevés de coefficient de réflexion sont ensuite comparés aux relevés en champ libre pour déduire l'efficacité de rayonnement.

Une efficacité rayonnée de 50% est une valeur typiquement acceptable pour des antennes miniatures [II.19].

III. LES DIFFERENTS TYPES D'ANTENNES

L'objectif de cette partie est de présenter les structures de base que l'on retrouve généralement dans les objets communicants. Ainsi nous présenterons les antennes filaires dont l'antenne dipôle qui sert très souvent de référence, nous aborderons également les antennes patchs et PIFA (Planar Inverted F Antenna) [II.20].

Il ne serait pas raisonnable de présenter toutes les différentes structures d'antennes existantes car la "panoplie" d'antenne est trop vaste et elle ne cesse d'augmenter. Cette partie ne constitue donc pas une énumération exhaustive de tous les types d'antennes.

III.1 Les antennes filaires

Les antennes filaires sont les plus anciennes et ce sont des antennes élémentaires qui servent de référence. Les concepts théoriques de ces antennes sont régis par la théorie du doublet d'Hertz qui est constitué de deux conducteurs alimentés par une source radiofréquence en différentiel. La dimension de ces conducteurs est très petite devant la longueur d'onde ($< \lambda/10$). La distribution du courant le long du fil est déterminée par la dimension de la structure par rapport à la longueur d'onde du signal à émettre ou à recevoir. C'est à partir de cette théorie qu'ont été élaborées les théories du dipôle demi-onde et du monopole quart d'onde [II.26]. Le dipôle demi-onde ou $\lambda/2$ est un cas particulier du doublet d'Hertz dont la longueur est sensiblement égale à la moitié de la longueur d'onde du signal à recevoir ou à émettre. En effet, si l'on considère la distribution de courant le long d'un dipôle de longueur d en fonction du rapport d/λ , on constate que l'intensité maximale du courant se retrouve sur les points de l'excitation différentielle comme le montre la figure II.6.

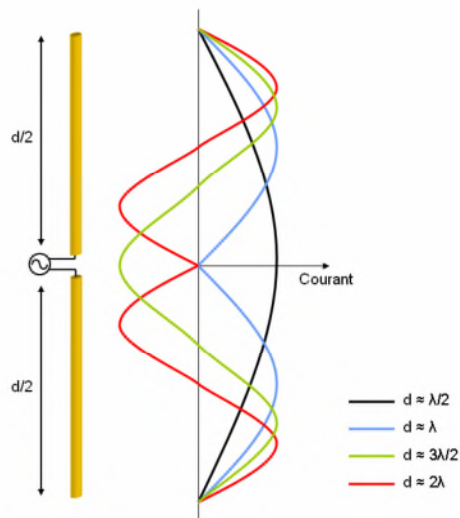


Figure II.6 Distribution du courant le long d'un dipôle en fonction du rapport d/λ [II.9]

Le dipôle $\lambda/2$ est très simplement réalisable à partir de conducteur rigide et ses propriétés théoriques sont très bien définies ce qui fait que cette antenne peut servir de référence. De plus, elle a l'avantage de présenter un diagramme de rayonnement omnidirectionnel de forme torique et une polarisation linéaire parallèle à la direction des conducteurs. La Figure II.7 représente l'antenne dipôle et son diagramme de rayonnement [II.9].

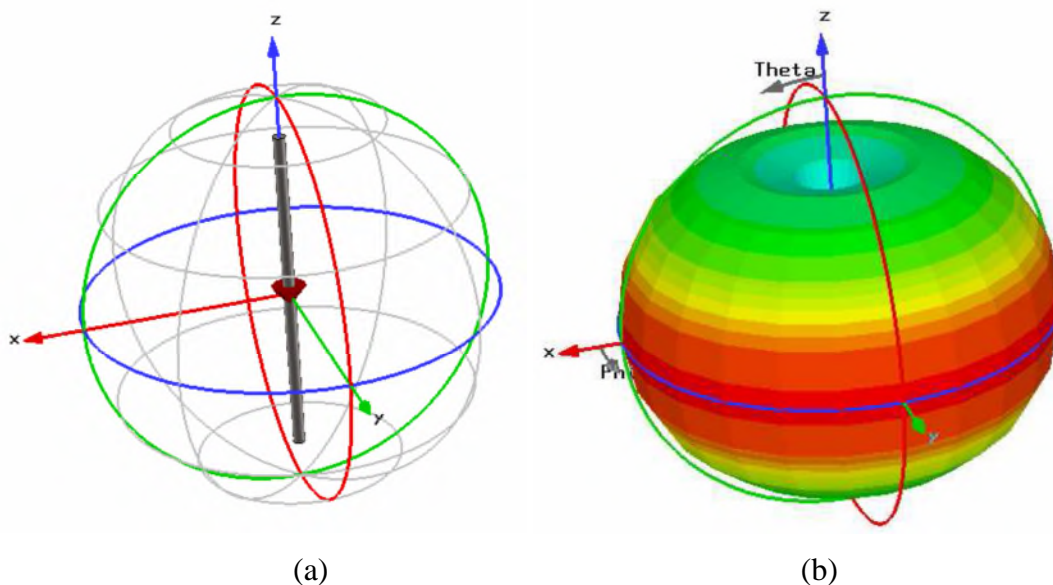


Figure II.7 (a) Dipôle dans son repère

(b) Diagramme de rayonnement du dipôle en 3D [II.20]

L'antenne dipôle est très rarement mise en œuvre dans les objets communicants, ce type d'antenne est généralement soit utilisé pour des longueurs d'onde décimétriques par les radioamateurs soit dans des structures d'antennes plus complexes comme les antennes Yagi-

Uda . Ce n'est pas le cas de l'antenne monopole quart d'onde que l'on retrouve fréquemment dans des objets communicants. Cette antenne filaire est alimentée en mode commun contrairement au dipôle, elle est donc référencée par rapport à un plan de masse. Ce plan de masse introduit un effet d'image qui fait que la longueur du monopole est perçue double et revient donc à un dipôle de longueur $\lambda/2$ [II.9-II.20]. Ainsi pour une longueur de $\lambda/4$, le gain obtenu est comparable à celui d'un dipôle. Les gains sont théoriquement égaux entre ces deux antennes dans le cas où le plan de masse est infini. Lorsque le plan de masse n'est pas infini, ce qui est le cas dans la pratique, la diagramme de rayonnement est modifié mais reste Omnidirectionnel. La figure II.8 représente un monopole sur un plan de masse et l'image du monopole obtenue grâce au plan de masse [II.20].

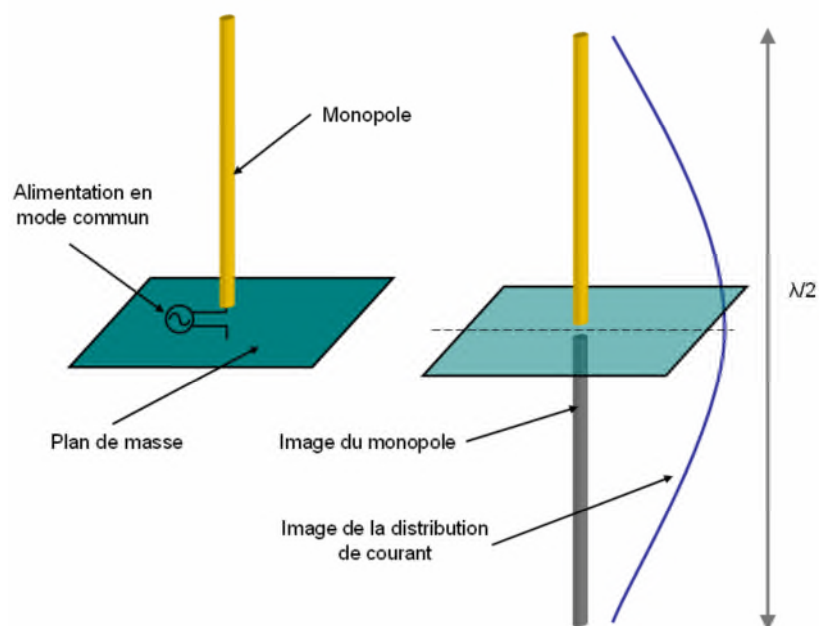


Figure II.8 Monopole quart d'onde et représentation de son image [II.20]

Le monopole était utilisé comme antenne dans les premières générations de téléphone mobile mais il a été remplacé par d'autres structures plus compactes et multi-bandes. Aujourd'hui ce type d'antenne reste employé notamment au niveau des routeurs ou des cartes réseau Wifi où la contrainte d'encombrement est moins forte et où un rayonnement omnidirectionnel est souhaitable. Dans le cas de l'utilisation de monopole dans des objets communicants, le circuit imprimé de l'objet constitue généralement le plan de l'antenne ; ceci permet d'obtenir des systèmes d'antenne efficaces [II.20].

III.2 Les antennes microbandes

III.2.1 Description

Les antennes microbandes, construites par la technique des circuits imprimés, ont en général des bandes de fréquence étroites dans leur structure de base [II.21]. L'antenne microbande, est représentée dans la figure II.9, est constituée d'un mince conducteur métallique (habituellement de 17,5 à 35 μm d'épaisseur en centimétrique et 9 μm en millimétrique) de forme arbitraire, appelé élément rayonnant, déposé sur un substrat épais utilisé pour augmenter la puissance rayonnée par l'antenne et réduire les pertes par l'effet joule et améliorer la bande passante de l'antenne. La face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse [II.20]. Plusieurs formes de patch, diverses techniques d'alimentations, diverses configurations de substrat et des géométries de réseau d'antenne ont été développées par les chercheurs dans le monde entier. La variété dans la conception des antennes microbandes excède probablement celle de n'importe quel autre type d'antenne.

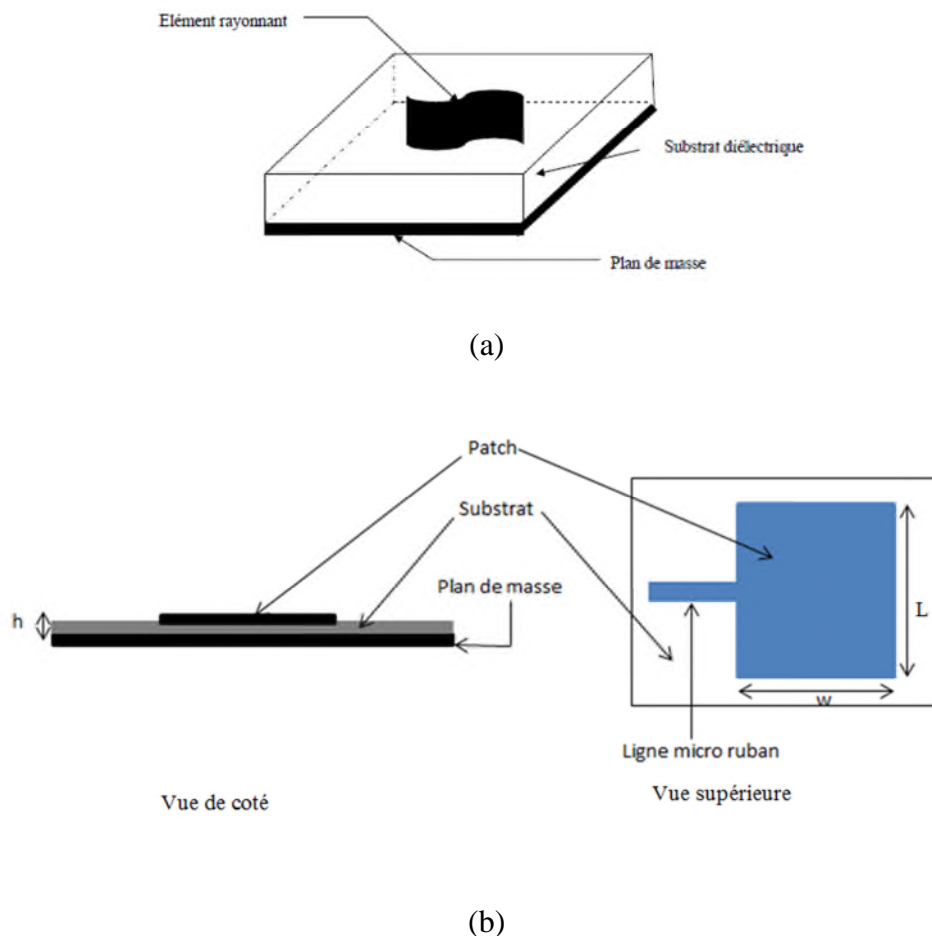


Figure II. 9 (a) Présentation d'une antenne micro bande [II.20]

(b) deux vue d'antenne patch (vue de côté, vue supérieure)

III.2.2 Élément rayonnant

En pratique, les formes des éléments rayonnants les plus utilisés sont montrés sur la Figure II. 10, leurs dimensions sont faibles de l'ordre de $\lambda / 2$ à λ .

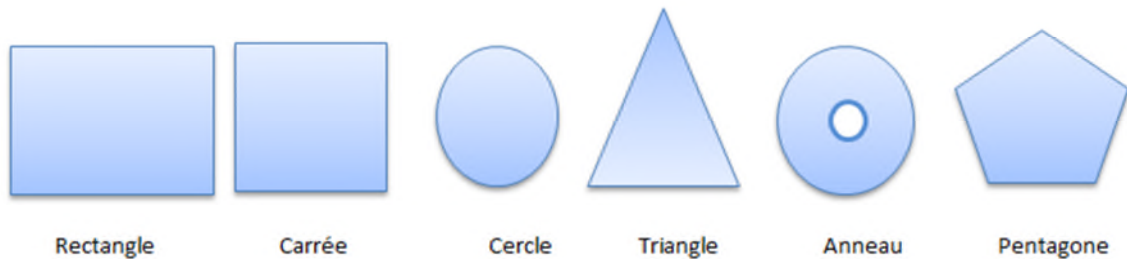


Figure II. 10 Diverses formes d'éléments rayonnants

Parmi toutes les formes des éléments rayonnants, le rectangle est le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnement des antennes micro bandes [II.8].

III.2.3 Le substrat

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

III.2.4 Alimentation des antennes

L'excitation est un point important dans l'étude des antennes imprimées. En effet, l'énergie est fournie à l'élément rayonnant d'une manière où on peut influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances. L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif [II.21].

Les méthodes d'alimentation des antennes plaques peuvent être classées en deux catégories :

- ✚ Les alimentations par contact (par sonde ou ligne micro ruban).

Les alimentations par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou fente).

III.2.4.1 Alimentation coaxiale

L'alimentation coaxiale est une technique très utilisée pour alimenter les antennes micro rubans figure II.11. Dans ce cas le conducteur intérieur du connecteur coaxial traverse le diélectrique et est soudé au patch, alors que le conducteur externe est relié au plan de masse [II.22].

L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'elle peut être appliquée à n'importe quel endroit choisi à l'intérieur du patch. Cependant, cette méthode présente des inconvénients au niveau du diagramme de rayonnement. En effet, la connexion génère un pic de courant localisé au niveau de l'élément rayonnant qui peut induire une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement. De plus, des pertes apparaissent avec le perçage du plan de masse, du diélectrique ainsi que de l'élément plaqué :

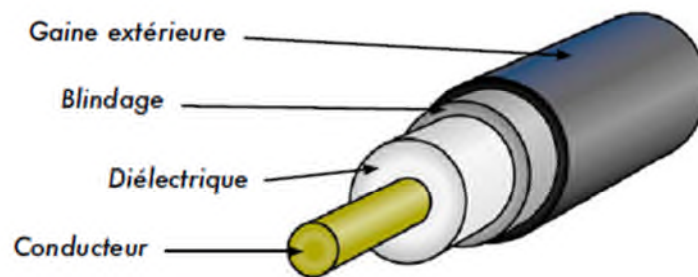


Figure II.11 Câble coaxial avec gaine extérieure, bouclier, matériel diélectrique et conducteur. [II.20]



Figure II.12 Antenne micro ruban alimenté par sonde coaxiale [II.20]

III.2.4.2 Alimentation directe par une ligne micro ruban

Dans ce type d'alimentation, une bande de conduction est reliée directement au bord du patch de micro ruban. La bande de conduction est plus petite dans la largeur par rapport au

patch L'avantage de ce type d'alimentation est qu'elle peut être gravée sur la même face de l'antenne, elle est facile à fabriquer, et simple à adapter à la résonance. C'est l'une des techniques les plus utilisées dans les antennes imprimées, elle a l'inconvénient de générer un rayonnement parasite [II.30].

L'alimentation peut se faire par connexion directe avec une ligne microbande dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément [figure.II.13/a], ou décalé par rapport à cet axe de symétrie [figure.II.16/b], ou axiale avec une encoche, celle-ci donne de bons résultats [figure.II.13/c].

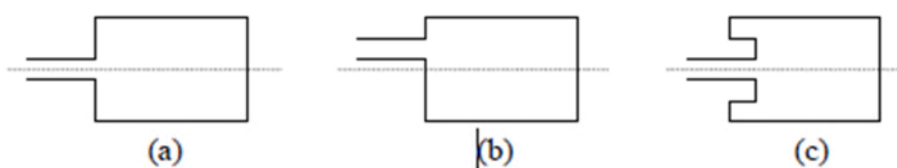


Figure II.13 Le patch alimenté par ligne micro ruban

(a) axiale, (b) décalée, (c) axiale avec encoche .

Dans une excitation par ligne microbande, la connexion entre la source d'alimentation et l'antenne est en principe réalisée par une ligne coaxiale dont la sonde est fixée sur la ligne microbande à une distance de quelques longueurs d'onde du bord du contact antenne ligne microbande .Quant au problème d'adaptation, il est résolu par un choix convenable de la longueur du tronçon de ligne micro ruban servant à l'excitation [II.31].

III.2.4.3 L'alimentation de proximité

L'alimentation de proximité, montrée dans la [figure II .14], emploie un substrat de deux couches avec une ligne micro ruban sur le substrat inférieur se terminant par un stub ouvert au-dessous du patch, l'alimentation dans ce cas est dite alimentation par couplage électromagnétique .Le patch couplé par proximité a au moins deux degrés de liberté : la longueur du stub d'alimentation et le rapport entre la largeur du patch et celle de la ligne.

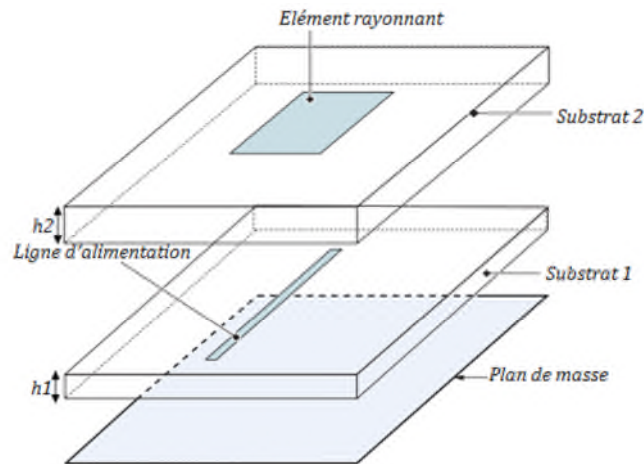


Figure II.14 Alimentation du patch par une ligne microbande en sandwich, couplage Électromagnétique assure l'alimentation du patch.

La nature capacitive de cette méthode de couplage est représentée par un condensateur en série avec le résonateur parallèle qui représente le patch. Le circuit équivalent, montré dans la figure II.15 [II.31]. Des largeurs de bande de 13% ont été réalisées de cette manière :

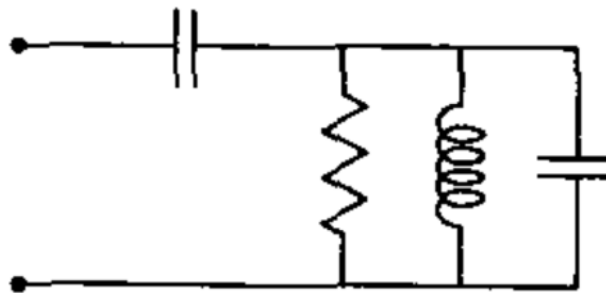


Figure II.15 le circuit équivalent d'une antenne micro ruban alimentée par proximité

III.2.4.4 Alimentation couplée par ouverture

Dans ce type d'alimentation, l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation sont séparés par le plan de masse comme indiqué sur la figure II.16, le couplage entre le patch et la ligne d'alimentation est fait par une ouverture dans le plan de masse. Généralement, les matériaux à permittivité élevée sont employés pour le substrat inférieur par contre les matériaux à faible constante diélectrique sont utilisés pour le substrat supérieur dans le but d'optimiser le rayonnement du patch. Ce type d'alimentation est difficile à concevoir à cause des couches multiples, qui augmentent l'épaisseur d'antenne. Cependant elle offre l'élargissement de la bande passante [II.31].

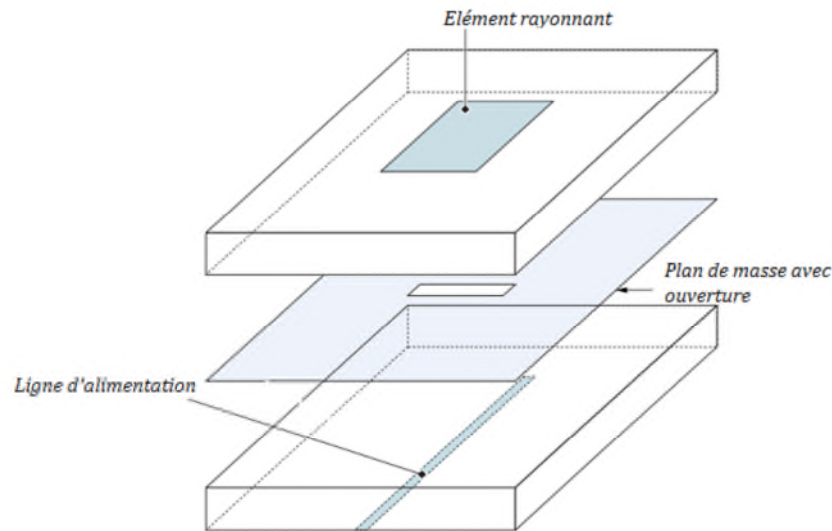


Figure II.16 Alimentation couplée par ouverture

III.2.5 Nouvelles techniques pour l'amélioration de la bande passante

Dans beaucoup de cas, la largeur de bande étroite (2% à 5%) de l'antenne micro ruban traditionnelle est son sérieux inconvénient, empêchant son utilisation dans beaucoup d'applications micro-ondes pratiques. Ainsi de grands efforts sont allés vers le développement et la création de techniques pour améliorer cette largeur de bande.

La plupart des méthodes directes utilisées pour augmenter la largeur de bande de l'élément micro ruban doivent utiliser un substrat épais avec un constant diélectrique faible. Mais comme discuté ci-dessus, ceci mène inévitablement à la génération des ondes de surface...etc [II.21].

Il est possible de concevoir un réseau pour augmenter la largeur de bande. Ainsi des largeurs de bande de 9%-12%, et de 15%, ont été obtenues de cette manière pour les éléments alimentés par sonde et par une ligne micro ruban, une largeur de bande de 13% a été réalisée pour un élément couplé par proximité. Une des meilleures manières, également, d'augmenter la largeur de bande est d'utiliser deux patchs empilés : le patch supérieur est couplé par proximité au patch inférieur, qui peut être alimenté par n'importe laquelle des méthodes discutées plus haut, des largeurs de bande de 10%-20% ont été réalisées avec des patchs empilés alimentés via une sonde, et des largeurs de bande de 18%-23% ont été réalisées avec des patchs empilés couplés par ouverture[II.22].

La dernière méthode qu'on va citer permettant d'obtenir des largeurs de bandes au-dessus de 20% consiste au rallonge de la fente de couplage d'un patch micro ruban couplé par ouverture simple. Chacune de ces méthodes, qui font partie des plusieurs techniques

développées pour augmenter la largeur de bande de l'antenne microbande, a ses propres avantages et inconvénients, donc le choix de l'une ou de l'autre dépend essentiellement de l'application désirée. L'autre alternative développée pour dépasser cette limitation est de mettre en réseau plusieurs antennes employant des éléments couplés par proximité, qui ont l'avantage d'augmenter la bande passante et de réduire relativement les rayonnements indésirables [II.23].

III.2.6 Avantages et inconvénients des antennes micro ruban

Actuellement, les antennes micro rubans sont largement utilisées, leurs applications couvrent un large domaine de fréquence 100 MHz à 100 GHz. Leur configuration et dimensions favorisent leurs intégrations sur de nombreux mobiles (avion, voiture, missile,).

Parmi les avantages de ces d'antennes, on peut citer :

- Profil plat
- Faible poids.
- Volume réduit.
- La conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des antennes.
- Simplicité de leurs structures.
- Faible coût de fabrication donc la production en grandes quantités devient facile.

Plusieurs éléments radiants peuvent être placés sur la même plaque avec le réseau d'alimentation ou avec d'autres circuits imprimés (déphaseurs, commutateurs, etc.)[II.25]. Cependant, elles présentent les inconvénients suivants :

- ✚ Faible bande passante (1 à 5 %), le facteur de qualité Q , va d'environ 50 jusqu'à 75.
- ✚ Faible puissance.
- ✚ Impureté de la polarisation.
- ✚ Faible gain.

Donc, la conception des antennes doit répondre à des compromis en termes de performances et de complexité de réalisation [II.24-II.25].

III.3 Les antennes PIFA - Planar Inverted F Antennas

Les antennes PIFA pour Planar Inverted F Antenna sont très certainement les antennes les plus utilisées dans la téléphonie mobile, aujourd'hui. En effet comme nous l'avons expliqué précédemment les antennes de type monopole initialement à l'extérieur des

premières générations de téléphones mobiles ont été intégrées au corps du téléphone pour des questions. Elles ont généralement été remplacées par des antennes de type PIFA qui offrent un degré d'intégration supérieur mais également d'autres avantages que nous allons voir [II.20].

Les antennes PIFA sont constituées d'un plateau métallique rayonnant parallèle au plan de masse. Un des bords du plateau est relié à la masse par un plan de court-circuit qui constitue la particularité de cette antenne. Le plan de court-circuit peut être plus ou moins large en fonction des propriétés recherchées [II.20-II.9]. Le plateau rayonnant est excité par une alimentation verticale en un point adapté. Le diélectrique entre le plan de masse et le plateau rayonnant est très souvent de l'air même s'il est possible d'utiliser un autre matériau pour assurer un meilleur maintien mécanique de la structure. Il est à noter que bien souvent l'utilisation d'un autre diélectrique que l'air entraîne des pertes supplémentaires et réduit l'efficacité totale de l'antenne [II.20].

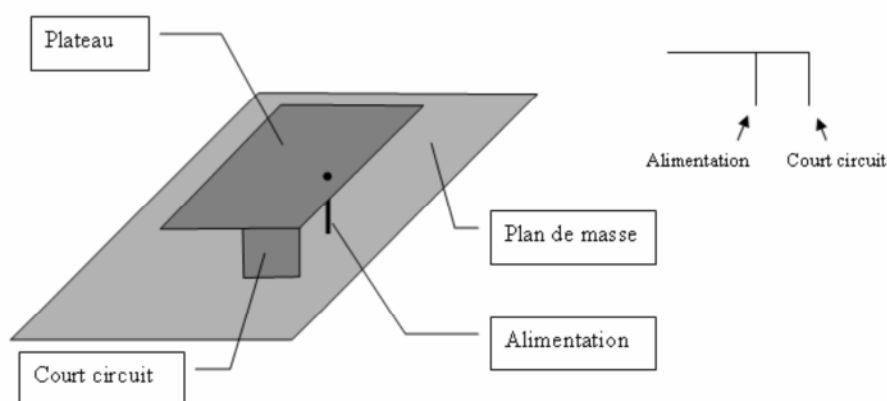


Figure II.17 Structure de l'antenne PIFA[II.27]

Ces antennes en trois dimensions sont compactes et leur coût de fabrication est limité. Elles sont le plus souvent réalisées en métal découpé et plié, en matière plastique métallisée ou sur circuit souple. Afin de réduire, encore les dimensions du plateau rayonnant il est possible de le replier. En insérant des fentes dans ce dernier, il est possible de faire apparaître d'autres fréquences de résonance, ce qui est très intéressant dans le cas de la téléphonie mobile où les bandes de fréquence utilisées changent en fonction du réseau utilisé ou du pays dans lequel on se trouve. Seule la forme de base de cette antenne est régie par des formules empiriques [II.26]. Dès que la structure est complexe, seule l'expérience du concepteur permet d'obtenir l'antenne avec les performances et caractéristiques voulues.

Le rayonnement de ce type d'antenne dépendra beaucoup de la forme du plateau rayonnant mais généralement le rayonnement s'effectue dans toute les directions de l'espace, il est parfois possible de se rapprocher du rayonnement isotrope. Il n'y a donc pas de direction de rayonnement privilégiée ce qui est intéressant car dans le cas d'objet communiquant l'orientation de l'objet peut être quelconque [II.28].

POINTS FORTE	POINT FAIBLE
-profils simples -Miniature(compacte)	-Manque de règle de conception ou dimensionnement pour l'aspect multi-bande . -Faible bandes passantes . -fabrication relativement difficile et couteuse

Tableau II.2 Points forts et faibles des antennes de type PIFA[II.27]

L'antenne PIFA possède une variante planaire appelée IFA pour Inverted F Antenna réalisable sur circuit imprimé. Le principe reste le même que pour la PIFA mais en deux dimensions. Il y a un brin rayonnant alimenté auquel on applique une condition de court-circuit à l'une de ces extrémités comme le montre la figure II.18. Il y a moins de degré de liberté dans le design qu'avec une PIFA mais cette structure est intéressante car elle peut facilement être réalisée sur des circuits imprimés et alimentée par une ligne micro ruban. La contrainte de la réalisation mécanique en trois dimensions est alors supprimée [II.28].

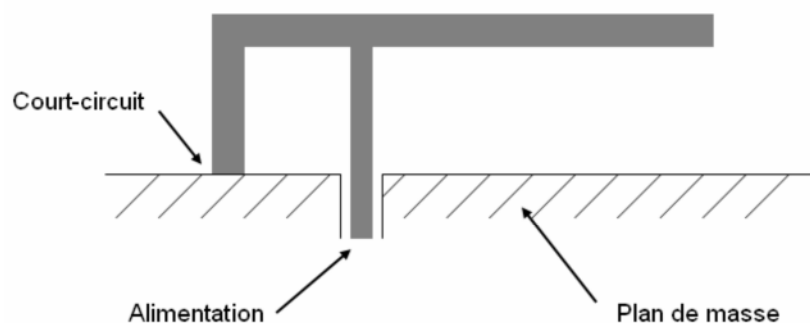


Figure II.18 Structure d'une antenne IFA[II.21]

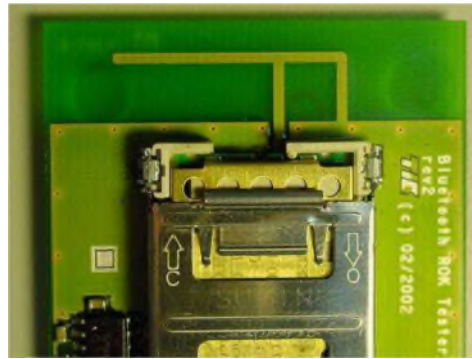


Figure II.19 Exemple de mise en œuvre d'une antenne IFA dans un module Bluetooth

IV. QUELQUES METHODES NUMERIQUES

L'analyse de fonctionnement des antennes constitue un domaine d'étude très complexe. Comme aucune solution analytique n'est possible, des techniques numériques telles que la méthode des éléments finis (Finite Element Method (FEM)), la méthode des différences finies dans le domaine temporel (Finite-Difference Time-Domain(FDTD)), la méthode des moments (Method of Moments (MoM)),..., ont été employées pour calculer la fréquence de résonance, l'impédance d'entrée, le gain. Ces techniques nécessitent néanmoins un temps de calcul élevé et une importante capacité de mémoire.

IV.1 La méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis s'applique aux dispositifs micro-ondes de formes quelconques. Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode [II.21].

Cette méthode permet de calculer, en chaque point des éléments divisant l'espace, les champs électriques, les autres grandeurs comme le champ magnétique et les courants induits sont calculés à partir des champs électriques. L'avantage de la méthode des éléments finis est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, donne au maillage une très grande souplesse. Cette méthode permet de simuler des structures géométriques complexes mais avec des gros moyens informatiques [II.18].

IV.2 La méthode des différences finies

La méthode des différences finies dans le domaine temporel, notée F.D.T.D, est fondée sur le schéma explicite de Yee, présenté en 1966[II.19]. Elle permet de calculer à chaque instant discret de l'espace, les composantes du champ électromagnétique dans chaque cellule élémentaire du volume tridimensionnel [II.2]. On applique la transformée de Fourier à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système.

L'avantage principal de cette méthode est la simplicité de sa formule, le calcul est alors fait dans le domaine temporel sur une large bande de fréquence. Le temps de calcul croît de façon linéaire en fonction des nombres d'inconnues (ce qui n'est pas le cas pour la méthode des éléments finis). Mais son principal inconvénient est lié au fait que le maillage de la structure doit être uniforme et elle est donc peu adaptée au traitement des dispositifs comportant des éléments ayant des ordres de grandeurs très différents [II.2].

VI .3 La méthode des moments

La technique de résolution la plus efficace dans l'analyse des antennes microbandes est l'application de la méthode des moments. Cette méthode opère dans le domaine spectral. La procédure de résolution consiste à trouver le zéro du déterminant de la matrice impédance. La caractéristique de cette méthode est son indépendance de la source d'excitation [II.2]. Malgré les avantages de cette méthode, elle souffre de quelques inconvénients tels que:

- La précision exigée pour déterminer les éléments de la matrice impédance.
- Le temps de calcul qui est important.
- L'existence des solutions parasites [II.28].

VI.6 Comparaison entre les différentes méthodes d'analyse numériques

Méthodes	Maillage	Domaine	Technique de résolution
MoM	Nécessite un maillage simple (rectangulaire ou	Fréquentiel 2.5D	Utilise des fonctions de base et de test pour simplifier les intégrales et

	triangulaire ou mixte)		les transformer en matrices.
FDTD	Nécessite un maillage sous forme des cubes	Temporel 3D	Résout directement les équations de Maxwell en utilisant les différences finies
FEM	Nécessite un maillage sous forme de petits éléments finis	Fréquentiel 2D ou 3D	Résout les équations à dérivées en utilisant des différentes méthodes s'appuyant sur la résolution par élément puis assemblage des résultats

Tableau II.3 Principaux critères de choix des méthodes d'analyse numériques [II.2]

V. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous nous sommes attachés à définir ce qu'était une antenne ainsi que sa place dans un système de communication radio fréquence. Nous avons également présenté les principaux caractéristiques circuits des antennes ainsi que leurs caractéristiques de rayonnement. Par la suite, les notions et le vocabulaire introduits serviront à l'étude des antennes que nous avons conçues et à la quantification de leurs performances.

Ce chapitre a également permis de présenter les types d'antennes couramment utilisées dans les objets communicants et que nous avons mises à profit pour concevoir des systèmes présentant de la diversité d'antennes . Pour conclure le chapitre il était inévitable de présenter les différentes des méthodes numériques d'analyses utilisées dans la conception des antennes.

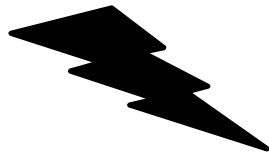
VI. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [II.1] Mickaël Jean Georges « Conception d'antennes miniatures intégrées pour solutions RF SiP ». Thèse de doctorat, Université de Nice - Sophia Antipolis, 2010.
- [II.2] Hedi Ragad, « Etude et conception de nouvelles topologies d'antennes à résonateur diélectrique dans les bandes UHF et SHF. ». Thèse de doctorat, Université de Nantes – France, 2013.
- [II.3] Sarah Sufyar. « Contribution à l'étude d'Antennes Miniatures Reconfigurables en Fréquence par Association d'éléments actifs. ». Thèse de doctorat, Université de Grenoble ,2011.
- [II.4] Chouti leila , « Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage. ». Thèse de magister , Université Mentouri-Constantine,2009.
- [II.5] Amine Mohammed Mellah, « Modélisation statistique d'antennes dans leurs environnements. ». Thèse de doctorat, Université Paris Sud 11, 2010.
- [II.6] Marie-Emilie Voge, « Optimisation des réseaux de t'télécommunications : Réseaux multi niveaux, Tolérance aux pannes et Surveillance du trafic ».Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, 2006.
- [II.7] Michael Grelier, « Miniaturisation des antennes large bande à l'aide de matériaux Artificiels. ».Thèse de doctorat, Télécom ParisTech ,2011.
- [II.8] Grégory Beddeleem. « Antennes multistandards combinées à polarisations Multiples pour les applications spatiales ». Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis , 2008.
- [II.9] Michaël Diblanc, « développement du concept de l'antenne à résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire ».Thèse de doctorat , Université de Limoges ,2006

- [II.10] Beatriz Amante Garcia . «Conception d'un radar d'aide à la conduite automobile utilisant un système discriminatoire de fréquence type six-port». Thèse de doctorat, Université Telecom Paris Tech ,2004.
- [II.11] Arnaud Dion, « Récepteur de navigation reconfigurable pour applications spatiales ». Thèse de doctorat, Université de Toulouse,2014.
- [II.12] Bruce R Elbert , “livre : The Satellite Communication Applications Handbook”, Norwood : Artech House, 2006.
- [II.13] Ahmed Selloum , «localisation multi-capteurs d’un véhicule routier sous contraintes cartographiques.».Thèse de doctorat, Université de Nantes,2010.
- [II.14] Marie-Emilie Voge, « Optimisation des réseaux de télécommunications : Réseaux multi niveaux, Tolérance aux pannes et Surveillance du trafic ». Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, 2006.
- [II.15] Sami Hebib. « nouvelle topologie d'antennes multi-Bandes pour applications Spatiales ». Thèse de doctorat ,Université Toulouse III - Paul Sabatier,2008.
- [II.16] Ludovic Collin. « Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale. »,Thèse de doctorat , Université de Bretagne Occidentale,2002.
- [II.17] M.Julien Fasson. « étude d’une architecture IP intégrant Un lien satellite géostationnaire ». Thèse de doctorat ,Université de Toulouse ,2004.
- [II.18] Mbaye Dieng.« Réseaux et systèmes de télécommunications dans une région périphérique du Sénégal: Ziguinchor en Casamance ».Thèse de doctorat, Université Michel de Montaigne Bordeaux III,2009.
- [II.19] Adrien Godard. « conception et réalisation d’un radar ultra large bande impulsif agile (300MHZ-3MHZ) ».Thèse de doctorat , Université de Limoges ,2009.

- [II.20] Khalil Ibrahimy « Gestion des ressources des réseaux mobiles de nouvelle génération par rapport à la mobilité des utilisateurs ».Thèse de doctorat, Université Mohammed V-Agdal Rabat – Maroc,2009.
- [II.21] Ali Mehrdadian, and Keyvan Forooraghi ,“design of a uwb combined antenna and an array of miniaturized elements with and without lens”, Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 39, 37-48, 2013.
- [II.22] Emmanuel Dreina, « Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multicapteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G ». Thèse de doctorat , Institut National Polytechnique de Grenoble.2010.
- [II.23] Elisa Pointereau, « Etude d'antennes à bande interdite électromagnétique omnidirectionnelles en azimut ». Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2007.
- [II.24] David bidou,” contribution à l'étude d'antennes fort gain applications dans le domaine millimétrique ». Thèse de Doctorat, Université de Limoges ,2003.
- [II.25] Nicolas Fortino,” Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra Large Bande impulsions». Thèse de doctorat ,Université de Nice- Sophia Antipolis, 2006.
- [II.26] Odile Picon et coll, « Les antennes Théorie, conception et application », Dunod, Paris, 2009, ISBN 978-2-10-054245-1.
- [II.27] Fabien Ferrero, « Reconfiguration dynamique d'antennes imprimées en directivité et polarisation ». Thèse de Doctorat ,Université de Nice-Sophia Antipolis, 2007.
- [II.28] Cédric Requin, « Antennes quasi-auto-complémentaires pour terminaux mobiles multistandards » . Thèse de doctorat, Université de Nice Sophia Antipolis, 2013.

- [II.29] Amel Harrabi, « Conception et réalisation d'une antenne plate pour la réception satellite». Thèse de doctorat, Université de Nantes ,2015.
- [II.30] Abbak, M , Karakus, C. ; Akduman, I. “A novel broadband and high gain antenna for GSM, UMTS, and LTE Wi-MAX applications “IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010.
- [II.31] J. George, C. Aanandan, P. Mohanan, and K. Nair,'Analysis of a new compact microstrip antenna', Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 46, no. 11, pp. 1712–1717, Nov 1998.



CHAPITRE III

LES TECHNIQUES APPLIQUEES DANS LA CONCEPTION DES ANTENNES

I. INTRODUCTION

Une antenne en fonctionnement n'est jamais isolée, elle est soumise à son environnement. Cet environnement peut être composé d'autres antennes, mais plus simplement d'objet réfléchissant ou diffractant. C'est le rayonnement produit par une antenne alimentée qui va générer des densités de courant ou de charge à proximité de cette antenne dans les zones où ces densités sont susceptibles d'exister. Ces nouvelles densités de courant et de charge vont modifier les caractéristiques de rayonnement de l'antenne isolée et plus ces éléments sont proches de l'élément alimenté, plus les effets de couplage sont importants.

Les antennes électriquement petites, c'est-à-dire de petites tailles comparées aux longueurs d'ondes de fonctionnement, font depuis de nombreuses années l'objet de nombreux travaux de développement. De multiples techniques de miniaturisation d'antennes existent, chacune soumise à des limitations physiques bien identifiées. En effet, la miniaturisation des antennes n'est pas sans poser de problèmes sur leurs performances. La diminution de la taille des antennes s'accompagne généralement d'une dégradation de son efficacité et de sa bande passante. Par conséquent, les structures miniatures généralement conçues résultent d'un compromis entre bande passante, efficacité et taille électrique.

Nous allons définir en premier lieu les techniques de miniaturisation qui existent dans la littérature, et d'autres techniques utilisées dans la conception d'antenne, et on conclue avec quelque conception d'antenne à une seule polarisation

II. QUELQUES TECHNIQUES APPLIQUEES DANS LA CONCEPTION D'ANTENNES Multi bandes

Les techniques utilisées dans la conception des antennes à plusieurs fréquences sont très variées et basées sur plusieurs concepts. Dans la suite, nous allons décrire les techniques les plus employées pour l'obtention d'une antenne miniaturisée et multi bande à polarisation multiples.

II.1 Technique de miniaturisation

La miniaturisation des antennes est quelque chose d'important pour le développement des objets communicants. Il existe plusieurs techniques permettant d'obtenir une réduction de

taille plus ou moins significative. Nous allons ici présenter les techniques de miniaturisation les plus courantes.

II.1.1. Insertion de fentes et/ou création de méandres

Une première technique de réduire la taille des antennes consiste à modifier sa forme. Sur les antennes planaires comme les patches. On peut obtenir ceci en introduisant des fentes ou des méandres latéraux sur le contour de l'antenne. Le courant va être forcé de les contourner. Cela va avoir pour conséquence de rallonger la longueur électrique, donc d'abaisser la fréquence de résonance de la structure. La mise en œuvre de cette technique peut réduire la taille d'une antenne patch de 50% mais la largeur de bande est diminuée ainsi que l'efficacité de rayonnement de l'antenne. La Figure III.1 montre des exemples de cette technique de miniaturisation [III.1].

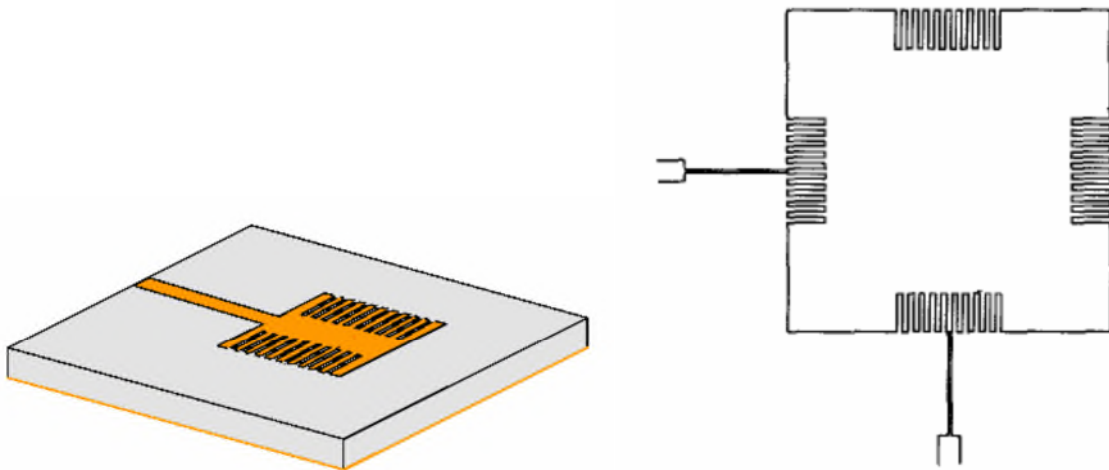


Figure III.1 Exemples de miniaturisation par introduction de fente [III.1]

II.1.2 Repliement

Pour les antennes filaires comme les dipôles ou monopoles, imprimés ou non, le repliement est également une modification de la forme originale de l'antenne qui permet de réduire son encombrement. La figure III.2 présente un exemple de monopole replié. Le repliement peut également être appliqué sur des structures planaires comme des PIFA ou non seulement le repliement du plan rayonnement réduit le volume de la structure mais crée en plus en effet capacitif qui contribue à la diminution de la fréquence de résonance [III.1].

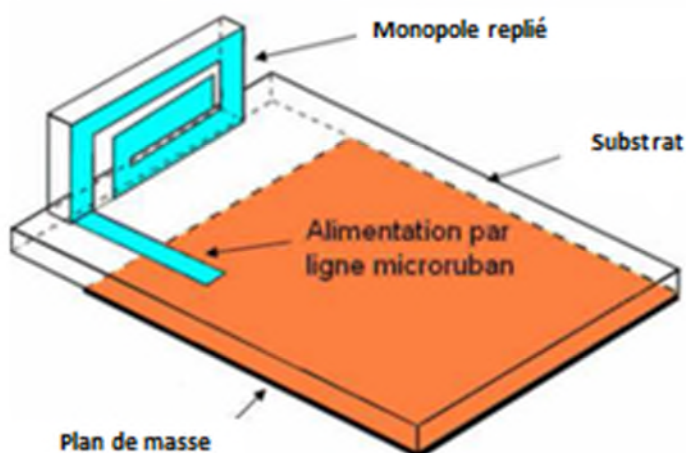


Figure III.2 Exemple d'antenne monopole repliée [III.1]

La principale contrepartie de ce type d'opération réside dans l'augmentation des pertes ohmiques et donc une diminution de l'efficacité et du gain. Le cas présenté dans la figure III.3(a) a également pour vocation d'élargir la bande passante. Dans le second cas de repliement dans la figure III.3 le désagrément de cette technique réside dans l'augmentation non négligeable de la hauteur de l'antenne [III.5].

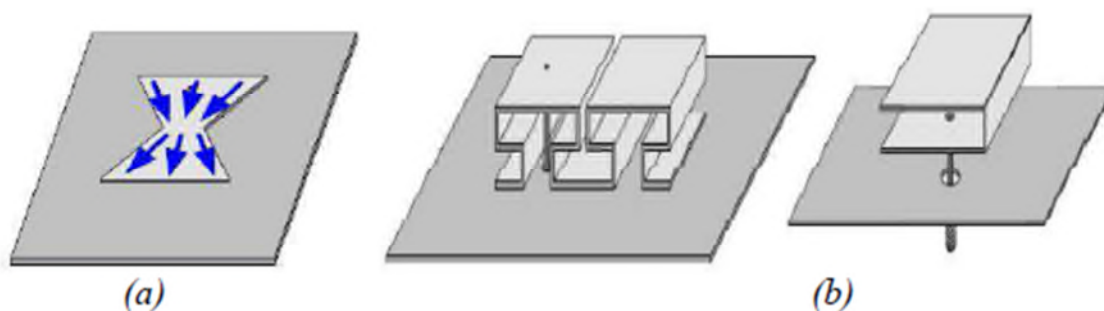


Figure III.3 Antenne repliée (a) bow-tie, (b) repliement vertical [III.5].

II.2 Combinaison de plusieurs éléments rayonnants

La technique la plus classique pour obtenir des antennes multi-bandes est la combinaison de deux ou plusieurs éléments rayonnants (résonateurs) mono-bande. Ces éléments mono-bandes peuvent être de même type ou différents les uns des autres [III.5]. Côté excitation, les

éléments constituant ces antennes multi-bandes peuvent être alimentés de deux manières différentes :

- ✚ Alimentation directe par port d'excitation : dans ce cas ces éléments sont appelés Éléments actifs ou directeurs.
- ✚ Alimentation par couplage électromagnétique avec élément rayonnant voisin alimenté directement : dans ce cas ces éléments sont appelés éléments parasites ou passifs.

Les différents éléments rayonnants de ces antennes créent leurs propres fréquences de résonance fondamentale et supérieures. Si l'on désire obtenir une large bande passante, il faut choisir les longueurs résonnantes de ces éléments du même ordre de grandeur [III.6- III.5]. Si l'on souhaite plutôt travailler sur plusieurs bandes de fréquences distinctes, il faut alors dimensionner différemment chaque résonateur. Il est ainsi possible de réaliser des antennes à la fois large-bandes et multi-bandes [III.5].

Dans le cas des antennes imprimées, l'association de plusieurs éléments rayonnants peut se faire de deux façons différentes : soit ces éléments sont juxtaposés dans le même plan, soit ils sont empilés les uns sur les autres [III.7]. Le cas où les deux méthodes sont combinées existe également mais au détriment d'une augmentation importante du volume global de l'antenne [III.8].

II.3 Technique de diversité d'antennes

II.3.1 Les différents types de diversité d'antennes

Dans cette partie, nous allons définir ce qu'est la diversité d'antennes, que nous avons proposée comme solution, pour améliorer le lien radio à la réception, et remédier aux problèmes d'évanouissement de puissance, dans les environnements présentant des trajets multiples. D'une manière générale la diversité consiste à exploiter l'information contenue dans deux ou plusieurs signaux transmis sur des voies des propagations indépendantes.

La diversité d'antennes à la réception repose sur l'utilisation de deux ou plusieurs antennes pour recevoir des signaux indépendants qui sont ensuite recombinaison selon différentes méthodes permettant d'améliorer le lien radio comparé à un système ne présentant pas de diversité. Si deux signaux reçus sont indépendants, donc décorrélés, la probabilité qu'ils soient soumis à un évanouissement profond au même moment est extrêmement faible.

Ainsi, le signal obtenu après recombinaison contiendra beaucoup moins d'affaiblissements profonds que chacun des deux signaux sources, comme le montre la figure

III.4. On distingue trois types de diversités d'antenne : la diversité spatiale, la diversité de polarisation et la diversité de diagramme [III.9].

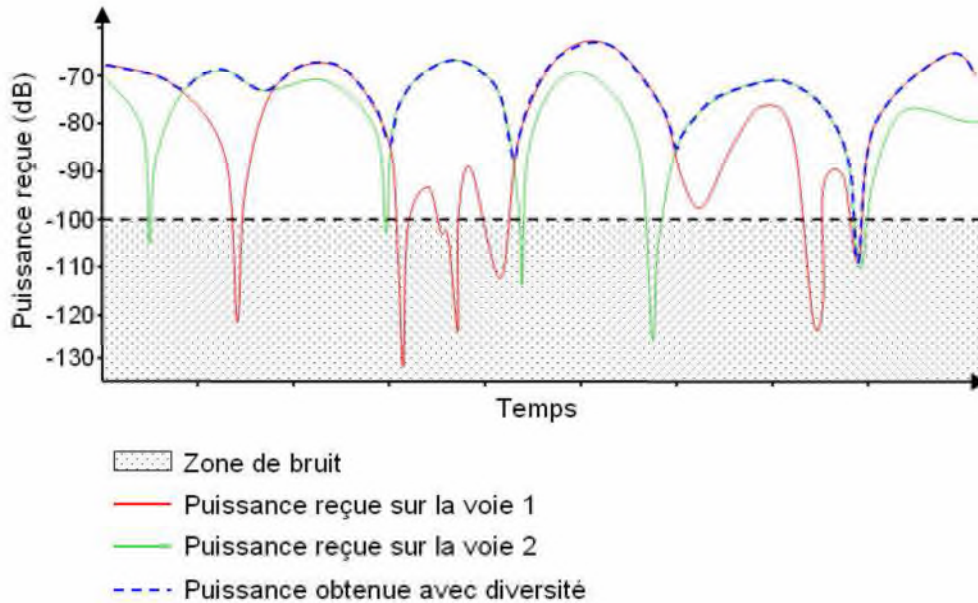


Figure III.4 Principe de l'amélioration du niveau de puissance en réception par l'effet de la diversité d'antennes

II.3.1.1 La diversité spatiale

La diversité spatiale consiste à recevoir des signaux indépendants au moyen de deux antennes séparées dans l'espace. La séparation physique des antennes doit être suffisante pour garantir que les signaux reçus sur chacune d'elles ne soient pas soumis aux mêmes phénomènes d'évanouissement. Le traitement de ces deux voies permet de réduire significativement l'impact des évanouissements [III.9].

D'une manière générale, plus les antennes vont être éloignées l'une de l'autre, plus la corrélation entre ces signaux sera faible. La difficulté de cette technique de diversité repose dans la détermination de la distance qui assurera l'indépendance des signaux reçus, tout en respectant les contraintes dimensionnelles des objets communicants [III.1].

II.3.1.2 La diversité de polarisation

L'idée de base de la diversité de polarisation consiste à émettre un signal à polarisation unique, le plus souvent cette polarisation est linéaire verticale, et à le récupérer au niveau du Terminal mobile par un système à diversité à deux antennes dont les polarisations sont différentes et idéalement orthogonales l'une par rapport à l'autre. Tout comme la diversité

spatiale, l'objectif est de recevoir des signaux décorrélés afin que leur recombinaison contienne moins d'évanouissement que chacun d'entre eux [III.9].

II.3.1.3 La diversité de diagramme

La diversité de diagramme également appelée diversité de modèle ou d'angle dans la littérature, repose sur l'utilisation de deux antennes proposant des diagrammes de rayonnement différents. Une différence de directivité va permettre d'obtenir des signaux différents sur chacune des antennes. En effet, les trajets multiples arrivant sur le récepteur vont être pondérés par le gain des antennes, comme ce gain diffère entre les antennes, les signaux obtenus seront décorrélés et leur combinaison permettra après traitement d'améliorer le lien radio [III.1].

Très souvent dans la mise en œuvre de ce type de diversité, deux antennes distinctes sont utilisées pour obtenir la diversité. Les antennes ne pouvant être situées en un même point de l'espace, cela implique que la diversité spatiale contribue à la diversité obtenue. De même, il est difficile de garantir que deux antennes avec des diagrammes de rayonnement différents présentent une polarisation strictement identique, ce qui signifie que dans certains cas de diversité de diagramme, la diversité de polarisation est également mise en œuvre et peut contribuer à l'amélioration. Cette remarque montre que bien souvent dans la diversité d'antennes même si une technique de diversité domine, d'autres types de diversités peuvent contribuer indirectement [III.1-III.3].

II.3.1.4 Les autres types de diversité existants

La diversité d'antennes n'est pas la seule technique à diversité existante. En effet, il existe d'autres moyens d'obtenir des signaux indépendants transportant la même information. Parmi eux la diversité de fréquence qui consiste à transmettre simultanément une même information sur deux fréquences porteuses différentes. La propagation des ondes dépendant de la longueur d'onde va être différente en fonction de la fréquence du signal, ce qui permet d'avoir des signaux décorrélés car soumis à des phénomènes de propagation différents. Il faut cependant s'assurer que les fréquences utilisées sont suffisamment éloignées pour garantir une propagation différente et donc l'indépendance des signaux reçus.

Cette solution n'est pas très utilisée car elle nécessite l'utilisation d'au moins deux chaînes de transmission complètes, ce qui introduit un coût supplémentaire à la solution. Mais le principal frein à cette solution est l'occupation spectrale qui est doublée par rapport à un

système sans diversité [III.9]. La généralisation de cette technique de diversité conduirait à réduire la capacité globale du trafic.

Une autre technique de diversité est le pendant de la diversité fréquentielle, il s'agit de la diversité temporelle qui consiste à envoyer à plusieurs reprises la même information à des temps différents.

Il est cependant nécessaire que l'intervalle de temps entre deux émissions identiques soit assez grand pour que le canal de transmission diffère entre les deux répétitions, ce qui garantit une indépendance des signaux reçus et donc de la diversité. Le temps entre les répétitions du signal est donc directement lié à la vitesse d'évolution du canal de propagation. La solution est donc acceptable dans des environnements évoluant rapidement mais elle est à proscrire dans des environnements relativement statiques [III.9-III.1].

III. TECHNIQUES APPLIQUEES POUR LE CHANGEMENT DE LA POLARISATION D'ANTENNE

III.1 calcul du rapport axial

Une antenne rayonne une onde qui, en champ lointain, présente localement la propriété d'une onde plane. La polarisation de cette onde, est par définition, caractérisée par la projection, dans le plan orthogonal à la direction de propagation, de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée en zone lointaine [III.9].

Dans la base $(\vec{e}_r, \vec{e}_\theta, \vec{e}_\varphi)$ du système de coordonnées sphériques (r, θ, φ) , le champ électrique lointain peut s'écrire en un point fixé :

$$\vec{E}(t) = E_\theta(t) * \vec{e}_\theta + E_\varphi(t) * \vec{e}_\varphi \quad \text{Equation III.1}$$

$$\text{avec } \begin{cases} \vec{E}_\theta = E_{\theta m} * \cos(\omega t + \alpha_\theta) \\ \vec{E}_\varphi = E_{\varphi m} * \cos(\omega t + \alpha_\varphi) \end{cases} \quad \text{Equation III.2}$$

De ces définitions, il est possible de remonter à la différence de phase entre les composantes $(\alpha = \alpha_\theta - \alpha_\varphi)$ et de montrer que E_θ et E_φ vérifient l'équation :

$$\frac{E_{\theta}^2(t)}{(E_{\theta m})^2} + \frac{E_{\phi}^2(t)}{(E_{\phi m})^2} - 2 * \cos \alpha * \frac{E_{\theta}(t)*E_{\phi}(t)}{E_{\theta m}*E_{\phi m}} - \sin^2 \alpha = 0 \quad \text{Equation III.3}$$

Cette équation définit **l'ellipse de polarisation** du champ rayonné. La Figure III.5 décrit une forme de l'ellipse ainsi créée sur laquelle il est possible de voir que l'axe principal est incliné d'un angle ψ par rapport à l'axe O_{θ} du repère [III.10].

$$\tan 2\Psi = \frac{E_{\theta} * E_{\phi} * \cos \alpha}{E_{\theta}^2 - E_{\phi}^2} \quad \text{Equation III.4}$$

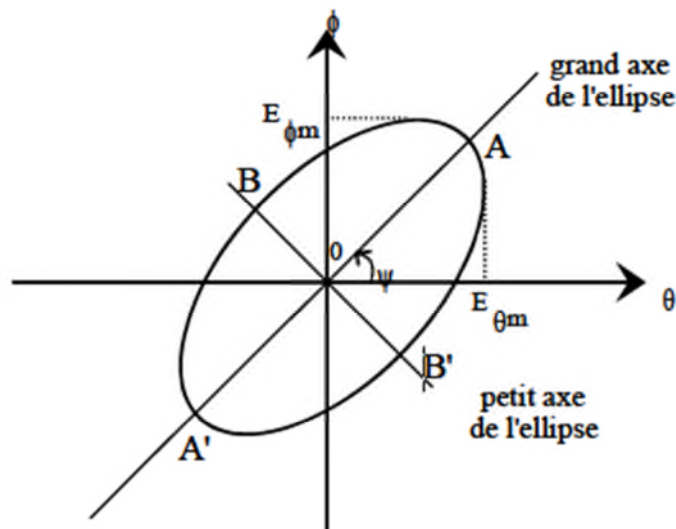


Figure III.5 Ellipse de polarisation [III.10]

Dans le cas général, la polarisation d'une antenne est une ellipse contenue dans un plan perpendiculaire à la direction de rayonnement considérée. Il apparaît alors une nouvelle notion : le **sens de rotation**. Celui-ci est défini par l'extrémité du vecteur champ électrique. Il est dit droit si $\sin(\alpha) > 0$ et gauche si $\sin(\alpha) < 0$ pour l'observateur regardant vers le sens de propagation de l'onde. Pour caractériser une polarisation, le **taux d'ellipticité** ou rapport axial est utilisé [III.10]. Il est défini par :

$$T = \frac{\text{grand diamètre de l'ellipse}}{\text{petit diamètre de l'ellipse}} = \frac{a}{b} \quad \text{Equation III.5}$$

Ce nouveau paramètre est plus habituellement exprimé en dB :

$$T \text{ (dB)} = 20 \log_{10} \left(\frac{a}{b} \right) \quad \text{Equation III.6}$$

En posant $a_1=|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2$, $a_2=|E_\theta| * |E_\phi|$, on obtient une expression qui ne dépendant que des champs E_θ et E_ϕ :

$$T = \left(\frac{a_1 - \sqrt{a_1^2 - 4 * a_2^2 * \sin^2 \alpha}}{a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4 * a_2^2 * \sin^2 \alpha}} \right)^{1/2} \quad \text{Equation III.7}$$

A l'aide de ce nouveau critère, il est alors possible de déterminer la nature de la polarisation :

- la **polarisation rectiligne** ou linéaire ($T \rightarrow \infty$), obtenue quand le champ reste parallèle à une direction au cours du temps : l'ellipse devient un **segment de droite [III.10]**.
- la **polarisation circulaire** ($T=1$ ou < 3 dB) droite ou gauche, lorsque les deux champs sont Équiamplitudes ($E_{\theta m} = E_{\phi m}$) et vibrent en quadrature de phase : l'ellipse devient alors un **cercle**.

Dans notre cas, seule la polarisation circulaire nous intéresse. Les différentes notions pour quantifier une polarisation circulaire sont son taux d'ellipticité, son sens de rotation ainsi que son diagramme de rayonnement en polarisation circulaire. Dans les différentes applications présentées au cours de ce travail, le taux d'ellipticité que nous nous sommes imposés est de 3 dB au maximum.

De plus, par convention, la polarisation circulaire est dite « droite » si, pour l'observateur qui regarde l'onde s'éloignant, le vecteur polarisation tourne dans le sens trigonométrique. Elle est dite « gauche » dans le cas contraire. Dans la plupart des cas, il est très difficile d'obtenir une polarisation circulaire parfaite, le terme de polarisation elliptique est alors employé [III.10].

De même que pour la polarisation circulaire, la polarisation elliptique est considérée comme la somme des deux ondes planes dont les champs électriques ne sont pas de même amplitudes mais sont perpendiculaires et déphasés de $\pm \pi/2$ ou dont les champs sont de mêmes amplitudes mais de déphasage différent de $\pm \pi/2$. Les sens de polarisation, droite ou gauche, ont la même définition que pour la polarisation circulaire.

Pour des raisons de faible encombrement, notre choix s'est alors porté sur **les antennes imprimées** générant de la polarisation circulaire. Les cornets, les fentes alimentées par guide

d'onde, ainsi que les autres systèmes 3D, ayant des caractéristiques tout aussi intéressantes, n'ont pas retenu notre attention du fait de leur fort encombrement.

III.2 Élément rayonnant avec plusieurs alimentations

Dans ce cas, l'élément rayonnant est alimenté par deux points distincts symétriques par rapport à son centre mais positionnés sur les axes orthogonaux. Le rôle des deux alimentations est de générer deux champs de même amplitude en quadrature de phase. Pour cela, on peut utiliser le coupleur hybride (- 3dB, 90°) et la ligne de compensation (offset line).

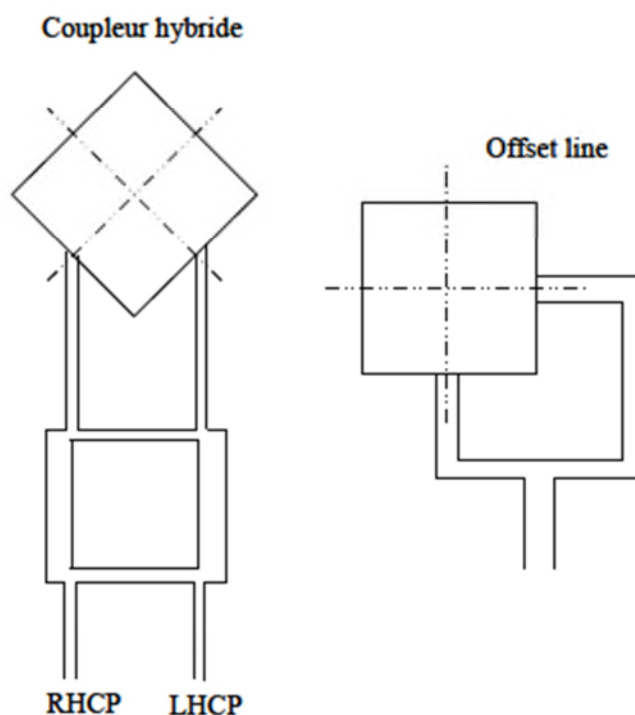


Figure III.6 Exemple d'antenne à double excitation [III.10]

En ce qui concerne le coupleur hybride, le sens de la polarisation peut être facilement changé du fait de ses deux entrées (RHCP : Right Hand Circular Polarization ou LHCP : Left Hand Circular Polarization). Sa large bande de fonctionnement n'altère en rien les performances de l'antenne imprimée. Son principal inconvénient est son encombrement. Pour la ligne de compensation, l'ajout d'une ligne quart d'onde permet de créer un déphasage temporel de 90°. Le désavantage de ce type d'antenne est la faible bande passante dû à ce déphasage qui n'est valable que pour une faible largeur de bande.

III.3 Elément rayonnant avec une seule alimentation

III.3.1 Antenne sur substrat ferrite

Les ferrites sont employées dans divers domaines et plus particulièrement en électromagnétisme, pour leurs deux propriétés importantes : la perméabilité magnétique élevée aussi la valeur importante de la résistance électrique, la ligne micro ruban que nous considérons est présentée par la figure III.7, cette structure à un support magnétique selon l'axe des y. L'introduction de ferrites peut améliorer les caractéristiques de la microbande car ce dernier ne diffère pas de diélectriques mais présentes surtout de faibles pertes

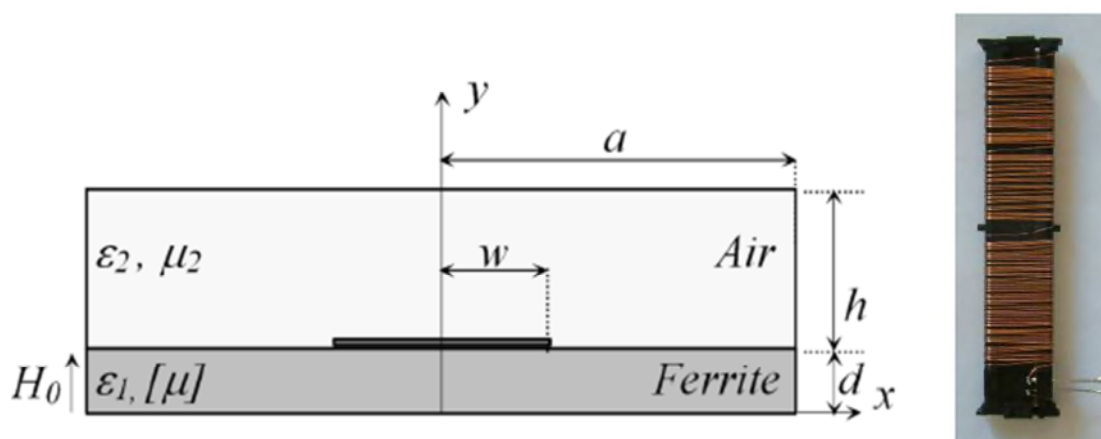


Figure III.7 Antenne sur substrat ferrite [III.11]

III.3.2 Antenne à onde progressive

Ces antennes ont la particularité d'avoir une large bande (>20 %). C'est une antenne ruban à structure périodique dont l'une des extrémités est alimentée par un générateur et l'autre fermée sur une charge adaptée. Un exemple d'antenne est donnée figure III.8, les $N=4$ éléments représentés sont déphasés de $2\pi/N = \pi/2$.

Ce type d'antenne permet par un changement de l'alimentation par la charge de modifier le sens de la polarisation circulaire et de plus en remplaçant la charge par un circuit ouvert ou fermé de revenir à une polarisation rectiligne. Cette antenne offre donc une agilité exceptionnelle quant à la nature de la polarisation [III.10].

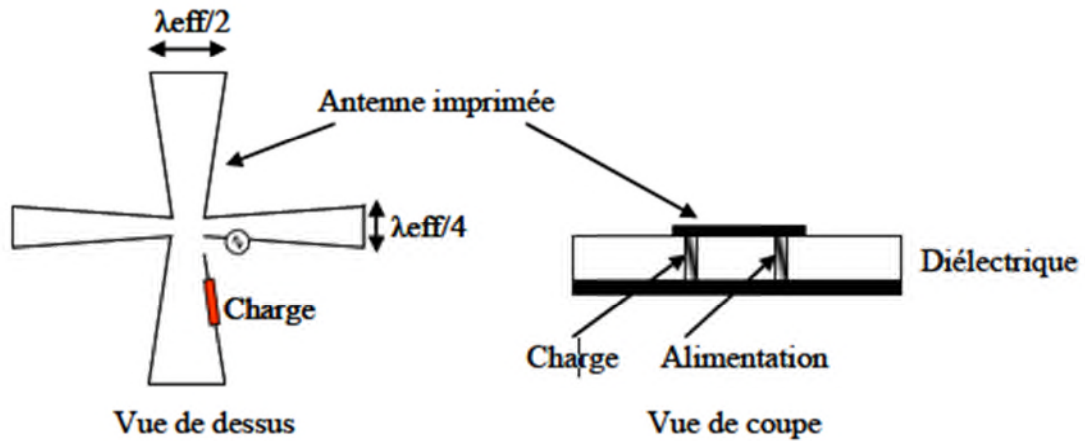


Figure III.8 Antennes à ondes progressives [IV.10]

III.3.3 Les réseaux séquentiels

Dans un réseau plan, deux solutions sont proposées pour générer de la polarisation Circulaire :

- les sous-ensembles du réseau sont polarisés linéairement et la polarisation circulaire est obtenue en les combinant en sous réseaux et en les déphasant temporellement et spatialement [III.10-III.13]. Cette technique permet soit de renforcer un sens de la polarisation circulaire par rapport à l'autre (Figure I.9.a) soit de générer les deux sens de polarisation circulaire plus les deux rectilignes en fonction des sous éléments alimentés (Figure III.9.b). Typiquement, avec cette solution une bande passante de 5 % en taux d'ellipticité peut être obtenue [III.14]:

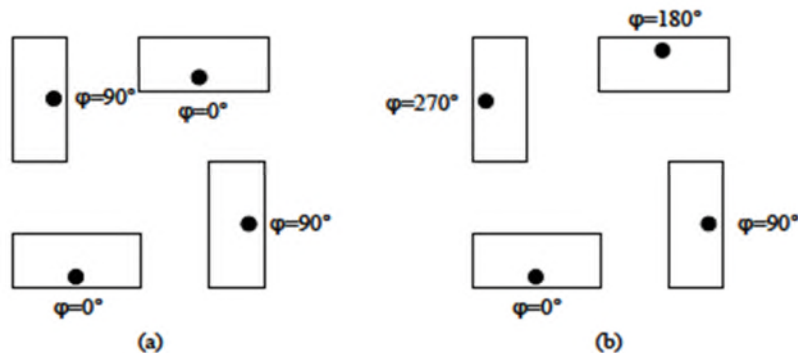


Figure III.9 Sous réseaux en polarisation circulaire [III.10]

Le principal défaut de ce type d'antennes est l'obtention du déphasage temporel entre les éléments qui est rendu possible par des lignes microrubans.

- les réseaux dont les éléments constituants sont eux-mêmes en polarisation circulaire. Pour ce faire, il est possible de mettre les différents types d'antennes déjà citées ou les antennes patches modifiées géométriquement (voir paragraphe suivant). Ce type d'antenne pourra proposer un gain élevé en fonction du nombre d'éléments mais surtout présenter une bande de fréquence, où le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB, de l'ordre de 2% [III.14].

III.3.4 Antenne avec perturbation géométrique

La déformation géométrique sur une antenne patch classique permet de créer deux modes résonants orthogonaux à des fréquences sensiblement différentes et déphasés de 90° (figure III.10). Ces perturbations peuvent être des encoches (de formes différentes), des fentes, la transformation d'un carré en un rectangle ou d'un cercle en une ellipse [III.9].

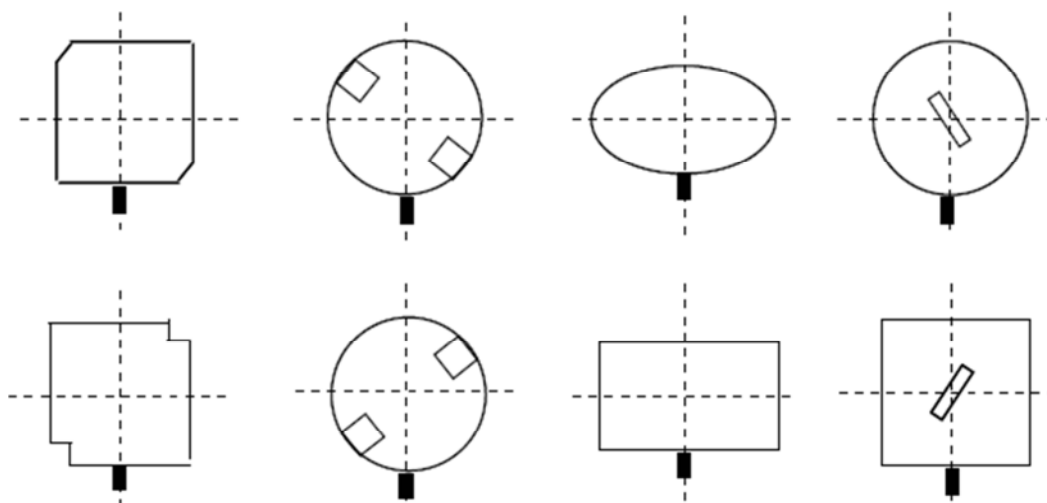


Figure III.10 Différentes déformations d'une antenne imprimée [III.10]

L'idée, pour cette étude, est de concevoir une source à polarisation circulaire. L'élément excitateur de notre antenne étant un patch à encoches, une présentation des paramètres influençant ses performances est fait. En effet, l'adaptation, la qualité de la polarisation circulaire ainsi que le gain de l'antenne dépendent de la géométrie d'élément rayonnant présenté.

IV. CONCEPTION D'ANTENNE A POLARISATION LINEAIRE

Nous commencerons d'abord par la conception d'une antenne en polarisation linéaire fonctionnant dans les standards Bluetooth et WLAN aux normes Hiperlan.

IV.1 Antenne dipôle adaptée à la bande Bluetooth avec une polarisation linéaire

Nous verrons les antennes les plus connues et les plus utilisées qui sont les dipôles, l'élément filaire est représenté dans la figure III.11. Il se situe au centre d'un plan de masse carré 30*30 mm et alimenté é par une sonde coaxiale.

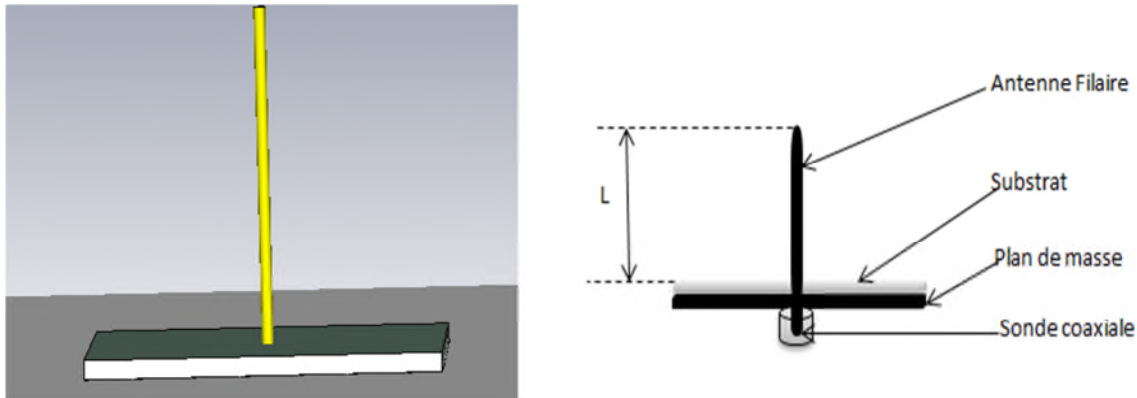


Figure III.11 Antenne Dipôle sous CST MWS

Pour connaître la longueur de l'élément filaire en $\lambda/4$, la formule utilisée est la suivante :

$$L = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f} \quad \text{Equation III.1}$$

avec c la célérité de la lumière.

IV.1.1 Coefficient de réflexion

Nous faisons varier la longueur d'élément filaire entre 25mm et 32 mm pour avoir une adaptation dans la fréquence 2.5 GHz destinée pour la bande Bluetooth. La figure III.13 présente la variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

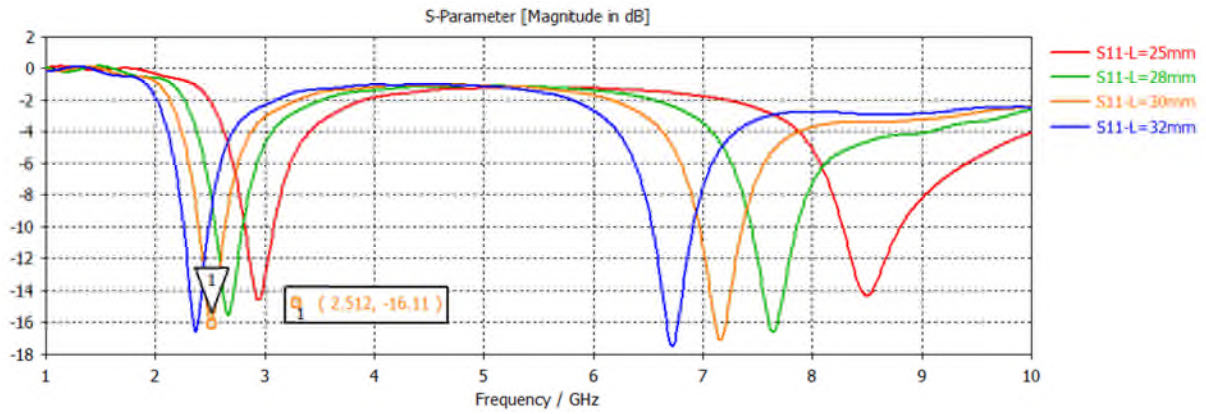


Figure III.12 coefficients de réflexion en fonction de fréquence

Nous remarquons d'après la figure ci-dessus que l'adaptation est obtenue à $f=2.5\text{GHz}$ avec $S_{11}=-16\text{dB}$ quand la longueur est égale à 30 mm (figure III.123).

IV.1.2 Rapport axial

Les figures III.13, III.14 représentent le rapport axial simulé dans le plan azimutal à la fréquence Bluetooth pour différentes valeurs de l'angle d'élévation θ , et pour différentes fréquences respectivement, nous nous plaçons dans l'axe de l'antenne.

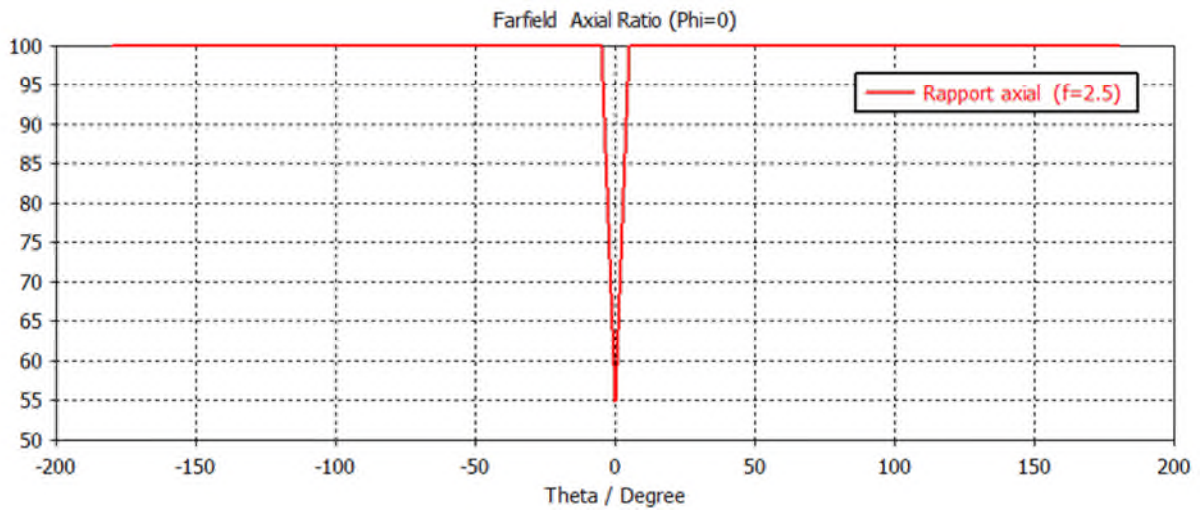


Figure III.13 Rapport axial en fonction de Thêta

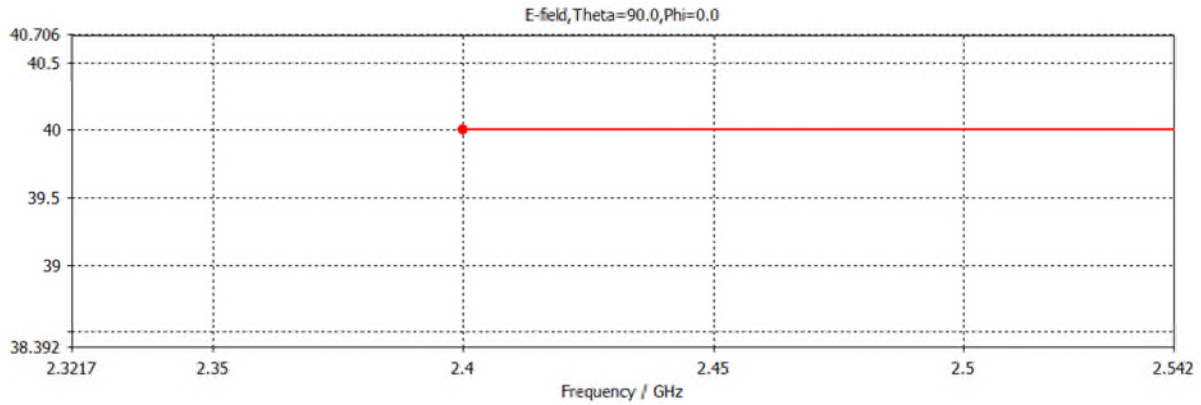


Figure III.14 Rapport axial en fonction de fréquence

Nous remarquons un rapport axial $RA > 3\text{dB}$, donc cette antenne présente une grande ouverture angulaire en polarisation linéaire.

IV.1.3 Comparaison entre le gain de la polarisation horizontale et verticale

Pour avoir le type de la polarisation linéaire, nous comparons entre le gain en polarisation verticale et le gain en polarisation horizontale, et nous choisissons celle du gain maximal.

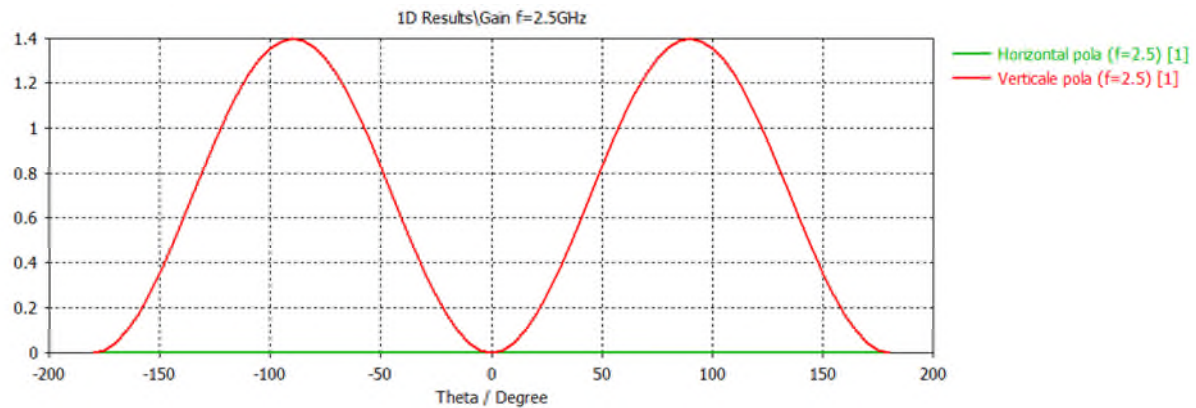


Figure III.15 Comparaison entre les deux gains Horizontale /verticale

A la fréquence de Bluetooth en $f=2.5\text{GHz}$ (figure III.15) pour différentes valeurs de l'angle d'élévation, le gain de la polarisation verticale est 1.4 dB, très élevée au gain de la polarisation horizontale.

IV.2 Antenne bi bande à polarisation linéaire fonctionnant en GSM/WLAN

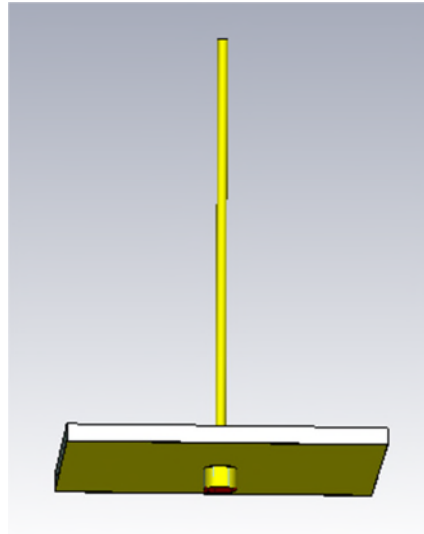


Figure III. 16 Antenne Dipôle

Nous faisons varier la longueur d'élément rayonnant L de 32mm à 41mm. Nous étudions toutes les caractéristiques d'antenne. Si la longueur L du monopole est égale à 41mm, en rajoutant 3.670 mm correspondant à la sonde coaxiale, donc la longueur L du monopole devient

$$L_{\text{Monopole}} = 41 + 3.670 = 44.670 \text{ mm}$$

IV.2.1 Le coefficient de réflexion

La figure III.17 montre le résultat du coefficient de réflexion S_{11}

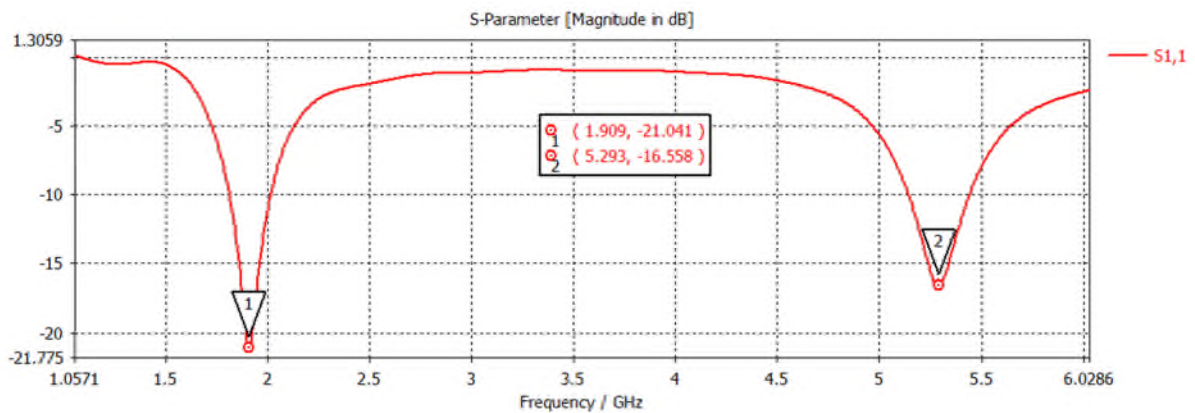


Figure III.17 Coefficient de réflexion de l'antenne filaire

Nous remarquons dans la figure III.18 que l'antenne résonne en deux bandes de fréquences, bande GSM 1900MHz avec une amplitude inférieure à -21dB et la bande WLAN qui correspond à une amplitude inférieure à -16dB.

IV.2 .2 Rapport axial

La figure III.18 représente le rapport axial simulé dans le plan azimutal aux fréquences GSM et WLAN pour différentes valeurs de l'angle d'élévation θ . nous nous plaçons dans l'axe de l'antenne.

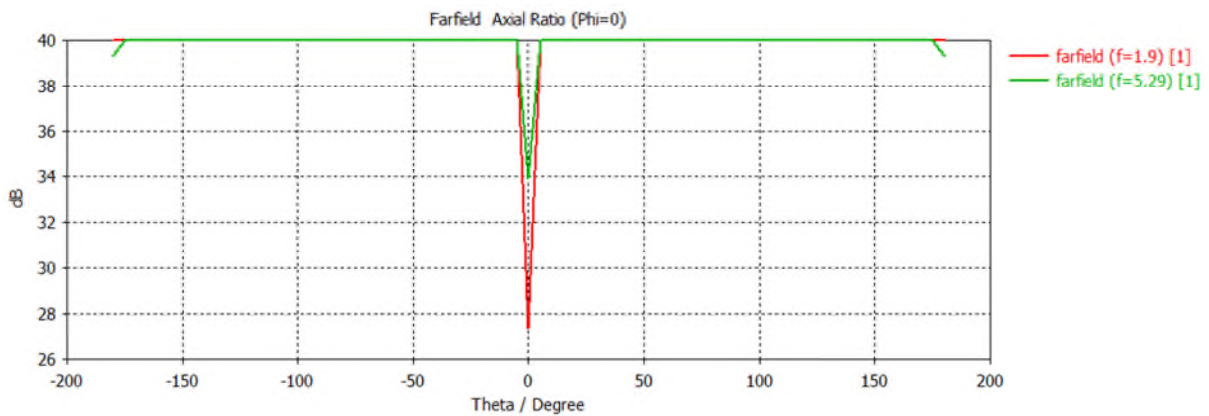
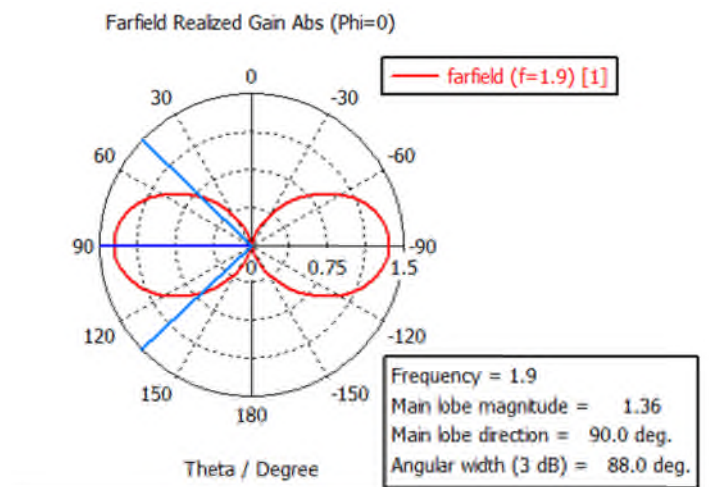


Figure III.18 Rapport axial en fonction de θ

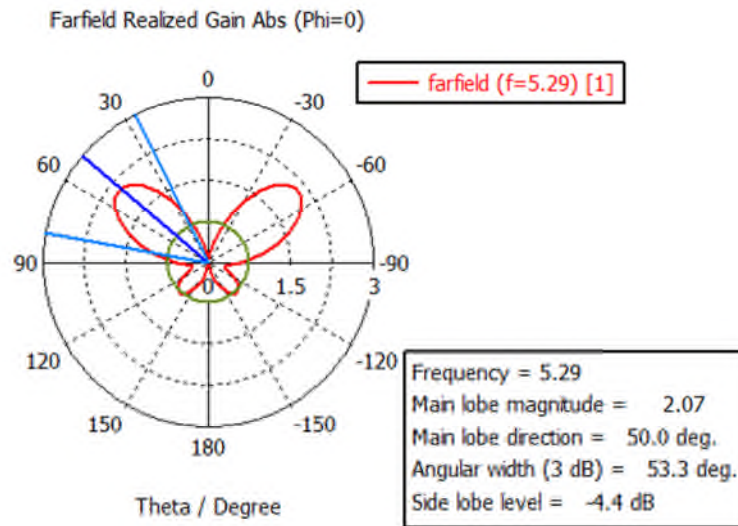
Nous remarquons un rapport axial $RA > 3\text{dB}$, donc cette antenne présente une grande ouverture angulaire en polarisation linéaire.

IV.2.3 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de l'antenne pour les deux fréquences 1.9GHz et 5.29GHz est représenté par les figures III.19 a) et b) respectivement dans le plan $\Phi = 90^\circ$.



(a)



(b)

Figure III.19 Diagramme de rayonnement (a) $f=1.9\text{GHz}$ (b) $f=5.29\text{GHz}$

Nous remarquons que le diagramme de rayonnement pour les fréquences 1.9 GHz et 5.29 GHz est constitué de 2 lobes symétriques par rapport à la verticale faisant un angle de 180° et 110° entre le maximum de direction et un angle d'ouverture de 88° et 53° respectivement. La polarisation d'antenne filaire est verticale.

IV.2.4 Gain d'antenne

Les figures (III.20 et III.21) montrent les différents gains pour les deux fréquences de résonances et qui sont 1.32dB pour la fréquence 1.9GHz et 3.29 dB pour la fréquence 5.29GHz.

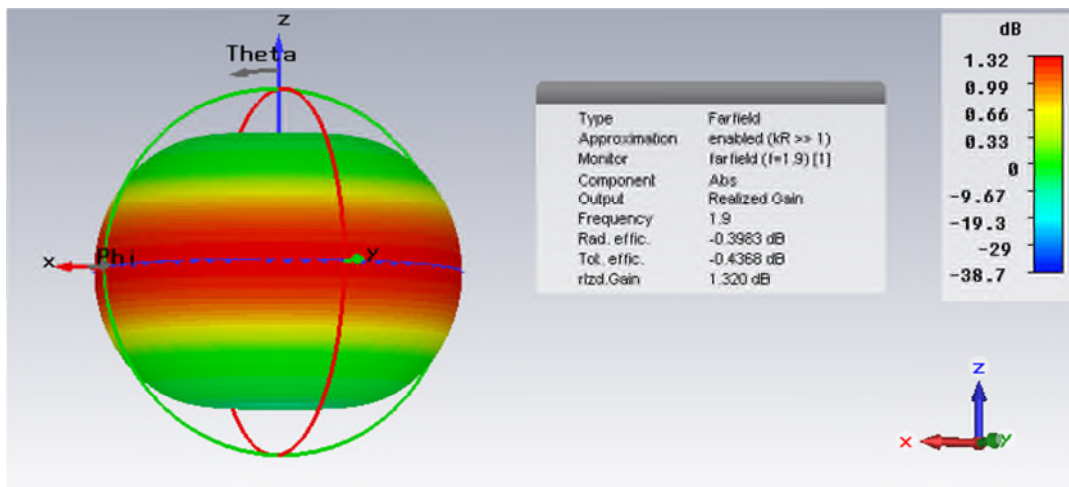


Figure III.20 Gain d'antenne Filaire à $f=1.9\text{GHz}$

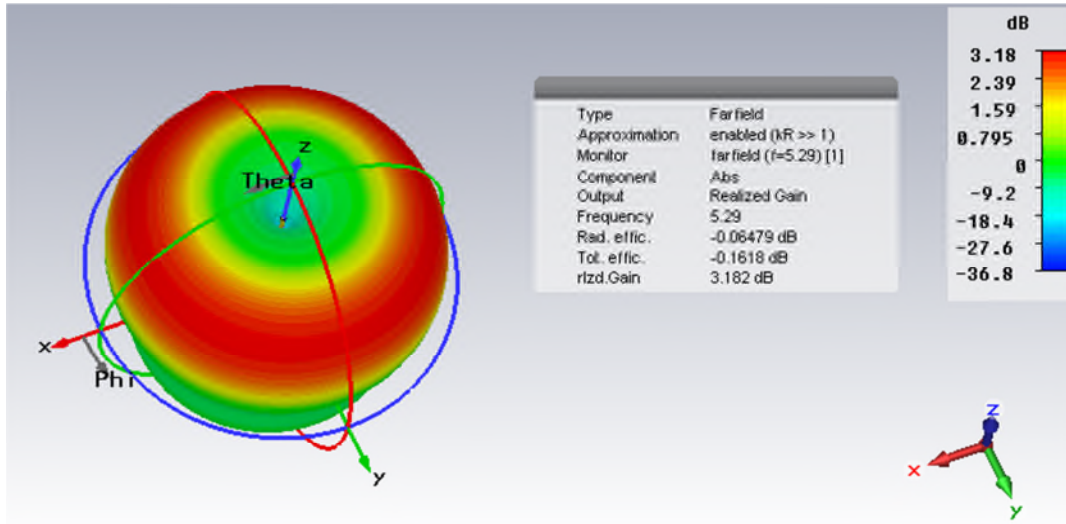


Figure III.21 Gain d'antenne Filaire à $f=5.29\text{GHz}$

IV.3 Antenne patch fonctionnant dans les deux bandes BLUETOOTH et GPS

La deuxième antenne que nous étudierons est une antenne monocouche tri-bande couvrant les deux standards: le GPS (système de positionnement par satellite) et le Bluetooth. Nous étudierons une antenne simple présentée dans la figure III.22(a) qui est un élément rayonnant carré imprimé sur FR-4 de permittivité ϵ_r égale à 4.3 et de hauteur 1.6mm.

Dans la première conception, le plan de masse, le substrat et le patch ont la même forme carrée de coté 67 mm.

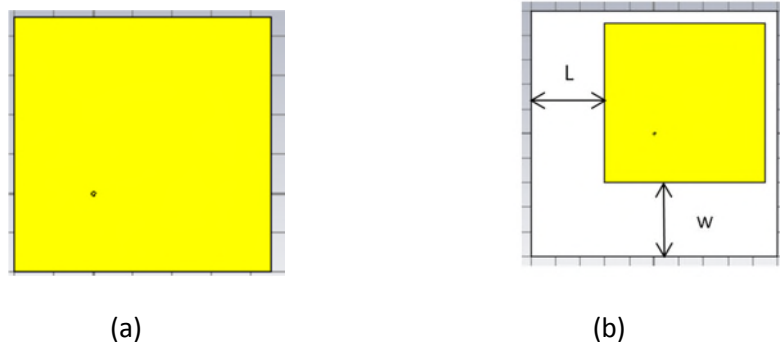


Figure III.22 (a) antenne patch simple (b)Antenne patch avec changement de longueur de substrat

IV.3.1 Influence de longueur de substrat et plan de masse

Pour avoir l'influence des dimensions du plan de masse et du substrat, nous gardons la même forme carrée avec une longueur de côté du carré égale à 100 mm (figure III.23.b), La figure III.24 présente la variation du coefficient de réflexion,

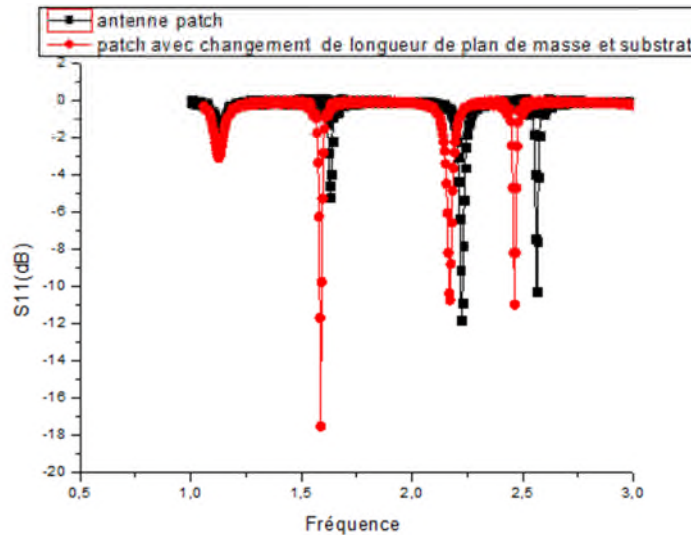


Figure III. 23 Comparaison entre les deux antennes patch

Nous remarquons que le changement de longueur du substrat et du plan de masse influe dans l'adaptation d'antenne dans les bandes souhaitable Bluetooth/GPS (figure III.23).

Donc l'antenne fonctionne en trois bandes intéressantes : GPS à la fréquence 1575,4 MHz avec un coefficient de réflexion égale à -18dB, et Bluetooth dans deux bandes 2400MHz et 2100MHz avec S11 égale a -10dB.

IV.3.2 Polarisation d'antenne patch (Linéaire / circulaire)

Les figures III.24 (a-f) représentent le diagramme de rayonnement dans le plan azimutal et le rapport axial respectivement pour les fréquences 1.5, 2.11 et 2.4GHz.

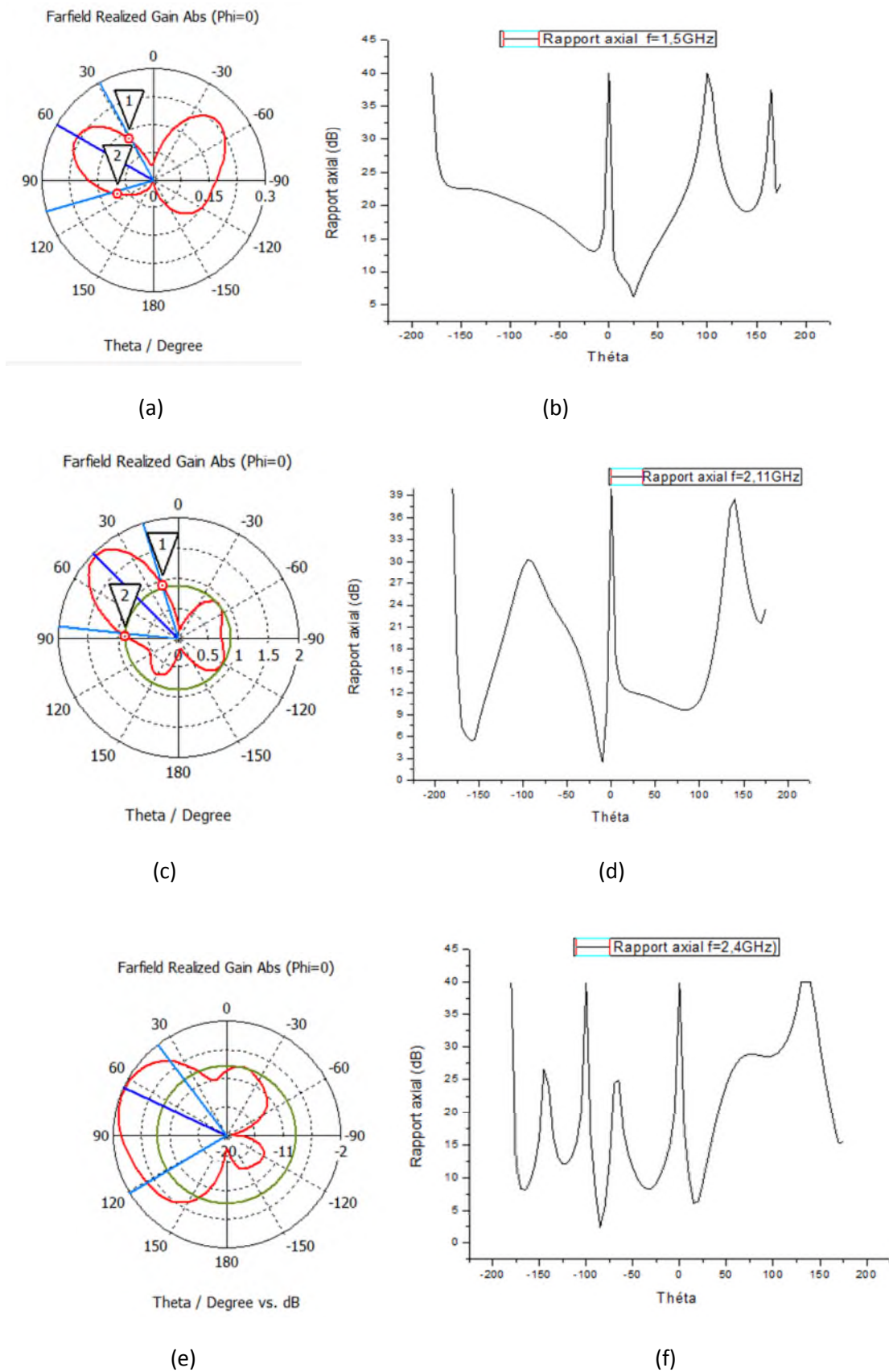


Figure III.24 (a)(c) (d) diagramme de rayonnement

(b)(d)(f) Rapport axial en fonction de Théta

Nous remarquons un rapport axial $RA > 3\text{dB}$. Donc cette antenne présente donc polarisation linéaire dans les trois fréquences adaptées.

IV.3.3 Le choix de la polarisation Lineaire (Verticale/horizontale)

Pour le choix de type de polarisation lineaire :verticale ou horizontale , nous comparons le gain réalisé dans les deux plans vertical et horizontal avec le gain absolu d'antenne et nous choisissons la polarisation dont le gain est identique au gain absolue .

Les figures III.25, 26,27 présentent les comparaisons des gains respectivement pour les fréquences 1.5, 2.1, 2.4GHz.

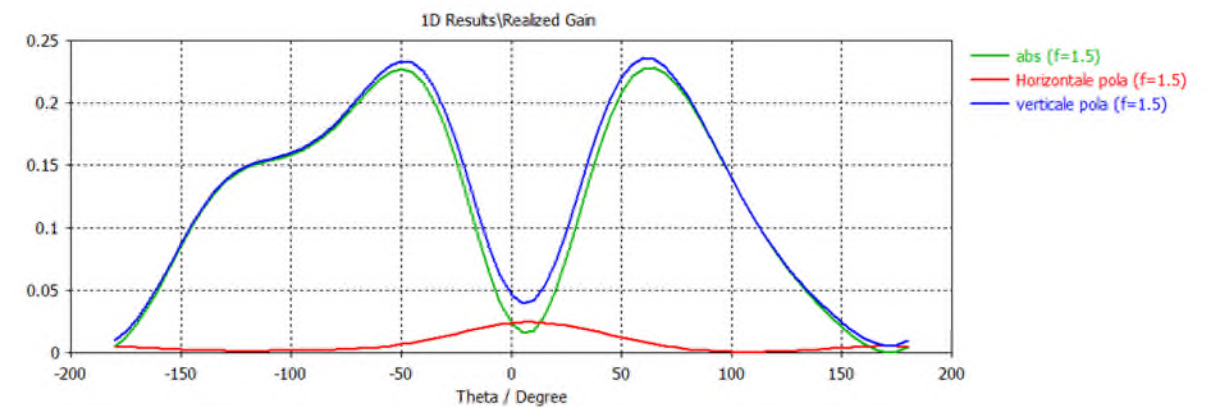


Figure III.25 Comparaison entre les gains d'antenne à $f=1.5\text{GHz}$

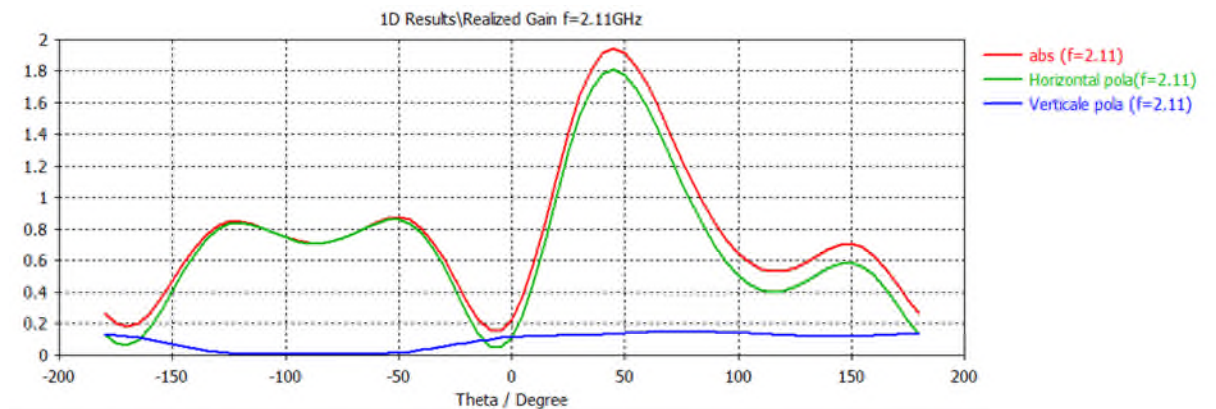


Figure III. 26 Comparaison entre les gains d'antenne à $f=2.1\text{GHz}$

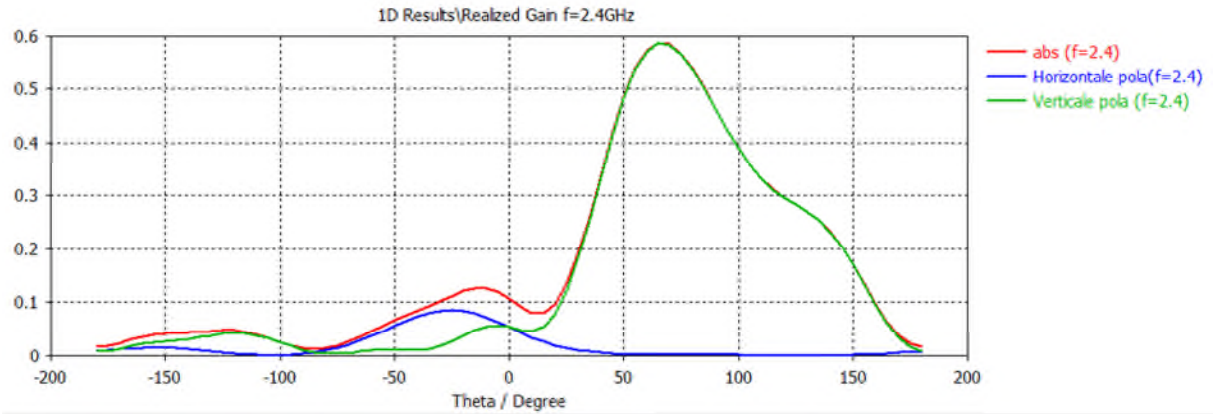


Figure III.27 Comparaison entre les gains d’antenne à $f=2.4$ GHz

Le tableau III.1 regroupe les résultats de comparaisons de la polarisation de l’antenne pour les trois fréquences .

Fréquences	S11 (dB)	Gain	Rapport axial	Polarisation
1.5GHz	-18	>0dB	>3dB	Verticale
2.11GHz	-10	>0dB	>3dB	Verticale
2.4GHz	-11	=2dB	>3dB	Horizontale

Tableau III.1 les performances d’antenne simulée

V. CONCEPTION D’UNE ANTENNE A POLARISATION CIRCULAIRE

Lorsque nous utilisons un seul accès sur une antenne imprimée, l'alimentation doit être placée à une position précise en fonction de la géométrie particulière de l'antenne choisie. La polarisation circulaire se situe à la fréquence d'intersection des deux modes dont l'un présente un courant déphasé de -45° et l'autre présente un courant déphasé de $+45^\circ$.

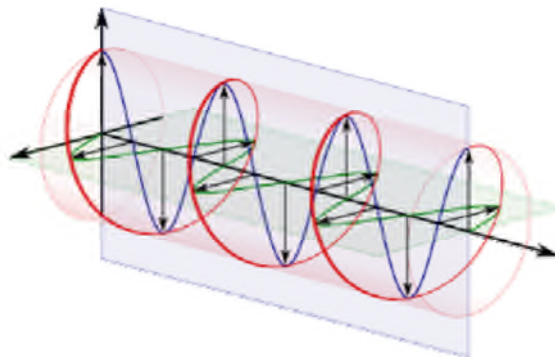


Figure III.28 La direction de champ E en polarisation circulaire

Pour cela, on introduit des perturbations telles qu'une dissymétrie (coins coupés ou encoches). Deux modes très proches sont ainsi excités et résonnent à des fréquences différentes.

Dans le cas d'une alimentation de type coaxiale placée sur l'axe des x ou y, les structures rayonnantes bénéficient d'une simplicité de fabrication et d'un encombrement réduit.

V.1 Antenne patch large bande à polarisation circulaire pour la bande [2-6.5] GHz

La géométrie d'antenne simulée est présentée sur la figure III.29. Pour le choix du substrat qui joue un rôle principal dans la fabrication de l'antenne, il faut choisir un substrat qui ne soit pas fragile et ayant une constante diélectrique faible pour garantir une meilleure efficacité, une large bande passante et une bonne radiation. Notre choix est porté sur le FR-4 ayant une permittivité relative ($\epsilon_r=4.3$, $h=1.5$), le plan de masse est placé au-dessus du substrat. L'élément rayonnant est en cuivre et il est alimenté par un câble coaxial placé à $L=5\text{mm}$.

Le patch est de forme carrée de côté égale à $A=B=20\text{mm}$ déposé sur un substrat carré de côté $X_1=Y_1=30\text{mm}$, le substrat et le plan de masse ont même dimensions. Sur 2 coins opposés du patch, on introduit deux encoches carrées de côté $x=y=5\text{mm}$.

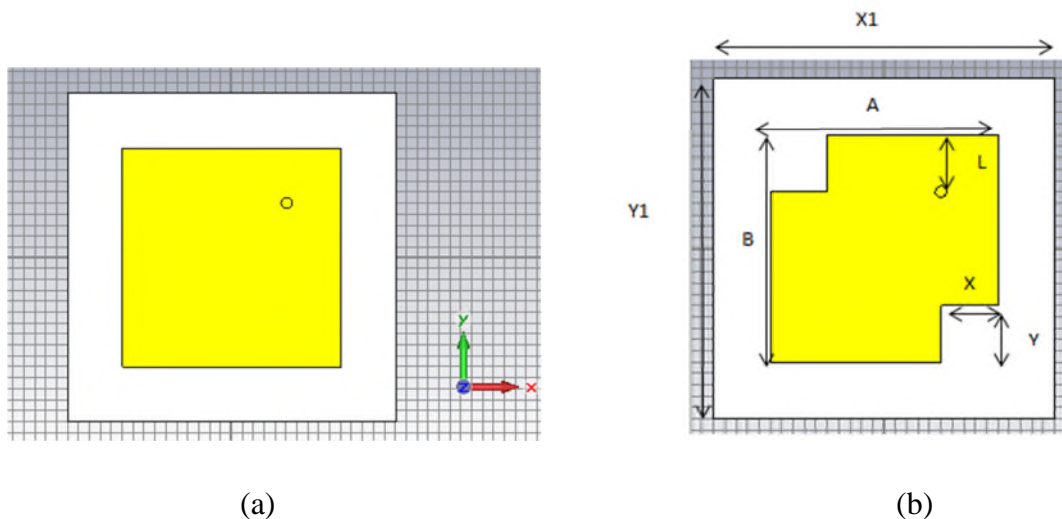


Figure III. 29 (a) (b) antenne patch sans encoches

V.1.1 Influence des encoches sur le coefficient de réflexion S11

Pour voir l'influence des encoches sur le coefficient de réflexion S11, nous représentons la variation de celui-ci, dans la figure III.30, pour un patch sans encoche et pour un autre avec encoche en fonction de la fréquence.

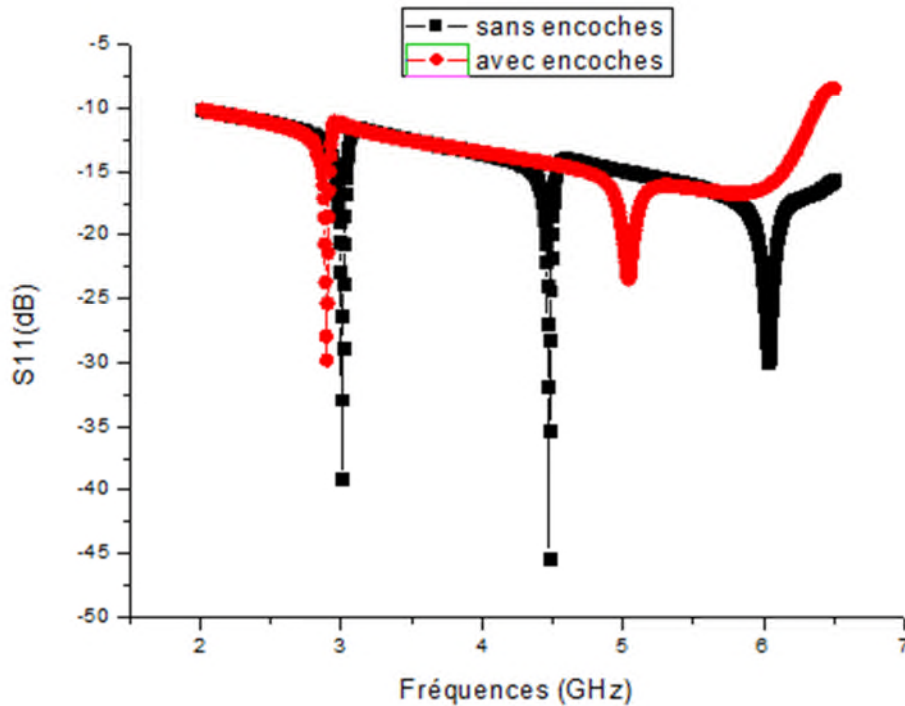


Figure III.30 Coefficient de réflexion en fonction de fréquences

D'après la figure III.30 nous remarquons un écartement des pics de résonance en présence des encoches. La bande passante à -10dB et dans ce cas de 2 à 6.5GHz.

V.1.2 Influence des encoches sur le rapport axial

La figure III.31 représente l'influence des encoches sur le rapport axial.

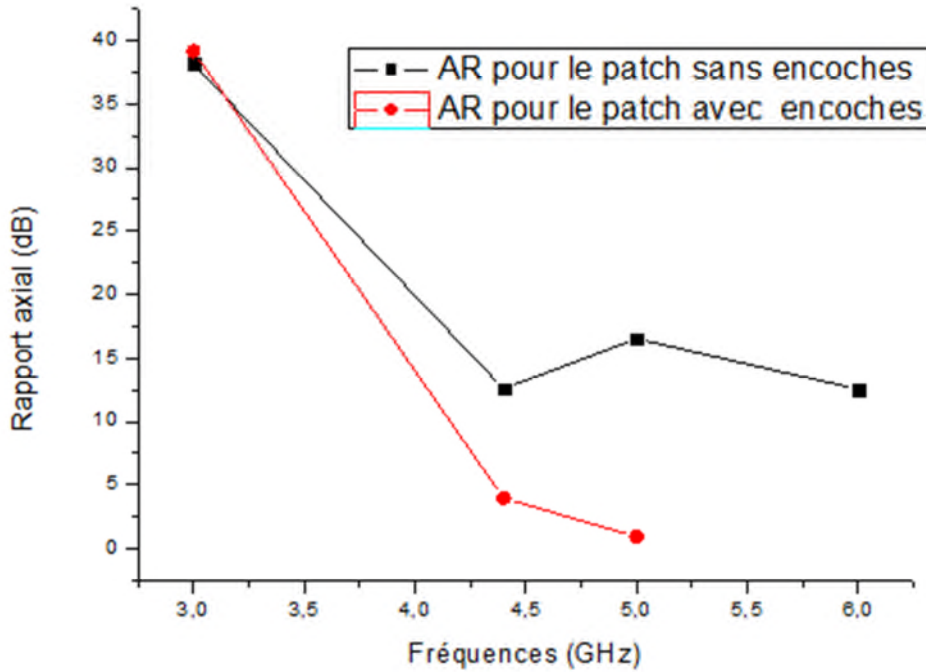


Figure III.31 influence de la modification de la géométrie d'antenne patch

En analysant les deux courbes présentées (FigureIV.31) dans la bande de fréquences de [3-6] GHz, il est possible de voir que le rapport axial est supérieur à 3dB pour l'antenne patch sans encoches et il est inférieur à 3dB pour l'antenne patch avec encoches aux voisinages de 5GHz. Cela signifie que nous avons un changement de la polarisation dans la fréquence 5GHz. De part ces valeurs, il serait judicieux de penser que le meilleur taux d'ellipticité sera atteint à cette fréquence.

V.2 Antenne patch fonctionnant pour la bande de Télévision

La bande Ku (Annexe A) est une gamme utilisée pour la télévision et la radio. Dans ce domaine, elle s'étend de 10,70 à 12,75 GHz. Cette bande est la plus répandue en Europe, du fait de la petite taille des paraboles nécessaires à sa réception. Elle se subdivise en sous-bandes, Télécom, DBS et autres appellations. On parle plus généralement aujourd'hui de bandes basses (10,70 à 11,70 GHz) et haute (11,70 à 12,75 GHz). l'antenne proposée est un patch avec encoche sur deux coins opposés comme le montre la figure III.32.

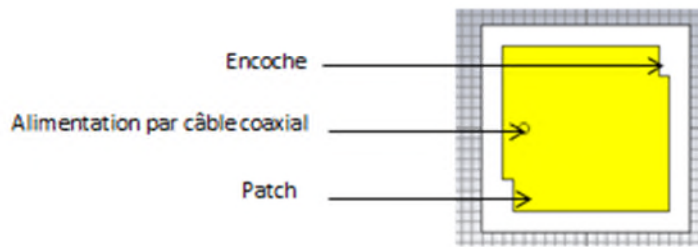


Figure III. 32 Antenne Patch avec encoches dans les deux cotés

V.2 .1 Coefficient de réflexion

La variation de coefficient de réflexion en fonction de fréquence est donnée par la figure III.33.

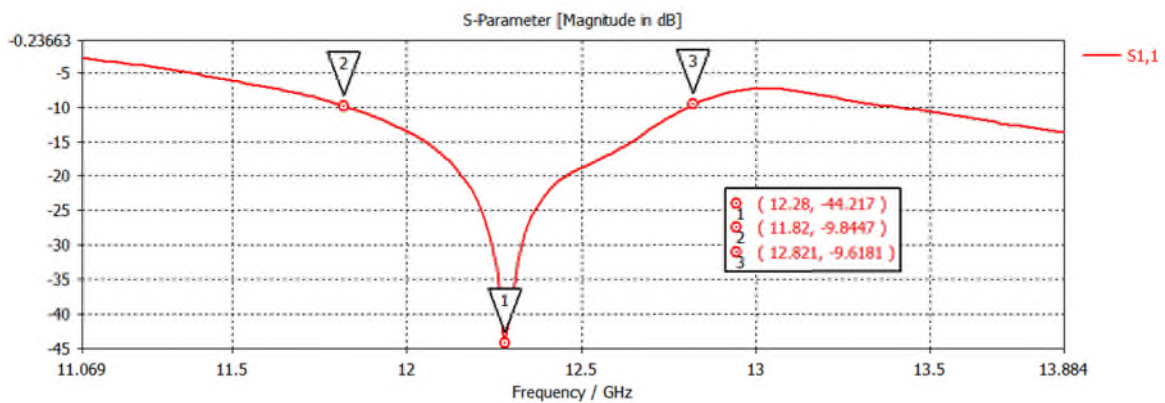


Figure III.33 variation de coefficient de réflexion en fonction de fréquences

D'après la simulation, cette antenne présente une bonne adaptation. Nous obtenons un coefficient de réflexion S₁₁ égal à -44.21 dB à la fréquence 12.28GHz et une bande passante à -10 dB de 1 GHz soit 10 %, allant de 11.82 à 12.82GHz, respectant la fréquence centrale 12.28 GHz.

VI.2.2 Rapport axial

La figure III.34 représente le rapport axial en fonction de fréquence.

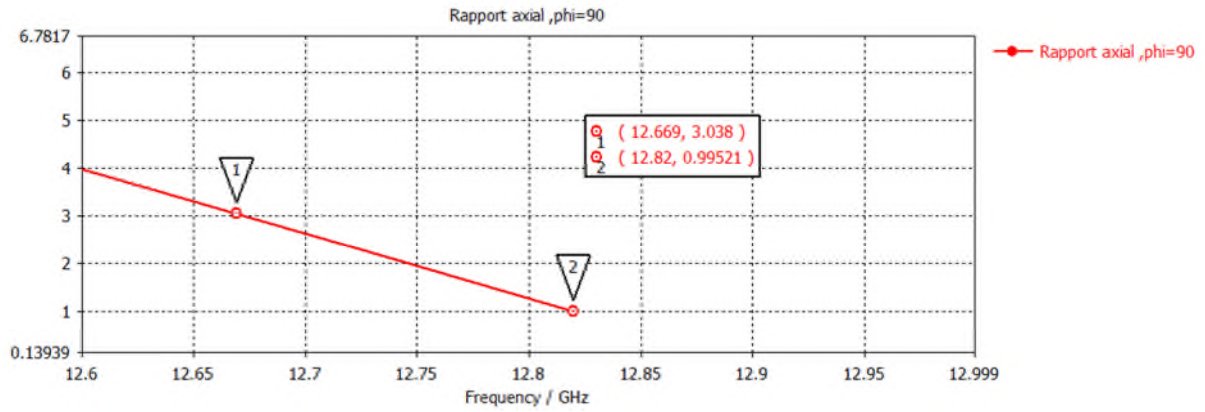


Figure III.34 Rapport axial en fonction de fréquence

Nous remarquons qu'à f comprise entre 12.671 et 12.82 GHz le rapport axial est inférieur à 3dB et il est égale à 1(0dB) précisément pour f égale à 12.82GHz ce qui correspond à une polarisation circulaire pure

V.2.3 Gains simulés en polarisation circulaire

La figure III.35 représente le gain simulé en polarisation circulaire

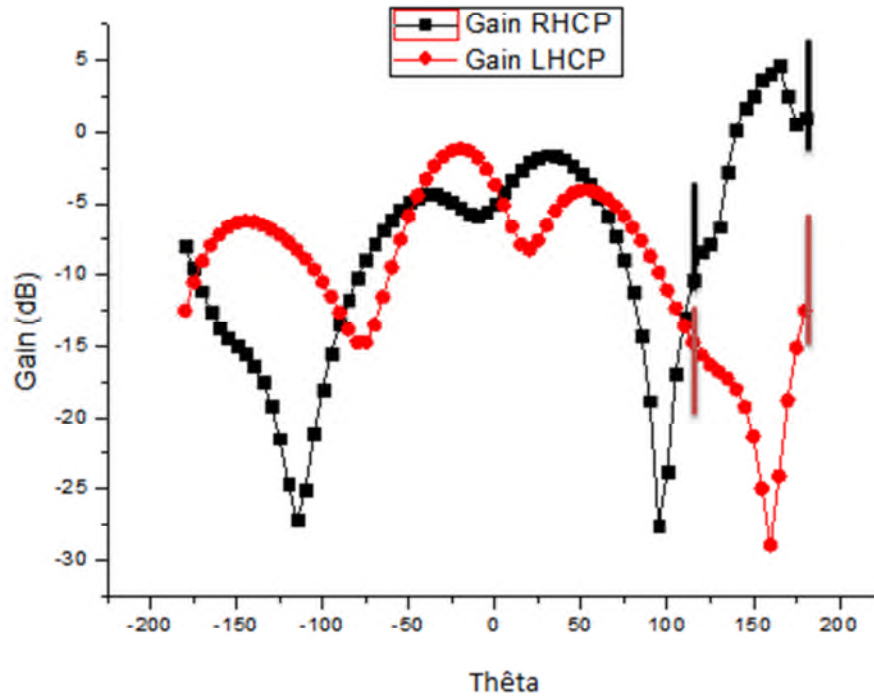


Figure III.35 Comparaison entre les deux Gain à Phi=90 et thêta variable

Pour les angles compris entre 140° et 165° , l'antenne fonctionne en polarisation circulaire droite car les gains en polarisation circulaire droite sont nettement plus élevés $> 2\text{dB}$ que les gains en polarisation circulaire gauche $< 0\text{dB}$,

VI. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons passé en revue différentes techniques utilisées dans la conception des antennes cela nous a permis de présenter leurs principales propriétés et aptitudes à améliorer le lien radio que ce soit au niveau de la station de base ou du terminal mobile.

Dans la seconde partie, nous avons réussi à simuler des antennes à une seule polarisation : deux antennes filaires, travaillant dans trois bandes de fréquences, Bluetooth, GSM, WLAN, avec une polarisation Verticale, et une antenne patch simple avec une polarisation horizontale aussi une antenne patch avec deux encoches pour avoir la polarisation circulaire.

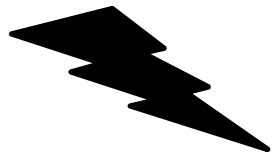
L'état de l'art ne permettant pas de classer les différentes techniques car leurs performances sont fonction de l'environnement, notre travail ne sera pas d'établir une classification des techniques de diversité ou techniques de changement de polarisation ou d'autres mais de proposer quelques résultats de simulation permettant de choisir les plus performants. Ceci fera l'objet du chapitre suivant.

VII. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [III.1] Emmanuel Dreina, « Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multicapteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G. thèse de doctorat , Institut National Polytechnique de Grenoble.2010.
- [III.2] V.Piclanic "Antenna diversity studies and evaluation", Thèse de master à université Lund-suède , Mai 2004.
- [III.3] S. Maci, G. Biffi Gentili, P. Piazzesi, and C. Salvador, slot-loaded patch antenna', *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -*, vol. 142, no. 3, pp. 225–232, Jun1995.
- [III.4] J. George, C. Aanandan, P. Mohanan, and K. Nair,'Analysis of a new compact microstrip antenna', *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 11, pp. 1712–1717, Nov 1998.
- [III.5] François Grange , « Matériaux composites pour antennes miniature intégrée . ».Thèse de doctorat , Université Rennes ,2010
- [III.6] Sami Hebib , « nouvelle topologie d'antennes multi-Bandes pour applications Spatiales », Thèse de doctorat à l'université Toulouse III - Paul Sabatier,2008.
- [III.7] T. Nishimura, N. Kuga, H. Arai, K. Madono, A. Ito, "Wideband wire T-monopole antenna," *IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology*, Honolulu, USA, Oct. 2003, pp. 25-26.
- [III.8] C. S. Lee, V. Nalbandian, F. Schwering, "Planar dual-band microstrip antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 8, Aug. 1995, pp. 892-894.
- [III.9] P. Eratuuli, P. Haapala, P. Vainikainen, "Dual frequency wire antennas," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 12, Jun. 1996, pp. 1051-1052.

- [III.10] Michaël Diblanc. « Développement du concept de l'antenne a Résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire » thèse de doctorat à l'université de limoges.2008.
- [III.11] J.D.Kraus "Antennas". Mc Graw – Hill book Company- New-York – USA, 1950.
- [III.12] C. Melon "Contribution à la modélisation des ferrites par la méthode des différences finies en régime transitoire-Applications à l'étude de dispositifs microondes à ferrites" .Thèse de doctorat- n°14-96- Université de Limoges- Avril 1996.
- [III.13] D.Roscoe, L.Shafai, A.Ittipiboon, "Circularly polarized travelling-wave printed line antenna" Electronics letters, Vol.25, N°20, pp.1407-1408, September 1989.
- [III.14] Y.Suzuki, T.Chiba "Wide band singly-fed circularly polarized microstrip antenna" Nat.Conv.Rec., IECE of Japan, September 1986, pp.1-90.
- [III.15] S. Solignac "Etude de l'élargissement de la bande passante de réseaux d'antennes imprimées en polarisation circulaire. Conception et réalisation de réseaux en bande C et Ka." Thèse de doctorat- n°69-98 - Université de Limoges- 15 décembre 1998.
- [III.16] C. Rowell, "A Brief Survey of Internal Antennas in GSM Phones: 1998 to 2004", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Washington (USA) July 2005.
- [III.17] Chih-Ming Su and Kin-Lu Wong, "Isolation between internal UMTS and Wlan antennas for a dual-mode wireless device" Microwave and optical technology letters, Vol. 48, No. 10, 2006.
- [III.18] Talvitie, O., and Pankinaho, I.: "Radio device and antenna structure" International Patent Application, WO 2004=038857, 6th May 2004.
- [III.19] Hakim Badis , « Etude Et Conception D'algorithmes Pour Les Réseaux Mobiles et Ad Hoc », Thèse de doctorat à l'université Paris–sud ;2005.

- [III.20] Aliou DIALLO. « Sytemes Multi-Antennes Pour Diversite Et Mimo » .Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis. 2007 .
- [III.21] Zhan Li and Yahya Rahmat-Samii, "Optimization of PIFA-IFA combination in handset antenna designs", IEEE Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 5, July 2005.
- [III.22] Kin-Lu Wong, Jui-Hung Chou, Saou-Wen Su and Chih-Ming Su, "Isolation between GSM/DCS and WLAN antennas in a PDA phone" Microwave and optical technology letters, Vol. 45, No. 4, May 20 2005.
- [III.23] Gregory Beddeleem. « Antennes multistandards combinées à polarisations Multiples pour les applications spatiales ». Thèse de doctorat à l'Université de Nice-Sophia Antipolis.2008.



CHAPITRE IV

REALISATION D'ANTENNE COMBINEE A POLARISATION MULTIPLES

I. INTRODUCTION

La littérature récente présente plusieurs topologies pour répondre aux contraintes de simplicité et de miniaturisation de l'application actuelle.

Plusieurs antennes ont été analysées afin de déterminer celle les plus adaptées à notre thème de recherche. Nous présentons dans ce chapitre, les antennes dont nous avons fait une étude complète, c'est-à-dire incluant une réalisation et des mesures expérimentales, six antennes simulées et trois antennes validées par la réalisation.

Cette partie décrit les travaux de littérature déjà existants dans lequel le travail engagé dans cette thèse tire ses motivations. Elle traite des travaux proposant différents prototypes et performances, Dans la deuxième partie , nous avons combiné deux types d'antennes , antenne patch avec encoches et d'autre antennes afin de voir le type de la polarisation d'antenne, si elle est circulaire ou linéaire ou elliptique et différents types d'antennes dipôle (dipôle U , dipôle croisées ,...). La dernière partie présente des prototypes simulés avec CST microwave studio validés avec les mesures expérimentales.

II. LES TRAVAUX EXISTANTS

Les systèmes multi-antennes se développent de plus en plus dans le domaine des communications sans fils. Avec l'émergence de nouveaux standards, un système multi-antennes à plusieurs accès dans lequel chaque antenne travaille dans une bande de fréquence différente, permet d'être en conformité avec la plupart des modules radio "front-end" couramment utilisés sur le marché industriel sans fil [IV.1- IV.2]. Par conséquent, la conception de plusieurs antennes sur un petit terminal mobile est plus délicate comparée à celle d'un terminal à antenne simple. Le fait qu'elles soient très proches, réduire ce couplage mutuel n'est pas chose facile en particulier aux fréquences où les courants qui circulent sur le substrat, contribuent au mécanisme de rayonnement de la structure [IV.3].

II.1 Antenne Combinée UMTS/WLAN

L'auteur, dans la référence [IV.4] , présente l'étude de l'isolation entre deux antennes opérant respectivement dans les bandes UMTS [1920-2170 MHz] et WLAN [2400-2484 MHz] pour des applications bi-bande (Figure IV.1) (deux bandes de fréquences séparées de

230 MHz). L'antenne UMTS est conçue pour être montée sur la partie supérieure de la carte électronique d'un téléphone sans fil.

Par contre, l'antenne WLAN (de type IFA), de très faible largeur (1 mm) est placée dans divers endroits le long de la carte du système [IV.4]. Nous rappelons que l'antenne IFA est un fil plié et court-circuité au plan de masse pour réduire sa longueur. La distance entre l'antenne WLAN et l'antenne UMTS varie et l'isolation entre les deux antennes est alors analysée.

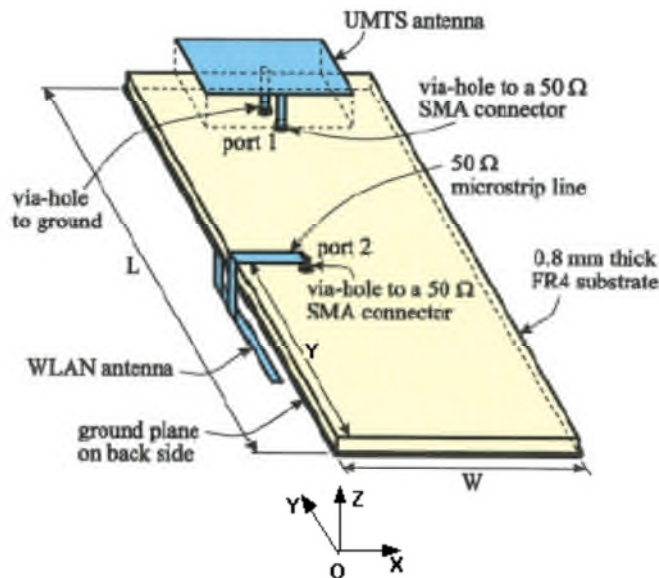


Figure IV.1 antenne combinée UMTS/WLAN [IV.4].

II.2 Antenne Combinée GSM/DCS-WLAN

Toujours dans le domaine des antennes multistandards à plusieurs accès, L. Zhan et al. présentent dans [IV.5], l'optimisation d'une combinaison d'antennes PIFA-IFA (Inverted FAntenna). Ainsi dans ce travail, l'antenne IFA est optimisée pour rayonner dans la bande GPS à 1575,2 MHz, tandis que l'antenne PIFA bi-bande opère dans les bandes GSM850 et GSM1900 (Figure IV.2).

Pour réduire l'isolation entre les deux antennes, l'auteur place la PIFA bi-bande sur la surface d'un substrat diélectrique alors que l'IFA est placée sur une des faces du substrat tout en augmentant sa longueur.

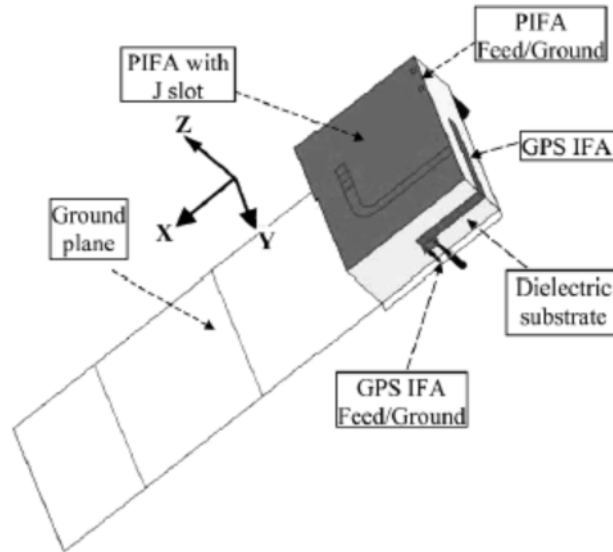


Figure IV.2 antenne combinée GSM/DCS WLAN[IV.5]

II.3 Antenne combiné GSM/DCS-WLAN

Dans la référence [IV.6], l'auteur propose une méthode pour augmenter l'isolation entre une antenne bi-bande (GSM/DCS) et une antenne WLAN (trois bandes de fréquences très éloignées les unes des autres). Pour augmenter l'isolation dans chacune des bandes, l'auteur utilise le même principe que dans [IV.3] en déplaçant l'antenne WLAN sur tout le plan de masse de dimensions 70x100 mm² (figure IV.3). Ici aussi, les deux antennes utilisées ne sont pas de type PIFA.

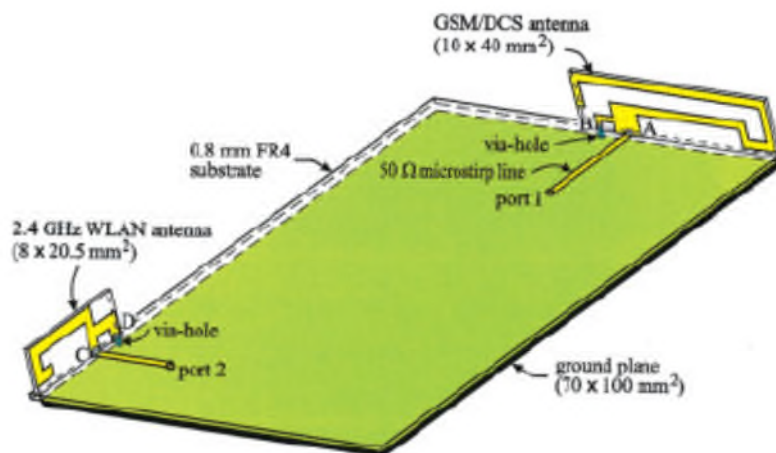


Figure IV.3 antenne combinée GSM/DCS-WLAN [IV.6]

II.4 Antenne Quadri Filaire à Hélices et Pifa

Cette antenne [IV.7] est une combinaison d'une antenne quadri filaire à hélices pour la polarisation circulaire et d'une antenne planaire F inversée (PIFA) pour la polarisation linéaire (figure IV. 4).

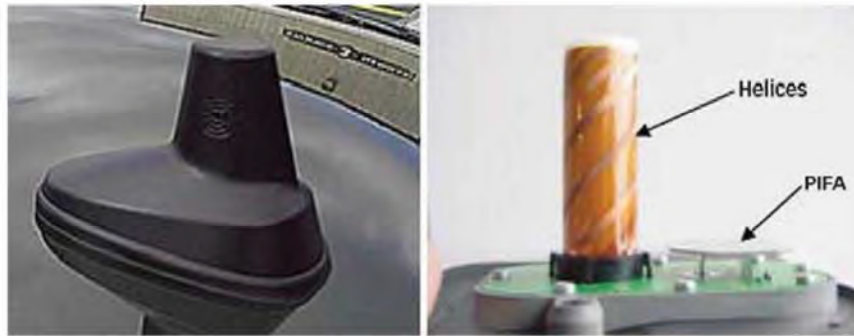


Figure IV.4 antenne combinée quadri filaire –Pifa [IV.7]

II.5 Antenne à polarisation circulaire double bandes

La figure IV.5 présente une antenne imprimée (patch) destinée pour les applications satellitaire météorologiques du type Meteosat. L'antenne fonctionne dans deux bandes avec une polarisation double [IV.8], le tableau IV.1 représente les résultats obtenus.

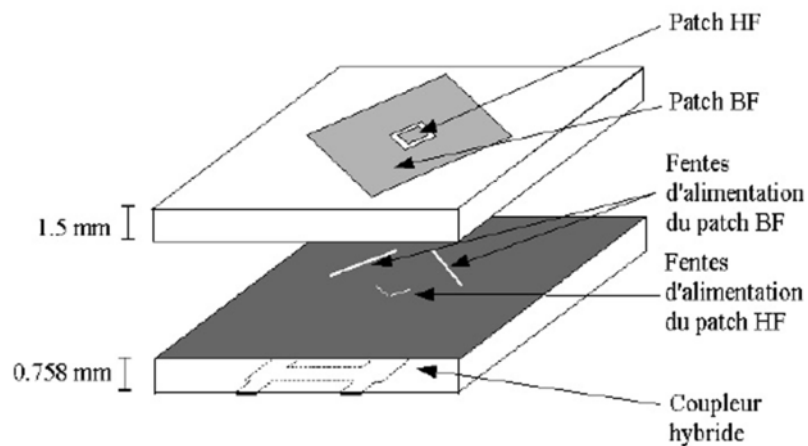


Figure IV.5 antenne combinée planaire [IV.8]

	Fréquences	Bande passante	BP en %	Polarisation
Bande L	1.698-1.709GHz	11MHz	0.65%	Circulaire droite
Bande X	8-8.4GHz	400MHz	4.90%	Circulaire droite et gauche

Tableau IV.1 Caractéristique des antennes [IV.8]

III. COMBINAISON DE DEUX ANTENNES

La technique la plus classique pour obtenir des antennes multi-bandes est la combinaison de deux ou plusieurs éléments rayonnants (résonateurs) mono-bande, La problématique de cette thèse est de combiner une antenne à polarisation linéaire avec une à polarisation circulaire pour avoir des antennes multi bandes à polarisation multiples.

III.1 Combinaison de deux antennes patch à une polarisation linéaire fonctionnant dans la bande C.

Dans cette partie, nous nous intéressons à la combinaison de deux éléments rayonnants identiques, dans le but d'avoir une seule antenne combinée, à polarisation linéaire fonctionnant dans la bande C allant de 4 à 8 GHz, ils sont imprimés sur un substrat de type FR-4 avec une hauteur de 1.6 mm et ϵ_r égal à 4.3 et alimenté par deux sondes coaxiales. La figure IV.6 montre la structure d'antenne combinée.

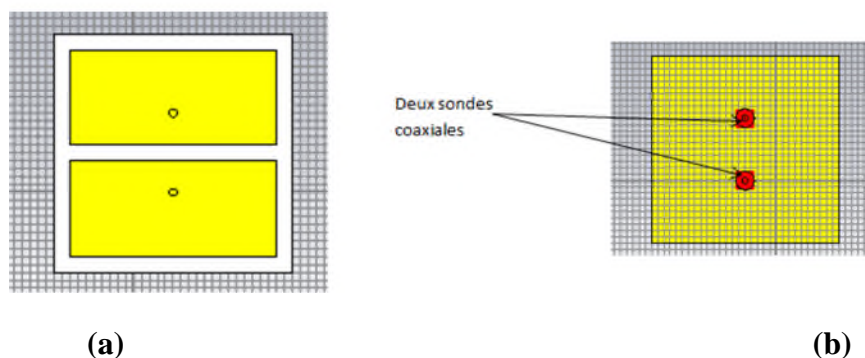


Figure IV.6 (a) deux antennes patch combinées (b) Vue inférieure (Alimentation par sonde coaxiale)

III.1.1 Les paramètres S (S11, S12, S21, S22)

La figure IV.7 montre la simulation de coefficient de réflexion en fonction de fréquences.

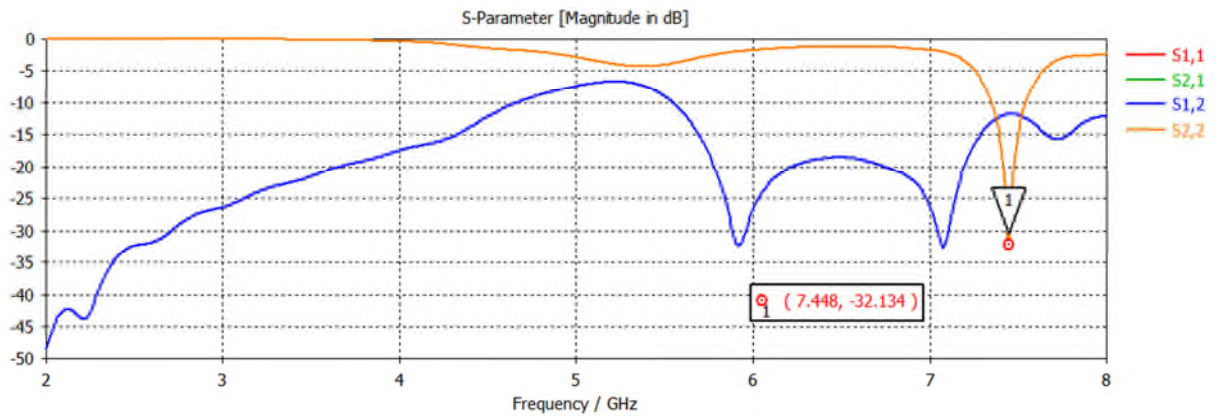


Figure IV.7 Parameters S (dB)

Nous remarquons qu'on a une superposition de signal S11 et S22 avec un niveau d'amplitude de -32dB et une autre de S21 et S12 inférieure à -10dB, cela signifie que les deux éléments rayonnants sont adaptés dans la même bande de fréquence allant de [7.3-7.55] GHz. Grâce à ces résultats, nous pouvons conclure que lorsqu'on combine deux éléments identiques dans le même plan de masse et même substrats, nous obtiendrons même fréquence de résonance.

III.1.2 Rapport Axial

La figure IV.8 présente la variation du rapport axial dans la bande adaptée (7.44-7.55GHz).

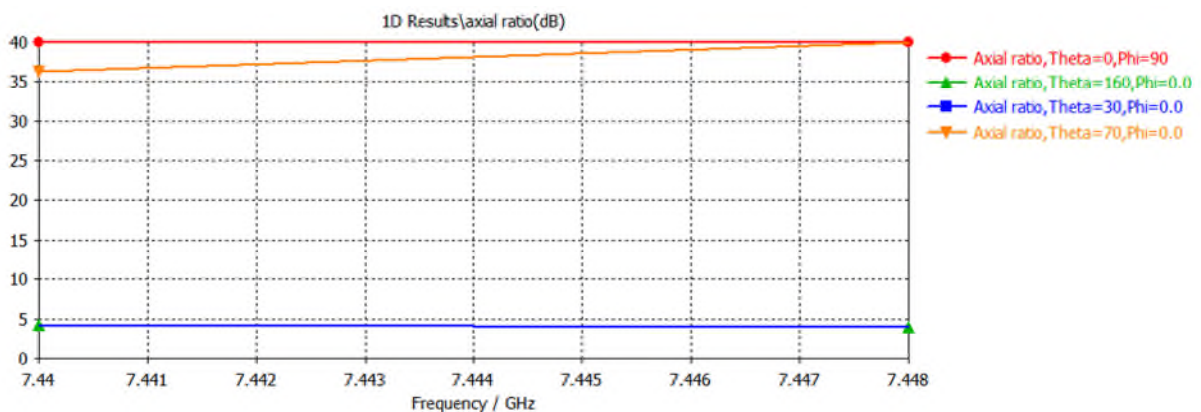


Figure IV. 8 Rapport axial au plan azimutal

Nous remarquons que le rapport axial est toujours supérieur à 3dB, pour tous les angles d'élévation Thêta, cela signifie que l'antenne combinée à une polarisation linéaire pour toute la bande de fréquence adaptée.

III .2 Combinaison de deux antennes planaires tri Bandes à polarisation linéaire.

Une antenne multi-bande est une antenne qui résonne sur au moins deux fréquences avec les mêmes exigences (adaptation, valeur du coefficient de réflexion,...). La figure IV.9 présente le principe de fonctionnement d'une antenne multi bande.

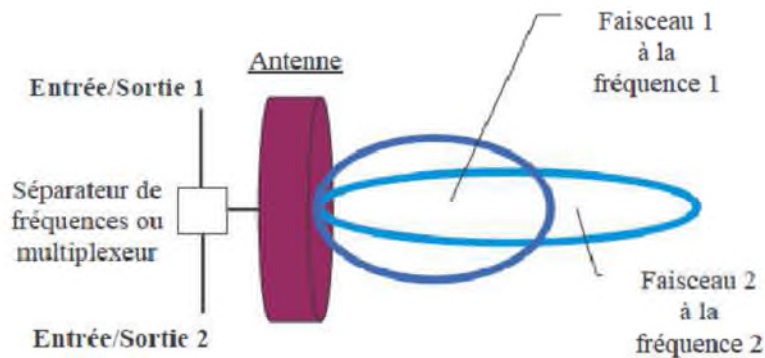


Figure IV.9 Principe de fonctionnement d'une antenne multi-bande.

Actuellement, la plupart des téléphones mobiles fonctionnent avec des antennes intégrées tri bandes. GSM900/DCS1800/UMTS2172 ou GSM1900/BLUETOOTH /UMTS. La plupart des solutions existantes pour réaliser ces antennes sont basées sur des éléments court-circuités (quart-d'onde) [IV.9]. L'antenne est généralement optimisée pour assurer le fonctionnement dans les trois bandes.

La figure IV.10 présente la structure d'antenne combinée proposée .Il s'agit de l'antenne précédente dans laquelle nous avons coupé les deux coins d'antenne patch rectangulaire (chapitre III), combinée avec une antenne patch sous forme d'un cercle. Les deux éléments rayonnants sont alimentés par des sondes coaxiales. Notre objectif est d'avoir une seule antenne combinée à deux polarisations ou plus.

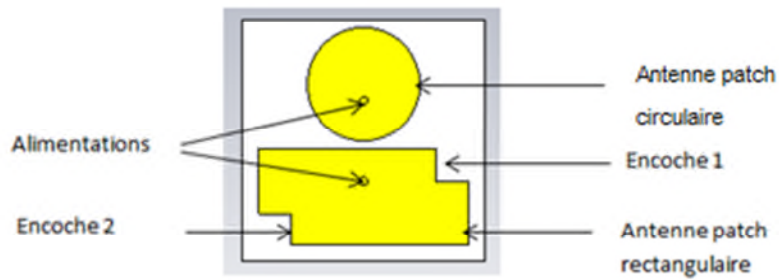


Figure IV.10 Antenne combinée à polarisations multiples

III.2.1 Coefficient de réflexion

L'antenne combinée contient deux éléments rayonnants planaires. Le premier élément est sous forme d'un cercle pour avoir la polarisation linéaire et le deuxième un patch rectangulaire avec deux encoches afin d'obtenir la polarisation circulaire.

La figure IV.11 présente la variation de coefficient de réflexion en fonction de fréquences.

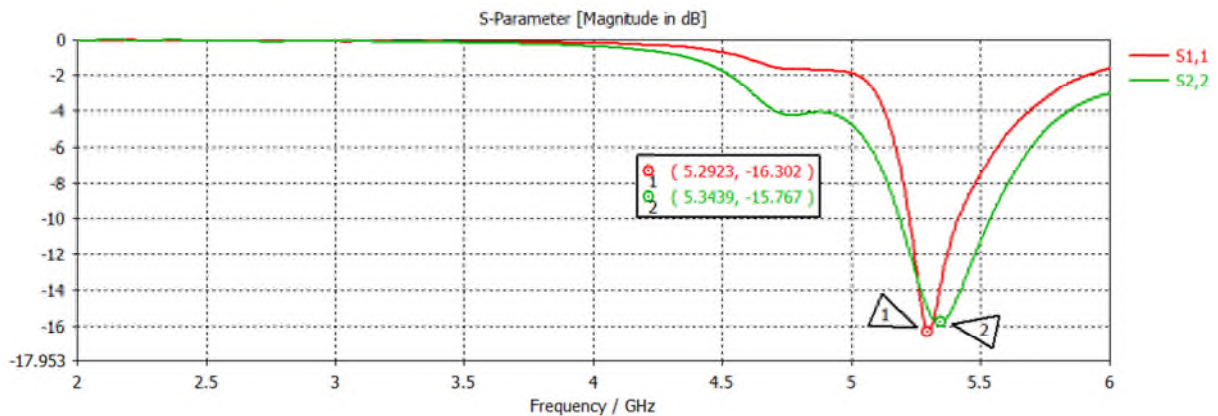


Figure IV.11 Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

III.2.2 Polarisation de l'antenne combinée

Les figures IV.12-IV.13 présentent le rapport axial en fonction de Thêta pour les deux fréquences adaptées.

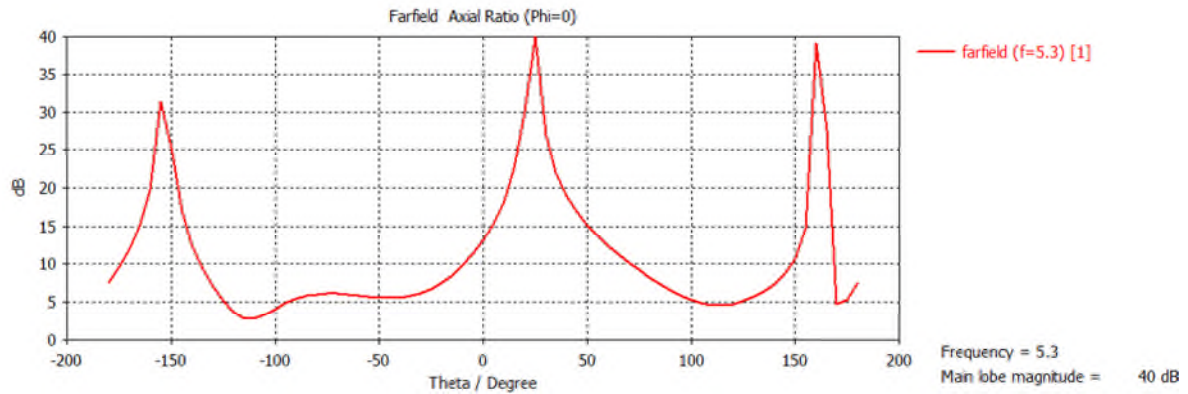


Figure IV.12 Rapport axial en fonction de Thêta en f=5.3GHz

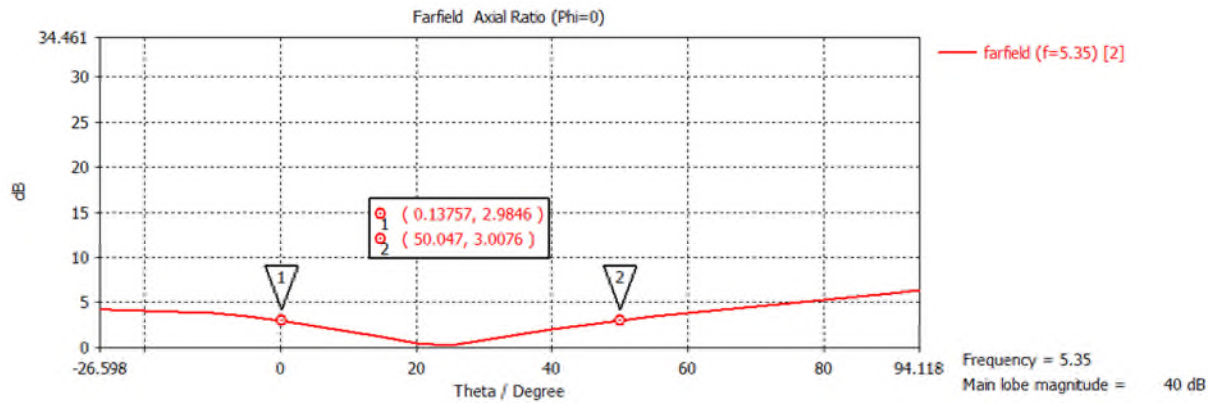


Figure IV.13 Rapport axiale en fonction de Thêta en f=5.3GHz

Nous remarquons que le rapport axial simulé est supérieur à 3dB pour toutes les valeurs de thêta, dans la bande de fonctionnement de l'antenne destinée pour la polarisation linéaire (figure IV.12) Et il est inférieur à 3dB pour le patch avec encoche pour thêta de 0° à 50°. La figure IV.14 donne les résultats obtenus par simulation de gain en fonction de Thêta.

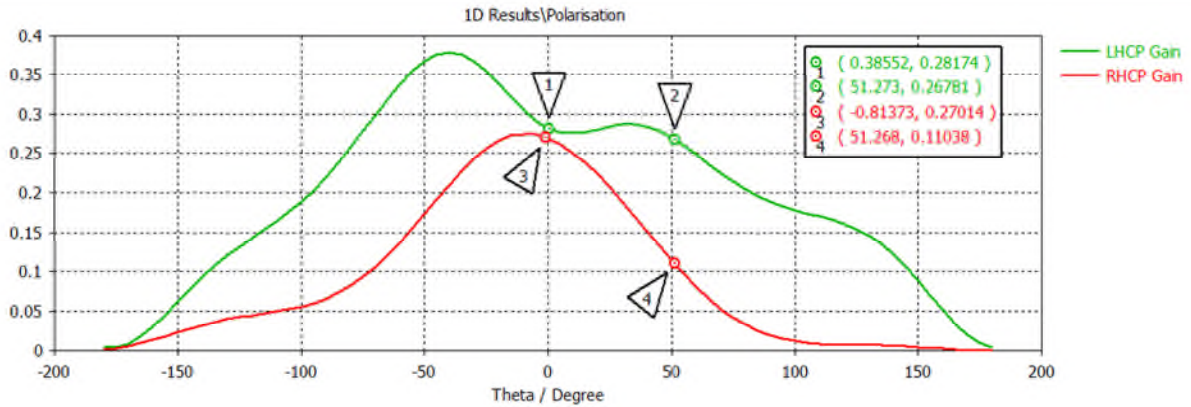


Figure IV.14 Gain d'antenne en fonction de Thêta

Nous remarquons que le gain maximal est dans la polarisation circulaire gauche et cela signifie que ce deuxième élément rayonnant à une polarisation LHCP (figure IV.13et IV.14).

III.3 Antenne combinée multi bandes à polarisation multiples

L'élément rectangulaire est l'élément le plus généralement utilisé dans la structure imprimée. Il est caractérisé par sa longueur et sa largeur. La figure IV.15 présente la structure d'antenne combinée. Elle est constituée d'un patch avec encoches en anneau, imprimé sur un substrat carrée de longueur $L=30\text{mm}$ et largeur $W=30\text{mm}$ avec une permittivité relative égale à 4.3 avec deux encoches $a=4\text{mm}$ et $b=2\text{mm}$, la sonde coaxiale est placée à 10 mm du centre.

Ces modification dans la géométrie de l'antenne permettent le fonctionnement multi bandes en polarisation circulaire .Le patch en anneau est combiné avec une antenne patch simple de longueur $L_1= 8 \text{ mm}$ avec $W_1=8 \text{ mm}$ alimentée aussi avec une sonde coaxiale en polarisation linéaire.

Cette structure est capable de fonctionner dans plusieurs fréquences avec une polarisation multiples.

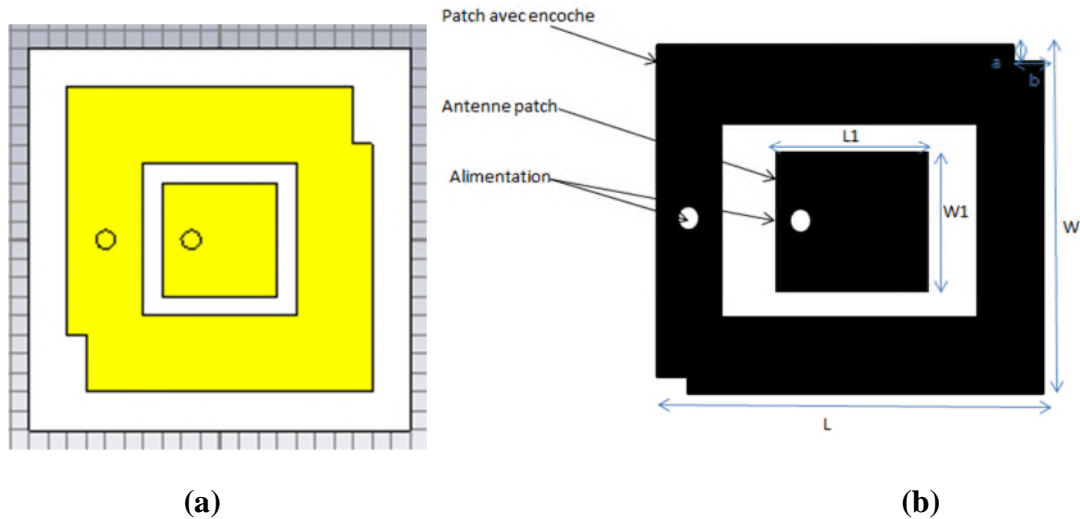


Figure IV.15 (a) antenne simulée sous CST MWS

(b) les dimensions d'antenne combinée

III.3.1 coefficient de réflexion

Le résultat du tracé du coefficient de réflexion S11 est donné par la figure IV.16.

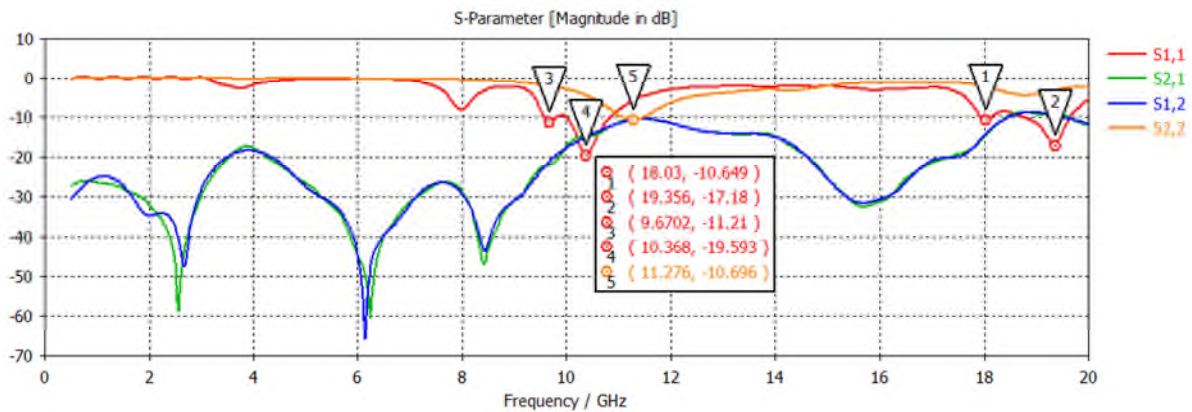


Figure IV.16 Les paramètres S en fonction de fréquence

On voit sur les courbes (Figure IV.16) que L'antenne résonne à 11.27 GHz avec un niveau d'amplitude pour S11 de -10dB et de quatre fréquence de résonances (9.67, 10.36, 18.03, 19.35 GHz) avec un niveau d'amplitude inférieur à -10dB respectivement. et une isolation entre les deux éléments rayonnants (S_{12} et $S_{21} < 10\text{dB}$).

III.3.2 Rapport axial

Les figures IV.17 et IV.18 présentent le rapport axial simulé en fonction de Θ .

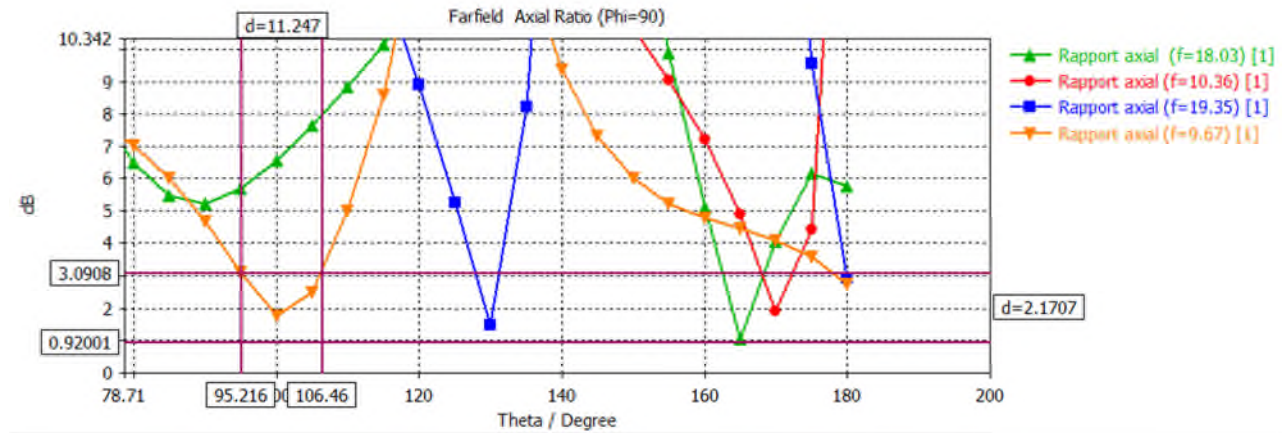


Figure IV.17 Rapport axial de l'antenne patch avec encoche

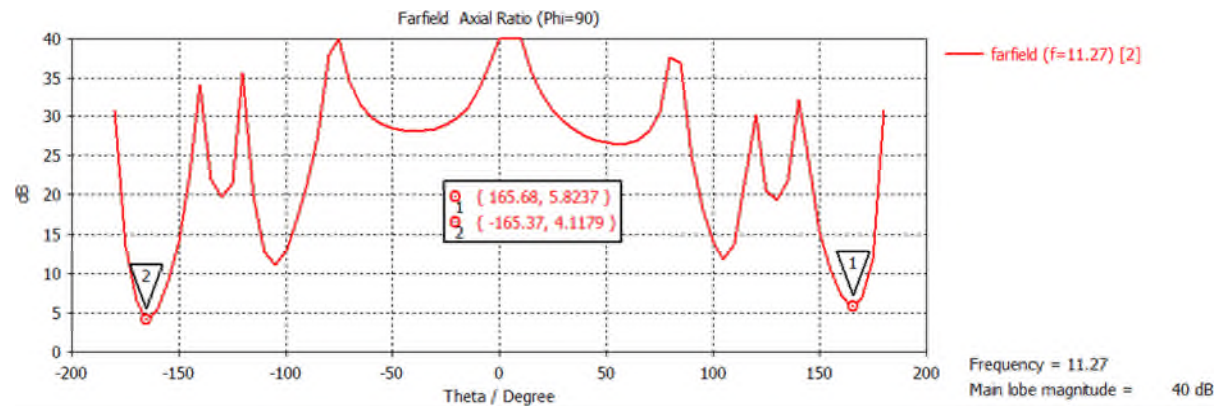


Figure IV.18 Rapport axial de l'antenne patch simple

Nous remarquons dans la figure IV.17 que le rapport axial est inférieur ou égal à 3dB dans la bande de fonctionnement de l'antenne patch avec encoche, ce qui est souhaitable. et supérieur à 3dB pour l'antenne patch simple dont la fréquence de travail est égale à 11.27GHz.

Nous pouvons résumés ces résultats dans les tableaux suivant :

Antenne patch		
F1=11.27GHz	Coefficient de réflexion S22 (dB)	-10.7dB
	Rapport axial (dB)	>3dB
	Polarisation	Linéaire

Tableau IV.2 Résultats d'antenne patch

Antenne patch avec encoches				
Fréquences (GHz)	F1=9.67	F2=10.36	F3=18.03	F4=19.35
Adaptation S11(dB)	-11.21	-19.59	-10.64	-17.18
Rapport axial	<3dB			
Polarisation	Circulaire			

Tableau IV.3 Résultats d'antenne patch avec encoches

➤ Les performances de l'antenne combinée

Les performances sont données dans le tableau suivant :

Fréquences(GHz)	AR (dB)	Polarisation
9.67	<3	Circulaire
10.63	<3	Circulaire
18.03	<3	Circulaire
19.35	<3	Circulaire
11.27	>3	Horizontale

Tableau IV.4 Les performances d'antenne combinées à polarisation multiples.

III.4 Antenne combinée à polarisation multiples fonctionnant dans GSM1900/WLAN

Nous combinons l'antenne bi bandes filaire à polarisation linéaire précédente (chapitre III) fonctionnant dans les deux bandes GSM1900/WLAN, avec l'antenne patch à deux

encoches fonctionnant à une seule fréquence à polarisation circulaire. La figure IV.19 montre la structure de l'antenne combinée.

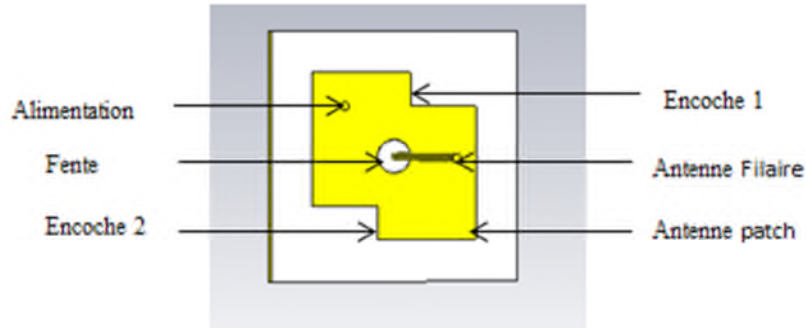


Figure IV.19 Antenne combinée à polarisation multiples

Cette antenne est alimentée par deux sondes coaxiales. L'une est placée au centre pour l'antenne filaire, et l'autre placée au coin pour la polarisation circulaire. Il est bien connu que la fréquence de résonance des antennes dipôles diminue lorsque la longueur de l'élément filaire augmente.

III.4.1 Coefficient de réflexion

La figure IV.20 présente le rapport axial en fonction de fréquence.

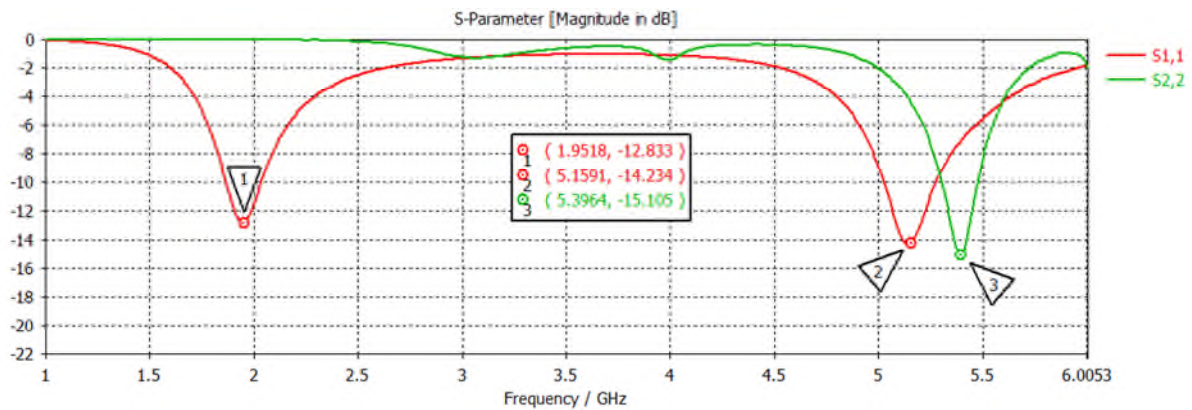


Figure IV.20 Coefficient de réflexion pour les deux éléments rayonnant

Nous pouvons observer les fréquences de travail sur le graphe représentant les courbes simulées du coefficient de réflexion S11 et S22 en fonction de la fréquence. L'élément filaire résonne en deux fréquences à $f=1.95$ GHz avec une amplitude de -12.8dB et à $f=5.1$ GHz avec une amplitude de -14dB, destinée pour les deux réseaux GSM1900 / WLAN et l'antenne patch avec encoche est adaptée dans la bande [5.2-5.48] GHz avec une amplitude <-15 dB.

III.4.2 Rapports axiaux

Les figures IV.21 et IV.22 présentent les rapports axiaux en fonction de Thêta.

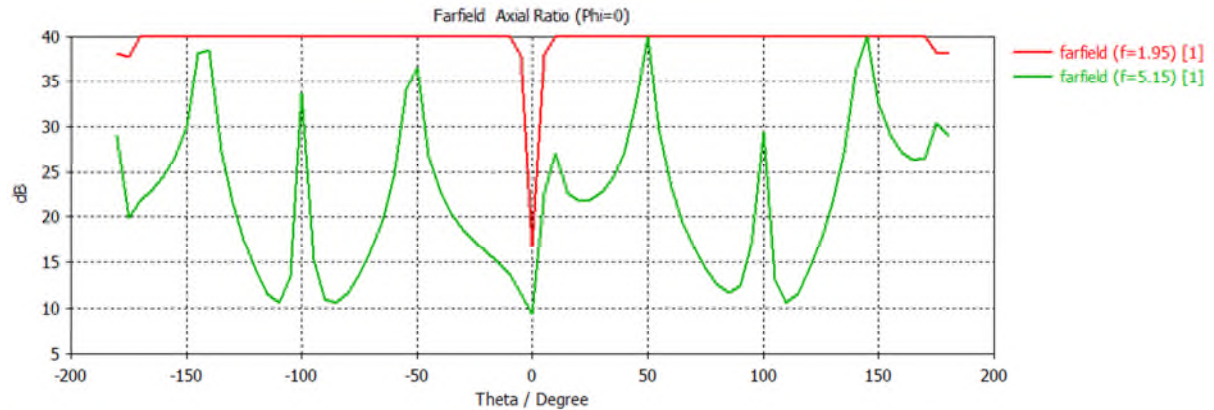


Figure IV.21 Rapport axial en fonction de thêta d'antenne Dipôle

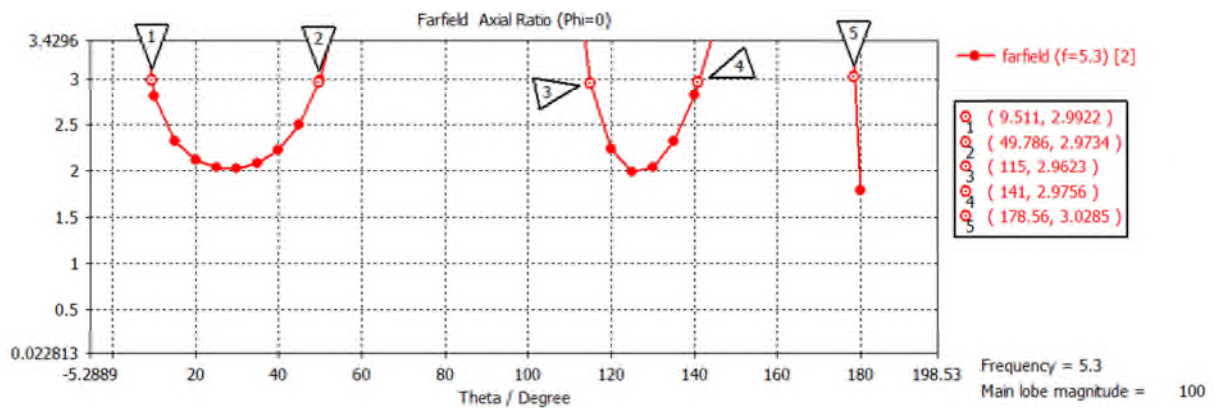


Figure IV.22 Rapport axial en fonction de thêta d'antenne patch avec encoche

Nous remarquons dans les deux figure IV.21 et IV.22 que le rapport axial est supérieur à 3dB dans les deux fréquences adaptées par l'élément filaire (GSM1900/WLAN) qui donne une polarisation linéaire dans les deux bandes adaptées, et il est inférieur à 3dB pour la fréquence de résonance d'antenne patch avec encoches cela signifie que nous avons une polarisation circulaire pour la deuxième bande WLAN.

III.4.3 Type de polarisation

La figure IV.23 présente une comparaison entre le gain de LHCP et gain RHCP.

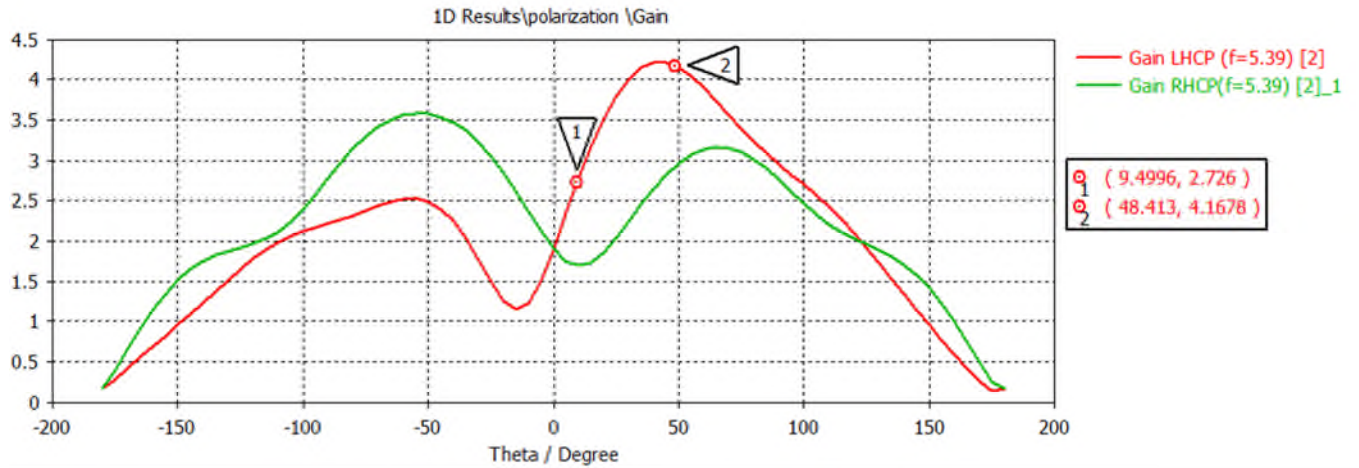


Figure IV.23 Comparaison entre les deux Gain LHCP et RHCP

Pour avoir la direction de polarisation circulaire, nous comparons entre les deux gains LHCP et RHCP et nous choisissons la direction de Gain maximal. Dans la figure IV.23 le gain maximal est obtenu dans la polarisation circulaire gauche.

➤ Les performances d'antenne

Les performances d'antenne combinée sont présentées dans le tableau ci-dessous

Fréquences(GHz)	Coefficient de réflexion (dB)	AR (dB)	Polarisation
1.95	-12.8	>3	Verticale
5.15	14.23	>3	Verticale
5.3	15.10	<3	LHCP

Tableau IV.5 Les performances d'antenne combinée

III.5 Antenne combinée multibandes à polarisation multiples fonctionnant dans la bande WLAN/KU satellite

Nous avons étudié précédemment dans ce chapitre, quatre antennes combinées avec différentes polarisations (linéaire et circulaire). Cependant le gain reste relativement faible,

après plusieurs recherches, nous proposons une nouvelle structure d'antenne combinée à polarisation multiples avec un bon gain.

Dans cette conception , nous avons fixé deux bandes de fréquence 5.5GHz et 10 GHz destinée pour les deux réseaux WLAN/ Ku satellites [IV.10-IV.11], Nous avons donc axé notre recherche sur l'antenne Pifa avec une fente de forme U , de longueur L et largeur W , alimenté par une sonde coaxiale placé dans la longueur L_2 de coté de PIFA , combinée avec une antenne patch de longueur L_1 avec deux encoches de forme carré $2*2$ mm pour avoir la polarisation circulaire . La figure IV.24 présente la structure proposé d'antenne combinée avec un bon gain.

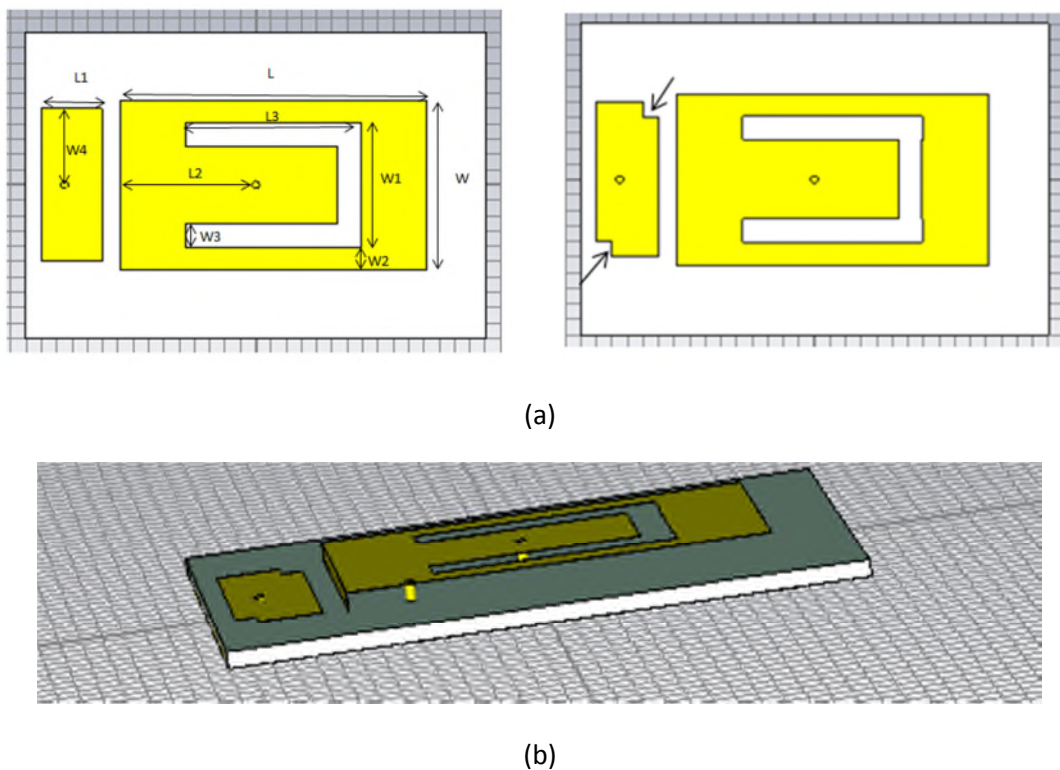


Figure IV. 24 Antenne combinée (a) Vue de face (b) Vue de coté

III.5.1 Coefficient de réflexion

La figure IV.25 représente la variation du coefficient S_{11} pour le port 1 et S_{22} pour le port 2 en fonction de la fréquence.

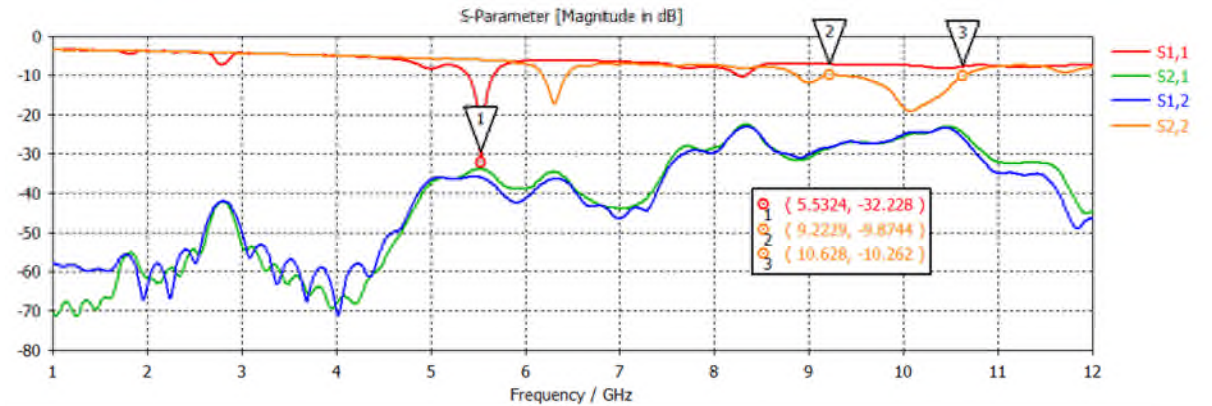


Figure IV. 25 Coefficient de réflexion en fonction de fréquences

Dans ce cas l'antenne est adaptée seulement pour deux bandes de fréquence de [5.2-5.4] GHz et [9.2-10.6] GHz, avec présence de deux résonances, l'une à 5.53GHz et l'autre à 10.06GHz avec un niveau du paramètre S11 à -32 dB et à -19 dB respectivement. et un bon niveau d'isolation entre les deux éléments rayonnants S12 et S21 sont inférieur a -10dB.

III.5.2 Rapport axial

Nous présentons une seule fréquence pour chaque bande adaptée, nous choisissons $f=5.53\text{GHz}$ destinée pour le réseau WLAN et $f=10.6\text{ GHz}$ destinée pour l'application de satellites, Le rapport axial de l'antenne simulée est mesuré pour deux bandes de fréquences, la fréquence adaptée par l'antenne PIFA 5.53GHz et la fréquence adaptée par antenne avec encoche 10.6 GHz. La Figure IV.26 illustre cette variation.

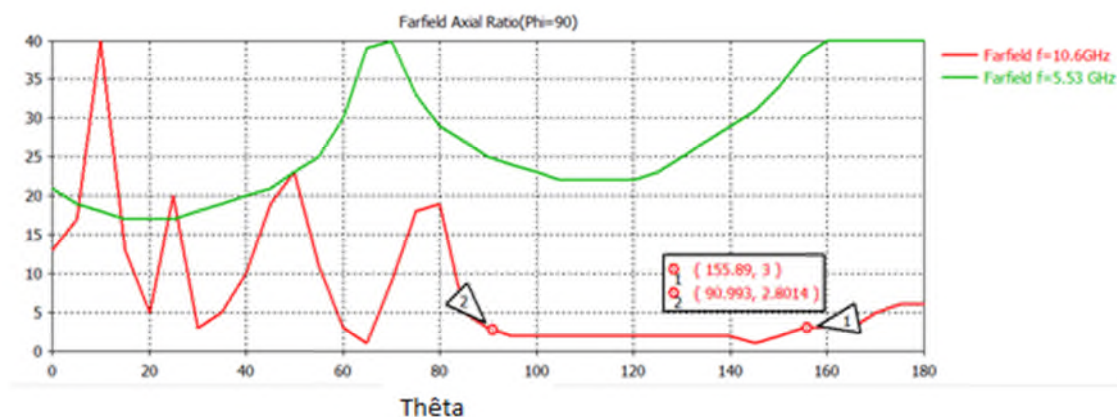


Figure IV. 26 Rapport axial en fonction de Thêta

Nous remarquons que le rapport axial est supérieur à 3dB pour la fréquence 5.53GHz qui donne une polarisation linéaire et le $AR < 3\text{dB}$ pour la fréquence 10.6 GHz qui donne une polarisation circulaire pour Thêta entre $[90^\circ - 155^\circ]$.

III.5.3 Gain d'antenne combinée à polarisation Linéaire

La figure IV.27 Présente le gain d'antenne combinée à la fréquence de résonance $f=5.53$ GHz

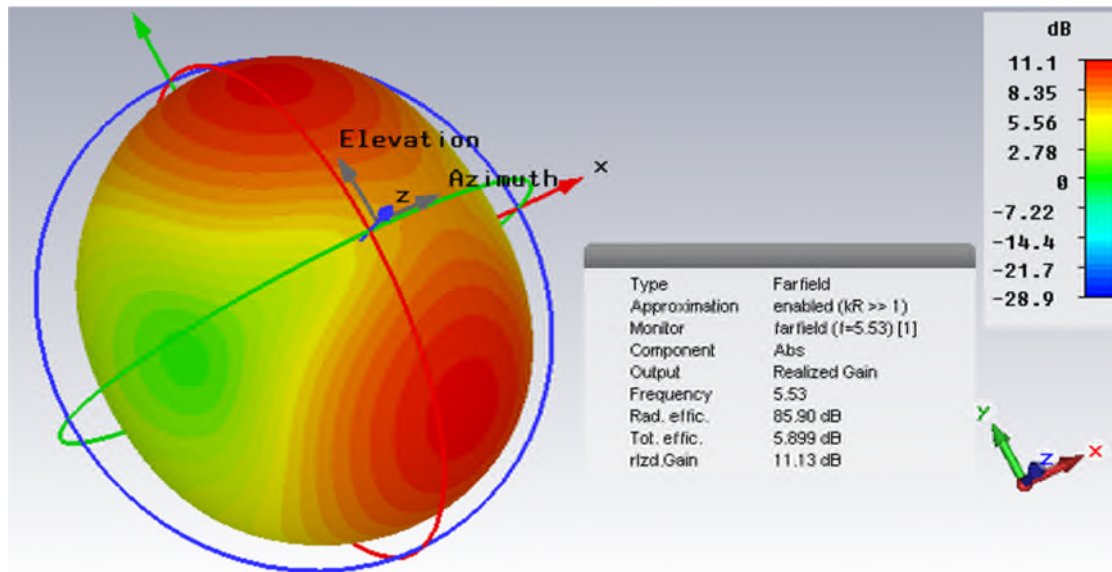


Figure IV.27 Gain réalisé pour la fréquence 5.53dB

Nous remarquons que la structure d'antenne combinée proposé donne un bon gain >11 dB dans la fréquence $f=5.53$ GHz.

III.5.4 Gain d'antenne a polarisation circulaire :

Les figures IV. 28 présentent le gain pour la fréquence adapté $f=10.6$ GHz pour les deux polarisations LHCP et RHCP.

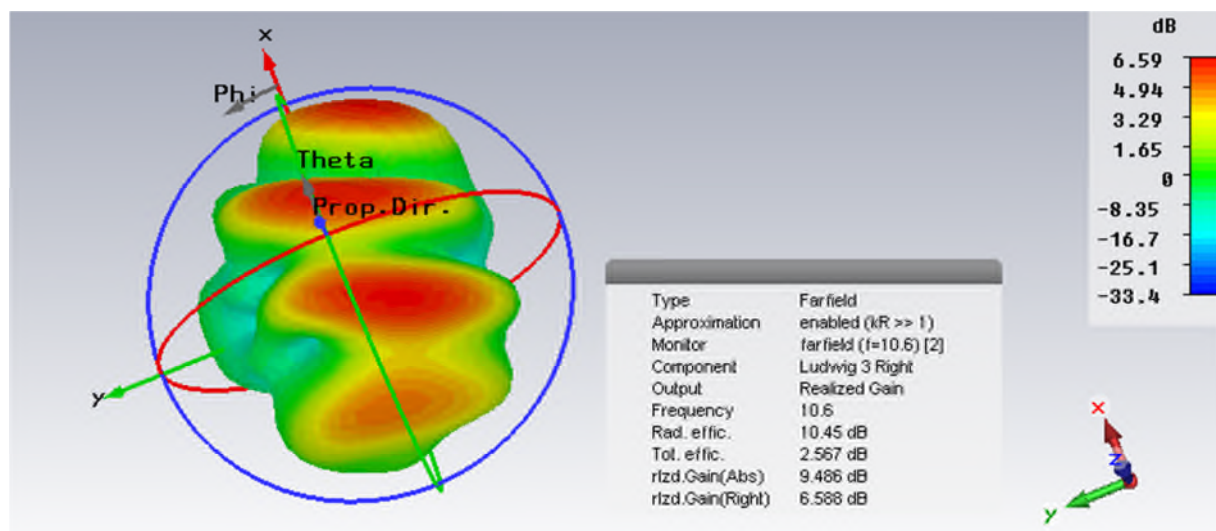


Figure IV. 28 Gain de la polarisation circulaire droite

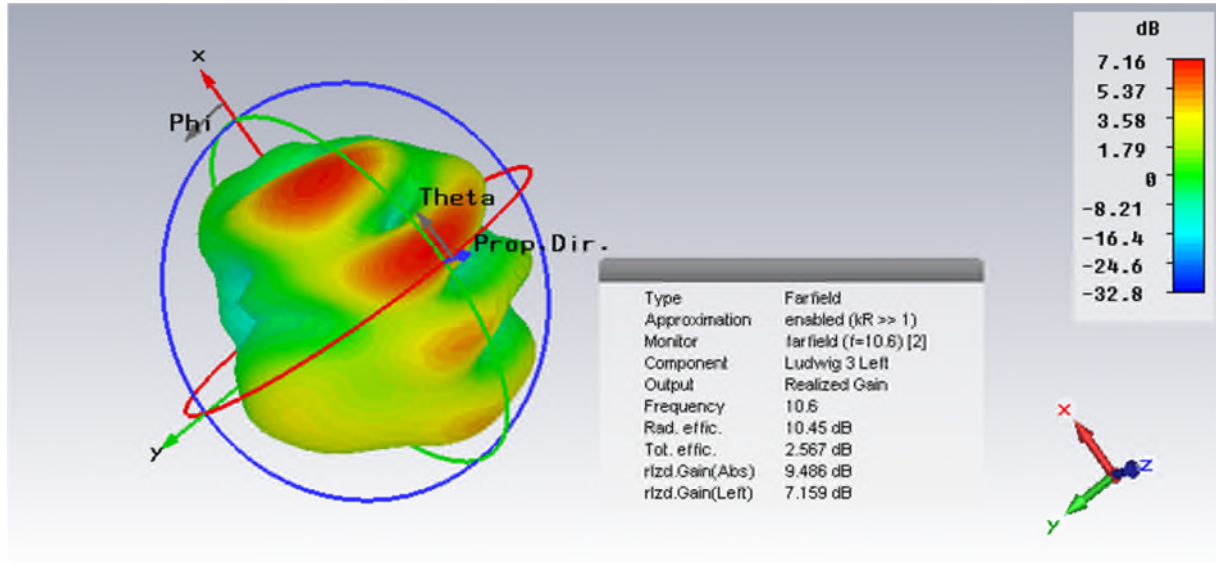


Figure IV. 29 Gain de la polarisation circulaire gauche

Pour avoir le type de la polarisation circulaire, nous comparons entre le gain dans la polarisation circulaire droite et le gain de la polarisation circulaire gauche et nous choisissons là où on aura le gain maximal. D'après les figures IV.28 Et IV.29 Notre antenne a une polarisation circulaire gauche dans la fréquence 10.6GHz.

➤ Les performances d'antenne combinée

Le tableau IV.6 Présente les performances d'antenne combinée.

Bande de fréquence	Coefficient de réflexion en dB	Gain	Rapport axial en dB	Polarisation
5.53	<-19	11dB	>3dB	Linéaire
10.6	<-32	entre 6-7dB	<3dB	Circulaire gauche

Tableau IV.6 Les performances d'antenne combinée

III.6 Conclusion

Dans cette partie nous avons combiné deux éléments rayonnants alimentés par deux sondes coaxiales, et nous avons obtenu cinq prototypes à polarisation multiples destinés pour différents standards de télécommunication. Les quatre premières antennes ont comme inconvénient leur gain faible, par contre la cinquième antenne combinée à un bon gain et une bonne polarisation multiples. Nous avons souhaité de la réaliser mais nous n'avons pas les moyens de la réalisation des antennes PIFA.

IV. REALISATION ET MESURE

La simulation est une étape indispensable pour la réalisation réelle d'une antenne, puisqu'elle nous guide et nous oriente vers la bonne sélection des paramètres statiques et des conditions de fonctionnement selon l'objectif fixé à priori.

Nous présentons ci-après les caractéristiques principales de l'antenne, qui sont généralement le coefficient de réflexion S11 et le rapport axial ainsi le gain issu des mesures et de simulations afin de valider la structure.

IV.1 Réalisation antenne combinée multi bandes à polarisation multiples dans la bande Bluetooth et WLAN

La figure IV.30 montre la structure proposée c'est une combinaison de quatre antennes patch reliées deux à deux avec un lien de longueurs W1 et L2.

Cette antenne est alimentée par deux sondes coaxiales. L'une placée en haut de l'encoche coupée dans un seul côté pour l'antenne à polarisation linéaire et l'autre placée en bas de l'encoche pour l'antenne à polarisation circulaire à la longueur L1. Les encoches d'antenne patch sont de forme rectangle de longueur b et largeur a et la longueur des patches est L et la largeur W.

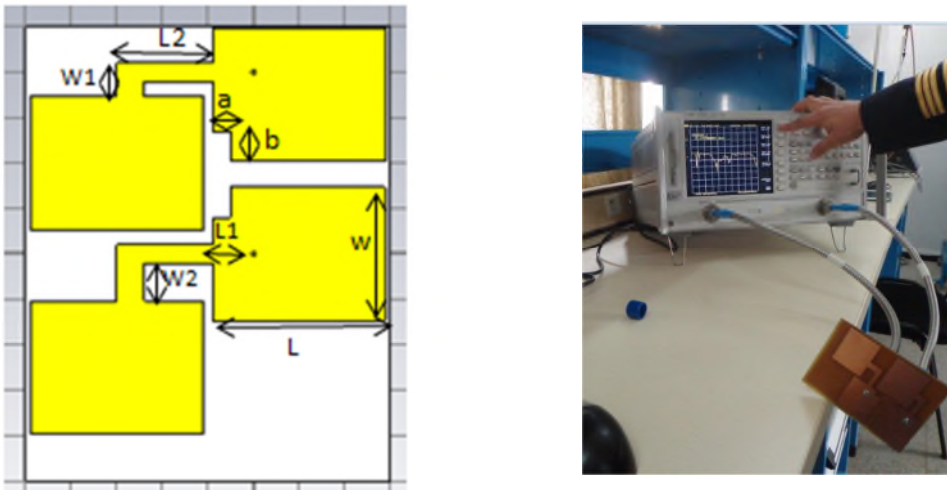


Figure IV. 30 (a) les dimensions d'antenne simulée

(b)Prototype 1 relié à l'analyseur de réseau

Les dimensions de l'antenne imprimée sont optimisées après plusieurs essais de simulation. Nous présentons que l'antenne optimisée. En revanche pour conserver les performances de polarisation d'antenne, nous avons modifié l'emplacement de l'encoche.

Les dimensions	a	b	L	W	L2	L1	W1	W2
mm	2	3.5	38	28	26	5	10	6

Tableau IV. 7 Les dimensions d'antennes combinées

IV.1.1 Coefficient de réflexion

La figure IV.31 présente la comparaison entre le coefficient de réflexion mesuré et simulé.

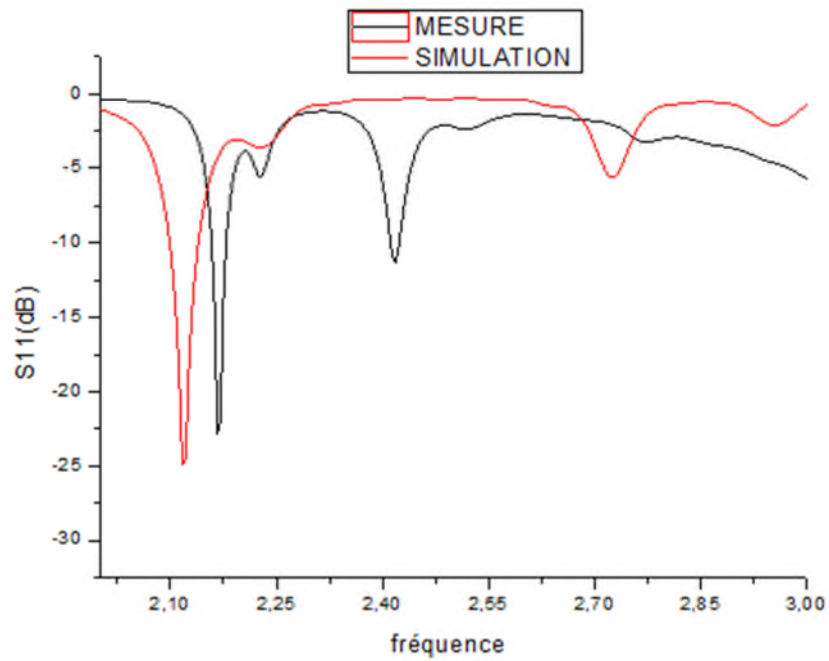


Figure IV. 31 Coefficient de réflexion S11 (dB)

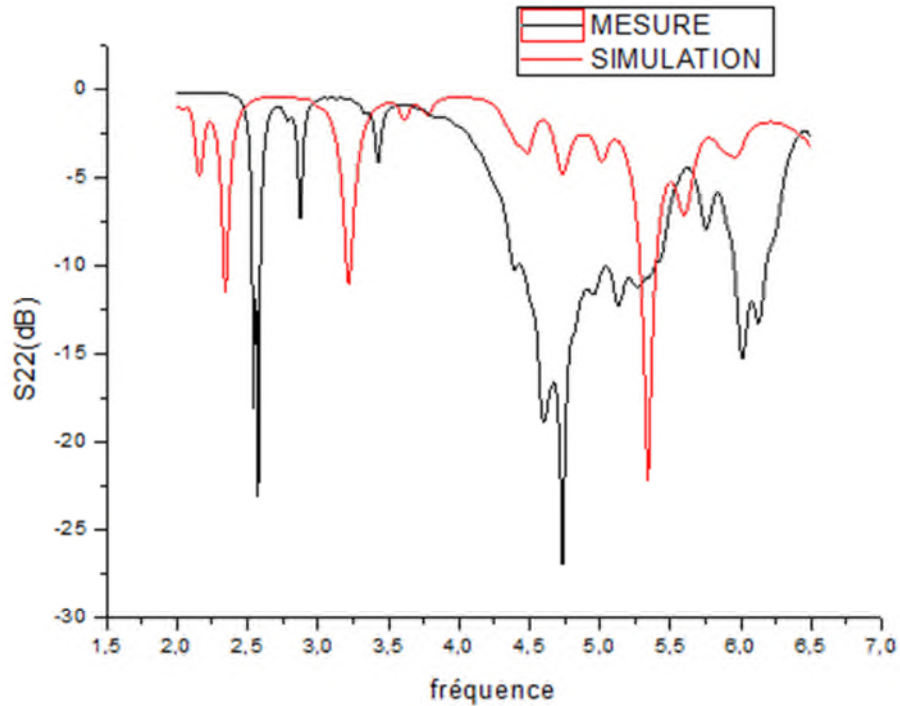


Figure IV.32 Coefficient de réflexion S22 (dB)

Nous observons quelques petits décalage fréquentiels pour certaines résonances entre les résultats de simulation et les mesures en terme de bande passante et au niveau du coefficient de réflexion. Cependant, dans (figure IV.31, Figure .32).

Les bandes passantes obtenues pour un $|S_{11}| < -10$ dB, est de 7% (2.18-2.11 GHz) et $|S_{22}| < -10$ dB de 3% (5.2-5.2 GHz), respectivement. Nous concluons que notre antenne réalisée présente des bandes étroites pour les deux coefficients de réflexions.

IV.1.2 Rapport axial en fonction de Thêta

La figure IV.33 montre la variation du rapport axial pour toutes les fréquences adaptée par le deuxième élément rayonnant alimenté par une sonde coaxiale.

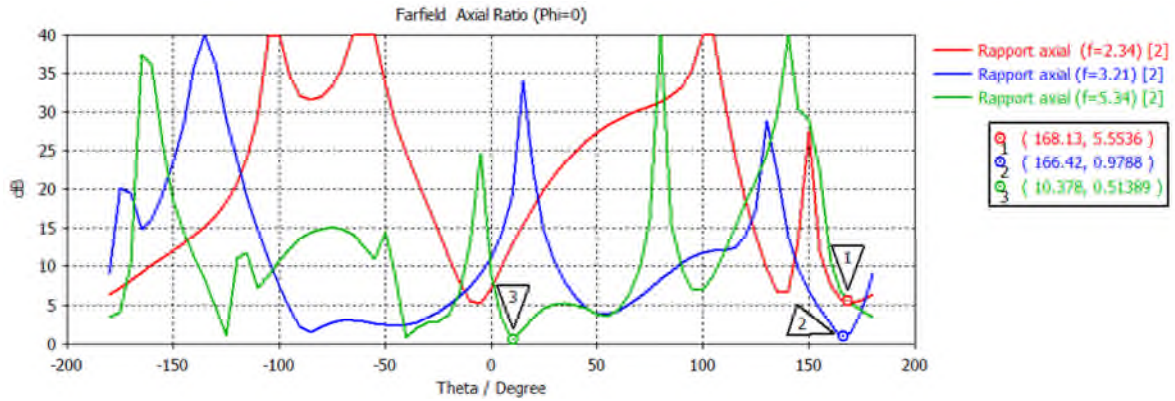


Figure IV.33 Variation de rapport axial en fonction de Thêta du patch alimenté par le port 2

Nous observons dans la figure IV.33 que le rapport axial est supérieur à 3 dB à la fréquence 2.34 GHz pour tous les angles d'élévation, et pour les deux fréquences 3.21GHz et 5.34GHz le rapport axial est inférieur à 3dB pour quelques angles d'élévation (Thêta =168°, 10°). La figure IV.34 présente la variation de rapport axial en fonction de Thêta pour l'élément rayonnant alimenté par le port 1.

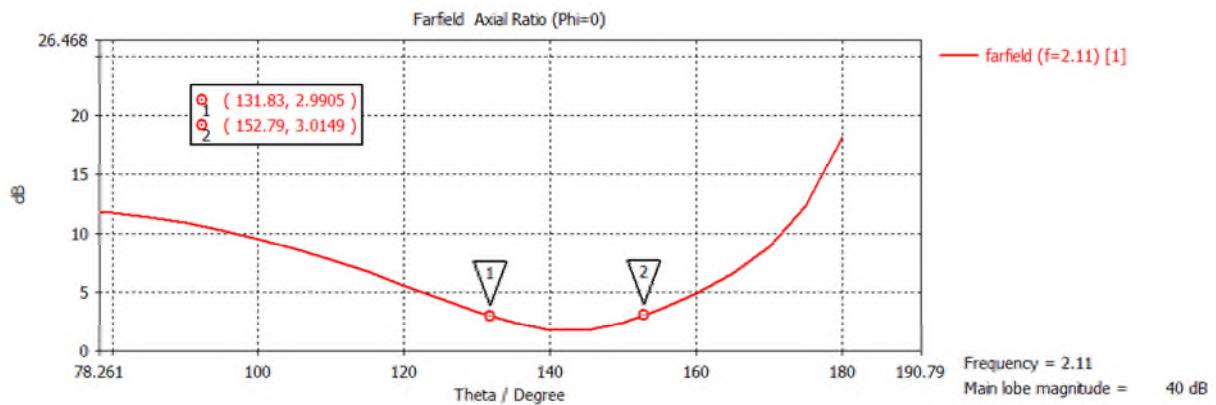


Figure IV.34 Rapport axial en fonction de thêta du patch alimenté par le port 1

Nous observons dans la figure IV.34 que le rapport axial est inférieur à 3 dB pour un angle d'élévation compris entre [131°-152°], à la fréquence f=2.11GHz.

➤ Les performances d'antenne réalisée

Fréquences (GHz)	S22 (dB)	Rapport axial	Polarisation
2.34	-11.23	>3dB	Linéaire
3.21	-11.03	<3dB	Circulaire
5.34	-21.98	<3dB	Circulaire

Tableau IV.8 Les résultats d'antenne réalisée

IV.1.3 L'isolation d'antenne combinée

L'isolation est très bonne comme le montre la figure IV.35. Des valeurs de -35 dB à 2.11 GHz, -62 dB à la fréquence de résonance 2.33GHz, -52 dB à la fréquence de résonance 3.21 GHz et -35 dB à la fréquence de résonance 5.34 GHz sont en effet atteints.

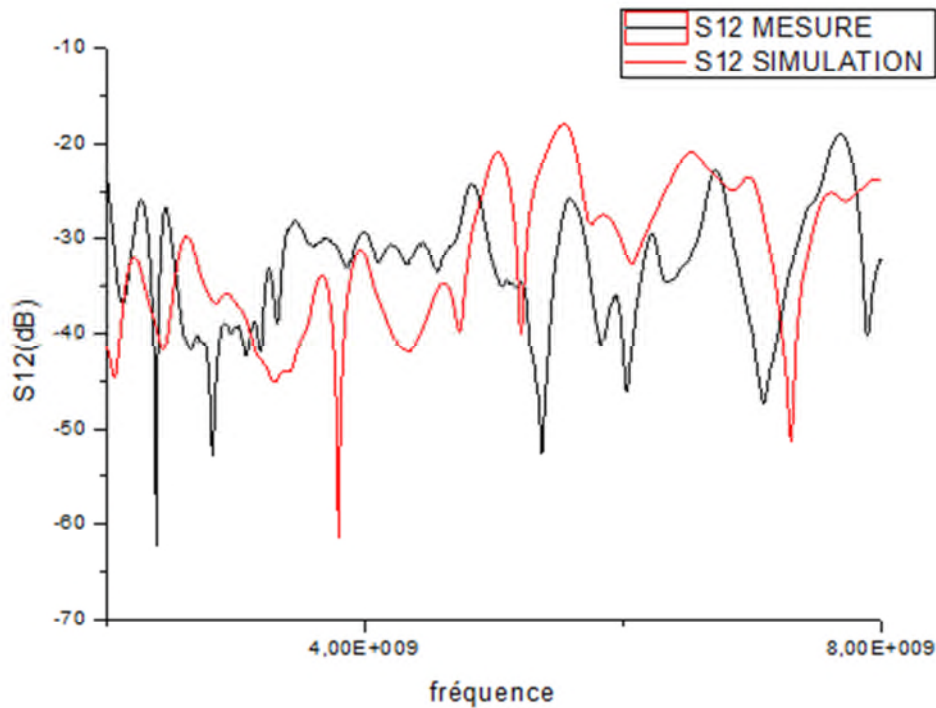


Figure IV. 35 S12 en fonction de la fréquence

IV.1.4 Rapport axial en fonction de la fréquence

La figure IV.36 présente le rapport axial en fonction de Thêta

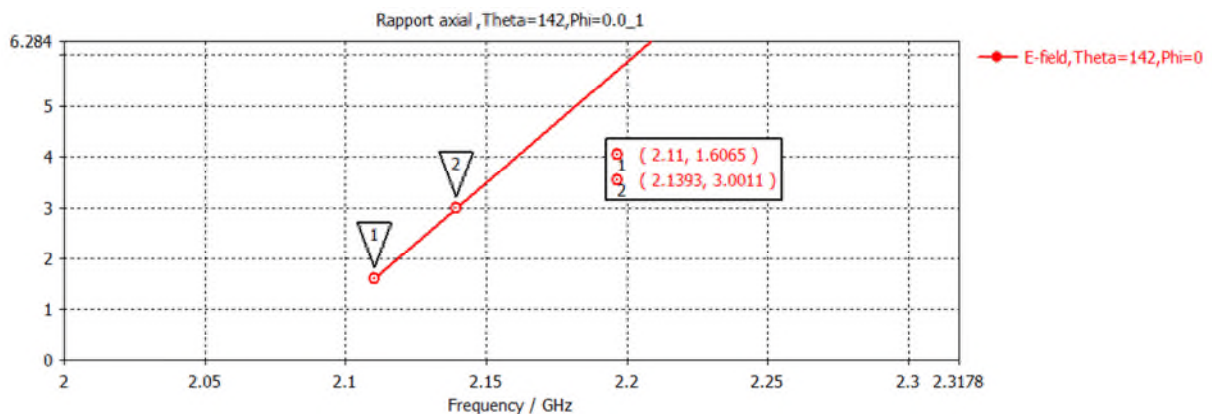


Figure IV.36 Coefficient de réflexion en fonction de fréquences

En simulation, l'antenne fonctionne bien en polarisation circulaire dans la fréquence égale à 2.11GHz puisque le rapport axial est inférieur à 3 dB (figure IV.36).

IV.1.5 Gain d'antenne LHCP/RHCP

Les deux figures IV.37 et IV.38 présentent la comparaison entre le gain LHCP et RHCP

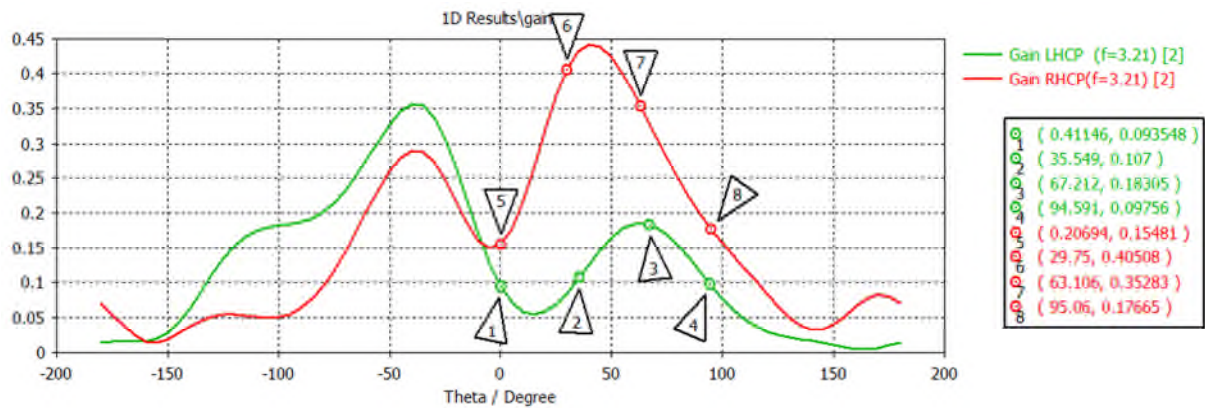


Figure IV .37 Comparaison entre les deux gains pour f=3.21GHz

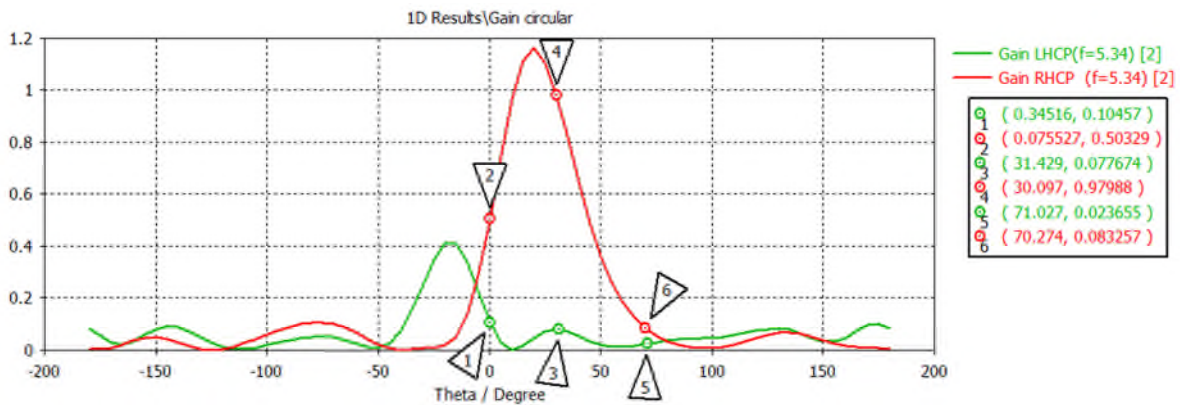


Figure IV .38 Comparaison entre les deux gains pour f=5.34GHz

Nous observons les gains simulés en polarisation circulaire dans le plan azimutal pour chacun des fréquences (**Figure IV.37**) et (**Figure IV.38**). Les gains moyens en polarisation circulaire sont donnés dans le **tableau IV. 9** Nous obtenons bien une polarisation circulaire droite dans les deux fréquences.

IV.1.6 Comparaison entre polarisation verticale et Horizontale

Les deux figures IV.39 et IV.40 présentent une comparaison de gain pour la polarisation horizontale et verticale.

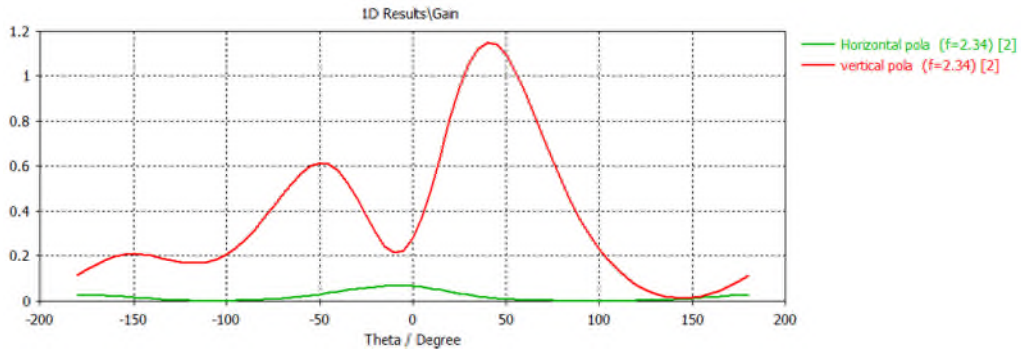


Figure IV.39 comparaison entre les deux Gain a la fréquence $f=2.34\text{GHz}$

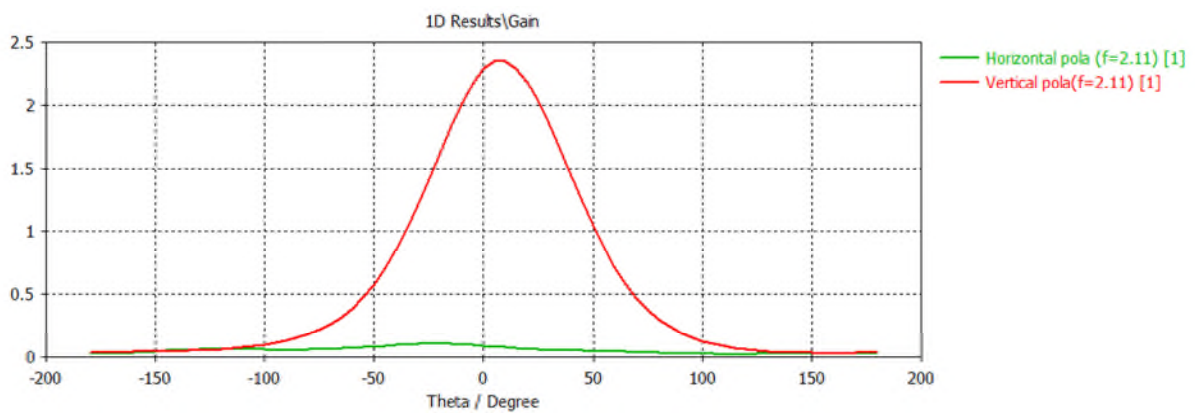


Figure IV.40 comparaison entre les deux Gain a la fréquence $f=2.11\text{GHz}$

Nous remarquons que le gain varie considérablement en fonction de Θ , et d'après les deux figures IV.39 et IV.40 ci-dessus nous avons un maximum de gain dans la polarisation verticale pour les deux fréquences de résonances.

Les figures IV.41 et IV.42, IV.43, IV.44 présentent que le diagramme de rayonnement pour toutes les fréquences adaptées de notre antenne réalisée.

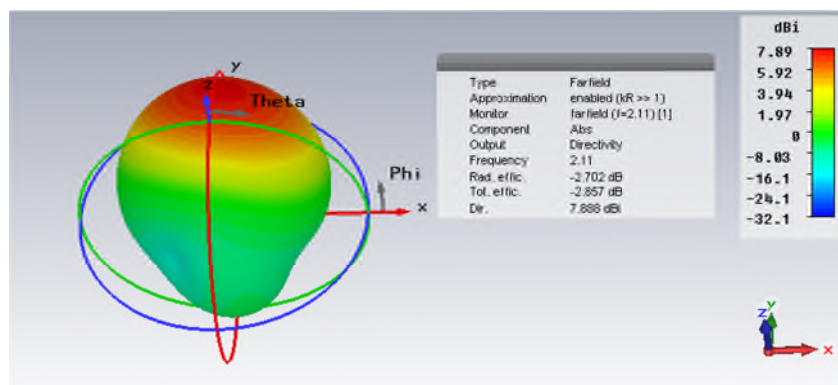


Figure IV. 41 Diagramme de rayonnement à la fréquence 2.11GHz

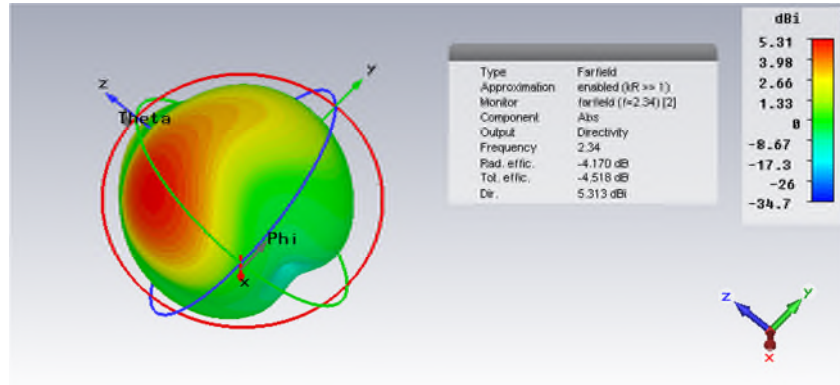


Figure IV.42 diagramme de rayonnement pour $f=2.34\text{GHz}$

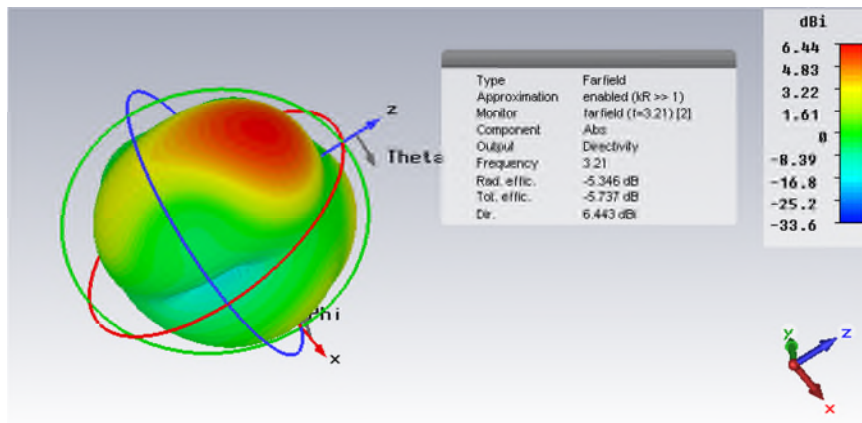


Figure IV.43 diagramme de rayonnement pour $f=3.21\text{ GHz}$

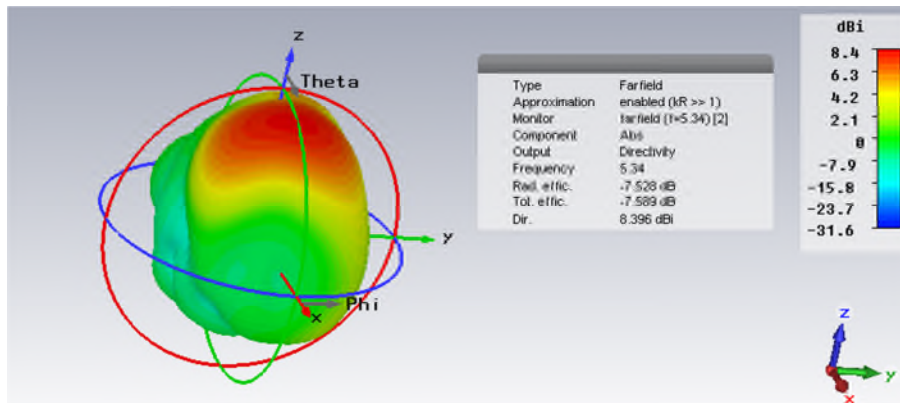


Figure IV.44 diagramme de rayonnement pour $f=5.34\text{ GHz}$

Nous remarquons d'après les quatre figure IV.41, IV.42, IV.43, IV.44 que le diagramme de rayonnement est sectoriel pour toutes les fréquences adaptées, et nous remarquons que la directivité est supérieure à 5dBi.

➤ Les performances d'antenne

Le tableau IV.9 montre les différents résultats de gain et de directivité et les types de polarisation pour les quatre fréquences de résonnances.

Fréquences (GHz)	Directivité (dBi)	Diagramme de rayonnement	Polarisation
2.11	7.89	Sectoriel	vertical
2.34	5.31		vertical
3.21	6.44		Circulaire droite
5.34	8.4		Circulaire droite

Tableau IV.9 résultats obtenus pour l'antenne réalisée

IV.2 Antenne combinée miniaturisé à polarisation multiples fonctionnant dans la bande C

Dans cette optimisation, on s'est inspiré de la structure présentée dans le chapitre III dans laquelle nous avons simulé une antenne patch avec encoche à polarisation circulaire combinée par une autre antenne patch carrée vu de son influence sur l'augmentation des valeurs de fréquences de résonnances.

L'optimisation sera appliquée aux caractéristiques géométriques de l'antenne (les largeurs des éléments rayonnants), avec l'objectif de maximisation de la valeur absolue du coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$ dans les deux bandes de conception. Nous gardons chaque élément rayonnant avec sa polarisation propre.

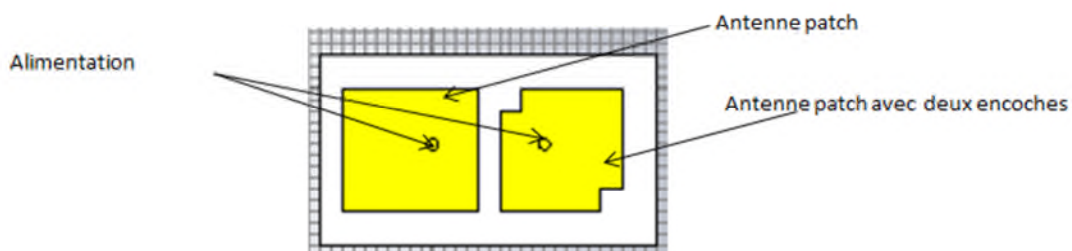


Figure IV.45 antenne combinée miniaturisée à polarisation multiples

Les figures IV. 46 et IV.47 illustrent une photo de la structure réalisée et du banc d'expérimentation.

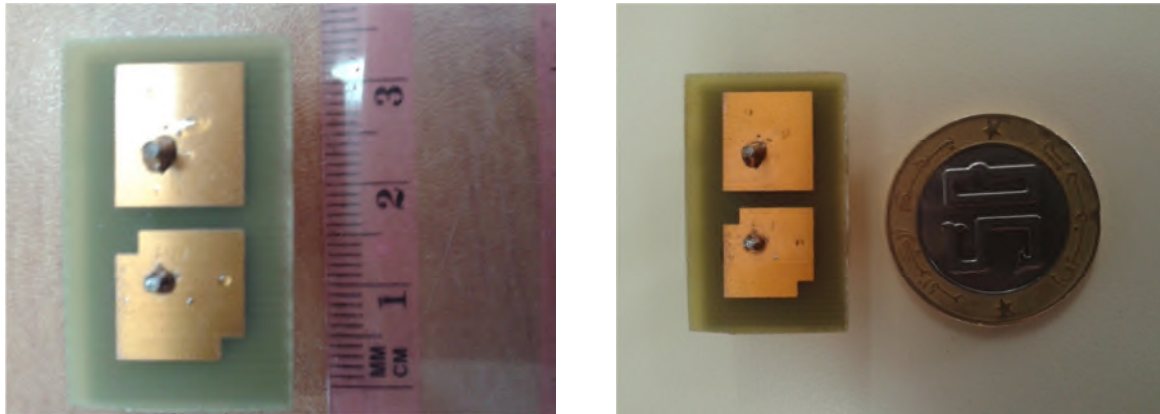


Figure IV.46 Antenne combinée



Figure IV. 47 Prototype relié à l'analyseur de réseau

IV.2.1 coefficient de réflexion

Les figures IV.48 et IV.49 présentent le coefficient de réflexion pour l'antenne combinée réalisée.

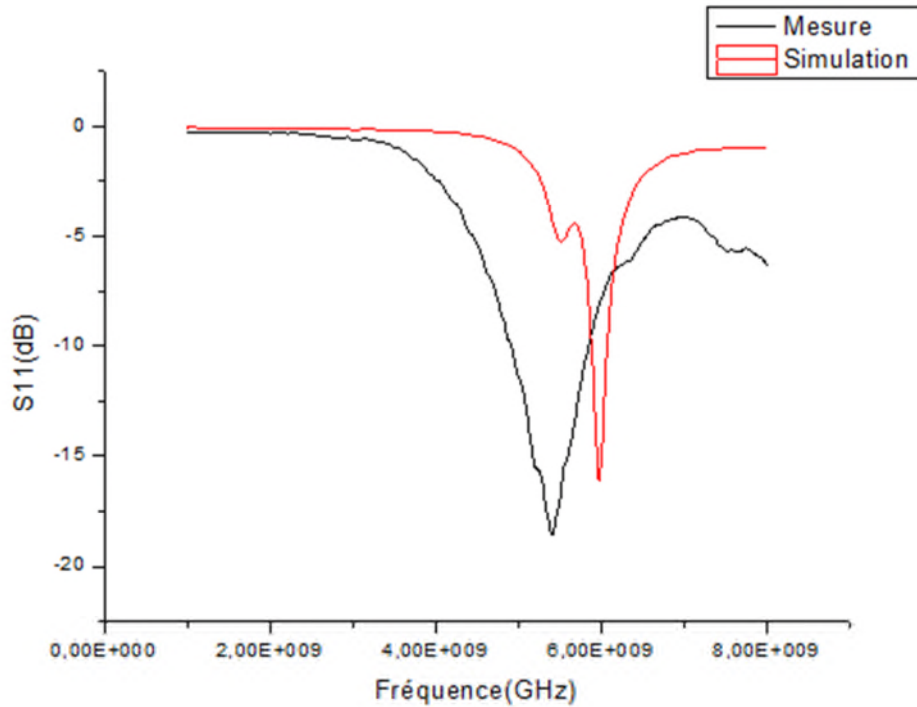


Figure IV. 48 Variation de coefficient de réflexion d'antenne patch simple

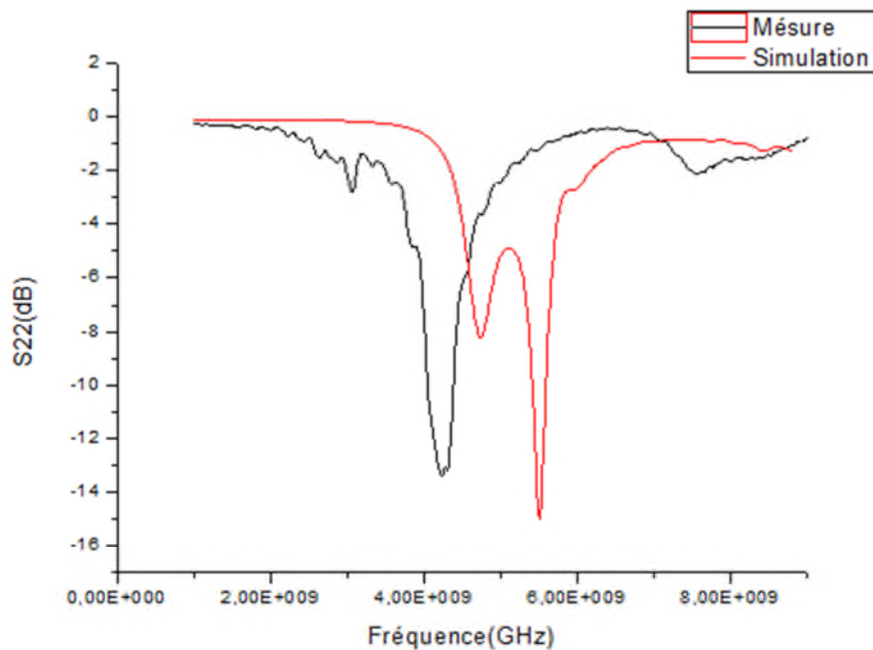


Figure IV. 49 Variation de coefficient de réflexion d'antenne patch avec encoche

Ces figures montrent que le premier pic pour l'antenne patch simple de -16 dB est observé pour la fréquence 6 GHz, et pour le deuxième élément rayonnant de -15.5 dB adapté à la fréquence 5.5 GHz. Ces valeurs montrent que notre antenne réalisée sera utilisé dans la bande C.

En comparant la mesure à la simulation, nous observons un décalage fréquentiel dû à la précision de la réalisation. Les fréquences de travail sont plus basses en mesure qu'en simulation. Par conséquent, les deux fréquences $f_1=6$ GHz et $f_2=5.46$ GHz réelles ne sont plus adaptées en mesure.

IV.2.2 Rapport axial en fonction de Thêta

Le rapport axial simulé dans le plan azimutal de l'antenne (figure IV.50) montre une ouverture angulaire en polarisation circulaire allant de 178° - 180° à la fréquence égale à 5.46GHz.

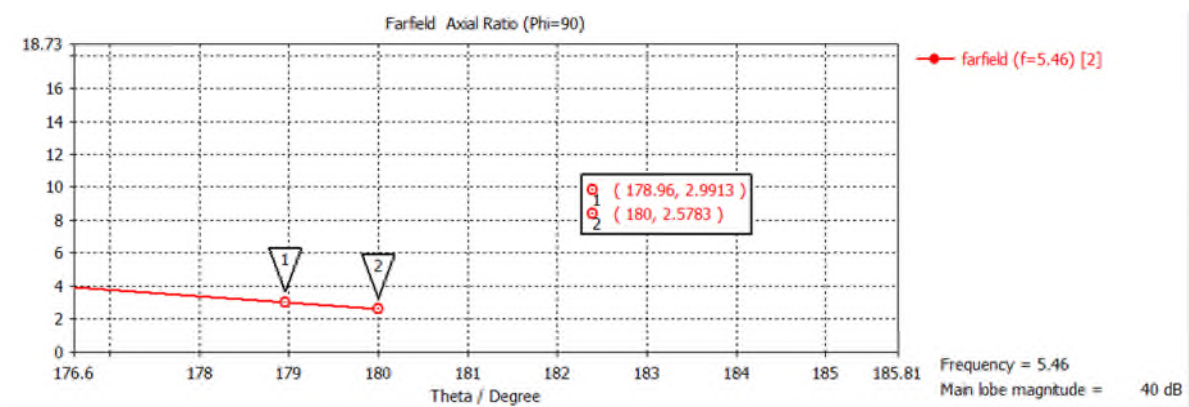


Figure IV.50 Rapport axial en fonction de thêta

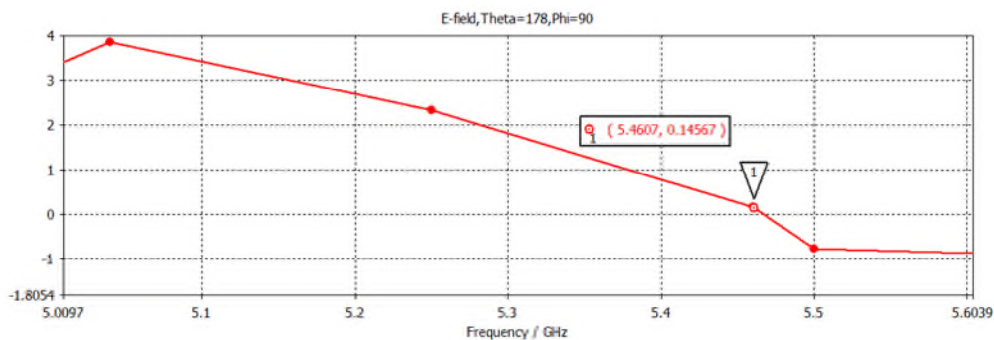


Figure IV.51 Rapport axial en fonction de Fréquence

La figure IV.51 montre que dans la fréquence $f=5.46$ GHz et θ égale à 178° le rapport axial est inférieur à 3 dB. Cela signifie qu'on a une polarisation circulaire.

IV.2.3 Comparaison entre le gain LHCP et RHCP

Nous remarquons dans la figure IV.52 que le gain maximal est obtenu pour la polarisation circulaire gauche dans la fréquence égale à 5.46GHz.

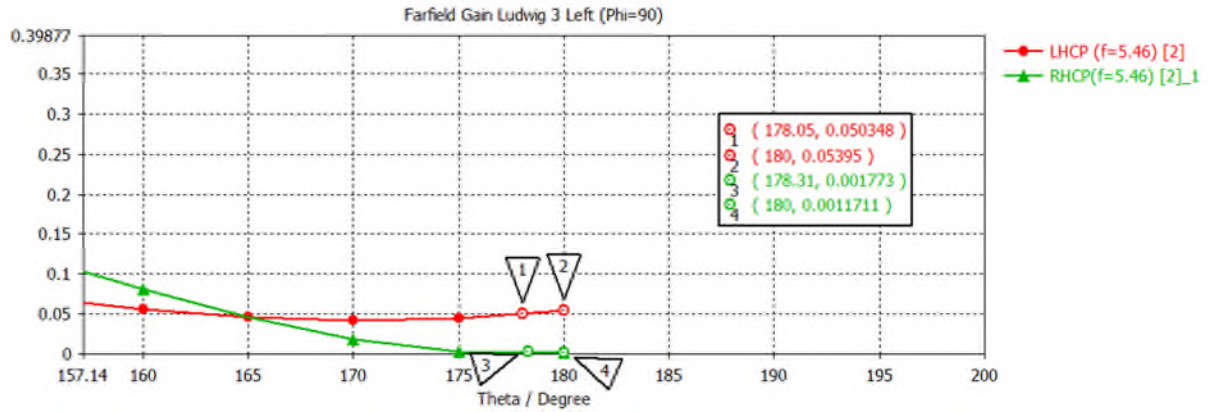


Figure IV .52 Comparaison entre les deux gains pour f=5.46GHz

➤ Les performances d'antenne combinée a polarisation multiples

Les performances d'antenne combinée à polarisation multiples sont données dans le tableau suivant :

Fréquences (GHz)	AR (dB)	Polarisation
5.46	<3	Circulaire LHCP
6	>3	Linéaire

Tableau IV.10 les performances d'antenne combinée

V. CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre trois parties essentielles pour atteindre notre objectif, qui était d'avoir une seule antenne combinée à polarisation multiples destinée pour différentes standards de télécommunication.

Dans la première partie, nous avons présenté quelques travaux réalisés par d'autres auteurs concernant la conception et la réalisation des antennes combinées à polarisation multiples.

Dans la deuxième partie nous avons commencé par la modélisation et la conception de trois antennes combinées multi bandes à polarisation multiples fonctionnant dans la bande de Bluetooth, UMTS/WLAN et GPS, cette partie est la plus délicate car la combinaison des antennes va dégrader les résultats de l'une à l'autre antenne.

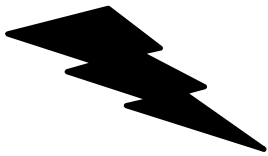
En dernier nous avons présenté la validation de deux autre antennes par la partie expérimentale.

VI. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [IV.1] Aliou DIALLO, ‘‘ Sytemes multi-antennes pour Diversite et mimo’’, Université de Nice-Sophia Antipolis, 2007.
- [IV.2] P. Alinikula, "Multiradio Yields Challenges for Mobile Phones", Microwave Journal, Vol. 48, N°7, July 2005.
- [IV.3] C. Rowell, "A Brief Survey of Internal Antennas in GSM Phones: 1998 to 2004",IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Washington (USA), July 2005.
- [IV.4] Chih-Ming Su and Kin-Lu Wong, "Isolation between internal UMTS and Wlan antennas for a dual-mode wireless device" Microwave and optical technology letters, Vol. 48, No. 10, 2006.
- [IV.5] Hedi Ragad, « Etude et conception de nouvelles topologies d’antennes à résonateur diélectrique dans les bandes UHF et SHF. », Thèse de doctorat, Université de Nantes – France, 2013.
- [IV.6] Zhan Li and Yahya Rahmat-Samii, "Optimization of PIFA-IFA combination in handset antenna designs", IEEE Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 5, July 2005.
- [IV.7] Kin-Lu Wong, Jui-Hung Chou, Saou-Wen Su and Chih-Ming Su, "Isolation between GSM/DCS and WLAN antennas in a PDA phone" Microwave and optical technology letters, Vol. 45, No. 4, May 20 2005.
- [IV.8] Grégory Beddeleem. « Antennes multistandards combinées à polarisations Multiples pour les applications spatiales ». Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis , 2008.
- [IV.9] Azzaz Rahmani Salima . « analyse et conception des antennes imprimés multi bandes EN anneaux concentriques pour les reseaux de telecommunications. ».These de doctorat, Université de Tlemcen ,2013.

- [IV.10] Teramoto T. Chihara S , “Ka- and ku-band satellite availability and frequency diversity characteristics during rain using state transition matrix ”, IEEE Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 .
- [IV.11] Bruce R Elbert , “livre : The Satellite Communication Applications Handbook”, Norwood : Artech House, 2006.
- [IV.12] Chouti leila , « Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage. », Thèse de magister . Université Mentouri-Constantine,2009.
- [IV.13] F. Ferrero, « Reconfiguration dynamique d'antennes imprimées en directivité et polarisation », Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, 2007.
- [IV.14] Ali Mehrdadian, and Keyvan Forooraghi ,“design of a uwb combined antenna and an array of miniaturized elements with and without lens”, Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 39, 37-48, 2013.
- [IV.15] Michael Biblanc, “Développement du concept de l'antenne a résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire”, Thèse de doctorat, université de Limoges, 2006.
- [IV.16] Giorgos Tatsis, Vasilis Raptis, Panos Kostarakis, “Design and Measurements of Ultra-Wideband Antenna ‘’, Int. J. Communications, Network and System Sciences,pp.116-118, 2010 .
- [IV.17] His-Tseng Chou, Yung-Chang Hou,Wen-Jiao Liao, “A dual Band Patch Antenna Design for WLAN and DSRC Applications Based on a Genetic Algorithm Optimization’’, Electromagnetics journal,pp.253-262, june 2007.
- [IV.18] Bybi P. Chacko, Gijo Augustin, Tayeb A. Denidni,” Uniplanar polarisation diversity antenna for ultra-wideband systems”, IET Microwaves, Antennas & Propagation,april 2007.

- [IV.19] Cheng-Nan Chiu, Wen-Hao Chuang, "A Novel Dual-Band Spiral Antenna for a Satellite and Terrestrial Communication System", IEEE Antennas and Wireless propagation Letters, Vol.8, pp.624-626,2009.
- [IV.20] Rongguo Zhou¹, Duixian Liu², Hao Xin, "A Wideband Circularly Polarized Patch Antenna for 60 GHz Wireless Communications", Wireless Engineering and Technology, 2012, 3, 97-105.
- [IV.21] C.-J. Wang and C.-H. Lin, "a circularly polarized quasi-loop antenna", Progress In Electromagnetics Research, PIER 84, 333–348, 2008.
- [IV.22] Shao-Li Zuo, Qiong-Qiong Liu, and Zhi-Ya Zhang, "Wideband Dual-Polarized Crossed-Dipole Antenna with Parasitical Crossed-Strip for Base Station Applications", Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 48, 159–166, 2014.
- [IV.23] Ayman Ayd R. Saad, Deena A. Salem, and Elsayed Esam M. Khaled "Band-notched UWB Annular Slot Antenna with Enhanced Bandwidth by using EBG Via Holes" International Journal Of Communications, Issue 3, Volume 7, 2013.
- [IV.24] Iulia Andreea Mocanu, Teodor Petrescu "Novel Dual Band Hybrid Rat- Race Coupler with CRLH and D-CRLH Transmission Lines", Proceedings of the Asia- Pacific Microwave Conference , 2011.
- [IV.25] Y.-Q. Zhang*, X. Li, L. Yang, and S.-X. Gong "dual- band circularly polarized antenna with low wide- angle axial-ratio for tri band GPS applications", progress in electromagnetics research c, vol. 32, 167-179, 2012.
- [IV.26] S.Sai bharathwaj , K.prakash ,"Circular Polarization Dual Feed Microstrip Patch Antenna With 3dB Hybrid Coupler For Wlan (2.4 GHz), International Journal of Engineering Science Invention, Volume2 Issue 9, pp.39-44, 2013.



CONCLUSION GENERALE

Au cours de cette étude, nous nous sommes intéressés à l'étude de la polarisation d'antenne combinée en multibandes sous différentes formes. Le but de ce travail concerne l'analyse, la conception, et la réalisation de ces antennes combinées.

Nous avons montré la possibilité d'obtention de la polarisation multiples, multi bandes à partir des antennes à une seule bande, et nous avons essayé de diminuer la dégradation engendrée de l'un a l'autre.

Dans un premier temps, nous avons présenté les différents standards de télécommunication. Dans l'étude effectuée dans cette thèse, les standards qui nous intéressent sont Bluetooth, GPS, GSM , WLAN , Hyperlan pour les applications terrestres.

Ensuite nous avons présenté l'essentiel de la théorie des antennes, ainsi que la technologie des antennes imprimées et les antennes filaires et leurs caractéristiques spéciales par rapport aux autres antennes. Aussi nous avons réservé tout un chapitre pour la description des techniques de miniaturisation et les techniques appliquées pour avoir une polarisation circulaire.

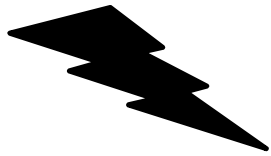
Dans le quatrième chapitre, nous avons d'abord étudié des antennes à une polarisation linéaire, le comportement d'une antenne rayonnante carrée imprimée sur substrat, ou une antenne filaire quart d'onde à une polarisation verticale.

Nous avons aussi constaté les performances d'une antenne simple à élément rayonnant carré aux coins opposés coupés, ceux -ci permettent de générer la polarisation circulaire en créant une dissymétrie dans la géométrie de l'antenne.

Ensuite nous avons conçus trois antennes combinées multi bandes à polarisations multiples fonctionnant dans la bande Bluetooth, GSM, WLAN et GPS, puis réalisé deux autres antennes.

La conception des différentes structures d'antennes combinées a été simulée à l'aide du logiciel CST Microwave studio et les deux prototypes ont été réalisés au centre CDTA.

Plusieurs perspectives peuvent être envisagées à partir des travaux de cette thèse. Tout d'abord, il est important d'augmenter le gain de ces antennes et au niveau des antennes imprimées plusieurs optimisations peuvent être apportées, et de réaliser les autres structures proposées et effectuer des mesures pour avoir des résultats promoteurs pour des applications industrielles.



ANNEXES

ANNEXE A

LES BANDES DE FREQUENCES

I. LES RESEAUX SANS FIL

La figure I.I représente les différents réseaux sans fil.

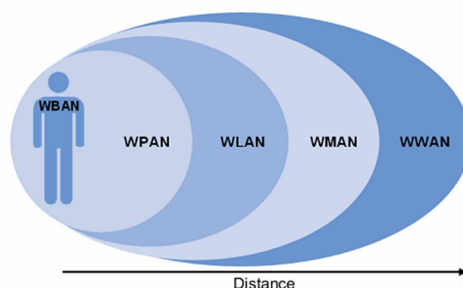


Figure A.1 Les différentes catégories de réseau sans fil.

I.1 GSM

Il fonctionne à 900 MHz et 1.8 GHz. Au début, il a été conçu pour le transport de la voix, mais au fil du temps le transport de données avec les SMS (Short Message Service) a beaucoup augmenté.

I.2 UMTS

C'est une norme des systèmes de télécommunications mobiles qualifiée de troisième génération. Elle permet de faire aussi bien de la téléphonie mobile classique que du transfert de données internet, et elle est adaptée également à la transmission de données à un débit qui peut atteindre 2 Mégabits par seconde dans la bande [1920-2170] MHz.

I.3 GPRS

C'est une évolution du GSM. C'est pour cela qu'il est appelé norme de téléphonie mobile de « génération 2,5 ». En plus des fonctions du GSM, cette norme offre des qualités de services point à point (PTP), c'est-à-dire l'aptitude à se connecter en mode client-serveur à une machine d'un réseau IP et des services point à multipoint (PMP), c'est-à-dire la capacité d'envoyer un paquet à un groupe de destinataires.

I.4 DECT

Il fonctionne sur la bande [1880-1990] MHz. C'est une norme européenne de transmission numérique utilisée pour les postes téléphoniques sans fil.

I. 5 WMAN

Il fonctionne sur une gamme de fréquences très large qui va de 2 GHz à 66 GHz. Les normes IEEE 802.16a et IEEE 802.16b couvrent respectivement les bandes [10-66] GHz et [2-10] GHz .Il existe aussi la norme IEEE 802.16e qui couvre la bande de 2 à 6 GHz [1, 2].

I. 6 WPAN

Les technologies utilisées sur ces réseaux obéissent aux critères fixés par le comité de normalisation IEEE 802.15. Les principales technologies utilisées dans cette catégorie de réseau sont :

I. 6.1 Bluetooth

(2,45 GHz) a été utilisé pour la première fois en 1994 par la société Ericsson et propose un débit théorique de 1Mbits[3-4].

I.6.2 Zig Bee (IEEE.802.15.4)

Fonctionne dans la bande de fréquence des [868-928] MHz et 2,4GHz.

I. 6.3 Home RF

Il utilise la bande de fréquences proche de 2,4 GHz[3-4].

I.6.4 Norme 802.15.3 (UWB)

L'émission s'effectue sur une très large bande de fréquence autour de 2,4 GHz.

I.6.5 Infrarouges

Sont aussi classés dans cette catégorie de liaison WPAN. Elles permettent de créer des liaisons de quelques mètres avec des débits pouvant atteindre quelques mégabits par seconde. Ces liaisons sont très utilisées en domestique.

I.7 WLAN

Plusieurs technologies concurrentes sont utilisées dans cette catégorie, mais les plus importantes technologies sont : Wifi, WIMAX et les normes HiperLAN.

I.7.1 WIFI

Il fonctionne sur une bande de fréquence de 2.4 GHz aussi il utilise la bande de 5 GHz [4].

I.7.2 NORME HIPERLAN Travaille à 5 GHz

Norme	Description
802.11a	La norme 802.11a (baptisé le WiFi 5) permet d'obtenir un haut débit (54 Mb/s théoriques, 30 Mb/s réels), spécifie 8 canaux radio dans la bande de fréquence des 5 GHz.
802.11 b	La norme 802.11 b est la norme la plus répandue actuellement. Elle propose un débit théorique de 11 Mb/s (6 Mb/s réels) avec une portée pouvant aller jusqu'à 300 mètres dans un environnement dégagé. La plage de fréquence utilisée est la bande des 2,4 GHz, avec 3 canaux radio disponibles.
802.11 g	La norme 802.11g offre un haut débit (54 Mb/s théoriques, 30 Mb/s réels) sur la bande de fréquence des 2,4 GHz. Elle a une compatibilité ascendante avec la norme 802.11b, ce qui signifie que des matériels conformes à la norme 802.11g pourront fonctionner en 802.11b
802.11 h	La norme 802.11h vise à rapprocher la norme 802.11 du standard européen (HIPERLAN 2, d'où le h de 802.11 h) et être en conformité avec la réglementation européenne en matière de fréquence et d'économie d'énergie.

Tableau A.1 Différentes normes de la famille 802.11 [7].

I.7.3 WIMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access)

IEEE 802.16 : utilise trois bandes de fréquences sont utilisées : [2495-3800] MHz [5150-5350] MHz et [5750-5825] MHz [3].

II. NOMENCLATURE DES BANDES DE FRÉQUENCES

Le tableau A.2 présente la nomenclature des bandes de fréquences [5].

Bande de fréquences	Fréquences
BANDE P	0.23-1GHz
BANDE L	1-2GHz
BANDE S	2-4GHz
BANDE C	4-8GHz
BANDE X	8-12.5GHz
BANDE Ku	12.5-18GHz
BANDE K	18-26.5GHz
BANDE Ka	26.5-40GHz

Tableau A.2 les bandes de fréquences [5]

ANNEXE B

OUTIL DE SIMULATIONS : CST MICROWAVE STUDIO

I. DEFINITION

Microwave Studio de CST (Computer Simulation Technology), le logiciel que nous employons, fait usage de la méthode des intégrales finies (FIT, Finite Integration Technique) développée par Weiland en 1977. La méthode FIT repose sur une discrétisation spatiale des équations de Maxwell sous leur forme intégrale. La FIT procède par la description des équations de Maxwell sur un espace de grille, en préservant les propriétés de conservation de l'énergie, et en constituant des équations différentielles particulières telles que celle de Poisson ou l'équation d'onde. Il s'agit d'une approche très sophistiquée, et on peut l'utiliser à la fois dans le domaine du temps et dans le domaine de fréquence. Les interfaces graphiques des logiciels CST Microwave Studio et Ansoft HFSS sont similaires, et peuvent en réalité être utilisés de la même façon. Dans l'un comme dans l'autre, l'utilisateur est amené à représenter la structure de l'antenne, indiquer les caractéristiques des matériaux, définir les ports, valider et simuler le modèle dans le logiciel. Plus que les autres méthodes que l'on utilise couramment, l'effort numérique de CST croît plus faiblement que l'ampleur du problème, ce qui lui donne son plus grand avantage.

Cet avantage est plus éloquent au fur et à mesure que les circuits s'agrandissent et que les fréquences augmentent. En outre, vu que le calculateur du domaine de temps du logiciel agit rapidement sur une immense bande de fréquence correspondant à une faible impulsion d'entrée dans le domaine temporel, le CST se trouve plus approprié pour simuler sur des gammes de fréquence élevées. À contrario, dans HFSS, lorsque la gamme de fréquence est large cela demande plus de simulations sur une même gamme de fréquence. Dans CST, les cellules de maillage ont toutes des formes cubiques, et l'outil de résolution temporelle utilise les différentielles Δt à la place des dérivées partielles. L'une des raisons de notre choix de ce logiciel est le gain de temps de calcul obtenu lors de la simulation d'antenne large bande, à travers l'usage d'un outil de résolution.

II. LES ETAPES DE SIMULATIONS

L'étape 1 est la sélection de l'environnement dans lequel la structure sera créée. (Voir Figure B.1). Concrètement, il est question de sélectionner les unités, le matériau de l'environnement voisin, les conditions aux limites, ainsi que la plage de fréquence dans laquelle on analyse le problème. Pour le cas des antennes planaires imprimées, il faut que les conditions aux limites soient sélectionnées de telle sorte que toutes les faces accèdent à l'espace libre, excepté celle où sera défini le plan de masse, la face opposée au patch.

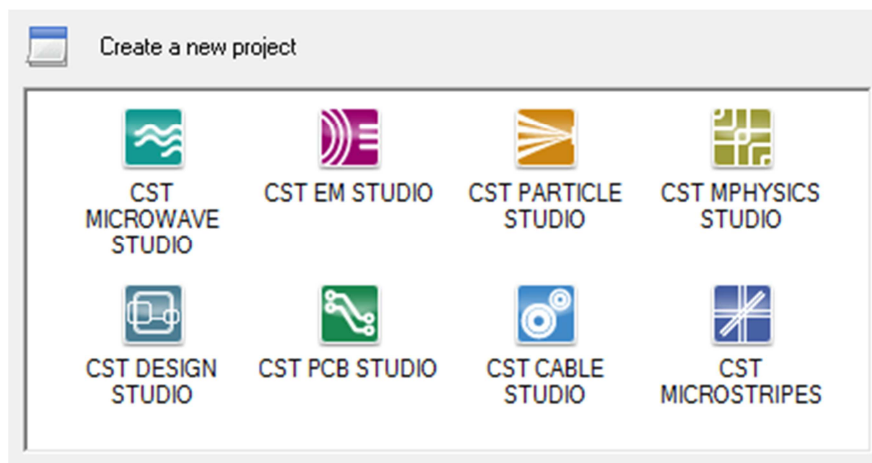


Figure B.1 Différents simulateurs dans CST Studio Suite.

Sur la figure ci-dessus, on aperçoit l'interface du logiciel au moment de la création d'un nouveau projet. Il y a des modèles disponibles, à l'exemple de l'antenne planaire dans notre cas ; c'est dire que le choix des unités et des conditions aux limites a été préalablement effectués. La deuxième étape c'est l'introduction des matériaux ou encore leurs caractéristiques diélectriques et conductrices dans le projet, en les sélectionnant à partir d'une librairie (figure B.2).

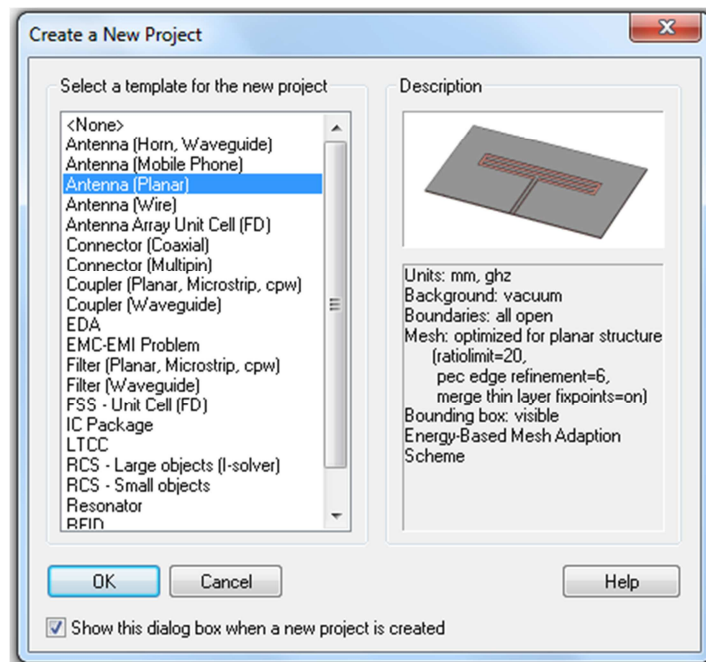


Figure B . 2 Modèle ainsi ces descriptions.

III. DEFINIR LES UNITES

Choisir les paramètres qui définissent les unités des dimensions, fréquences, temps pour le problème étudié. Définir le matériel du fond “Background Materiel”.

Chaque type d’application à ses propres caractéristiques et le matériel du fond est différent d’un type à un autre, par exemple pour les antennes (structure rayonnante), le fond est considéré comme un espace ouvert “open”.

Pour sélectionner le composant, on n’a pas besoin d’entrer une valeur, mais simplement le nom du paramètre, ce qui rend aisés les ajustements géométriques

IV. DESSINER LA STRUCTURE

Pour la modélisation de la structure d’antenne, un certain nombre de différents outils de conception géométrique existent pour des géométries typiques telles que les planches, les cylindres, les sphères, etc. Ces formes peuvent être ajoutées ou se croisent à l’aide des opérateurs booléens pour construire des formes plus complexes.

V. DEFINIR LA GAMME DES FREQUENCES

Spécifier la gamme de fréquence en choisissant “Solve Frequency” dans le menu principal. Les réglages de fréquence sont importants parce que le générateur de maillage

ajustera le raffinement de maillage (échantillonnage spatial) à la gamme de fréquences spécifiée.

VI. DEFINIR LES PORTS

Chaque structure d'antenne a besoin d'une source d'énergie à haute fréquence d'excitation des ondes électromagnétiques. On peut définir les ports tel que Guide d'onde ou une source de courant ou de tension par port discret en choisissant Solve → Wave Guide Port (ou bien Discret Port). Les résultats précis des paramètres S sont limités par la définition correcte des ports d'excitation.

VII. DEFINIR LES CONDITIONS AUX LIMITES ET LES PLANS DE SYMETRIES

On peut préciser certaines conditions aux limites pour chaque plan (x_{min} , x_{max} , y_{min} , etc), Par l'option, Solve → Boundary Conditions. Si la structure est symétrique, il est préférable de définir les plans de symétries afin de réduire le temps de simulations (Figure B.3).

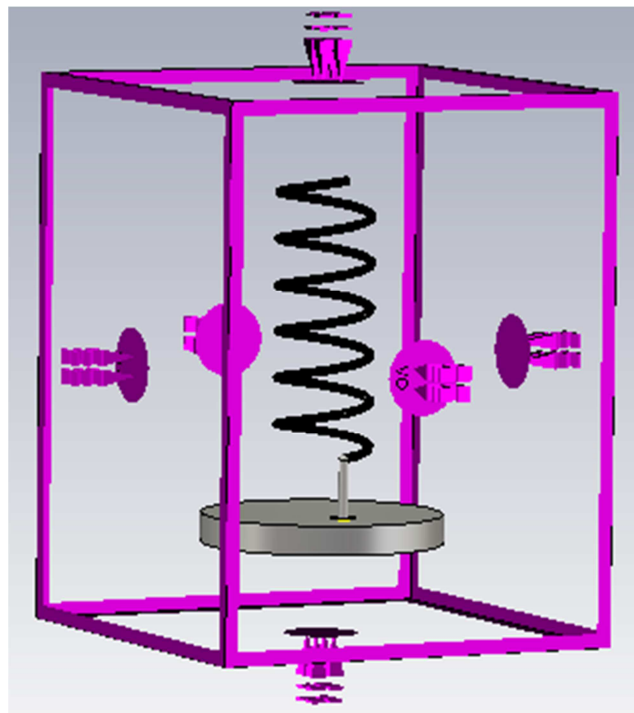


Figure B. 3 Condition aux limites d'une structure.

VIII. DEMARRER LA SIMULATION

Après avoir défini tous les paramètres nécessaires, on est prêt à commencer la simulation, La simulation commence en choisissant le Solveur Transitoire “Transient Solver” dans le menu Solver→ Transient Solver.

X. RESULTAT DE SIMULATION

Après l’exécution avec succès d’une simulation, nous pouvons accéder aux résultats des différents calculs.

ANNEXE C

APPAREIL DE MESURE

Toutes la partie expérimentation de cette étude est faite par la base de mesure d'antennes dans le laboratoire d'électronique de l'école polytechnique EMP d'Alger avec l'équipe radiofréquences, et la réalisation d'antenne est faite dans le centre CDTA (centre de développement des technologies avancées) d'Alger, à la division télécom , dirigée par le Professeur Ghanem Farid .

ANALYSEUR DE RESEAU

L'impédance d'une antenne peut être mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau. Connecté à l'entrée d'une antenne, celui-ci transmet un signal harmonique et il est capable de séparer l'onde incidente de l'onde réfléchie, et ainsi de mesurer le coefficient de réflexion et donc d'en déduire l'impédance à la fréquence considérée. Néanmoins, l'utilisation de cet appareil nécessite une étape de calibration précise pour mesurer l'impédance dans le plan de référence de l'antenne.



Figure C.1 Analyseur de réseau

Nous avons utilisées l'analyseur de réseau de type **HP8719ES** fonctionnant dans la bande 50 MHz-13.5 GHz, relié à un ordinateur via un port GPIB (General purpose interface bus).

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] G. Baudoin, "coll., "Radiocommunications numériques/1: Principes, Modélisation et Simulation", ISBN 978-2-10-050514-2, Dunod Paris 2007.
- [2] D. Carsenat, "Contribution à l'étude de réseaux de communication sans fil: Application au LMDS," Limoges, 2003.
- [3] J. G. Remy, J. Cueugnet, and C. Siben, "Systèmes de radiocommunications avec les mobiles," Coll. techn. et sci. des telecommunications, 1988.
- [4] www.ieee802.org/11/. *IEEE 802 LAN/MAN Standards Committee*.
- [5] N P Deshpande, "Electronic devices and circuits : principles and applications ", New Delhi : Tata Mc Graw-Hill, 2007.

LISTE DES TRAVAUX SCIENTIFIQUES

Publications Scientifiques Parues

Zeyneb Berkat , Nouredine BOUKLI HACENE ,” Design of new combined antenna for dual polarization using crossed dipole at 2.23 GHz and 5 GHz”, ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences.2015.

Zeyneb BERKAT , Nouredine BOUKLI HACENE , “Combined Antenna Diversity of Polarization using New Design of Pifa for X Band Applications”, IJENS/IJECS ,vol.15,issue.2 , avril 2015 .

Zeyneb BERKAT, Nouredine BOUKLI HACENE and Abdellatif BERKAT, « Design of Combined Antenna with Multiple Polarisations » international Journal of Computer Sciences, IJCSI, vol.9, ISSUE 6 , November 2012.

Communications Internationales

Zineb BERKAT, Nouredine BOUKLI HACENE, «DESIGN OF NEW COMBINED ANTENNAS IN WLAN AND WIMAX BANDS » ,international conference on systems and processing information,(guelma, algeria),may 12-14, 2013.

Zineb BERKAT, Nouredine BOUKLI HACENE, Abdellatif BERKAT, « Design of new Multi-frequency and multi Polarization Antenna for Super High frequencies », International Congress on Telecommunication and Application' 14 ,(Bejaia, Algeria) , 23-24 April 2014 .

Zineb BERKAT, Nouredine BOUKLI HACENE, Abdellatif BERKAT, “Dual Band Dual Polarized Antenna for X Band Applications using the Combination of Elements Radiating”, international Conference on automatics and Mechatronics (CIAM'2015),(Oran-Algerie), 10-11 Novembre 2015.

Abdellatif BERKAT, Nouredine BOUKLI HACENE, Zineb BERKAT, “A new model of dual band miniature antenna near isotropic”,The International Congress on Telecommunication and Application (ICTA'12) ,(Bejaia-algerie),11-12 Avril 2012 .

Abdellatif BERKAT , Nouredine BOUKLI HACENE , Zineb BERKAT, "Proposal of a New Miniature Multiband Antennas for Different Wireless Applications", International Conference on Embedded Systems in Telecommunications and Instrumentation,(Annaba-Algerie), 5-7 Novembre 2012.

Abdellatif BERKAT , Nouredine BOUKLI HACENE , Zineb BERKAT , "Proposal of a New Miniature Multiband Antennas for Different Wireless Applications ", The Third International Conference on Image and signal Processing and their Applications ,(Mostaganem-Algerie),2- 4 Decembre 2012 .

Communication Nationale

Participation à la journée Doctoral JLTT2014.

Participation à la journée Doctoral JLTT2015.

Autre

Attestation de formation au centre Développement de la recherche CDTA « Winter School on Wireless Sensor Systems. », Alger.

RESUME

Les anciens systèmes de télécommunications utilisent les deux polarisations orthogonales pour être spectralement efficaces. Cependant, celles –ci sont sujettes à des atténuations .Pour pouvoir s’affranchir de ce problème, il est préférable d’utiliser des antennes fonctionnant en polarisation circulaire. Ainsi, cette thèse s’intéresse à l’étude et la conception de nouvelles topologies d’antennes combinées à polarisation multiples travaillant dans les bandes GSM1900, WLAN, GPS, et la bande Ku. Plusieurs prototypes de ces antennes combinées ont été conçus et dont deux d’entre eux ont été réalisés .Les résultats de simulation et de mesure ont été en bon accord.

Mots clés : Antenne combinée, Polarisation linéaire, polarisation circulaire, polarisation multiples, coefficient de réflexion, gain d’antenne, standards de télécommunication.

SAMMURY

Older telecommunications systems use two orthogonal polarizations to be spectrally efficient. However, they are subject to attenuations. To overcome this problem, it is preferable to use antennas operating in circular polarization. So, this thesis focuses on the study and the design of new topologies of combined antennas with multiples polarizations, working in the bands of GSM1900, WLAN, GPS and Ku band. Some prototypes of these combined antennas were designed and that two of them were realised .The simulation and measurement results were in good agreement.

Keywords: combined antenna, linear polarization, circular polarization, multiple polarization, reflection coefficient, antenna gain, telecommunication standards.