

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 GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATION



Thèse

Présentée pour l'obtention du Diplôme de

Docteur en Télécommunications
Option : Communication et réseaux sans fil

par

BERKAT Abdellatif

Thème

**Conception et Réalisation d'Antennes Miniatures
Isotropes dans les Bandes C et ISM**

Soutenue en Mai 2014 devant le jury composé de :

BENDIMERAD Fethi Tarik	Professeur à l'Université de Tlemcen	Président
LATRACH Mohammed	Professeur à ESEO d'Angers, France	Examineur
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 Nouredine	Professeur à l'Université de Tlemcen	Directeur de Thèse

Remerciements

Mes louanges et remerciements à Allah avant tout, pour ses bienfaits indénombrables, en outre, de m'avoir aidé dans l'accomplissement de ce projet, qui représente une étape conséquente de mon parcours professionnel.

Par ailleurs, je souhaite exprimer ma plus profonde gratitude à mon directeur de thèse Monsieur BOUKLI HACENE Nouredine, Professeur à l'Université de Tlemcen, de m'avoir encadré en partageant son expertise scientifique avec moi et outre ses conseils avisés, je le remercie spécifiquement de m'avoir soutenu moralement pendant les moments difficiles que j'ai vécus durant la période de cette thèse pour ses précieux conseils et sa disponibilité en dépit de ses multiples fonctions.

Je tiens à remercier encore très chaleureusement et amicalement Monsieur LATRACH Mohammed, Professeur à l'ESEO d'Angers (France) pour ses multiples explications et discussions, pour la confiance, l'attention et la sympathie qu'ils m'a porté, d'abord pendant mon stage à l'ESEO (grande école d'ingénieurs), puis lorsqu'il a accepté d'être parmi les membres de jury de ma thèse.

Je remercie tout particulièrement les membres de mon jury de thèse, de m'avoir fait l'honneur d'y participer et de juger ces années de travail. J'adresse mes très sincères remerciements à Monsieur BENDIMERED Fethi Tarik, Professeur à l'Université de Tlemcen, d'avoir présidé ce jury. Je remercie vivement Messieurs NAOUM Rafah et SALAH BELKHODJA Fouzi, Professeurs à l'Université de Sidi Bel-Abbès, d'avoir accepté de faire partie du jury.

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, aussi mes amis de grande école d'ingénieur ESEO durant mon stage.

Je souligne une profonde gratitude pour tous ceux qui me sont très chers, ceux qui m'ont aimé, soutenu, et qui se sont sacrifiés pour ma réussite.

RESUME

Le but de cette thèse concerne la conception d'antenne miniature avec une large couverture (isotropie de puissance) et travaillant dans les deux bandes de fréquences à savoir la bande ISM et la bande C. Après une présentation des différentes définitions déterminant l'isotropie et la miniaturisation d'une antenne, une architecture de circuits d'alimentation à quatre ports fonctionnant dans les bandes souhaitées et permettant d'alimenter l'antenne bi-bande a été réalisée. Ensuite un patch d'antenne innovant a été développé et optimisé afin de satisfaire notre cahier de charge. Plusieurs combinaisons et diverses configurations d'antennes ont alors été réalisées. Ces combinaisons ont pour but d'aller vers un diagramme de rayonnement isotrope. Le problème de miniaturisation a été étudié à l'aide du dernier modèle proposé et réalisé avec un autre type de substrat (Arlon Cu 233LX) et utilisant des patches de forme fractale. Les différents résultats de simulation et de mesure des circuits d'alimentations et des antennes ont été en très bon accord, ce qui valide les bonnes performances des antennes bi-bande proposées dans ce travail de thèse.

Mots Clés : Antenne isotrope- Antenne miniature- Bi-bande (C et ISM)- Coupleur- Déphaseur- Diagramme de rayonnement- Coefficient de réflexion.

SUMMARY

The purpose of this thesis concerns the miniature antenna design with a wide coverage (isotropic power) and working in two frequency bands namely the ISM band and C-band. After presenting the various definitions determining isotropy and miniaturization of an antenna, a power circuit architecture four ports operating in the desired band and for feeding the dual band antenna has been carried. Then a patch of innovative antenna was developed and optimized to meet our specifications. Several combinations and various antenna configurations were then performed. These combinations are intended to go to a diagram isotropic radiation. The problem of miniaturization has been studied using the proposed model and last made with another type of substrate (Cu Arlon 233LX) and using patches fractal shape. The different results of simulation and measurement of power circuits and antennas were in very good agreement, which validates the good performance of dual-band antennas proposed in this thesis.

Keywords: isotropic antenna- miniature antenna- Dual-band (C and ISM)- coupler- phase shifter- Radiation pattern- Reflection coefficient.

SOMMAIRE

Liste des abréviations.....	1
Liste des figures.....	2
Liste des tableaux	7
Introduction Générale	8

CHAPITRE 1 : GENERALITES SUR LES SYSTEMES COMMUNICANTS ET LES ANTENNES

I-INTRODUCTION	12
Description générale des technologies de réseaux sans fils	12
II-BLUETOOTH.....	14
II-1 Présentation.....	14
II-2 Fonctionnement	16
II-3 Standards.....	16
III-ZIGBEE	17
IV- WIFI	17
IV-1 Présentation.....	17
IV-2 Modes de fonctionnement	19
IV-3 Les standards	19
V-RADAR.....	20
VI- AUTRE TECHNOLOGIES ET PROTOCOLES	23
VII- GENERALITES SUR LES ANTENNES IMPRIMEES.....	24
VII-1 Alimentation des antennes imprimées	25
VII-1-1.Alimentation par ligne microruban	25
VII-1-2.Alimentation coaxiale directe.....	26
VII-1-3.Alimentation par couplage électromagnétique	27
VII-1-4.Alimentation à travers une ouverture dans le plan de masse.....	27
VII-2 Principe de fonctionnement des antennes imprimées.....	28
Sélection du substrat.....	29
VII-3 Avantages et inconvénient des antennes imprimées	30
VIII- CARACTERISATION DES ANTENNES	31
VIII-1 Coefficient de réflexion.....	31
VIII-2 Bande passante	31
VIII-3 Efficacité.....	32
VIII-4 Diagramme de rayonnement.....	32
VIII-5 Gain et directivité.....	32
IX- CONCLUSION	33

X- REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	34
--------------------------------------	----

CHAPITRE 2 : ISOTROPIE ET MINIATURISATION DES ANTENNES

I-INTRODUCTION	39
II-LES CARACTERISTIQUES DE RYONNEMENT RECHERCHEES	40
Définition de l'isotropie pour une antenne	40
III- SCENARIO DE PROPAGATION ET HYPOTHESE	41
III-1.Bilan de transmission.....	42
III-2. Les critères de couverture	43
III-2-1. Définition de la directivité d'une antenne.....	43
III-2-2. Caractérisation de l'isotropie de puissance.....	44
III-2-2-1. Rapport entre le minimum et le maximum de la directivité	44
III-2-2-2. Variance de la directivité	44
III-2-2-3. Proportion de couverture	45
IV- LA MINIATURISATION DES ANTENNES.....	46
IV-1. Introduction	46
IV-2. Taille des antennes	47
IV-3. Limites fondamentales des antennes miniatures.....	48
IV-3-1. Facteur de qualité	49
IV-3-2. Facteur de miniaturisation	49
IV-3-3. Taille du support d'antenne/plan métallique	49
V- LES TECHNIQUES DE MINIATURISATIONS DES ANTENNES	49
V-1. Modification de la géométrie (Miniaturisation par structuration)	50
V-1-1. Ajout de fentes ou d'entailles	50
V-1-2. Méandres	52
V-1-3. Corrugation	52
V-1-4. Repliement et courbure	53
V-1-5. Charges localisées	54
V-1-6. Courbes de remplissage	55
V-1-7. Fractales	56
V-2. Miniaturisation à l'aide de matériaux	57
V-2-1. Matériaux diélectriques	58
V-2-2. Matériaux magnétiques	58
VI-Conclusion.....	60
VII-REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	61

CHAPITRE III : CONCEPTION ET REALISATION D'UN RESEAU D'ALIMENTATION 4 PORTS A QUADRATURE DE PHASE

I-INTRODUCTION	68
II-METHODE D'EXCITATION	68
II-1. Topologie du réseau	69
II-1-1. Topologie en série (ou linéaire)	70
II-1-2. Topologie en parallèle (ou en étoile)	71
II-1-3. Topologie en arbre	71
II-2. Les techniques de déphasage	72
II-2-1. Les déphaseurs	72
Exemple d'un déphaseur à 50 Hz par des composants passifs	73
II-2-2. Les coupleurs	76
II-2-2-1. Coupleurs directifs (Branche Line)	76
II-2-2-2. Coupleurs 0-180° en anneau	78
III-SOLUTION PROPOSEE POUR L'ALIMENTATION DE L'ANTENNE A 4 PATCHES COMBINES	78
III-1. Conception d'un coupleur Branche-Line à un déphasage de 90°	79
III-2. Combinaison de deux coupleurs Branche-Line	82
III-3. Combinaison de trois coupleurs Branche-Line	84
IV-REALISATIONS PRATIQUES ET MESURES	88
V-CONCLUSION	95
VI-REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	96

CHAPITRE IV : CONCEPTION ET REALISATION D'UN NOUVEAU MODELE D'ANTENNE

I-INTRODUCTION	100
Travaux connexes	100
II- CONTEXTE ET CARACTERISTIQUES SOUHAITEES	103
III- DESCRIPTION DES ETAPES DU FLOT DE CONCEPTION	104
III-1 Elément rayonnant	106
III-2 Combinaison d'éléments	106
III-3 Conception du réseau d'alimentation	106
III-4 Prototypage	106
IV-CONCEPTION D'UN NOUVEAU MODELE D'ANTENNE	106
IV-1 Résultats de simulation et de mesure des quatre antennes patch réalisées	109

IV.1.1 Le coefficient de réflexion	110
IV-1-2 Diagramme de rayonnement	114
V-COMBINAISON DE DEUX ANTENNES PATCH ELEMENTAIRES.....	118
V-1 Géométrie de la structure	118
V-2 Résultats de simulation et de mesure de deux antennes combinées.....	119
V-2-1 Alimentation avec un déphasage de 90°.....	119
V-2-2 Alimentation avec un déphasage de 180°	120
VI-COMBINAISON DE TROIS ANTENNES PATCHS ELEMENTAIRES.....	123
VI-1 Géométrie de la structure	123
VI-2 Résultats de simulation et de mesure de trois antennes combinées.....	124
VII-COMBINAISON DE QUATRE ANTENNES ELEMENTAIRES	125
VII-1 Géométrie de la structure	125
VII-2 Résultats de simulation et de mesure de quatre antennes combinées.....	127
VIII- NOUVELLES CONFIGURATIONS POUR MESURER LES QUATRE ANTENNES.....	129
VIII-1 Résultat de simulation et de mesure de quatre antennes combinées.....	130
IX-OPTIMISATION DE LA CONFIGURATION DES QUATRE ANTENNES IMPRIMEES	132
IX-1 Géométrie de la structure	132
IX-2 Résultats de simulation.....	134
X-CONCLUSION.....	138
XI- REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	139
CONCLUSION GENERALE.....	141
PERSPECTIVES.....	144
ANNEXE A.....	147
ANNEXE B.....	152
ANNEXE C.....	162
LISTE DES PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS.....	170

Liste Des Abreviations

ADS : advanced design system

EDR :Enhanced Data rate

FIT :Finite Integrated Technique

FDTD: Finite-difference time-domain

GPS: Global Positioning System

GSM : Global System for Mobile Communications

HS :High Speed.

ISM : Industrial, Scientific, Médical

ISIS : Intelligent Schématique Input System

IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers

IFA : inverted-F antenna

LE : Low Energy

MIMO :Multiple-Input Multiple- Output

MoM :Méthode des moments

Pifa : Planar Inverted-F Antenna

QoS :Quality of Service

RRC :rat-race coupler

RF :radio frequency

SAR :Synthetic Aperture Radar

SIG: Special Interest Group

ULB: ultra-large bande

WIFI : WIREless Fidelity

WLAN : Wireless Local Area Network

WIMAX : Worldwide Interoperability for Microwave Access

WPAN :Wireless Personal Area Network

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES SYSTEMES COMMUNICANTS ET LES ANTENNES

Figure. I-1 : Spectre électromagnétique.....	13
Figure I-2 : Fonctionnement du standard WPAN IEEE 802.15 Bluetooth	15
Figure I-2 : Fonctionnement du standard WLAN IEEE 802.11 Wifi	18
Figure I-3 : Localisation de la cible avec un radar unique.	18
Figure I-4 : Radar panoramique	18
Figure I-5 : Localisation de la cible à partir de plusieurs mesures radar.....	19
Figure I-6 : Système multistatique	19
Figure I-7 : Détection par balayage radar	20
Figure I-8 : Système radar SAR	20
Figure I-9 : Antenne imprimée	21
Figure I-10 : Différentes formes d'antenne imprimée.	22
Figure I-11 : Alimentation par ligne microruban.....	23
Figure I.12 Alimentation par une ligne microruban	24
Figure I-13 : Alimentation par câble coaxial.....	25
Figure I.14 : Alimentation par proximité.....	26
Figure I.15 : Alimentation a travers une ouverture dans le plan de masse.	27
Figure I-17 : Allure des lignes de champ dans la cavité (coupe transversale).	28

CHAPITRE II : ISOTROPIE ET MINIATURISATION DES ANTENNES

Figure II-1 : Scénario de communication envisagé : les antennes émettrices et réceptrices sont orientées aléatoirement l'une par rapport à l'autre	42
Figure II-2 : Exemple d'un diagramme de rayonnement quasiment isotrope en puissance et ayant des composantes E_θ et E_ϕ dépendantes de (θ, ϕ)	45
Figure II-3 : Évolution des téléphones portables au cours de ces dernières années.....	47
Figure II-4 : Sphère minimale qui englobe l'antenne Sphère de Chu.	48
Figure II-5 : Exemple des courants dans une antenne (sans fente).....	51
Figure II-6 : Allongement du trajet des courants par ajout de fentes.	51
Figure II-7 : Exemple de méandres appliqués à un dipôle.	52
Figure II-8 : Exemple de surface en corrugation	52
Figure II-9 : (a) Illustration d'une antenne repliée (b) repliement vertical.....	53
Figure II-10 : Illustration de la PIFA repliée sur plusieurs niveaux.	54

Figure II-11 : Monopole (a) et monopole chargé (b) et leur circuit équivalent.....	54
Figure II-12 : Courbe de Peano.....	55
Figure II-13 : Courbe de Hilbert.....	55
Figure II-14 : Exemple de fractales avec 4 itérations.....	56
Figure II-15 : Monopoles à géométrie fractale de Koch.....	57

CHAPITRE III. CONCEPTION ET REALISATION D'UN RESEAU D'ALIMENTATION 4 PORTS A QUADRATURE DE PHASE

Figure III-1 : Topologie de réseau : (a) série, (b) parallèle, (c) arborescente.....	70
Figure III-2 : Topologie de réseau en série.....	70
Figure III-3 : Topologie de réseau en parallèle.....	71
Figure III-4 : Topologies de réseau en arborescence à deux niveaux.....	71
Figure III-5 : Topologie de réseau en arborescence utilisant 3 coupleurs hybrides 90° ainsi qu'un tronçon de ligne quart d'onde.....	72
Figure III-6 : Schéma du déphaseur sous le logiciel ISIS Proteus	73
Figure III-7 : Masque du réseau déphaseur basé sur des composants passifs.....	74
Figure III-8 : Visualisation du réseau déphaseur basé sur des composants passifs.....	75
Figure III-9 : Ecart de déphasage entre les ports du circuit.....	75
Figure III-10 : Photo d'un prototype du réseau déphaseur utilisant des composants passifs.....	76
Figure III-11 : Principe du coupleur Hybride.....	77
Figure III-12 : Les paramètres de micro ruban utilisé pour un coupleur Branche Line	77
Figure III-13 : Principe du coupleur en anneau.....	78
Figure III-14 : Schéma du coupleur Branche Line sous ADS.....	80
Figure III-15 : Coupleur Branche Line sous Momentum.....	80
Figure III-16 : Module du coefficient de réflexion S11 d'un seul coupleur Branche Line.....	81
Figure III-17 : Le déphasage entre les sorties de coupleur Branche Line.....	81
Figure III-18 : Schéma des deux coupleurs Branche Line sous ADS.....	82
Figure III-19 : Deux Coupleurs Branche Line sous Momentum.....	83
Figure III-20 : Module du coefficient de réflexion S11 de deux coupleurs Branche Line.....	83
Figure III-21 : Le déphasage entre les sorties de deux coupleurs Branche Line en série.....	84
Figure III-22 : Schéma de trois coupleurs Branche Line sous ADS.....	85
Figure III-23 : Trois Coupleurs Branche Line en Momentum.....	85
Figure III-24 : Module du coefficient de réflexion S11 des trois coupleurs Branche Line.....	86
Figure III-25 : Le déphasage entre les sorties (S31, S51, S71, S81) de trois coupleurs Branche Line en parallèle.....	86
Figure III-26 : Module du coefficient de réflexion S22 des trois coupleurs Branche Line.....	87

Figure III-27 : Le déphasage entre les sorites (S32, S52, S72, S82) de trois coupleurs Branche Line en parallèle.	87
Figure III-28 : Photo de réseau d'alimentation.	89
Figure III-29 : Simulation et mesure du coefficient de réflexion S11 des trois coupleurs Branche Line.....	90
Figure III-30 : Mesure du déphasage entre (S31, S51, S71 et S81).	90
Figure III-31 : Simulation et mesure du coefficient de réflexion S22 des trois coupleurs Branche Line.....	91
Figure III-32: Simulation de déphasage (en degré) entre (S32, S52, S72 and S82).....	92
Figure III-34 : Comparaison des deux coefficients de réflexion S11 et S22 des trois coupleurs Branche en mesure.	93

CHAPITRE IV CONCEPTION ET REALISATION D'UN NOUVEAU MODELE D'ANTENNE

Figure IV-1: Antenne M51 : Photo en perspective du prototype	101
Figure IV-2: Paramètre S11 de l'antenne 102	102
Figure IV-3: Diagramme de rayonnement mesuré (dB) selon deux plans de coupe de l'antenne pour 6 fréquences de 2.2 GHz à 2.7 GHz ainsi que le résultat en simulation à 2.4 GHz.	103
Figure IV-4 : La méthode de conception.	107
Figure IV-5: (a) et (b) Antenne patch sous CST MicroWave Studio 108	108
Figure IV-6: réalisation de l'antenne..... 109	109
Figure IV-7: Photographie de, (a) l'antenne cornet émettrice, (b) et (c) notre antenne sous test..... 110	110
Figure IV-8: Les quatre antennes réalisées reliées par un déphaseur de puissance. 111	111
Figure IV-9: Variations du coefficient de réflexion S11 de la première antenne en fonction de la fréquence..... 112	112
Figure IV-10: Variations du coefficient de réflexion S11 de la deuxième antenne en fonction de la fréquence..... 113	113
Figure IV-11: Variations du coefficient de réflexion S11 de la troisième antenne en fonction de la fréquence..... 114	114
Figure IV-12: Variations du coefficient de réflexion S11 de la quatrième antenne en fonction de la fréquence..... 115	115
Figure IV-13: Diagrammes de rayonnement 3D simulé sous CST MicroWave studio à la fréquence 2.4 GHz..... 115	115
Figure IV-14: Diagrammes de rayonnement 3D simulé sous CST MicroWave studio à la fréquence 4.5 GHz. 116	116
Figure IV-15: Diagramme de rayonnement de deux fréquences en mesure..... 117	117
Figure IV-16 : Combinaison de deux antennes patches sous CST MicroWave Studio..... 117	117

Figure IV-17 : Photographie du prototype fabriqué.	118
Figure IV-18: Simulation et mesure du coefficient de réflexion S11 de deux antennes combiné avec une alimentation en quadrature de phase.	119
Figure IV-19: Diagramme de rayonnement 3D simulé sous CST Microwave studio à la fréquence 4.5 GHz.	120
Figure IV-20: Diagramme de rayonnement mesuré en chambre anéchoïde à la fréquence 4.5 GHz.	121
Figure IV-21: Simulation et mesure du coefficient de réflexion S11 de deux antennes combiné avec un déphasage de 180°	122
Figure IV-22 : Diagrammes de rayonnement 3D simulé sous CST MicroWave studio à la fréquence 4.5 GHz.	122
Figure IV-23: Diagramme de rayonnement mesuré en chambre anéchoïde à la fréquence 4.5 GHz.	124
Figure IV-24: Combinaison de trois antennes patches sous CST MicroWave Studio.	124
Figure IV-25: Simulation et mesure du coefficient de réflexion S11 de la quatrième antenne.	124
Figure IV-26 : Diagrammes de rayonnement simulé 3D sous CST MicroWave studio à la fréquence 4.5 GHz.	125
Figure IV-27 : Combinaison de quatre antennes patches sous CST MicroWave Studio.	126
Figure IV-28: Variation du coefficient de réflexion (S11 en dB) en fonction de la fréquence sous CST MicroWave studio.	127
Figure IV-29: Diagrammes de rayonnement 3D simulé sous CST MicroWave studio à la fréquence 2.4 GHz.	128
Figure IV-30 : Diagrammes de rayonnement 3D simulé sous CST MicroWave studio à la fréquence 4.5 GHz.	130
Figure IV-31: Photographie du prototype fabriqué	131
Figure IV-32: Mesure du coefficient de réflexion S11 dans les deux plans (E et H).	132
Figure IV-33: Diagramme de rayonnement mesuré à la fréquence 4.5 GHz.	133
Figure IV-34 : Les dimensions du patch utilisé.	134
Figure IV-35: Nouvelle configuration des quatre patchs.	134
Figure IV-36: Coefficient de réflexion de l'antenne.	136
Figure IV-37 : Diagramme de rayonnement à la fréquence 2.5 GHz.	137

PERSPECTIVES

Figure.1 : Intégration de l'antenne sur le réseau d'alimentation.	144
Figure.2 : Vues en perspective d'une intégration possible de l'antenne sur le réseau.	145

ANNEXE A

Figure 1 : (a) et (b) La résistance aggloméré	148
Figure 2: La résistance à couche de carbone.	148
Figure 3: Résistance à couche métallique.	149
Figure 4: La résistance bobinée de puissance.	149
Figure 5: Condensateurs non polarisés	150
Figure 6 : Bobine à spire.....	151

ANNEXE B

Figure 1 : Différents simulateurs dans CST Studio Suite.	153
Figure 2 : Modèle ainsi ces descriptions.	154
Figure 3 :condition au limite d une structure	155
Figure 4: Interface schématic de ADS Agilent.	157
Figure 5 : Interface Layout.	158
Figure 6: Fenêtre d'exécution.	158
Figure 7 : L'écran ISIS.....	159
Figure 8 : L'écran ARES	160
Figure 9 : Visualisation 3D	161

ANNEXE C

Figure 1 : Photo de la base de mesure de laboratoire Maxwell.(ESEO)	162
Figure 2 : Antenne cornet émettrice.....	163
Figure 3 : Antenne cornet émettrice	164
Figure 4: Antenne sous teste.....	165
Figure 6: Dispositif de mesure du coefficient de réflexion	166
Figure 7: Schéma de principe du banc de mesure d'antennes en rayonnement	167

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I

Tableau I-1 : Découpage et utilisation du spectre micro-ondes.....	14
Tableau I-2 : Classe des appareils certifiés Bluetooth.....	16
Tableau I-3 : Caractéristiques des versions successives du Bluetooth	16
Tableau I-4 Caractéristiques des standards Wifi 802.11.....	19

CHAPITRE III

Tableau III-1 : Amplitude et phase	68
Tableau III-2: Comparaison des résultats du déphasage entre les ports (S31, S51, S71, S81) par la simulation et la mesure.....	91
Tableau III-3 : Comparaison des résultats du déphasage entre la simulation et la mesure des ports (S32, S52, S72, S82).....	93

CHAPITRE IV

Tableau IV-1 : Cahier de charge pour la conception de l'antenne.....	104
Tableau IV- 2 : Dimension de l'antenne.....	107

ANNEXE A

Tableau 1 : Calcul d'inductance.....	151
--------------------------------------	-----

INTRODUCTION GENERALE

Face à la prolifération des normes aux systèmes de télécommunications (terminaux mobiles par exemple) jusqu'à la médecine (application de diagnostic médical par exemple) en passant par les moyens, les antennes peuvent être amenées à équiper des objets usuels de toutes sortes. Tout en cherchant à améliorer leurs performances, on doit les adapter aux applications les plus récentes. L'antenne doit également répondre aux contraintes de multiplication de bandes de fréquences et d'intégration dans l'architecture des terminaux. Enfin, les caractéristiques des antennes doivent être peu influençables par l'environnement. L'intégration d'antennes dans les systèmes revient à inclure des aériens dans des dispositifs dont les dimensions peuvent, ainsi, être très variables.

La miniaturisation de l'élément rayonnant dans un système nécessite un compromis à trouver et à faire de la part du concepteur. Ce compromis est imposé par les dimensions minimales de l'antenne que l'on désire et les performances recherchées en termes de gain, de rayonnement, d'adaptation, ou encore de forme et compatibles à des critères défini. Ces paramètres et ces critères varient en fonction de l'application. Il est évident et bien connu en électromagnétisme que plus l'antenne est petite, plus les performances de cette dernière sont dégradées. On dit qu'une antenne est électriquement petite si sa taille est petite comparant aux longueurs d'ondes de fonctionnement. L'efficacité de l'antenne devient alors un critère essentiel pour ses performances.

D'autre part, le besoin des antennes multi-bandes ne fait que croître, en particulier dans le but de réduire le nombre d'antennes embarquées en associant plusieurs applications sur une même antenne. La multiplication des standards de communication renforce ces besoins d'intégration et de miniaturisation puisqu'aujourd'hui près d'une dizaine d'antennes peuvent être amenées à cohabiter sur un même dispositif. En revanche, les performances des antennes multi-bandes actuelles sont traditionnellement limitées par la forme et l'arrangement de leurs éléments rayonnants, tel que les rapports entre ces fréquences ne sont pas indépendantes et aisément contrôlables. De plus, aux différentes fréquences de fonctionnement, les diagrammes de rayonnement de ces antennes sont souvent peu semblables et difficilement modifiables.

Dans un autre aspect, les caractéristiques de rayonnement d'une telle antenne ne sont généralement pas parfaitement adaptées à l'application ou à l'environnement de propagation envisagé.

Notre étude se concentre sur la conception de nouveau modèle d'antenne qui rassemble tous ces derniers aspects (multi-bande, miniaturisation, isotropie de puissance) et vise à comprendre comment les antennes peuvent être optimisées afin d'améliorer la transmission lorsque les dispositifs sont orientés aléatoirement. Cet axe majeur de recherche guide les travaux proposés dans cette thèse.

➤ **Organisation du manuscrit**

Le manuscrit comporte quatre chapitres. Le premier est consacré à des généralités sur les standards de télécommunications et les antennes. Le deuxième chapitre explique le principe d'isotropie de puissance et les techniques de miniaturisation des antennes alors que les deux autres chapitres sont dédiés à nos travaux réalisés selon deux axes. Pour le troisième chapitre il est réservé à la conception et la réalisation d'un réseau d'alimentation à 4 ports. Tandis que le dernier chapitre qui présente notre intérêt principal est orienté vers la conception et la réalisation d'un nouveau modèle d'antenne répondant aux exigences suscitées. Plus de détails sur ces quatre chapitres dans les paragraphes suivants :

La première partie du travail montre différents standards de télécommunication qui utilisent les deux bandes de fréquence (la bande ISM et la bande C) citant par exemple Bluetooth, Wifi, Radar...etc., ainsi que leurs méthodes de fonctionnement et leurs gammes de fréquence. Ensuite, dans une deuxième partie, nous abordons le domaine des antennes imprimées en s'appuyant sur une recherche bibliographique. Un état de l'art de ces antennes est dressé avec un rappel du principe de fonctionnement. L'accent est notamment mis aussi sur les méthodes d'alimentation et aussi sur les principales caractéristiques des antennes (coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement, gain,...) pour terminer ce chapitre avec les avantages et les inconvénients de ce type d'antenne.

Le second chapitre adresse la problématique d'isotropie en puissance et miniaturisation des antennes. Il s'articule autour de deux parties principales. Nous débutons par une explication des caractéristiques de rayonnement d'une antenne suivie par une détermination détaillée du phénomène d'isotropie en puissance. Nous nous intéressons notamment en deuxième partie à la miniaturisation des antennes commençant par les limites fondamentales des antennes miniatures pour tout ce qui concerne par exemple, facteur de miniaturisation, les facteurs de qualité, efficacité rayonné,...etc. Un autre aspect à montrer

dans cette partie qui concerne les techniques de miniaturisations partant des méthodes classiques par exemple, la modification géométrique des antennes jusqu'aux méthodes innovantes comme l'utilisation des méta-matériaux.

Le troisième chapitre de cette thèse porte sur la conception et la réalisation d'un réseau d'alimentation à quatre ports de sortie en quadrature de phase. D'abord un bref état de l'art sur les différentes topologies utilisées pour l'alimentation en quadrature de phase d'antennes à quatre accès est donné. Ensuite, une présentation des différentes techniques de déphasage commençant par le principe de fonctionnement d'un déphaseur. Un exemple intéressant réalisé par des composants électroniques passifs est retenu pour expliquer en détail le fonctionnement de ce dernier, pour présenter par la suite l'utilisation des différents coupleurs (coupleur directif, coupleur en anneau) dans ce domaine de déphasage. Dans une autre partie de ce chapitre nous proposons une solution, utilisant un type spécifique des coupleurs (Branche-Line) qui offre l'avantage d'être très compacte. Enfin, nous proposons également une conception avec une réalisation pratique d'un nouveau circuit d'alimentation. Dans ce dernier, les résultats de simulation et de mesure sont présentés et discutés.

Enfin, le quatrième et dernier chapitre concerne la conception et la réalisation d'un nouveau modèle d'antenne. Nous décrivons au début du chapitre un travail lié à notre thématique de recherche pour bien montrer les résultats et les idées proposées par d'autres auteurs. Nous présentons ensuite le contexte et les caractéristiques souhaitées (un cahier de charge) suivi par une description des étapes et des méthodes employées pour caractériser et réaliser notre travail. Nous nous intéressons à la problématique de miniaturisation et d'isotropie en puissance d'antenne en commençant par la conception et la réalisation d'une seule antenne imprimée. Après on passe à la combinaison de deux antennes imprimées jusqu'à quatre modèles d'antennes. Des réalisations pratiques ainsi que des mesures sont faites pour la première et la troisième application. Les différents résultats de simulation et de mesure des antennes valident les bonnes performances des antennes bi-bandes proposées dans ce travail de thèse.

A noter que toutes les réalisations ont été faites grâce au soutien de l'équipe Radiofréquences et Hyperfréquences (du groupe ESEO Grande Ecole d'ingénieurs) durant mon stage et que je remercie infiniment.

Chapitre

I

**Généralités sur les systèmes
communicants et les antennes**

I- INTRODUCTION

Le développement du domaine des télécommunications, les contrôles, les commandes et la télédétection, ont fait apparaître la nécessité croissante de réaliser des dispositifs micro-ondes peu coûteux et peu encombrants, faisant appel à une technologie simple et facile à manipuler. Les systèmes micro-ondes à structure micro ruban ont été à l'origine du développement des antennes imprimées qui sont le plus souvent utilisées en réseaux afin d'améliorer leurs performances et de permettre la réalisation de fonctions très particulières [I-1]. Le concept des éléments imprimés rayonnants est apparu par Deschamps et les premières validations ont été réalisées vers 1970 par Maxwell et Nunson [I-2].

Les antennes imprimées sont largement employées de nos jours puisqu'elles permettent de répondre à de nombreuses contraintes imposées par les systèmes de transmission. Leur forme et dimensions favorisent leur intégration sur de nombreux mobiles (avion, voiture, missile, téléphone portable,...etc.). Le potentiel de ce type d'antenne est surtout visible dans le domaine des télécommunications civiles et militaires [I-3].

Ce premier chapitre présente comme première partie des généralités sur les systèmes de communication qu'utilisent les deux bandes de fréquence ISM et C. Y sont notamment exposées les différentes caractéristiques et méthodes de fonctionnement de ces standards. Dans la seconde partie, on trouve une présentation générale des antennes imprimées ainsi que leurs caractéristiques, les différentes méthodes d'alimentation et principe de fonctionnement en terminant par les avantages et les limitations de ces dernières.

➤ Description générale des technologies de réseaux sans fils

Nous pouvons définir un système communicant par une multitude d'objets dispersés physiquement disposant chacun d'une unité de traitement de données et d'un accès à un réseau de communication. De nombreuses normes ont été mises en place par plusieurs inventeurs, se distinguant d'une part par la fréquence d'émission utilisée ainsi que par le débit et la portée des transmissions de chaque technologie. Les réseaux sans fil permettent de relier des équipements distants d'une dizaine de centimètres à quelques kilomètres [I-1]. Ces technologies sans fil opèrent dans la gamme de fréquences micro-ondes (voir figure I-1). Cette gamme de fréquence nommé 'ressource' étant par nature limitée, son utilisation est strictement réglementée. En fonction des critères de bande passante nécessaire et des effets de

propagation (atténuation des ondes) à une fréquence donnée, une bande de fréquences précise est allouée à chaque technologie sans fil [I-4].

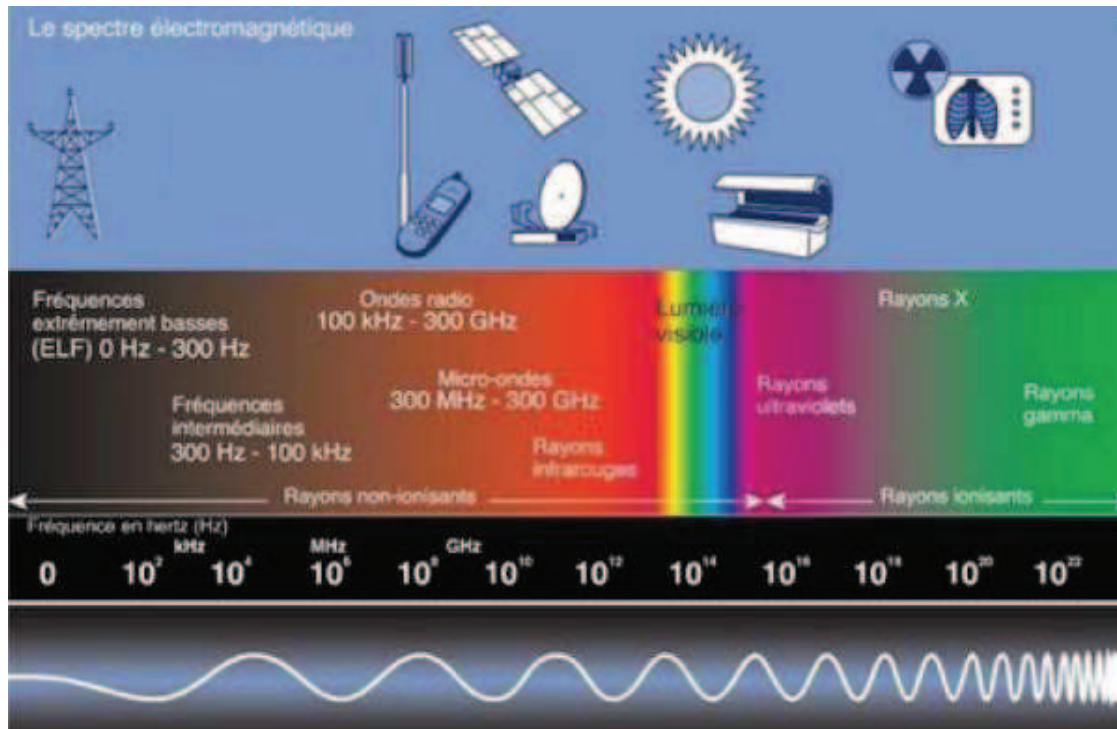


Figure. I-1 : Spectre électromagnétique.

Une description sur le partage du spectre opéré au niveau international entre 88 MHz et 6 GHz est présentée dans le tableau 1.1 [I-5].

Bande de fréquences	Utilisation
88-108 MHz	Radio
174-240 MHz	Télévision
450-470 MHz	Téléphonie
470-750 MHz	Télévision
824-890 MHz	Téléphonie
870-960 MHz	Téléphonie
1.575 GHz	Géo-localisation (GPS)
1.71-1.88 GHz	Téléphonie
1.85-1.99 GHz	Téléphonie
1.9-2.17 GHz	Téléphonie

2.4-2.485 GHz	WLAN
2.5-2.69 GHz	WIMAX
3.4-3.6 GHz	WIMAX
4.9-5.9 GHz	WLAN, WIMAX
4-8 GHz	Radar

Tableau I-1 : Découpage et utilisation du spectre micro-ondes.

Le tableau I-1 montre les différentes plages de fréquence. Notre travail est basé sur deux gammes de fréquences de ce tableau. La première est la bande de fréquence nommée ISM : Industrial, Scientific, Médical (tableau I-1). Libre de droit, elle est utilisable gratuitement pour des applications industrielles, scientifiques ou médicales. Seules les puissances d'émission et la perturbation des bandes voisines sont limitées pour réduire au maximum les problèmes de cohabitation des appareils [I-4]. Un grand nombre d'objets communicants sans fil utilisent ces bandes : téléphones sans fil DECT, télécommandes domotiques (ouverture de portails par exemple), Bluetooth, Wifi, caméras de surveillance, télécommandes de voitures, thermomètres d'extérieur, transmetteurs audio/ vidéo. La deuxième gamme de fréquence nommée par la bande C, est utilisée dans plusieurs applications sans fils citant par exemple : système de télédétection (Radar), Wimax ,...etc.

Dans ce qui suit, une présentation générale des différentes technologies qui utilisent les deux gammes de fréquence ISM et la bande C.

II- BLUETOOTH

II-1 Présentation

Bluetooth est surnommé sur le roi du Danemark (Harald Blatand) de 940 à 981 par 'la dent bleue'. Ce surnom a été donné à cette technologie, mise au point par le Suédois Ericsson qui recherchait des alternatives au câblage pour le transport de la voix et de données d'un téléphone cellulaire à ses accessoires. Cette technologie est basée sur une hiérarchie maître/esclave [I-5]. Cette norme majeure utilise la bande libre ISM 2.4 GHz [I-6]. Le Bluetooth (standard IEEE 802.15) a été créé pour répondre aux besoins de réseaux à très faible portée appelés réseaux personnels (WPAN, Wireless Personal Area Network). A la

différence des autres technologies sans fil, le Bluetooth n'est pas destiné à remplacer les câbles des réseaux locaux traditionnels, mais a pour but d'interconnecter tout type d'objet électronique nomade ayant besoin de communiquer sans nécessiter forcément un débit important [I-4].



Figure I-2 : Fonctionnement du standard WPAN IEEE 802.15 Bluetooth

La robustesse, la faible consommation d'énergie, le faible coût, sont les principales caractéristiques de la technologie Bluetooth [I-6]. Il garantit une connexion de base entre plusieurs appareils d'origines différentes mais certifiés compatibles grâce à l'utilisation d'un protocole commun. Par ailleurs, certaines spécifications étant optionnelles, le Bluetooth autorise les fabricants à différencier leurs produits sur le marché. Cette technologie est aujourd'hui largement répandue dans le monde. Elle équipe notamment les téléphones portables, ordinateurs portables, périphériques informatiques (claviers, souris), casques audio, oreillettes mains-libres, autoradios, appareils photo numériques [I-4].

II-2 Fonctionnement

Le Bluetooth opère dans le spectre de fréquence 2.4 GHz [I-7]. Sa portée est limitée à 10 ou 100m selon la classe de l'appareil (voir tableau I-2). Le débit maximal s'élève à 24 Mbps. Le système utilise un émetteur récepteur exploitant la technique du saut de fréquence pour minimiser les interférences rencontrées sur ces fréquences encombrées. Un algorithme peut modifier le modèle de saut de fréquence à la volée pour exclure les fréquences utilisées par d'autres technologies.

Classe	Puissance max	Portée max
1	100 mW	100 m
2	2.5 mW	10 m
3	1 mW	1 à 3 m

Tableau I-2 : Classe des appareils certifiés Bluetooth

La gamme 2.4 -2.4835 GHz est divisée en 79 canaux séparés de 1MHz. Chaque canal radio fréquence est partagé par plusieurs périphériques qui sont synchronisés sur une même horloge fixée par le périphérique maître [I-4].

II-3 Standards

Les travaux de recherche se rapportant à la technologie Bluetooth ont évolué de manière progressive grâce à l'alliance de plusieurs fabricants dans le Bluetooth Special Interest Group (SIG) [I-1]. En partant de la version d'origine, on constate que les efforts ont été porté successivement sur l'amélioration de l'interopérabilité, puis des débits, et enfin de la consommation de l'énergie grâce au mode Low Energy [I-4].

Version	Débit max	Caractéristiques majeurs
1.0 à 1.2	1	Interopérabilité et standardisation IEEE 802.15
2.0 à 2.1	3	Amélioration du débit EDR (Enhanced Data rate)
3.0	24	Ajout du mode HS (High Speed)
4.0	24	Ajout du mode LE (Low Energy)

Tableau I-3 : Caractéristiques des versions successives du Bluetooth.

Les avancées concernant le Bluetooth Low Energy ont pour objectif de conserver la consommation de l'énergie, de façon à alimenter un appareil avec une simple pile bouton pendant plusieurs années. Le but est de conquérir le marché des montres, capteurs divers, équipements sportifs, implants médicaux. D'autres travaux visent notamment à améliorer la qualité de service QoS (Quality of Service) et la sécurité.

III-ZIGBEE

La norme ZigBee est réservée à des applications bas débit et dédiées à des communications embarquées (capteurs par exemple) [I-8]. La portée de la technologie ZigBee ne dépasse pas quelques dizaines de mètres avec un débit de 20 à 250 kbit/s. Cette norme prévoit l'utilisation de trois fréquences (868, 915 ou 2400 MHz). La spécification ZigBee s'appuie sur la norme IEEE 802.15.4. L'une des caractéristiques majeures de ZigBee est qu'elle est une forte économie d'énergie grâce à une optimisation du regroupement des communications de manière à favoriser de larges périodes de mise en veille du matériel.

L'objectif en termes d'autonomie est d'atteindre deux ans avec des piles alcalines standard pour des dispositifs embarqués faiblement communicants [I-5].

IV- WIFI

IV-1 Présentation

L'accroissement exponentiel des besoins en communications sans fil et l'explosion du trafic internet grand public ont poussé l'industrie et la recherche à imaginer une solution de connexion entre les réseaux fixes et les appareils nomades. Le standard Wireless LAN IEEE 802.11 (figure I-2) a été créé pour répondre à cette problématique et assurer l'interopérabilité de ces appareils communicants. L'idée était de décliner une version sans-fil du célèbre IEEE 802.3 plus connu sous le nom d'Ethernet [I-4]. La famille des standards Wifi permet de mettre

en place un réseau sans fil sur des distances de quelques centaines de mètres. L'utilisation des réseaux de type Wifi est dite nomade, car bien que l'utilisation en situation de mobilité soit possible, au-delà de quelques km/h, le fonctionnement n'est plus assuré [I-7].

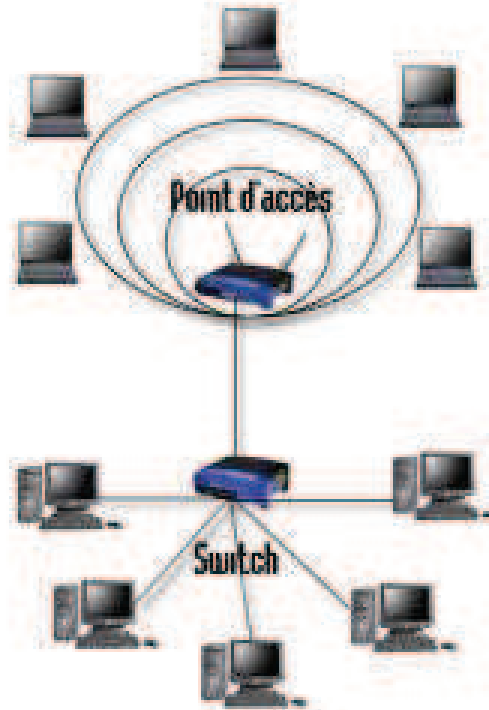


Figure I-2 : Fonctionnement du standard WLAN IEEE 802.11 Wifi

La technologie Wifi a commencé dès le début des années 1990 au niveau industriel et au début des années 2000 pour le grand public [I-4- I-7]. Cette prouesse est le fruit des efforts d'intégration et de miniaturisation des composants, facteurs clés de l'électronique d'aujourd'hui. On trouve la fonctionnalité Wifi dans un nombre toujours plus important d'appareils nomades : ordinateurs portables, imprimantes, consoles de jeux, téléviseurs, téléphones portables.

Parmi les nombreux avantages de cette technologie Wifi par rapport aux techniques classiques de réseaux câblés, on peut citer [I-4]:

- La mobilité : permettant la connexion des ordinateurs portables aux réseaux sans fil, les rendant ainsi réellement nomades, a fortement contribué à l'accélération de leurs ventes, au point de dépasser les solutions fixes depuis quelques années.
- L'adaptation à plusieurs environnements : parfois complexes, impossibles à câbler ou changeant constamment de configuration dans l'espace. On pense notamment à

certaines milieux industriels de production, aux bâtiments en travaux, aux points de vente, mais aussi aux bâtiments historiques ou fragiles.

- La réduction des coûts d'installation, de configuration : surtout de câblage des systèmes informatiques. Il est en effet prouvé que la majorité des problèmes de réseaux étaient causés par les erreurs de câblage ou la mauvaise qualité des câbles. L'installation de vastes réseaux comprenant un grand nombre d'ordinateurs est par ailleurs sensiblement accélérée grâce au Wifi.

IV-2 Modes de fonctionnement

Le fonctionnement de la technologie Wifi est divisé en trois modes principaux :

- **Mode Access Point** : C'est le mode le plus couramment utilisé. Tous les appareils du réseau sont connectés à un même point d'accès qui gère les connexions, les permissions, les conflits. Toutes les communications passent par ce point d'accès. Il s'agit d'une connexion point à multipoints [I-6- I-7].
- **Mode Peer-to-Peer** : Ce mode appelé aussi par le mode ad-hoc [I-6]. Il fonctionne sans point d'accès. Les appareils sont directement connectés entre eux et peuvent communiquer sans demander la permission d'un autre équipement [I-4]. C'est une connexion point à point.
- **Mode passerelle** : Il est utilisé pour relier entre eux plusieurs réseaux sans fil [I-6]. Les équipements Wifi peuvent y être configurés pour agir en tant que répéteurs.

IV-3 Standards

Le tableau I-5 décrit les différents standards 802.11. Le débit maximum est uniquement atteint à proximité directe du point d'accès, sans obstacle [I-6]. De plus, la bande ISM étant libre, elle est utilisée par plusieurs autres technologies. Des interférences peuvent donc perturber le signal Wifi et diminuer les performances de la liaison sans fil. Enfin, le Wifi étant destiné à des réseaux locaux à portée limitée, sa puissance d'émission est strictement limitée.

IEEE 802.11	Fréquences	Débit max
a	5 GHz	54 Mbps
b	2.4 GHz	11 Mbps
g	2.4 GHz	54 Mbps
n	2.4 GHz et 5 GHz	300 Mbps

Tableau I-4 Caractéristiques des standards Wifi 802.11.

La norme Wifi n'a cessé d'être améliorée au cours des dernières années pour atteindre depuis 2007 la déclinaison 802.11n. Cette dernière version utilise les deux fréquences 2.4 GHz et 5 GHz, l'agrégation de canaux, ainsi que la technique de diversité du MIMO (Multiple-Input Multiple- Output) pour augmenter les débits et la portée [I-4].

V-RADAR

Parmi les technologies qui utilisent la bande de fréquence C on peut citer, les systèmes de télédétection, très particulièrement les radars qui permettent de détecter une ou plusieurs cibles à distance. Un radar émet une onde électromagnétique et reçoit les échos réfléchis par la cible. Les différents points de ce paragraphe sont illustrés par l'exemple d'un radar de surveillance du territoire qui nécessite une grande rapidité de réaction en cas d'intrusion ennemie car les antennes radars sont des antennes de type directionnel tournant avec une certaine vitesse.

Plusieurs types d'informations peuvent être recueillis par un radar :

- **La présence de la cible :** Celle-ci est indiquée par le changement d'une caractéristique du radar.
- **La distance entre le radar et la cible :** Le calcul de distance entre radar-cible est obtenu par la différence entre le temps aller et l'autre de retour de l'onde dont la vitesse est celle de la lumière entre le radar et la cible. Le renseignement fourni indique la proximité de la menace mais pas sa localisation. En effet, la position de la cible est localisée sur un cercle dans le cas d'un radar fonctionnant en mode monostatique (une seule antenne sert à la fois en émission et en réception) ou quasi monostatique (une antenne d'émission est placée à côté d'une antenne de réception) et sur une ellipse dans le cas d'un radar fonctionnant en mode bi-statique (l'antenne d'émission est à une position différente de celle de l'antenne de réception) comme indique la figure I-3[I-11].

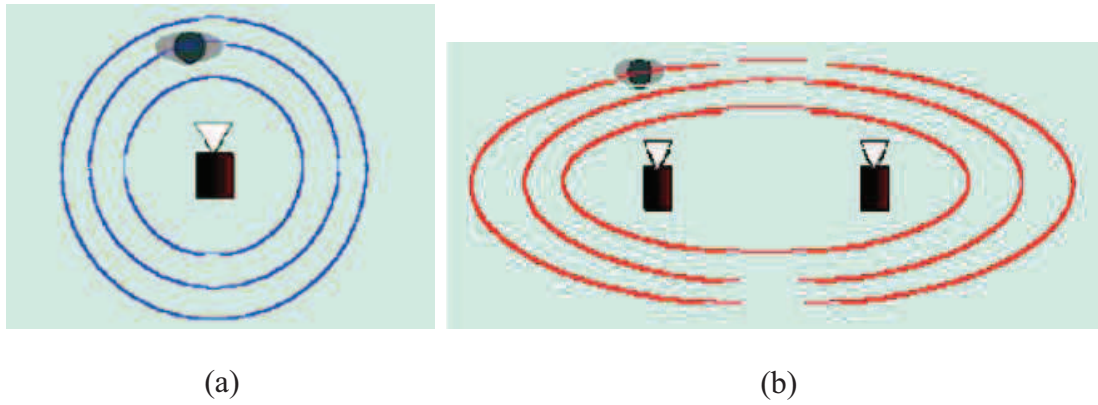


Figure I-3 : Localisation de la cible avec un radar unique.
(a) Cas mono-statique.
(b) Cas bi-statique.

Nous pouvons localiser une cible par deux méthodes différentes et ceci suivant le type du radar installé :

- **Radar panoramique** : Un faisceau est rayonné par une antenne très directive. Connaissant l'angle vers lequel pointe le radar et la distance à laquelle se trouve la cible, la position de celle-ci est alors parfaitement connue [I-11- I-12] (voir figure I-4).

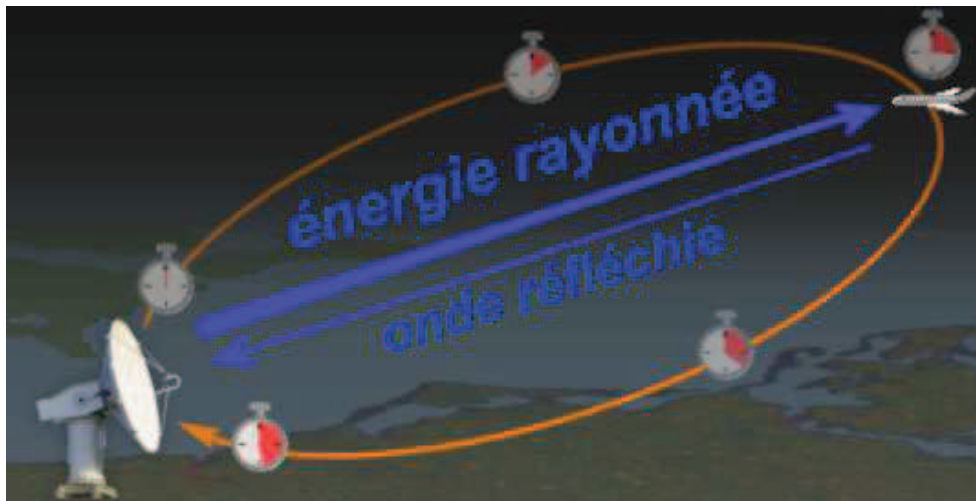


Figure I-4 : Radar panoramique

- **Radar-multistatique** : Cette technique permet la localisation d'une cible en croisant les données de plusieurs mesures réalisées à différents points de l'espace. L'objet à détecter se trouve alors au point d'intersection des différents cercles ou ellipses correspondants (voir figure I-5) [I-11].

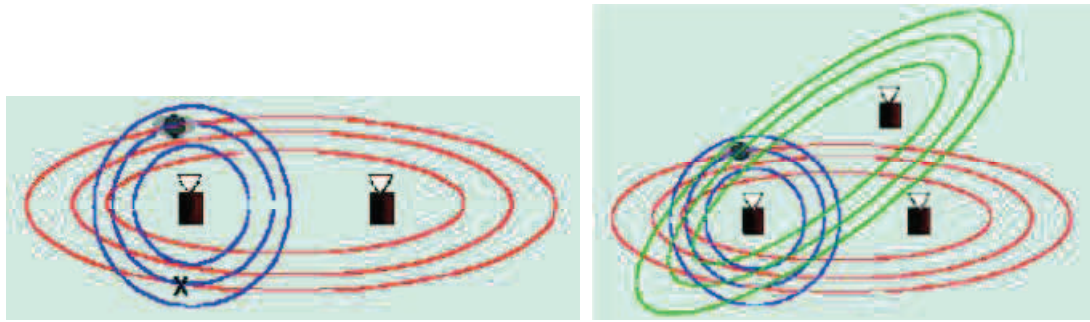


Figure I-5 : Localisation de la cible à partir de plusieurs mesures radar.

Plusieurs autres informations peuvent être captées par un système radar, parmi lesquelles on peut citer :

- 1) **La direction et la vitesse de la cible** : L'effet Doppler est un moyen très important qui nous permet de déterminer la vitesse de l'objet à détecter par la mesure de la variation de la fréquence du signal incident [I-11].
- 2) **L'imagerie radar** : Cette option permet de réaliser une image radar suivant trois techniques possibles :
 - **Radar multistatique** : Plusieurs radars sont disposés à des positions différentes (voir figure I-6).

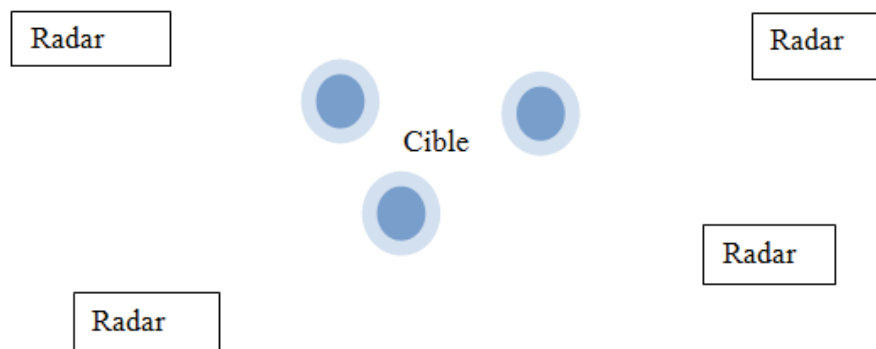


Figure I-6 : Système multistatique

- **Radar panoramique** : Un faisceau radar étroit balaye la zone à analyser (figure I-7).

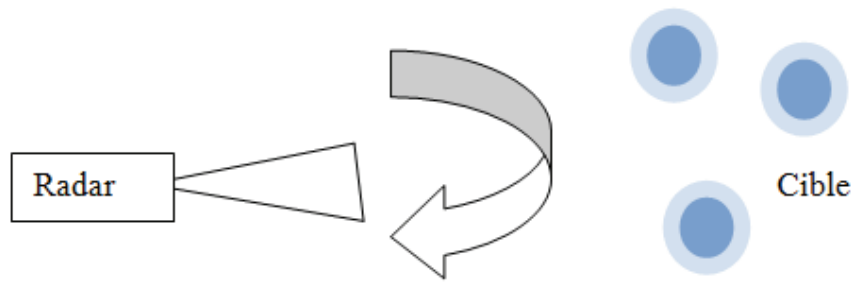


Figure I-7 : Détection par balayage radar

- **Système SAR (Synthetic Aperture Radar) :** Le radar se déplace le long de la zone à analyser et effectue des mesures suivant un intervalle choisi (figure I-8).

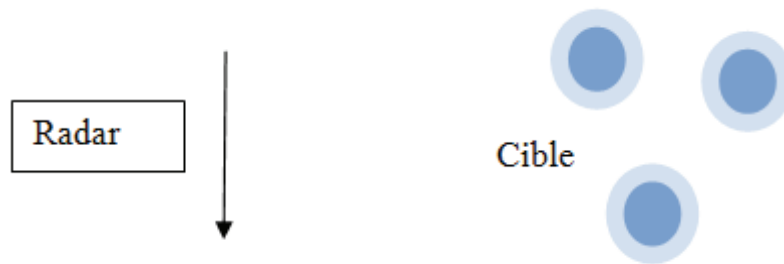


Figure I-8 : Système radar SAR

VI- AUTRE TECHNOLOGIES ET PROTOCOLES

Les technologies Wifi et Bluetooth, Radar, bien que majeures et largement utilisées, ne sont pas les seules à exploiter la bande ISM ou la bande C. De nombreux fabricants ont développé leurs propres technologies et protocoles afin de répondre à des besoins spécifiques à leurs produits. On trouve aujourd'hui sur le marché une multitude d'objets communicants utilisant leur propre technologie dite propriétaire : souris et claviers sans-fil, manettes de consoles de jeux, transmetteurs audio/vidéo. Tous ces objets au champ d'application spécifique sont vendus avec leur propres émetteurs/récepteurs et n'ont aucun besoin d'interopérabilité.

Pour des raisons d'organisation, nous limiterons nos travaux de recherche au deux bandes, la bande ISM et la bande C. En effet, l'objectif de cette thèse est de mettre en valeur, la conception et la miniaturisation des modèles d'antennes isotropes. Afin d'éviter de reproduire des résultats proportionnellement identiques sur toutes les gammes de fréquences, il est important de focaliser le travail sur des bandes précises.

VII- GENERALITES SUR LES ANTENNES IMPRIMEES

Dans sa version la plus simple, une antenne à éléments rayonnants imprimés est constituée d'un plan de masse, d'uns ou plusieurs couches de substrats diélectriques et d'un élément conducteur rayonnant horizontal .Celui-ci pourrait être aussi vertical (antenne bowtie). La géométrie d'une antenne imprimée est montrée figure I.9 [I-17].

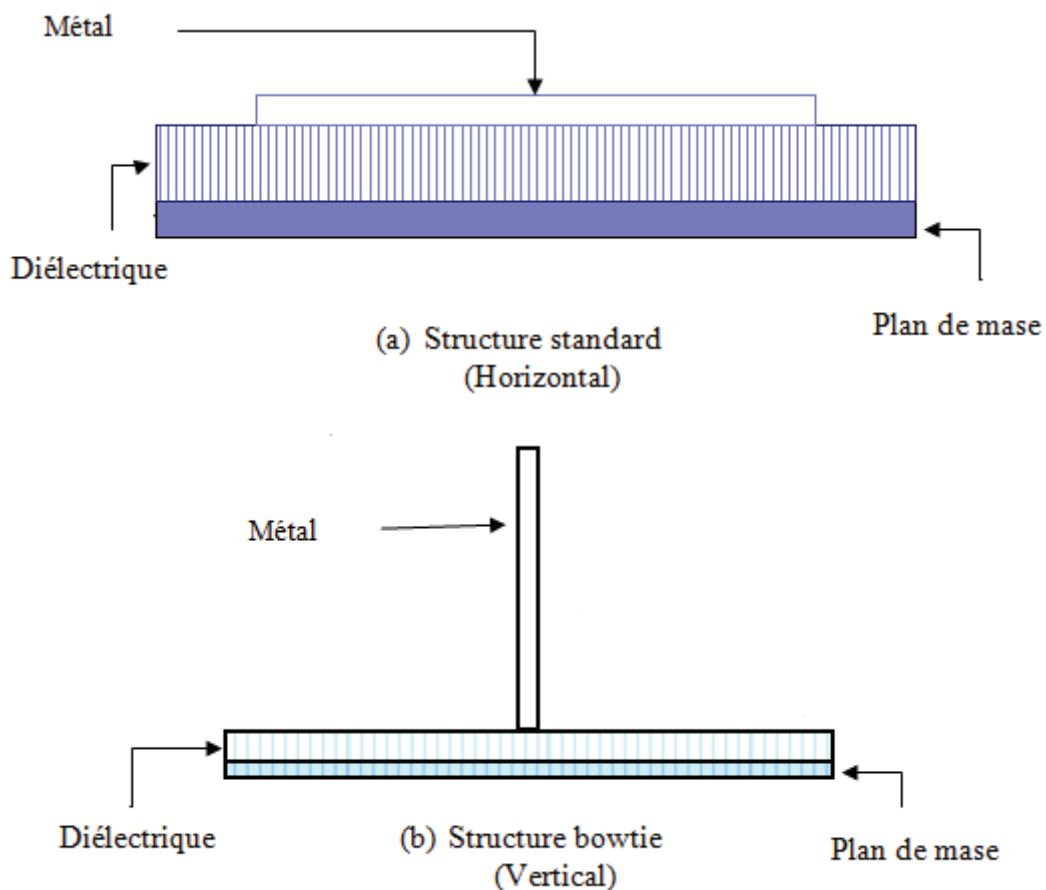


Figure I-9 : Antenne imprimée

Ces éléments rayonnants peuvent avoir différentes formes : carrée, rectangulaire, triangulaire, circulaire, elliptique ou d'autres formes plus complexes (voir figure I-10). Ces formes flexibles de l'élément rayonnant les rendent particulièrement intéressantes pour les

systèmes de télécommunication, de mobiles terrestres, de télédétection et de télémétre (Radar embarqué, avion, fusées, missiles, navires, véhicules routiers...) [I-17].



Figure I-10 : Différentes formes d'antenne imprimée.

VII-1 Alimentation des antennes imprimées

Les principales techniques d'alimentation utilisées sont :

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

L'alimentation par ligne microbande (figure I-11) et l'alimentation par câble coaxial (figure I-12) sont les techniques les plus utilisées dans les antennes imprimées.

VII-1-1. Alimentation par ligne microruban

Parmi les techniques d'alimentation les plus utilisées nous citons la connexion directe à une ligne microruban dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément ou décalé par rapport à cet axe de symétrie si cela permet une meilleure adaptation d'impédance [I.2] (voir figure I-11, figure I-12).

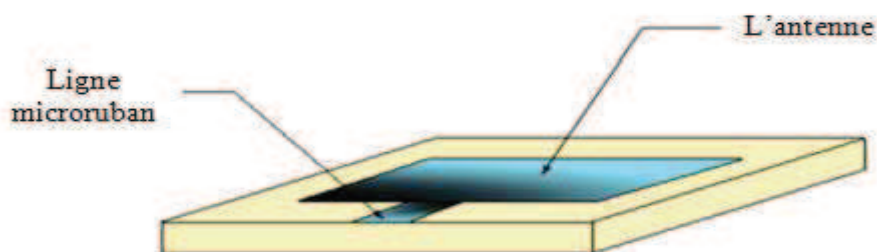


Figure I-11 : Alimentation par ligne microruban.

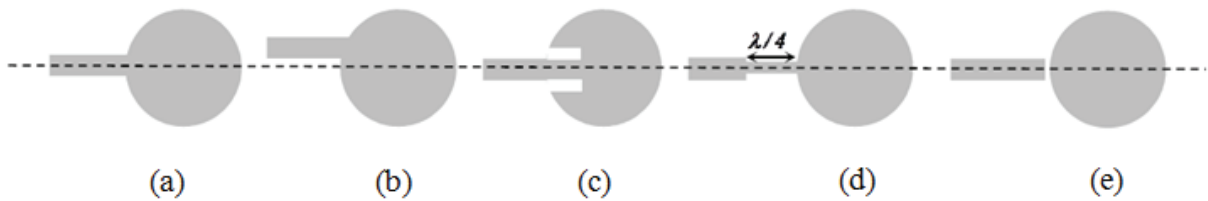


Figure I.12 Alimentation par une ligne microruban (a) axiale (b) décalée (c) axiale avec encoche (d) adapté par ligne quart d'onde $\lambda/4$ (e) couplée par un écart.

La figure I-12 montre les différentes positions de la ligne microruban par rapport à l'élément rayonnant [I-18] qui peut se faire par :

- Une Connexion directe avec une ligne microruban (généralement de 50Ω) dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément rayonnant (figure I.12a).
- Un Décalage par rapport à cet axe de symétrie (figure I.12b).
- Alimentation axiale avec une encoche qui permet d'avoir une meilleure adaptation d'impédance (figure I.12c).

VII-1-2. Alimentation coaxiale directe

Elle est effectuée par connexion directe à une ligne coaxiale dont le conducteur central est connecté en un point situé sur l'axe de symétrie de l'élément [I-19].

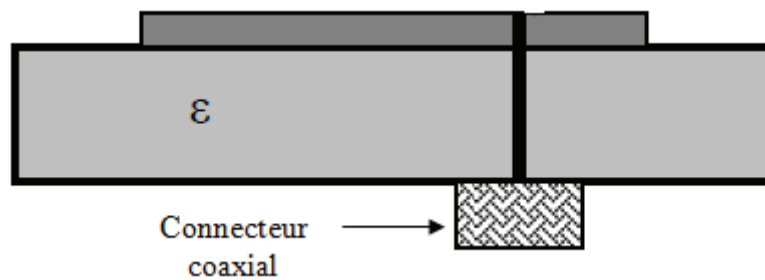


Figure I-13 : Alimentation par câble coaxial.

Cette alimentation est facile à mettre en œuvre et à adapter. Son rayonnement parasite est faible, et son inconvénient principal est qu'elle fournit une bande passante étroite [I-18].

VII-1-3. Alimentation par couplage électromagnétique

Ce type d'alimentation se fait par couplage électromagnétique d'une ligne microbande à l'élément rayonnant (figure I.14). Les avantages principaux de cette alimentation sont

l'élimination du rayonnement parasite et élargissement de bande passante et son inconvénient réside dans la difficulté de la mise en œuvre [I-18].

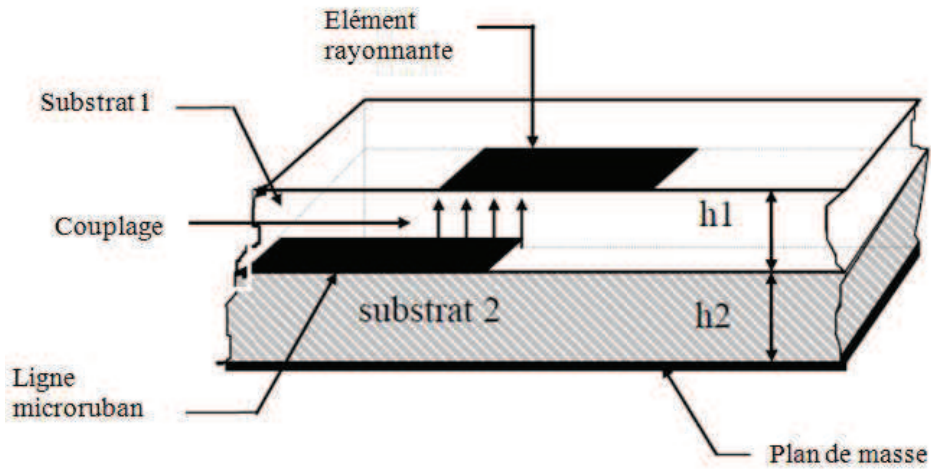


Figure I.14 : Alimentation par proximité.

Cette technique d'alimentation fournit également deux milieux diélectriques différents, l'un pour l'élément rayonnant et l'autre pour la ligne d'alimentation.

VII-1-4. Alimentation à travers une ouverture dans le plan de masse

Dans ce type d'alimentation, l'élément rayonnant et la ligne microruban d'alimentation sont séparés par le plan de masse [I-12]. Une ouverture dans celui-ci permet l'excitation de l'antenne, comme le montre la Figure I.15 .

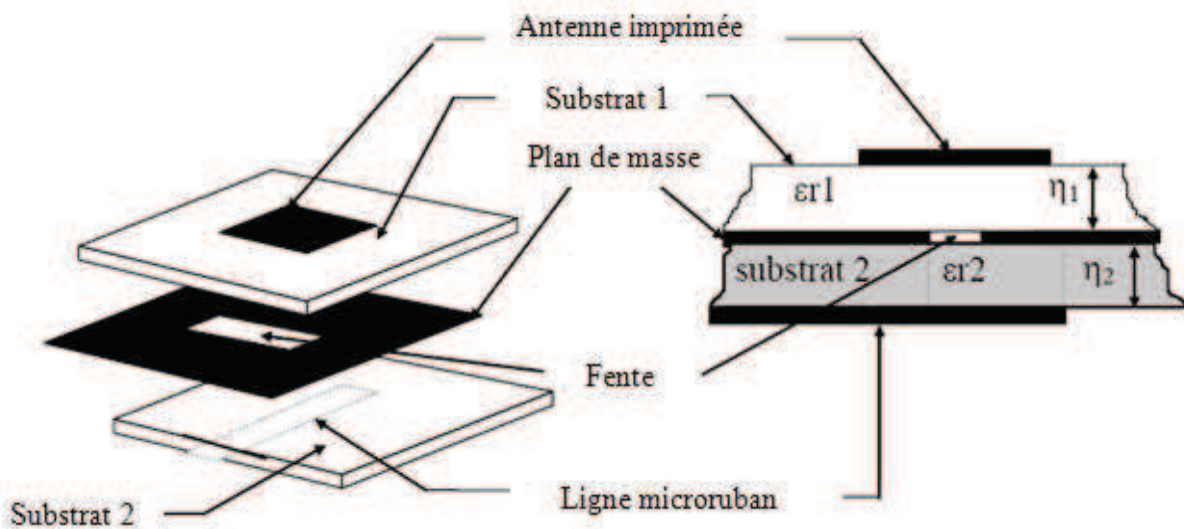


Figure I.15 : Alimentation a travers une ouverture dans le plan de masse.

La position de l'ouverture est centrée sous la plaque conductrice. L'avantage de ce type d'alimentation est de minimiser le rayonnement parasite. Cependant l'inconvénient majeur de cette technique est qu'elle présente des difficultés au niveau de la fabrication.

VII-2 Principe de fonctionnement des antennes imprimées

Le fonctionnement des antennes imprimées réside dans la compréhension du champ électromagnétique en zone proche de la structure rayonnante. Une approche simplifiée de ce problème consiste à assimiler l'antenne à une cavité limitée par deux "murs électriques" horizontaux, qui correspondent à l'élément rayonnant et au plan de masse, et par quatre "murs magnétiques" transversaux à pertes (figure I.16) [I-14]. Lorsque la ligne d'alimentation est excitée par une source radiofréquence, une onde électromagnétique guidée entre la ligne et le plan de masse va se propager jusqu'à l'élément rayonnant. Une distribution de charge va s'établir sous l'élément rayonnant, et sur le plan de masse [I-18].

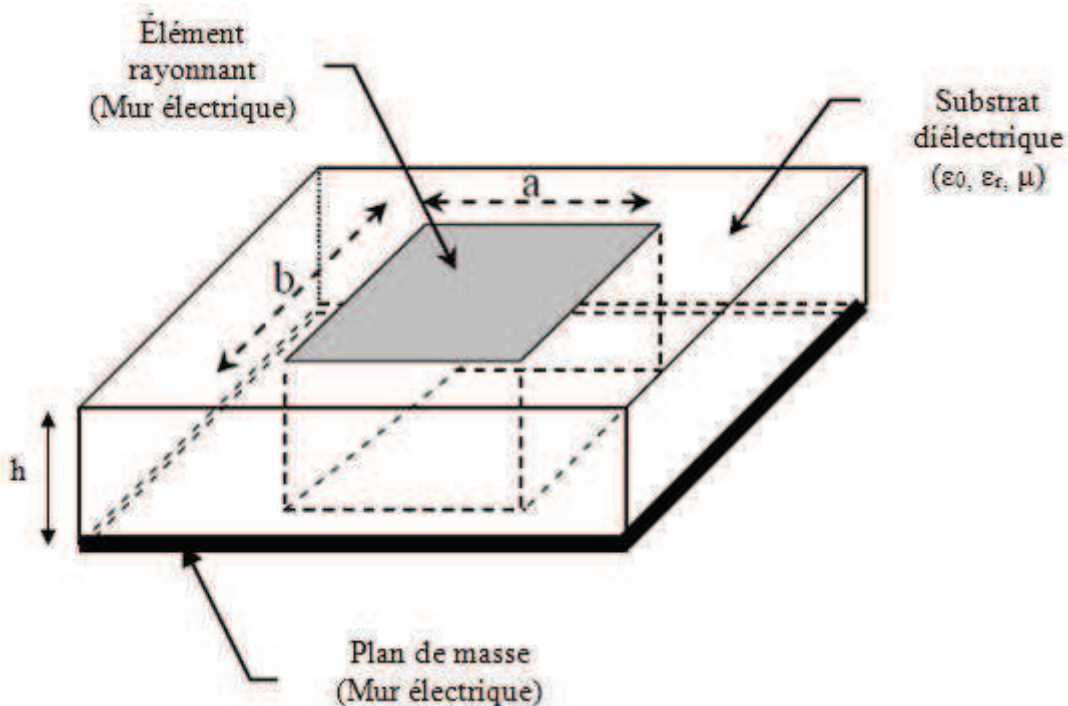


Figure I-16 : Modèle de la cavité

La figure I-16 montre une cavité diélectrique qui emmagasine de l'énergie électromagnétique pour un ensemble discret de fréquences, appelées "fréquences de résonance", auxquelles correspondent des configurations particulières des champs.

La méthode de la cavité permet de déterminer de façon approchée la fréquence de résonance f_{mn} et la permittivité effective dans le cas d'un élément rayonnant rectangulaire de dimension (a, b) par les équations suivants [I-16] :

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \sqrt{\left(\frac{m}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_{eff}}\right)^2} \quad 1$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-\alpha(u)\beta(\epsilon_r)} \quad 2$$

$$\alpha(u) = 1 + \frac{1}{49} \left[\ln \frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right] \quad 3$$

$$\beta(\epsilon_r) = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3}\right)^{0.053} \quad 4$$

$$u = \frac{w}{h} \quad (\text{avec } w=a \text{ ou } b) \quad 5$$

$$a_{eff} = a + \frac{h}{2} \quad 6$$

$$b_{eff} = b + \frac{h}{2} \quad 7$$

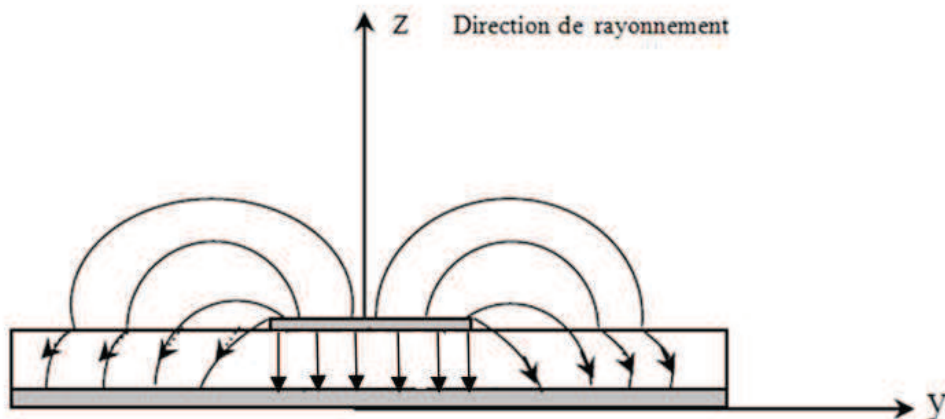


Figure I-17 : Allure des lignes de champ dans la cavité (coupe transversale).

Les parois transversales de cette cavité caractérisent les pertes qui traduisent le rayonnement d'une partie de l'énergie emmagasinée à une fréquence de résonance donnée.

➤ **Sélection du substrat**

Le substrat est considéré comme une couche très importante dans la conception et la fabrication des antennes imprimées possèdent aussi des qualités en tant que métal. Leurs propriétés électromagnétiques sont caractérisées essentiellement par trois grandeurs physiques: conductivité, constante diélectrique relative et angle de perte.

Parmi les caractéristiques les plus importantes de ce matériel, nous citons :

- La stabilité en température (pour soudure).
- L'uniformité de la permittivité relative et de la hauteur (sur de grandes plaques).
- De faible pertes diélectriques ($\tan(\delta) \leq 3.10^{-3}$) pour une meilleure efficacité.
- Une résistance aux produits chimiques (pour la phase de photolithographie);
- Une faible rugosité.
- Une facilité d'usinage.

Le choix d'un substrat épais, augmente la puissance de rayonnement, la largeur de bande, la directivité et le gain, et réduira les pertes dans le conducteur. Cependant, cela présentera certains inconvénients, à savoir une augmentation du poids, des pertes dans le diélectrique et dans la surface d'onde [I-18].

VII-3 Avantages et inconvénient des antennes imprimées

Les antennes imprimées présentent de nombreux avantages. Les plus importants sont les suivants [I-15] :

- Faible poids, encombrement réduit.
- Peuvent être plaquées sur une surface courbe (véhicules, avions, ...).
- Faible coût de fabrication.
- Polarisation linéaire et circulaire pour les télécommunications.
- Antennes multi-bandes, multi-polarisations possibles.
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

Concernant les inconvénients et les limitations nous pouvons citer [I-22]:

- bande passante étroite, souvent associée avec les problèmes de tolérances (géométriques et physiques),
- généralement faible gain.
- la plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan.

- les réseaux d'éléments imprimés à hautes performances nécessitent des systèmes d'alimentation complexes.

VIII- CARACTERISATION DES ANTENNES

Les antennes se caractérisent généralement par quelques paramètres importants. Ceux-ci permettent de comparer les structures entre elles, mais aussi les simulations et les mesures sur prototypes.

VIII-1 Coefficient de réflexion

Il s'agit du rapport d'amplitude entre l'onde incidente (transmise à l'antenne) et l'onde réfléchi 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 (faible perte) [I-4].

Le coefficient de réflexion se mesure à l'analyseur de réseaux en fonction de la fréquence (voir annexe C).

VIII-2 Bande passante

La bande passante est la gamme de fréquences sur laquelle un coefficient de réflexion maximal n'est pas dépassé [I-23]. Il s'agit donc de la bande de fréquences où l'antenne est suffisamment adaptée pour opérer sans trop de pertes de puissance par désadaptation. Ainsi, pour couvrir une application utilisant une certaine bande de fréquences, la bande passante de l'antenne doit être au moins égale à celle de l'application.

La bande passante se déduit de la courbe du coefficient de réflexion mesuré à l'analyseur de réseaux. Elle peut être exprimée en valeur absolue, mais également en valeur relative par rapport à sa fréquence centrale. Cette représentation permet de comparer d'une manière plus équitable les antennes entre elles [I-4].

La bande passante tout simplement est la différence entre les fréquences hautes f_{\max} et basse f_{\min} d'utilisation de l'antenne. Il existe différentes façons d'exprimer la bande passante, comme par exemple la bande passante relative (BR) (relative à la fréquence centrale f_c). Nous pouvons aussi exprimer la bande passante en pourcentage en multipliant la bande relative par 100. La fréquence centrale f_c quant à elle, est définie comme étant la moyenne arithmétique des fréquences f_{\max} et f_{\min} . Par exemple, un niveau de -10 dB en S_{11} est requis [I-22].

$$BP = f_{max} \cdot f_{min} \quad 8$$

$$BR = BP / f_c \quad 9$$

$$\text{Avec : } f_c = \frac{1}{2} (f_{max} + f_{min}) \quad 10$$

$$BP\% = \frac{BP}{f_c} \cdot 100 \quad 11$$

VIII-3 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. 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 [I-24].

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

VIII-4 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement représente la puissance rayonnée par l'antenne dans toutes les directions de l'espace autour d'elle en champ lointain. Ce paramètre n'est pas maîtrisable par le concepteur. Il dépend de la structure globale de l'antenne. Le diagramme de rayonnement le plus large est obtenu dans le cas d'une antenne isotrope, qui rayonne d'une manière uniforme dans toutes les directions [I-25].

Pour notre type d'application destinée pour la bande ISM et la bande C qui doivent fonctionner dans n'importe quelle position de l'espace, l'idéal serait d'avoir un diagramme de rayonnement isotrope autant que possible.

VIII-5 Gain et directivité

Le gain représente l'amplification d'une antenne dans une direction donnée. Exprimé en dBi, il est issu du rapport entre la puissance rayonnée par l'antenne et la puissance rayonnée par une antenne de référence isotrope (rayonnement uniforme sur toute la sphère,

soit 0 dBi). Logiquement, le gain maximal est élevé sur les antennes directives. Le gain maximal est relevé sur les diagrammes de rayonnement mesurés en chambre anéchoïde.

IX- CONCLUSION

Ce chapitre a fait l'objet d'une description de plusieurs systèmes de télécommunication, en particulier les applications qui utilisent les deux gammes de fréquence (la bande ISM et la bande C) citant par exemple, Wifi, Bluetooth, Radar,...etc. Celle-ci est décrite avec ses différentes caractéristiques en passant par la bande de fréquence utilisées, la méthode de fonctionnement, les débits.....

Ensuite, nous avons présenté des généralités sur les antennes imprimées, leurs techniques d'alimentation les plus utilisées, ainsi que leur emploi utile dans les différents services et secteurs de radio communications et autres. Ces types d'antennes représentent une nouvelle génération qui a bénéficié d'un large usage dans le domaine des télécommunications.

Nous nous intéressons dans le chapitre suivant comme première partie à la problématique d'isotropie en puissance permettant d'obtenir un diagramme de rayonnement assez constant que possible dans différentes directions et dans une autre partie à la miniaturisation des antennes.

X- REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [I-1]. Aya MABROUKI, "Mise en œuvre de l'effet de substrat dans la conception des amplificateurs faible bruit sous contrainte de faible puissance", Thèse de Doctorat, université de Bordeaux, 2010.
- [I-2]. James, Jim R ; Hall ,petter S, "Microstrip handbook antenna ", London, IEE - Peter Peregrinus, Ltd. (IEE Electromagnetic Waves Series.) ,vol.2,p.513-516,1989.
- [I-3]. Géraldine Trouillard, "Contribution a l'étude des phénomènes électromagnétiques liés aux futurs systèmes mobiles de réception hertzienne a bord des véhicules automobiles. Conception, réalisation et tests des antennes correspondantes", Thèse de Doctorat, université de Limoges, 2003.
- [I-4]. Mickael JEANGEORGES, "Conception d'antennes miniatures intégrées pour solutions RF SiP", Thèse de Doctorat, université de Nice-Sophia Antipolis, 2010.
- [I-5]. Nicolas FOURTY, "Contribution à l'ingénierie du réseau sans fil WIMAX pour des applications audio d'aide au handicap et aux personnes âgées", Thèse de Doctorat, université de Toulouse, 2008.
- [I-6]. Yan GRUNENBERGER, "Réseaux sans fil de nouvelle génération : architectures spontanées et optimisations inter-couches", Thèse de Doctorat, université de Grenoble, 2008.
- [I-7]. Zouhair EL BAZZAL, "La clustérisation des réseaux sans fil ad-hoc : une approche efficace et performante", Thèse de Doctorat, université de Québec, 2008.
- [I-8]. Filiz Bektas, Bojan Vondra, Peter E. Veith, Leopold Faltin, Alferd Pohl, Arpad L. Scholtz, "Bluetooth communication employing antenna diversity", International Symposium on Computers and Communication, (ISCC 2003). IEEE, Vol1, pp.652-657,2003.

- [I-9]. Yu Wenge, Zhong Xianxin, Wu Zhengzhong, Li Xiaoyi, "Design and simulation of novel microstrip Bluetooth antenna", The 14th IEEE 2003 International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceedings, IEEE, pp.27-30,2003.
- [I-10]. Bahadir S. Yildirim, Bedri A. Cetiner, Gemma Roqueta, Luis Jofte,"Integrated Bluetooth and UWB antenna", IEEE Antenna and wireless propagation letters, Vol. 8, pp.149-152, 2009.
- [I-11]. Jean Christophe DIOT,"Conception et réalisation d'un radar Ultra Large Bande impulsif optique", Thèse de Doctorat, université de Limoges, 2006.
- [I-12]. Adrien Godard, "Conception et réalisations d'un Radar ultra-large bande impulsif agile (300 MHz-3 GHz)", Thèse de Doctorat, université de Limoges, 2009.
- [I-13]. Choon Sae Lee, "Multi-layer dual-band microstrip antenna", International Symposium on Antennas and Propagation, IEEE, pp.472-475, 1994.
- [I-14]. K.F.Tong, K.Li, T.Matsui, M.Izutsu, "Broadband multi-layered coplanar patch antenna", International Symposium Antennas and Propagation, IEEE,580*-583,2002.
- [I-15]. Atsushi Yamada, Yoshihisa Amano, Eiji Suematsu, Hiroya Sato, "A patch antenna array on a multi-layered ceramic substrate for 60 GHz applications", 31st European Microwave Conference, IEEE,pp.1-4, 2001.
- [I-16]. A.G.Derneryd, T.Lorentzon, "Multi-layer microstrip array antenna", 18th European Microwave Conference, IEEE,pp.1049-1054, 1988.

- [I-17]. Sylvain Pflaum, "Etude et conception d'antennes miniatures et directives à polarisation circulaire pour lecteurs RFID UHF", Thèse de Doctorat, université de Nice-Sophie Antipolis , 2013.
- [I-18]. Fadila Benmeddour, "Etude et réalisation d'un résonateur microruban de forme circulaire. Application au cas particulier de l'alimentation par couplage", Thèse de Doctorat, université de Mentouri-Constantine, 2012.
- [I-19]. Su-Qin Wu, Shao-Bin Liu, Zhen Guo, "Coaxial probe-fed circularly polarized microstrip antenna for beidou RDSS applications", International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT),pp.294-299, 2010.
- [I-20]. Atsuya Anto, Kenichi Kagoshima, Akira Kondo, Shuji Kubota, "Novel microstrip antenna with rotatable patch fed by coaxial line for personal handy-phone system units", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 56, Issue: 8,pp.2741-2751, 2008.
- [I-21]. Nazifa Mariam, "Design of coaxial fed microstrip antenna for LEO satellites", 5th International Conference Wireless and Optical Communications Networks,IEEE, 2008.
- [I-22]. Grégory Beddeleem, "Antennes multistandards combines à polarizations multiples pour les applications spatiales", Thèse de Doctorat, université de Nice-Sophia Antipolis , 2008.
- [I-23]. David Carsenat,"Contribution a l'étude de réseaux de communication sans fil. Application au LMDS ", Thèse de Doctorat, université de Limoges, 2003.
- [I-24]. Rabia Rammal, "Caractérisation outdoor de structures rayonnantes via une mesure transitoire impulsionnelle et un algorithme de transformation champs proches-champs lointains", Thèse de Doctorat, université de Limoges, 2010.

- [I-25]. Alexander Pelov, "Mobility models for wireless networks", Thèse de Doctorat, université de Strasbourg, 2009.

Chapitre

II

Isotropie et Miniaturisation des antennes

I. INTRODUCTION

Les antennes sont des composants que nous pouvons les retrouver dans des objets usuels de toutes sortes. Maintes applications qui s'étendent des télécommunications (terminaux mobiles) aux moyens de transport (capteur de pression pour les pneus d'une voiture) ont vu ou voient le jour. Ce chapitre est divisé en deux parties. La première consiste à étudier les structures des antennes optimisées afin de permettre la conservation d'un bilan de transmission aussi constant que possible lorsque deux dispositifs communiquent avec des orientations quelconques et changeantes l'une par rapport à l'autre. Ces antennes rayonnant dans toutes les directions peuvent être désignées sous le nom d'antenne isotrope ou antennes à couverture large.

D'autre part, dans un contexte de généralisation des systèmes de communication sans fil, le besoin de miniaturiser les antennes va en augmentant afin de permettre leur intégration sur de petits objets aux différentes fréquences. Comme, l'antenne est le composant le plus volumineux, sa miniaturisation constitue un des défis actuels les plus importants des concepteurs d'objets communicants. La multiplication des standards de communication renforce également ces besoins d'intégration et de miniaturisation puisqu'aujourd'hui près d'une dizaine d'antennes peuvent être amenées à cohabiter sur un même dispositif mobile. Ainsi, dans la deuxième partie, nous allons définir en premier lieu ce qu'est une antenne miniature et présenterons ses caractéristiques, et en second lieu nous détaillerons les techniques de miniaturisation qui existent dans la littérature [II-1].

II. LES CARACTERISTIQUES DE RYONNEMENT RECHERCHEES

L'objectif central de cette étude est l'optimisation des caractéristiques de rayonnement afin de garder la même puissance fournie par une antenne quelles que soient son orientation et son inclinaison. Dans cette première section, nous cherchons à déterminer analytiquement les caractéristiques de rayonnement des antennes permettant de parvenir à cet objectif.

➤ Définition de l'isotropie pour une antenne

Nous trouvons dans les littératures et les articles publiés, que l'antenne isotrope est généralement présentée comme un concept idéal physiquement irréalisable [II-2- II-3- II-5]. Ce concept est néanmoins très utilisé car il sert de référence théorique afin de caractériser les propriétés de directivité des antennes réelles [II-2]. Ce qui explique que, la directivité maximale d'une antenne est la puissance émise dans la direction de son maximum ramenée à la puissance qui serait rayonnée par une antenne isotrope alimentée de la même manière.

Le but de cette section est d'exposer les limitations pour la réalisation d'une antenne isotrope autant que possible. Selon le contexte et les travaux dans lequel il figure, le qualificatif *isotrope* appliqué à une antenne peut avoir différentes significations plus ou moins contraignantes.

S'il semble évident qu'une antenne isotrope est une antenne dont le rayonnement en puissance est égal en toute direction. Nous trouvons donc deux définitions pour l'isotropie d'une antenne :

- 1) Une antenne isotrope est une antenne dont le rayonnement est égal en puissance en toute direction.

Et ça explique plus largement les contraintes d'isotropie de la puissance rayonnée par :

- Le rayonnement ne présente aucune direction d'annulation (i.e. contrairement au cas d'un dipôle) mais une variation de la puissance rayonnée dans différentes directions est possible.
- Le rayonnement présente une puissance rigoureusement égale en toute direction.

Pour cette dernière définition et dans la réalisation pratique, un petit écart relativement faible de la puissance rayonnée selon les directions ne sera pas déterminant.

- 2) Une antenne isotrope est une antenne dont le rayonnement est égal en puissance en toute direction et dont l'état de polarisation est uniforme en toute direction.

La contrainte sur l'uniformité de l'état de polarisation peut être manipulée comme suite :

- Le rayonnement présent un état de polarisation aussi uniforme que possible en toutes directions.
- Le rayonnement présente un état de polarisation rigoureusement uniforme en toutes directions [II-6- II-7].

Aux sections suivantes, nous allons montrer que certaines de ces contraintes peuvent être satisfaites tandis que d'autres sont physiquement irréalisables [II-3- II-4- II-8].

III. SCENARIO DE PROPAGATION ET HYPOTHESE

Il convient tout d'abord d'expliquer le scénario géométrique de communication entre les deux antennes. Nous commençons par le modèle idéal et simple tel que :

- Deux antennes sont en visée directe l'une avec l'autre, c'est à dire qu'aucun obstacle ne s'interpose entre elles. Dans ce cas là, les deux antennes sont en condition de champ libre, c'est à dire qu'il n'existe pas de trajets indirects via des réflexions ou des diffractions dans l'environnement séparant les deux éléments antennaires.

Le scénario et les notations de ce modèle idéals sont représentés à la figure II-1. On se place dans le référentiel lié à l'antenne de réception. L'objectif est de garder un bilan de transmission en puissance aussi constant que possible quelles que soient la position et l'orientation de l'antenne d'émission. La direction d'arrivée du trajet direct est exprimée par les angles θ et φ .

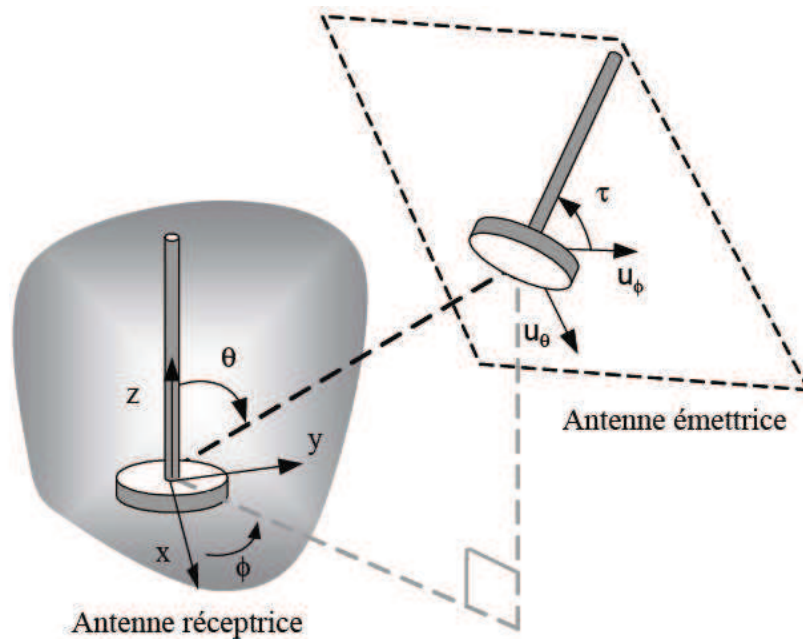


Figure II-1 : Scénario de communication envisagé : les antennes émettrices et réceptrices sont orientées aléatoirement l'une par rapport à l'autre [II-7].

➤ Le deuxième cas c'est la réalité, les surfaces telles que les murs ou les façades de bâtiments peuvent réfléchir les ondes issues de l'antenne émettrice. De même, les nombreux objets qui nous entourent peuvent diffracter ou diffuser ces ondes. Dans la plupart des cas, l'antenne réceptrice reçoit donc un signal en provenance de multiples directions. Il est alors compliqué d'établir un bilan de puissance réaliste en fonction des orientations des deux antennes [II-7- II-8].

Dans un environnement satisfaisant, l'onde empruntant le trajet direct est prédominant devant les ondes issues des trajets indirects [II-6]. Ceux-ci peuvent donc être négligés au profit du seul trajet direct. Une telle hypothèse semble réaliste dans la mesure où les antennes sont en visée directe l'une de l'autre et où la distance typique entre les obstacles et les antennes est supérieure à la distance séparant les deux antennes.

III-1. Bilan de transmission

Le fonctionnement d'une antenne exprime la manière dont elle transmet un signal injecté au port d'alimentation sous forme d'ondes électromagnétiques. Celles-ci se propagent dans l'espace dans des directions spécifiques suivant le type de ce dernier. Lorsqu'une onde atteint l'antenne de réception, une partie de sa densité de puissance est captée puis convertie en un signal électromagnétique transmis via le port de sortie de l'antenne vers le récepteur.

L'antenne de réception ne récupère au mieux que la puissance qui traverse sa surface effective. La plus grande partie de la puissance initiale est perdue dans l'espace, il s'agit des pertes de propagation [II-8].

La relation exprimant le bilan de transmission reliant P_r la puissance reçue par l'antenne de réception à P_t la puissance émise par l'antenne d'émission est connue sous le nom de formule de Friis [II-2] :

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_r G_t \quad \text{II-1}$$

G_t et G_r sont les gains effectifs, r est la distance séparant les antennes et λ est la longueur d'onde.

Cette relation est cependant issue d'un modèle simplifié qui ne prend pas en compte les états de polarisation des antennes et des ondes émises ou reçues.

III-2. Les critères de couverture

III-2-1. Définition de la directivité d'une antenne

La répartition de la puissance rayonnée dans l'espace par une antenne est caractérisée par sa directivité. Celle-ci est une grandeur normalisée. Elle s'exprime par la relation suivante [II-2] :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi}{P_{ray}} p(\theta, \varphi) \quad \text{II-2}$$

Tel que :

- $P(\theta, \varphi)$ est la densité de puissance rayonnée dans la direction (θ, φ) et s'exprime en W/Sr.
- P_{ray} est la puissance totale rayonnée par l'antenne et s'exprime en intégrant la densité de puissance sur toutes les directions.

$$P_{ray} = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} p(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\varphi d\theta \quad \text{II-3}$$

La définition de la directivité d'une antenne est exprimée comme le rapport entre la densité de puissance rayonnée par l'antenne et la densité de puissance d'une antenne isotrope qui émettrait avec la même puissance totale [II-2] :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{p(\theta, \varphi)}{p_{iso}} \quad \text{II-4}$$

Avec :

P_{iso} la densité de puissance de l'antenne isotrope de même puissance totale rayonnée.

$$p_{iso} = \frac{p_{ray}}{4 \pi} \quad \text{II-5}$$

La directivité est un rapport de puissance sans unité qui est généralement donné en dBi [II-10- II-11], le i signifie que la puissance de référence est celle de l'antenne isotrope définie à l'équation II-5.

III-2-2. Caractérisation de l'isotropie de puissance

Dans ce paragraphe, nous récapitulons les critères permettant de quantifier les variations de la directivité en fonction de la direction de propagation (θ, φ). Une antenne idéalement isotrope en puissance est par définition telle que sa directivité est une fonction invariante par rapport à θ et φ [II-12- II-13]. L'intérêt de ces critères est de comparer une antenne quelconque par rapport à une source idéalement isotrope en puissance.

III-2-2-1. Rapport entre le minimum et le maximum de la directivité

Dans un autre aspect, l'isotropie de puissance peut se caractériser simplement en mesurant le rapport entre le maximum et le minimum de la directivité [II-8].

$$\Delta(D) = \frac{\max[D(\theta, \varphi)]}{\min[D(\theta, \varphi)]} \quad \text{II-6}$$

$$dB = \max [D_{dB}(\theta, \varphi)] - \min [D_{dB}(\theta, \varphi)] \quad \text{II-7}$$

Ce critère présente l'avantage d'être simple à calculer ou à lire sur un diagramme de directivité.

III-2-2-2. Variance de la directivité

L'isotropie en puissance peut être caractérisée par la variance ou de l'écart-type de la directivité [II-8]. Par définition, la directivité est normalisée, sa valeur moyenne vaut 1. Sa variance s'exprime donc par :

$$Var(D) = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [D(\theta, \varphi) - 1]^2 \sin(\theta) d\theta d\varphi \quad \text{II-8}$$

Et son écart-type par :

$$\sigma(D) = \sqrt{\text{Var}(D)}$$

II-9

III-2-2-3. Proportion de couverture

On peut caractériser l'isotropie en puissance en spécifiant la proportion des directions dans lesquelles la directivité est supérieure à une valeur de seuil. On peut par exemple parler du pourcentage de couverture de l'espace à -3 dB.

Une telle mesure présente l'avantage d'être aisément interprétable. Elle est adaptée dans le contexte d'une application précise, par exemple un système de communication numérique dont on connaît le seuil de sensibilité d'après les spécifications de l'émetteur et du récepteur. Elle ne permet cependant pas de savoir quelles sont les directions de l'espace qui sont couvertes ou non.

La figure ci-dessous montre un diagramme de rayonnement quasiment isotrope en puissance. Nous pouvons voir que la densité de puissance émise dans une direction donnée est proportionnelle à la somme quadratique des composantes de l'onde émise dans cette direction. Et nous pouvons exprimer ça par la relation qui suit [II-2] :

$$P = \frac{1}{2Z_0} (|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2)$$

II-10

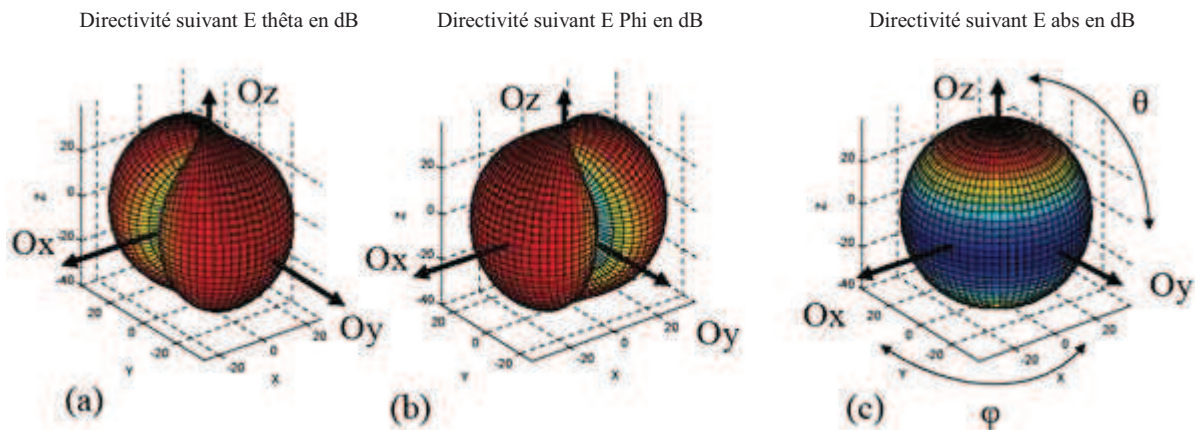


Figure II-2 : Exemple d'un diagramme de rayonnement quasiment isotrope en puissance et ayant des composantes E_θ et E_ϕ dépendantes de (θ, ϕ) [II-8].

On constate alors que lorsque l'on tourne autour du diagramme en faisant varier θ à ϕ constant, on transfère la puissance tantôt dans la composante E_θ tantôt dans la composante E_ϕ mais de telle sorte que la puissance totale reste constante.

IV. LA MINIATURISATION DES ANTENNES

IV-1. Introduction

Ces dernières années, grâce aux avancées en termes d'encombrement dans le domaine des technologies, tous les appareils électroniques grand public sont devenus plus compacts, plus légers, plus transportables. Un des exemples les plus parlants est celui des téléphones portables. Le premier d'entre eux a été commercialisé en 1983 et au cours des deux dernières décennies sa taille a été fortement réduite comme présenté sur la Figure II-3.

De nos jours, les évolutions rapides des systèmes de communications sans fil intensifient les besoins de terminaux mobiles de plus en plus petits, comme les téléphones cellulaires, l'équipement sans fil portable pour la connexion à Internet, les appareils de communication à courte et à longue distance, les dispositifs RFID (identification par radiofréquence), etc. Parallèlement, cette généralisation des dispositifs de communication sans fil contribue à renforcer la recherche de solutions d'antennes miniatures et agiles susceptibles d'être intégrées dans les objets communicants compacts [II-17].

La taille et les performances d'une antenne pour une application donnée sont intimement liées à sa longueur d'onde (fréquence) de fonctionnement. La miniaturisation d'une antenne, ou plus précisément, la réduction de ses dimensions comparées à la longueur d'onde d'utilisation, passe donc par une diminution de ses performances (bande passante, gain, efficacité de rayonnement). La miniaturisation d'une antenne résulte donc d'un compromis entre ses dimensions et ses performances [II-18].

Nous allons définir en premier lieu ce qu'est une antenne miniature et présenterons ses caractéristiques, et en second lieu nous détaillerons les techniques de miniaturisation qui existent dans la littérature.



Figure II-3 : Évolution des téléphones portables au cours de ces dernières années.

La miniaturisation d'antennes est donc un sujet déjà très largement étudié et nous donnons dans ce chapitre un bref aperçu de ce qui existe dans la littérature. Commençons par introduire quelques notions importantes.

IV-2. Taille des antennes

La taille d'une antenne est toujours exprimée par rapport à la longueur d'onde (λ) associée à sa fréquence de fonctionnement [II-19]. Pour définir la limite du domaine des antennes électriquement petites, il est nécessaire de commencer par la définition de la sphère de Chu [II-20- II-21].

Selon les travaux de Wheeler, une antenne est dite électriquement petite si sa dimension maximale est inférieure à λ/π (λ étant la longueur d'onde) [II-22- II-23], cette valeur est communément nommée la 'radian sphère'. Cette définition est équivalente au fait de dire qu'une antenne est électriquement petite si elle satisfait la condition suivante [II-1- II-24- II-25]:

$$Ka < 1$$

Tel que k signifie est le nombre d'onde $2\pi/\lambda$, et a le rayon de la sphère minimale qui englobe l'antenne (Figure II-4). Cette sphère minimum englobant l'antenne sera nommée dans la suite, la sphère de Chu [II-20].

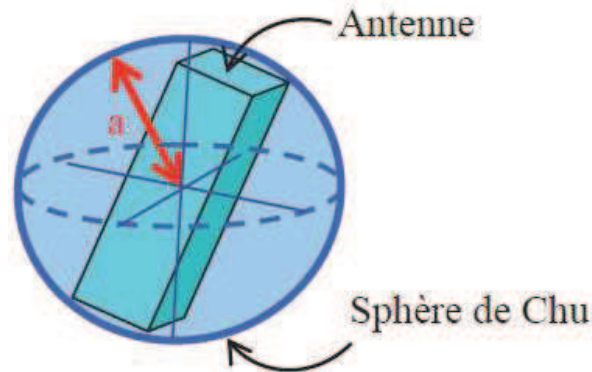


Figure II-4 : Sphère minimale qui englobe l'antenne Sphère de Chu.

IV-3. Limites fondamentales des antennes miniatures

IV-3-1. Facteur de qualité

Le but de la miniaturisation est de réduire la taille de l'antenne tout en gardant ses caractéristiques électromagnétiques optimales [II-19] en termes de diagramme de rayonnement, d'efficacité et de bande passante. Donc si nous parlons de notre cas d'étude, c'est de miniaturiser notre structure antennaire, en gardant toujours le critère d'isotropie en puissance. Les limites théoriques à la miniaturisation des antennes font actuellement l'objet de nombreuses discussions mais les travaux initiaux menés par Wheeler, Chu [II-20- II-21- II-22- II-23], restent des références. Ces études consistent à évaluer le facteur de qualité Q de l'antenne et conduisent à établir les limites en termes de performances des antennes électriquement petites. Le facteur de qualité Q est défini comme étant le rapport entre l'énergie maximale stockée dans l'antenne et la puissance totale rayonnée. L'expression du facteur Q définie dans la littérature [II-26- II-27- II-28], est donnée sous la forme suivante :

$$Q = \frac{2w_0 \max(W_E, W_M)}{P_A}$$

II-11

Avec W_E et W_M sont les quantités moyennes (en temps) d'énergie stockée respectivement électriques et magnétiques, et P_A est la puissance reçue par l'antenne [II-29].

IV-3-2. Facteur de miniaturisation

Le facteur de miniaturisation (FM) est défini par le rapport de la grandeur caractéristique de l'antenne miniaturisée (L_{miniat}) par rapport à celle de l'antenne en espace libre (L_{esplib}) pour une fréquence fixe [II-1- II-19].

$$FM = \frac{L_{miniat}}{L_{esplib}} \quad \text{II-12}$$

La valeur de FM est exprimée en %.

IV-3-3. Taille du support d'antenne/plan métallique

Beaucoup de concepteurs d'antennes négligent la taille du plan de masse associé à l'antenne. Tel que dans la suite de la thèse nous considérons que si l'utilisation du plan de masse est nécessaire au bon fonctionnement de l'antenne, celui-ci doit être pris en compte dans les dimensions de l'antenne [II-19].

IV-3-4. Efficacité rayonnée

L'efficacité rayonnée η est définie par le rapport entre la puissance rayonnée et celle reçue par l'antenne [II-1]. Les pertes au niveau de l'antenne sont modélisées par une résistance série de pertes R_{loss} . Nous pouvons écrire l'efficacité rayonnée de la manière suivante, en sachant que R_{rad} est la résistance de rayonnement [II-17] :

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} = \frac{R_{rad}}{R_A} \quad \text{II-13}$$

R_A correspond à la résistance totale d'entrée $R_{rad} + R_{loss}$.

V. LES TECHNIQUES DE MINIATURISATIONS DES ANTENNES

Maintenant que l'on a vu la limite théorique de miniaturisation, nous allons voir quelles sont les techniques que l'on peut utiliser pour miniaturiser une antenne donnée [II-19]. Dans ce paragraphe, nous exposons diverses techniques de miniaturisation d'antennes. Il existe plusieurs concepts de miniaturisation qui ont pour but d'allonger les dimensions du dispositif résonant. Parmi ces techniques, on trouve l'allongement électrique du chemin du

courant par modification de la structure de l'antenne, le rajout d'éléments parasites ou l'utilisation de matériaux particuliers. Nous abordons dans la suite le détail des différentes techniques existant dans la littérature [II-1].

En majorité, les techniques utilisées pour la réduction de la taille des antennes concernent les antennes filaires et les antennes imprimées sur substrat diélectrique, et pour but d'allonger artificiellement des dimensions résonantes de la structure. Les techniques de miniaturisation peuvent être classées suivant quatre familles :

- Modification de la géométrie.
- Antenne volumétrique.
- Antenne fractale.
- Miniaturisation à l'aide de matériaux.

V-1. Modification de la géométrie (Miniaturisation par structuration)

La structuration d'antennes consiste à modifier l'un des paramètres physiques de l'antenne afin de réduire sa taille tout en conservant les mêmes paramètres souhaités. La forme de l'antenne est changée. Par conséquent les courants parcourant celle-ci subissent une modification. Par cette technique nous cherchons à augmenter la longueur électrique de l'antenne et/ou nous essayons d'optimiser au maximum l'occupation de l'antenne dans le volume de la sphère de Chu afin d'améliorer la miniaturisation [II-19]. Cette technique de miniaturisation est la plus répandue actuellement et concerne un panel de formes antennaires.

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 [II-17]. Nous énumérons dans ce paragraphe, différentes structures d'antennes miniatures reposant sur la modification de la géométrie [II-1].

V-1-1. Ajout de fentes ou d'entailles

La technique est réservée pour la miniaturisation d'antennes planaires. Donc, elle consiste à placer des fentes dans les parties métalliques de l'antenne planaire. Les courants qui circulent d'un bout à l'autre de ces parties métalliques seront donc bloqués par les fentes et pour les contourner devront emprunter un chemin plus long que celui sans les fentes [II-19] (voir figure II-5 et figure II-6).

La longueur électrique est donc augmentée ainsi que la capacité et l'inductance de l'antenne. Ainsi, une fente est équivalente à une capacité, et une ligne à une inductance. L'antenne est alors miniaturisée. Des études ont été faites sur l'influence de la taille des fentes dans la réduction de taille ou encore sur la forme de ces fentes [II-31].



Figure II-5 : Exemple des courants dans une antenne (sans fente)

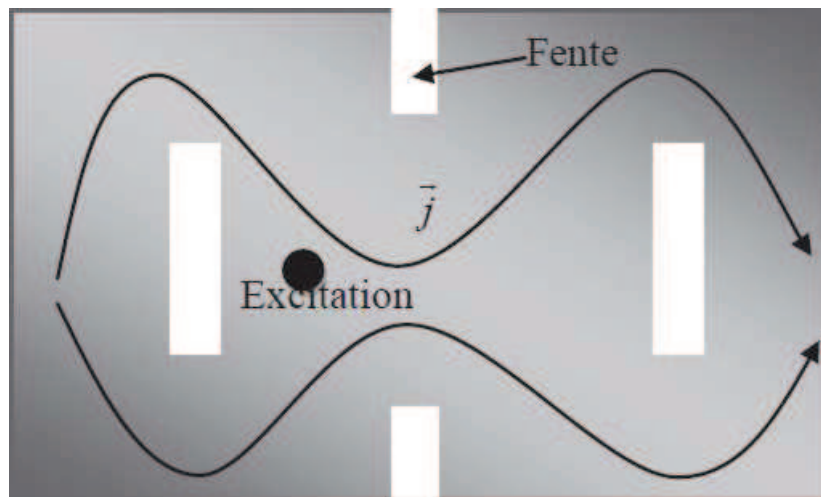


Figure II-6 : Allongement du trajet des courants par ajout de fentes.

A la figure II-6, en changeant les caractéristiques de la fente, la fréquence de résonance est modifiée. Il existe aussi des fentes repliées en U, en H [II-32], en papillon mais aussi de forme curviligne [II-33- II-34]. Des fentes peuvent aussi être faites dans le plan de masse pour réduire la taille de l'antenne.

V-1-2. Méandres

Cette technique permet d'augmenter la longueur électrique d'une ligne avec une succession de courbures, tout en gardant le même sens global des courants rayonnants. Comme présenté sur la figure II-7, un dipôle avec des méandres aura une fréquence de résonance plus basse qu'un dipôle sans méandre de la même dimension.



Figure II-7 : Exemple de méandres appliqués à un dipôle.

Plusieurs auteurs ont expliqué que la forme, la période et le nombre de méandre jouent sur les performances des antennes (rayonnement, bande-passante, polarisation) [II-35].

Le principal inconvénient de ce type de miniaturisation est l'augmentation des pertes métalliques et par conséquent la diminution de l'efficacité de l'antenne [II-19].

V-1-3. Corrugation

La signification de mot 'corrugation' c'est le plissement périodique de quelque chose. Donc comme pour les méandres, cette technique augmentera la longueur électrique de l'antenne mais en jouant sur un autre plan que celui de l'antenne, comme présenté sur la figure II-8.

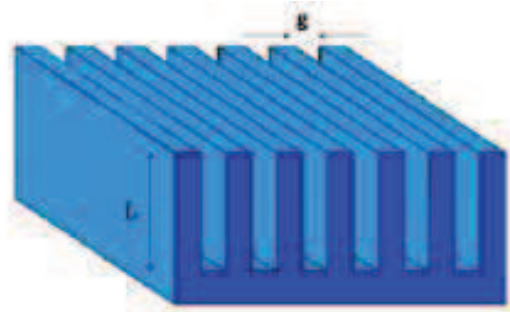


Figure II-8 : Exemple de surface en corrugation (g : espacement entre les créneaux et L : longueur des créneaux).

Cette technique est souvent utilisée pour la réalisation des antennes miniatures [II-36-II-37]. Comme pour les méandres, cette technique a l'inconvénient de créer beaucoup de pertes (diminution de l'efficacité de l'antenne). De plus l'ajout d'une autre dimension complique fortement la fabrication [II-19].

V-1-4. Repliement et courbure

Cette technique, a aussi sa place pour la miniaturisation des antennes. Par cette technique, on modifie la forme de l'élément rayonnant ou bien on le replie sur lui-même (voir figure II-9 et figure II-10). Cette opération conduit naturellement à un élément qui occupe physiquement moins d'espace qu'une structure non repliée [II-1]. Cette technique est particulièrement utilisée sur les dipôles.

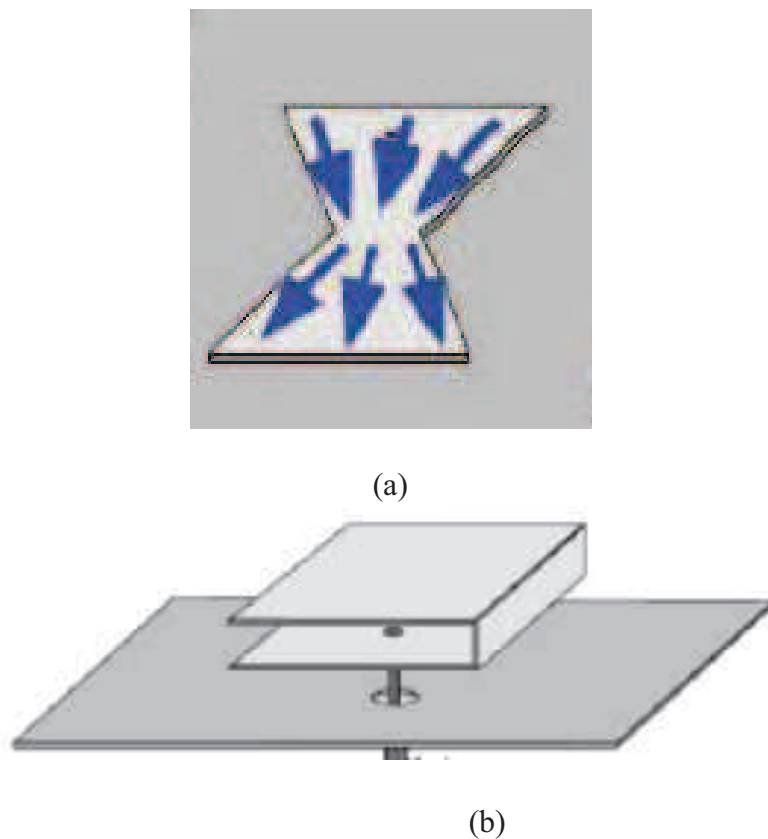


Figure II-9 : (a) Illustration d'une antenne repliée (b) repliement vertical.

Généralement, on trouve cette technique sur des modèles d'antennes de type (PIFA) en la repliant sur plusieurs niveaux.

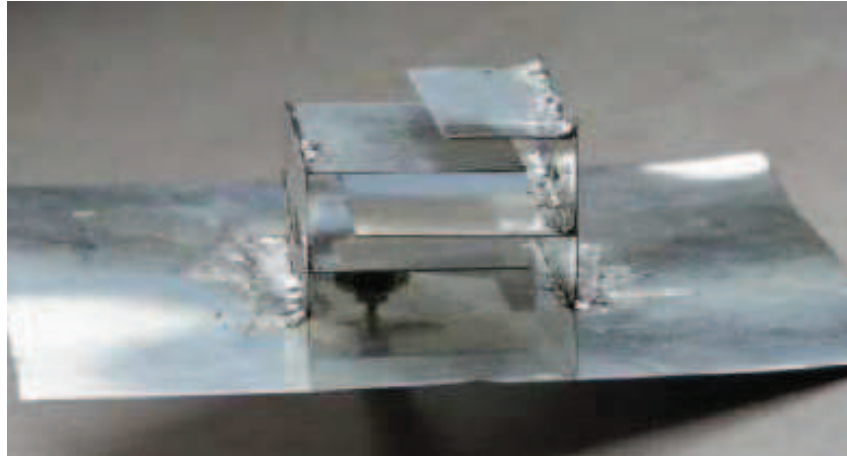


Figure II-10 : Illustration de la PIFA repliée sur plusieurs niveaux.
[II-32]

Cette technique permet de réduire la longueur électrique de la PIFA initialement de $\lambda_g/4$ d'un facteur $1/N$, avec N le nombre de plaques métalliques montées verticalement (figure II-10) au détriment cependant de la hauteur.

V-1-5. Charges localisées

La modification de la géométrie de l'antenne est équivalente à un ajout de charge localisée qui va de l'élément discret au tronçon de ligne conductrice.

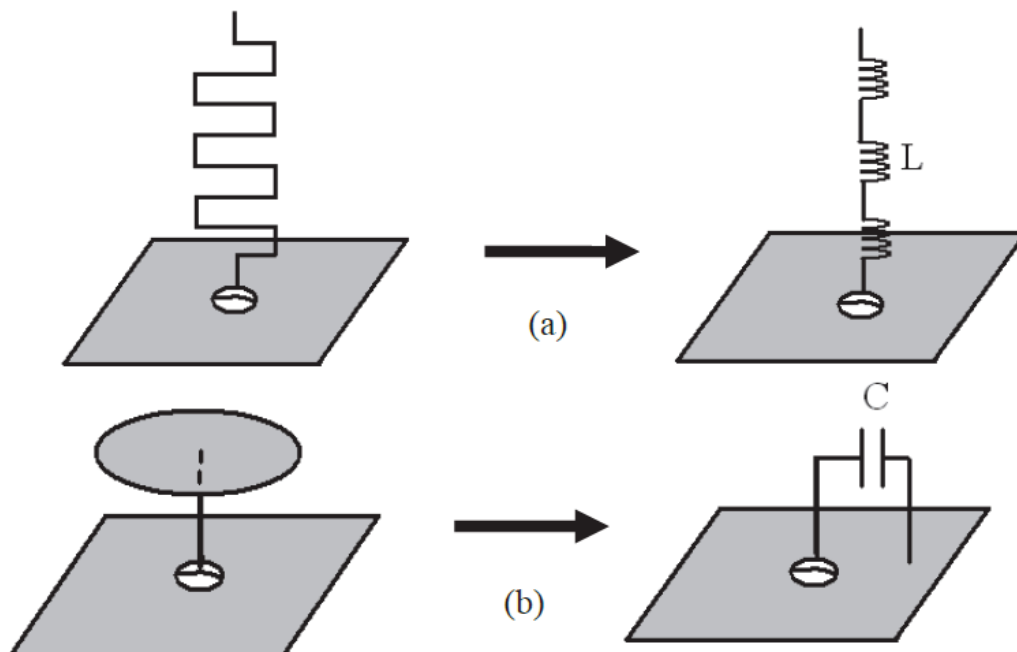


Figure II-11 : Monopole (a) et monopole chargé (b) et leur circuit équivalent.

En effet, un monopole replié est équivalent à un monopole chargé par une inductance comme on peut le voir sur la figure II-11 (a). De la même manière, un monopole chargé par un toit métallique peut être vu comme un monopole chargé par une capacité (figure II-11 (b)) [II-19].

V-1-6. Courbes de remplissage

Une autre technique pour optimiser le remplissage de la sphère de Chu, toujours à base de courbes, consiste à remplir une surface plane par un enchevêtrement de courbes. Cette technique a notamment été étudiée par plusieurs auteurs comme P.J ANGUERA al [II-38], comme présenté sur les figure II-12 et figure II-13.

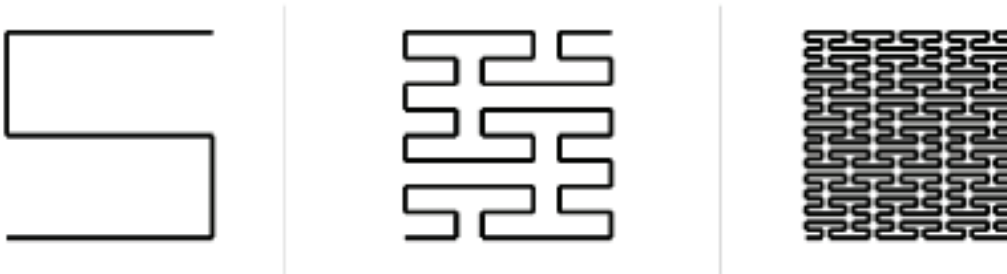


Figure II-12 : Courbe de Peano.

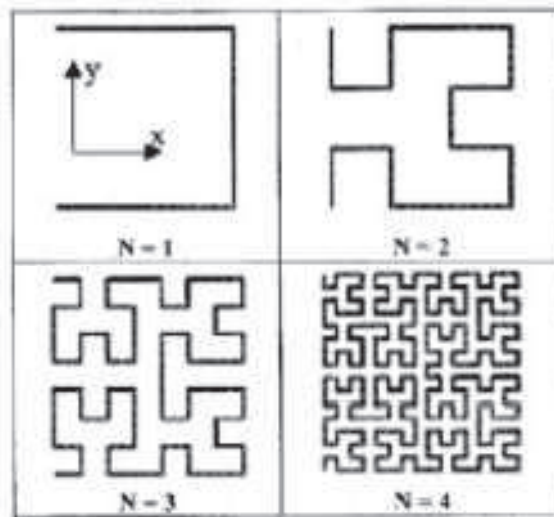


Figure II-13 : Courbe de Hilbert.

Il paraît encore une fois évident qu'une telle technique augmente la longueur électrique pour une dimension donnée et diminue ainsi la fréquence de résonance de l'antenne structurée.

Ces réflexions ont mené à l'utilisation d'une forme particulière de courbes de remplissage en électromagnétisme : les fractales.

V-1-7. Fractales

Le terme de fractal a été introduit par Benoît Mandelbrot au cours des années 70. Benoît Mandelbrot, un mathématicien, né en France en 1924, est le "pilier" de la théorie des fractales qu'il a initié en s'appuyant à la fois sur une somme d'indices relevés dans les travaux de divers mathématiciens et par un regard curieux et sans cesse investigateur du monde qui nous entoure [II-39]. Un des grands intérêts de ces formes est l'utilisation de leur facteur d'échelle pour augmenter la bande passante de l'antenne. La dérivée de leur propriété géométrique est l'augmentation de la longueur électrique de l'antenne en optimisant l'occupation de la sphère de Chu [II-19]. Ces formes géométriques sont générées de manière itérative, comme présenté à la figure II-14.

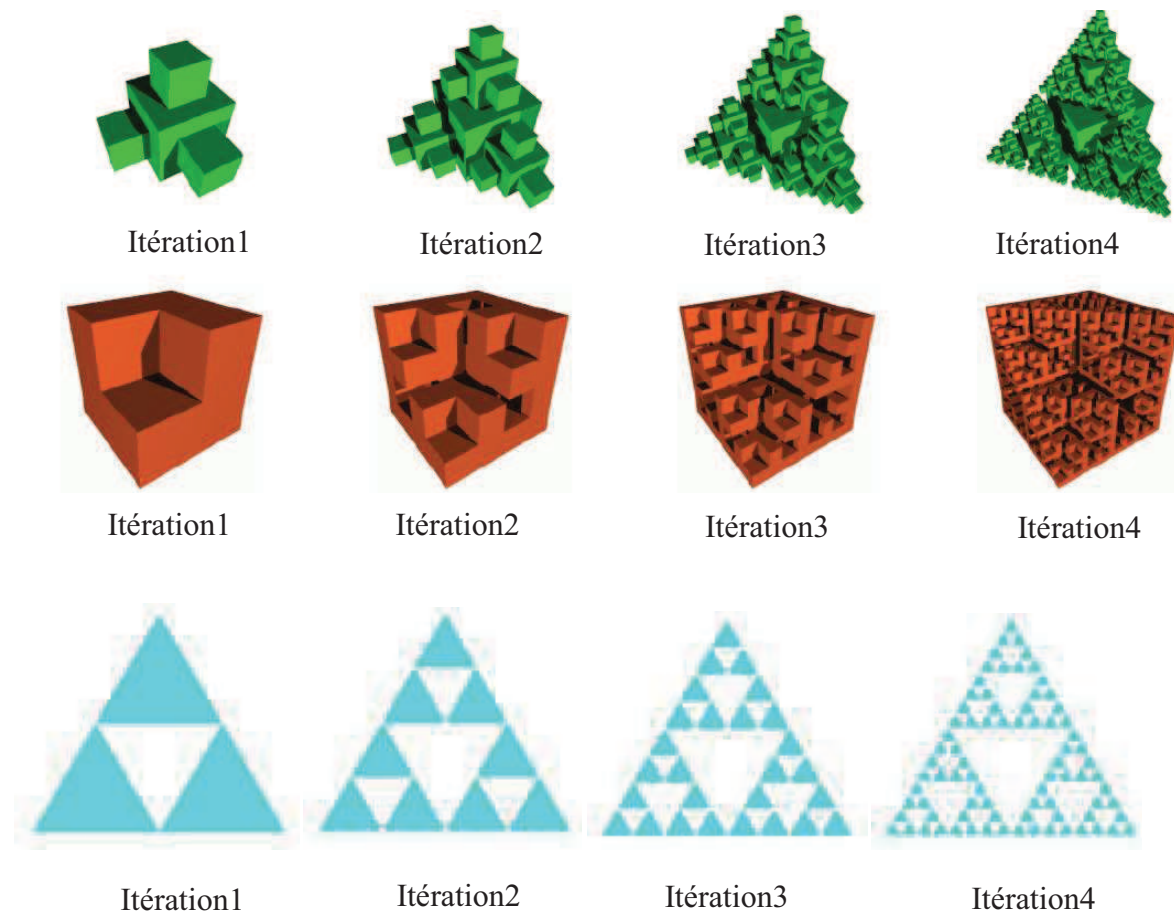


Figure II-14 : Exemple de fractales avec 4 itérations.

Plusieurs auteurs ont étudié divers types d'antennes fractales de différentes formes. Dans ce qui suit une description d'un exemple de modèle de Koch [II-40] comme montre la figure II-15.

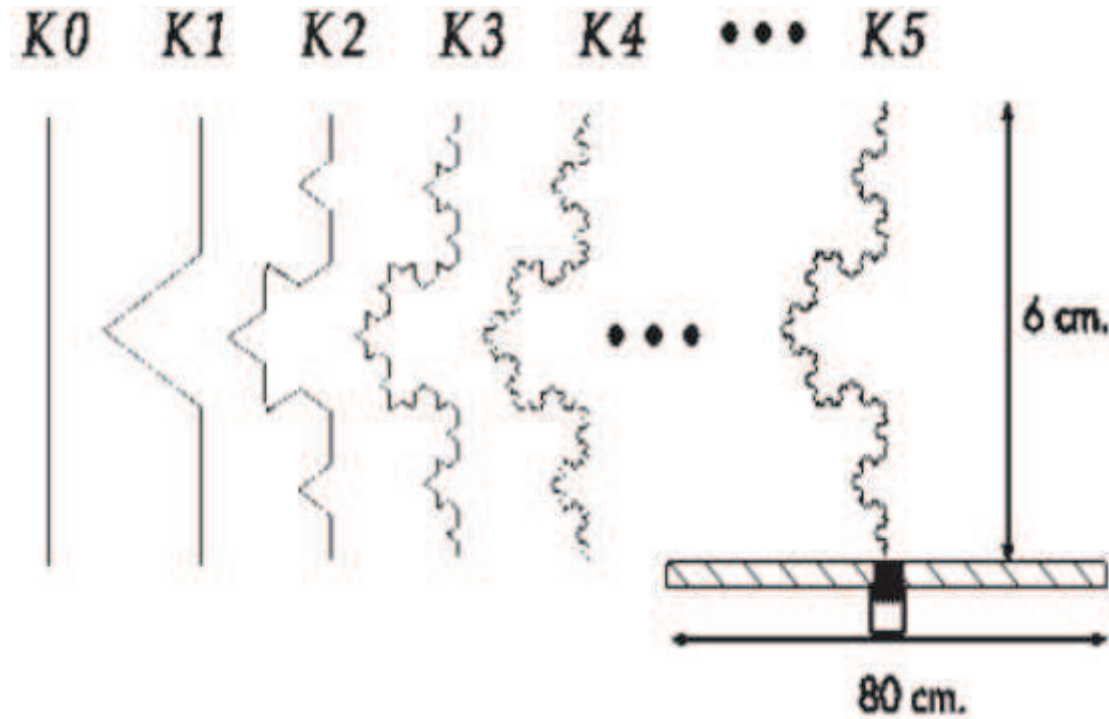


Figure II-15 : Monopoles à géométrie fractale de Koch [II-40].

Nous obtenons cette géométrie à la figure II-15 en divisant une droite en trois segments de longueurs égales, puis en construisant un triangle équilatéral ayant pour base le segment médian de la première étape, et enfin en supprimant le segment de droite qui était la base du triangle de la deuxième étape [II-40]. Ces monopoles ont été placés sur un plan de masse de $80 \times 80 \text{ cm}^2$ et mesurés par Baliarda et al. [II-42]. La fréquence de résonance est passée de 1,61GHz pour K0 à 0,9GHz pour K5.

V-2. Miniaturisation à l'aide de matériaux

Les antennes imprimées sont des antennes largement utilisées du fait de leur facilité de conception, d'intégration et de leur faible coût. Cependant, compte tenu du contexte de miniaturisation et de leurs tailles initiales relativement grandes, ces antennes font souvent l'objet de réduction de taille par l'utilisation de matériaux diélectriques ou magnéto-diélectriques disponibles dans la nature [II-19]. C'est-à-dire des matériaux qui possèdent des propriétés électromagnétiques particulières.

Nous allons expliquer divers types de matériaux employés jusqu'à présent afin de miniaturiser les antennes [II-1].

V-2-1. Matériaux diélectriques

Les matériaux dits "diélectriques" sont des matériaux avec de fortes permittivités ϵ_r . En augmentant la permittivité d'un matériau nous allons permettre la miniaturisation de l'antenne fabriquée avec ce matériau [II-19]. Plusieurs articles ont montré la possibilité de miniaturiser les antennes imprimées par l'utilisation d'un substrat diélectrique à forte permittivité [II-45] qui va concentrer les lignes de champ sous l'élément rayonnant. Ce phénomène peut s'expliquer par le fait qu'un champ électrique appliqué dans un milieu à forte permittivité influence l'organisation des charges électriques, notamment leur déplacement et leur réorientation. Il est en effet bien connu que les matériaux à fort contraste permettent de réduire la taille physique d'une antenne en raison d'une longueur d'onde plus courte dans le matériau [II-46]. L'utilisation d'un diélectrique avec une permittivité relative ϵ_r élevée, typiquement de l'ordre de 10 à 20, la longueur d'onde guidée λ_g diminue, comme le montre l'équation (II-14) [II-1].

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad \text{II-14}$$

Pour des permittivités supérieures à 30 ou 40, les effets sur la miniaturisation diminuent. L'utilisation de matériaux à forte permittivité diélectrique a le gros inconvénient de réduire l'efficacité de l'antenne. Les pertes d'efficacité peuvent être compensées en augmentant l'épaisseur du substrat [II-19].

L'utilisation de céramiques, plus exactement des céramiques en polymère considéré comme un bon choix pour avoir des matériaux à forte permittivité. Elles sont à la fois faciles à fabriquer et très bas coût. C'est un des matériaux phares pour la fabrication d'antennes microruban miniatures. Ces céramiques peuvent avoir des permittivités ϵ_r comprises entre 2 et 30. Nous trouvons aussi la céramique sous forme d'une poudre. Le problème de tels matériaux est qu'aux basses fréquences ils sont lourds et coûteux et qu'aux fréquences hautes ils présentent beaucoup de pertes (diminution de l'efficacité de l'antenne) [II-19].

V-2-2. Matériaux magnétiques

Les matériaux magnétiques, sont des matériaux à forte perméabilité μ_r [II-19]. Ces matériaux sont utilisés pour la miniaturisation, ils améliorent entre autres la bande passante et

l'adaptation d'impédance. Le but de ces matériaux est d'approcher de très faibles valeurs de coefficient de réflexion afin de pouvoir rapprocher des antennes imprimées d'un plan réflecteur. Cependant des matériaux avec de fortes perméabilités ne sont pas réalistes et n'existent pas à l'état naturel. En pratique il existe des matériaux qui ont à la fois leur perméabilité et leur permittivité fortes et qui ont beaucoup de pertes. Dans la plupart des cas, ce sont des matériaux de type ferrite étudiés sur des antennes micro-ruban mais seules quelques ferrites sont commercialisées pour leur propriétés "magnétiques". Les meilleures perméabilités et permittivités relatives de ces matériaux sont typiquement de l'ordre de $\mu_r = 2.5$ et $\epsilon_r = 13$ [II-47].

D'après plusieurs travaux publiés, la bande passante d'une antenne micro-ruban de forme carrée peut en effet être obtenue par l'expression analytique suivante:

$$BP = \frac{96 \sqrt{\frac{\mu_r d}{\epsilon_r \lambda_0}}}{\sqrt{2} (4 + 17 \sqrt{\epsilon_r \mu_r})} \quad \text{II-15}$$

Où d désigne la hauteur du substrat et λ_0 la longueur d'onde dans le vide.

VI. CONCLUSION

Dans cette partie, le principe général et les caractéristiques d'une antenne isotrope ont été définis et envisagé pour une application de télécommunication nécessitant une invariance de la transmission quelles que soient l'orientation ou l'inclinaison du dispositif par rapport à son interlocuteur. Ces caractéristiques de rayonnement sont à la base des démarches de conception proposées au chapitre IV.

D'autre part, nous avons présenté une définition des antennes miniatures et les limites fondamentales physiques de ce type d'antenne. Ainsi, les différentes techniques de miniaturisation des antennes. Nous avons passé en revue les techniques classiques (ajout de fente, repliement...) ainsi que les techniques plus innovantes avec notamment les nouveaux matériaux de type magnéto-diélectriques et méta-matériaux. En règle générale, la miniaturisation des antennes entraîne une diminution de la bande passante et de l'efficacité du rayonnement.

Nous nous intéresserons dans la prochaine partie aux différentes techniques permettant la conception et la réalisation d'un déphaseur de puissance. Nous illustrerons ainsi la création d'un réseau d'alimentation d'un modèle d'antenne combinées de quatre patches.

VII. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [II-1]. 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-2]. C. A. Balanis, *Antenna Theory - Analysis and Design*. Wiley, 2nd ed., 1997.
- [II-3]. Haim Matzner, "Isotropic radiators", <http://arxiv.org/abs/physics/>, Décembre 2003.
- [II-4]. Sophocles J. Orfanidis "Electromagnetic waves and antennas", <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa,2008>
- [II-5]. Huchard, M., Delaveaud, C., Tedjini S, "Miniature Antenna for Circularly Polarized Quasi Isotropic Coverage", *Antennas and Propagation, IEEE*, pp.1-5, 2007 .
- [II-6]. M. Huchard, C. Delaveaud, S. Tedjini, "Characterization of the coverage uniformity of an antenna based on its far-field", *International Symposium Antennas and Propagation Society, IEEE*, pp.500-503, 2005.
- [II-7]. M. Huchard, C. Delaveaud, S. Tedjini, "Critère d'évaluation de la couverture d'une antenne à partir de son champ lointain", 14^{ème} Journées Nationales Microondes, Nantes 2005.
- [II-8]. Mathieu Huchard, "Caractérisation et conception d'antennes Isotropes Miniatures pour Objets Communicants", Thèse de Doctorat, INP Grenoble, 2007.
- [II-9]. Anthony Ghiotto, "Conception d'antennes de tags RFID UHF. Application a la réalisation par jet de matière", Thèse de Doctorat, université de Grenoble , 2008.
- [II-10]. In Kwang Kim, Vasundara V. Varadan, "Flexible isotropic antenna using a split ring resonator on a thin film substrate", *International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), IEEE*. pp.3333-3335, 2011.

- [II-11]. Rahmat Sanudin, Nurul H.Noordin, Ahmed O.EL-Rayis, Nakul Haridas, Ahmet T.Eedogan, Tughrul Arslan, "Analysis of DOA estimation for directional and isotropic antenna arrays", Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC), IEEE. pp.1-4, 2011.
- [II-12]. E.S.Pires, G.Fontgalland, M.A.B Melo, R.M.Valle, G.F Aragao, T.P.VUONG,"A new quasi-isotropic antenna for ultra-wideband application", International Microwave and Optoelectronics Conference, IEEE,pp.100-103, 2007.
- [II-13]. E. da S. Pires, G. Fontgalland, R. M. do Valle, G. F. Aragao, W. R. N. Santos, T. P. Vuong, "Proposal of a new compact isotropic antenna",International Symposium on Electromagnetic Compatibility, IEEE,pp.125-128, 2006.
- [II-14]. Zhijun Zhang, Xu Gao, Wenhua CH, Zhenghe Feng , Magdy F. Iskander, "Study of conformal switchable antenna system on cylindrical surface for isotropic coverage", Transactions on Antennas and Propagation, IEEE ,pp.776-783, 2011.
- [II-15]. A.Hussain, P-S. Kildal, A. Al-Rawi, J. Yang, "Efficiency, correlation, and diversity gain of UWB multiport self-grounded bow-tie antenna in rich isotropic multipath environment",In ternational Workshop on Antenna Technology,pp.336-339,2013.
- [II-16]. Guoping Pan, Yue LI, Zhijun Zhang, Zhenghe Feng, "An isotropic-radiated planar antenna using two crossed dipoles", International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), IEEE, pp.776-783,2012.
- [II-17]. Viet Hung Nguyen, "Antennes miniatures et reconfigurables utilisant des matériaux diélectriques et ferroélectriques oxydes et oxy-nitrures en couches minces", Thèse de Doctorat, université de RENNES 1,pp.113, 2013.
- [II-18]. Sylvain Pflaum, "Etude et conception d'antennes miniatures et directives à polarisation circulaire pour lecteurs RFID UHF", Thèse de Doctorat, université de Nice-Sophie Antipolis , 2013.

- [II-19]. Mélusine Pigeon, 'Etude et réalisation d'antennes ultra-compacts à base de méta matériaux. Application à la réalisation d'une antenne GNSS miniature', Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse , 2011.
- [II-20]. Min-Da Chiou, Shih-Yuan Chen, "An electrically small planar antenna using complementary split-ring resonators", International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP),P.1313-1316, 2012.
- [II-21]. Steven R.Best, "A comparaison of the cylindrical folded helix Q to the gustafsson limit", 3rd European Conference on Antennas and Propagation.P.2554-2557, EuCAP 2009.
- [II-22]. H. Wheeler, Fundamental limitations of small antennas, Proceedings of the IRE, vol. 35, pp. 1479-1484, Dec. 1947.
- [II-23]. A.Harold Wheeler,"Small Antennas",IEEE Transactions on Antennas and Propagation,Vol.4, pp.462-469,July 1975.
- [II-24]. Oleksiy S.Kim, Olav Breinbjerg, Arthur D.Yaghjian, "Electrically small magnetic dipole antennas with quality factors approaching the Chu lower bound", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.58, No.6, pp.1898-1906, juin 2010.
- [II-25]. R.W. Ziolkowski, A.Erentok, "At and below the Chu limit. Passive and active broad bandwidth metamaterial-based electrically small antennas", Microwaves, Antennas and Propagation, Vol.1, Issue.1,pp.116-128, 2007.
- [II-26]. J.S McLean, "A re-examination of the fundamental Limits on the radiation Q of Electrically Small Antennas", IEEE Trans on antennas and propagation, Vol 44, N°5, pp.672-676, May 1996.
- [II-27]. S.Collardey, A. Sharaiha, K. Mahdjoubi, "Evaluation of antenna radiation Q using FDTD method", Electronics Letters, Vol 41,Issue 12,IEEE,pp.3, 2005.

- [II-28]. Jaechun Lee, Sangwook Nam, "Q Evaluation of antennas in an electrically conductive medium", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.56, No.7, pp.2116-2120, July 2008.
- [II-29]. Richard Adams, Peder Hansen, "Evaluation of the minimum radiation Q for electrically small antennas in spherical coordinates", International Symposium of Antennas and Propagation Society, IEEE, pp.4, 2008.
- [II-30]. Thomas A. Milligan, "Modern Antenna Design Book", Second Edition, Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005.
- [II-31]. Hung Tien Nguyen, Sima Noghianian, Lot Shafai, "Microstrip patch miniaturization by slots loading", International Symposium Antennas and Propagation Society, IEEE, pp.215-218, 2005.
- [II-32]. Anurag Mishra, Satyakesh Dubey, J.A Ansari, Babau R. Vishvakarma, "W-Slot loaded patch antenna for dual-band operation", International Conference on Emerging Trends in Electronic and Photonic Devices and Systems. pp.320-323, 2009.
- [II-33]. Y.X Guo, K.M. Luk, K.F. Lee, "Dual-band slot loaded shord circuited patch antenna", IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation, Vol.142, pp.289-291, 1995.
- [II-34]. J.A. Ansari, Ashish Singh, Kamakshi, Anurag Mishra, "Analysis of L strip feed slot loaded dual band microstrip patch antenna", International Conference on Computer and Communication Technology (ICCCCT)-2011, pp.154.
- [II-35]. Hisamatsu Nakano, Hitoyuki Tagami, Akihiro Yoshizawa, "Shortening ratios of modified dipole antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.32, Issue.4, pp.385-386, 1984.
- [II-36]. Jan Hesselbarth, Rudiger Vahldieck, "Microstrip patch antennas on corrugated substrates", 30th European Microwave Conference, 2000.

- [II-37]. Brad A.Kramer, "Size reduction of a microstrip antenna using a corrugated surface", International Symposium on Antennas and Propagation Society International Symposium,pp.1-4, 2009.
- [II-38]. Pros Jaime Anguera, Baliarda Carles Puente, Edouard Jean Louis Rozan, "Antenne miniature de remplissage de l'espace", Office européen des brevets, EP 1 258 054 B1, Publier en 2005.
- [II-39]. Hafedh Ben Ibrahim Gaha, "Analyse et conception des antennes fractales. Applications aux télécommunications large bande", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse(France), 18 juillet 2007.
- [II-40]. M.N.A Karim, K.K.A Rahim, M.R Kamarudin, M.Z.A Abdul Azziz, "A comparaison of fractal Koch antenna for UHF band applications", the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP),pp.1-5, 2010 .
- [II-41]. Arpan Mondal, Sandeep Chakraborty, Rajiv K Singh, Rowdra Ghatak, "Miniaturized and dual band hybrid Koch fractal dipole antenna design", International Conference on Computer, Communication and Electrical Technology (ICCCET),pp.289, 2011.
- [II-42]. Carles Puente Baliarda, Jordi Romeu, Angel Cardama, "The Koch monopole: A small fractal antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.48, Issue 11,pp.1773-1781, 2000.
- [II-43]. H. Raggad, M. Latrach, T. Razban, A. Gharsallah, " A Novel Dielectric Resonator Antenna for Wireless Application ", Congrès Méditerranéen Des Télécommunications, CMT 2012.
- [II-44]. Ali Harmouch, Elias Nassar, Houssein Kais, "Compact and super broadband volumetric folded dipole antenna for mobile applications", International Conference on Advances in Computational Tools for Engineering Applications,pp.80-83, 2009.

Chapitre II : Isotropie et Miniaturisation des antennes

- [II-45]. Y.Hwang, Y.P.Ghang, Terry K.C.Lo, K.M.Luk, E.K.N Ying, "Miniaturization on planar antennas with very high permittivity materials", Asia Pacific Microwave Conference, pp.217-220,1997.
- [II-46]. Terry King-chung Lo, Yeongming Hwang, "Microstrip antennas of very high permittivity for personal communications", Asia Pacific Microwave Conference, pp.122, 1997.
- [II-47]. François Grange, "Matériaux composites pour antenne miniature intégrée", Thèse de Doctorat, université de Rennes, 2010.

Chapitre

III

Conception et réalisation d'un réseau d'alimentation 4 ports à quadrature de phase

I- INTRODUCTION

L'objectif de ce chapitre est d'apporter un complément sur la conception et la réalisation d'un réseau d'alimentation pour les antennes conçues. Les structures antennaires étudiées sont le résultat de l'association de quatre antennes patch. Quelque que soit la disposition et la conformation choisie, le principe de fonctionnement implique que chaque antenne patch soit alimentée par un signal RF respectant des contraintes précises en termes d'amplitude et de phase. Il est donc également nécessaire de concevoir un circuit d'alimentation respectant les contraintes géométriques de telle sorte que les signaux de sortie soient fournis aux points d'alimentation des antennes patch. Ce circuit doit satisfaire les contraintes fonctionnelles suivantes :

- Le signal d'entrée est divisé en 4 signaux de sortie destinés à alimenter les 4 antennes élémentaires.
- L'impédance d'entrée est de 50 Ohms.
- Les impédances des ports de sortie du réseau sont adaptées aux impédances d'entrée des antennes élémentaires.
- Les amplitudes sont égales pour tous les signaux de sortie.
- Les signaux d'alimentation entre les antennes consécutives lors d'une rotation autour du centre de symétrie de la structure sont déphasés comme suit :

Patch N°	1	2	3	4
amplitude	1	1	1	1
phase	0°	90°	90°	180°

Tableau III.1 : Amplitude et phase

II- METHODE D'EXCITATION

Comme nous l'avons cité au chapitre 1, plusieurs types de guides d'onde peuvent alimenter une antenne patch :

- Une ligne micro ruban située au dessous ou au dessus du plan de masse des antennes.
- Une ligne coplanaire située dans le même plan de masse.
- Un câble coaxial.

Et plusieurs solutions sont envisageables pour exciter une antenne patch :

- La connexion directe entre le guide d'onde et l'antenne, typiquement via un fil cylindrique parallèle au court-circuit.
- Le couplage électromagnétique entre l'antenne et une plaque parallèle connectée au guide d'onde d'alimentation [III-1].

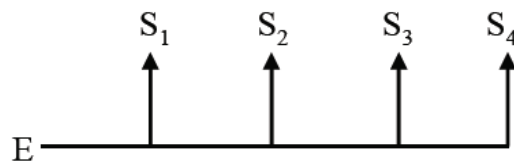
II-1. Topologie du réseau

Plusieurs topologies de réseau existent pour alimenter un ensemble d'éléments rayonnants. Nous allons énumérer quelques unes et présenter leurs fonctionnements [III-2].

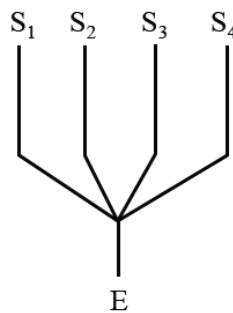
Pour diviser un signal en quatre, trois topologies de réseaux peuvent être envisagées [III-1] :

- Réseau en série (ou linéaire).
- Réseau en parallèle (ou en étoile).
- Réseau arborescent.

Ces configurations sont représentées à la figure III-1.



(a)



(b)

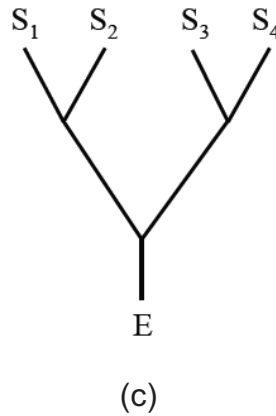


Figure III-1 : Topologie de réseau : (a) série, (b) parallèle, (c) arborescente.

Le choix de la topologie [III-3] dépend des exigences en amplitude et en phase requises pour l'alimentation des structures combinant différentes antennes patch [III-1] et de plusieurs critères, tels que la couverture d'impédances, les pertes d'insertion [III-3]. Les structures combinant différentes antennes patch sont présentées successivement dans les sections ci-dessous [III-1].

II-1-1. Topologie en série (ou linéaire)

La topologie en série consiste à prélever le signal le long d'une ligne principale. Afin d'introduire le déphasage requis de 90° , les tronçons de ligne entre les jonctions ont une longueur quart d'onde.

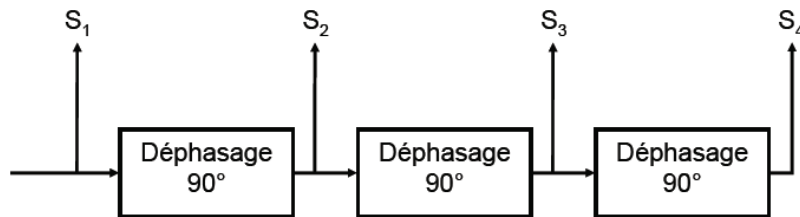


Figure III-2 : Topologie de réseau en série.

L'avantage de ce type de réseau est de minimiser la longueur totale de ligne employée pour desservir plusieurs points de sortie.

Un point négatif de cette topologie est la mauvaise isolation entre les sorties. Si l'antenne connectée à la première sortie est désadaptée, le signal transmis aux sorties suivantes va être perturbé en amplitude et en phase. Ceci représente un aspect important car le réseau est très sensible à des dissymétries de la structure rayonnante [III-3].

II-1-2. Topologie en parallèle (ou en étoile)

Dans ce type de réseau, la division en quatre voies est réalisée au même nœud. Chaque ligne est ensuite déphasée par un tronçon de ligne de longueur électrique correspondante au déphasage souhaité [III-1].

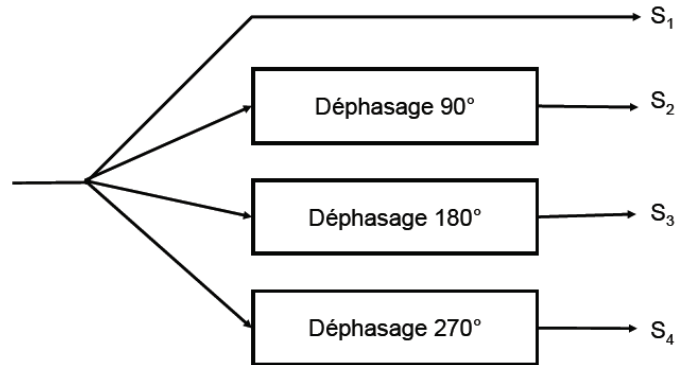


Figure III-3 : Topologie de réseau en parallèle.

-L'avantage de cette méthode réside dans une bonne isolation entre les ports de sortie identiques.

-L'inconvénient est la longueur de ligne totale nécessaire qui ne permet pas un repliement dans une surface de petite dimension.

II-1-3. Topologie en arbre

Il s'agit de la configuration la plus robuste [III-4]. Le signal est successivement divisé par deux étapes successives. Les déphasages peuvent être introduits par des lignes à retard entre les diviseurs.

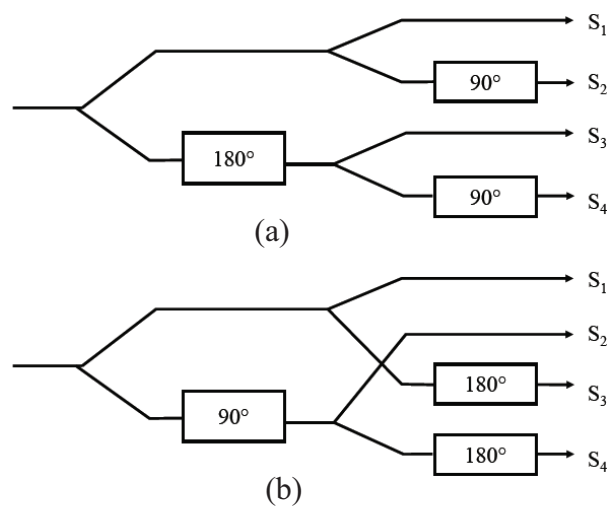


Figure III-4 : Topologies de réseau en arborescence à deux niveaux.

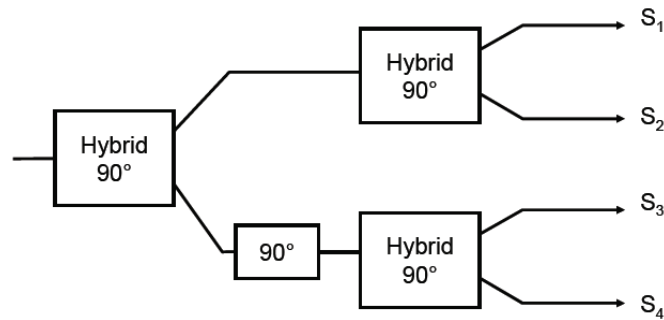


Figure III-5 : Topologie de réseau en arborescence utilisant 3 coupleurs hybrides 90° ainsi qu'un tronçon de ligne quart d'onde.

Le point positif de ces dernières topologies est de permettre l'utilisation de coupleurs hybrides 90° qui réalisent simultanément les fonctions de diviseur et de déphasage. Cette solution permet de minimiser la longueur totale de ligne dans le circuit. De plus, l'une des caractéristiques des coupleurs hybrides est de permettre la réalisation d'un déphasage constant de 90° sur une bande de fréquence plus large [III-5- III-6] que dans le cas de tronçons de ligne quart d'onde qui sont dimensionnés pour une fréquence donnée.

II-2. Les techniques de déphasage

Parmi les techniques les plus utilisées pour déphaser un signal RF, existent les déphaseurs et les coupleurs.

D'autre technique pas souvent utilisable pour déphaser un signal RF de 90°, consiste en l'introduction d'un tronçon de ligne de longueur électrique $\lambda/4$. Cette méthode a l'avantage de la simplicité et d'être peu onéreuse puisqu'aucun composant supplémentaire n'est nécessaire. Elle présente l'inconvénient de nécessiter de l'espace et de ne convenir que pour une utilisation en bande étroite.

II-2-1. Les déphaseurs

En télécommunication, dans les systèmes modernes, les antennes doivent être capables de fonctionner pour différentes gammes de fréquence pour atteindre différents protocoles de communication (GSM, WIFI, etc...) [III-7]. Ceci peut être fait en utilisant des antennes large bande et multi bandes. Mais ces dernières sont volumineuses et difficiles à intégrer dans de petits terminaux mobiles. Avec ce souci d'agilité fréquentielle vient également la nécessité d'augmenter la directivité des antennes. On procède pour cela à des groupements de plusieurs antennes. Alimentées simultanément par le même émetteur avec interposition de diviseurs de puissance et de déphaseurs, les caractéristiques de rayonnement dépendent à la fois du diagramme de chaque antenne et de la répartition en amplitude et en phase. Cette propriété est

donc mise à profit pour obtenir un diagramme qui ne pourrait pas être obtenu avec une seule source rayonnante. Si en outre on modifie les caractéristiques des diviseurs de puissance et des déphaseurs par des moyens électroniques, on peut obtenir une modification quasi instantanée du diagramme.

Les déphaseurs sont des circuits de contrôle [III-8] que l'on trouve dans de nombreuses architectures de communication, radar et systèmes de mesure. Ils retardent la propagation et donc la phase des signaux hyperfréquences. En principe, les déphaseurs peuvent être placés directement derrière des antennes [III-4].

➤ Exemple d'un déphaseur à 50 Hz par des composants passifs

Le mécanisme de déphasage de ce type de circuit est basé sur des composants électroniques dits passifs. L'idée est de charger une ligne par deux composants qui permettent un retard de tension et de courant en même temps. Leur commutation simultanée provoque le déphasage. La figure III-6 présente le schéma du déphaseur [III-4].

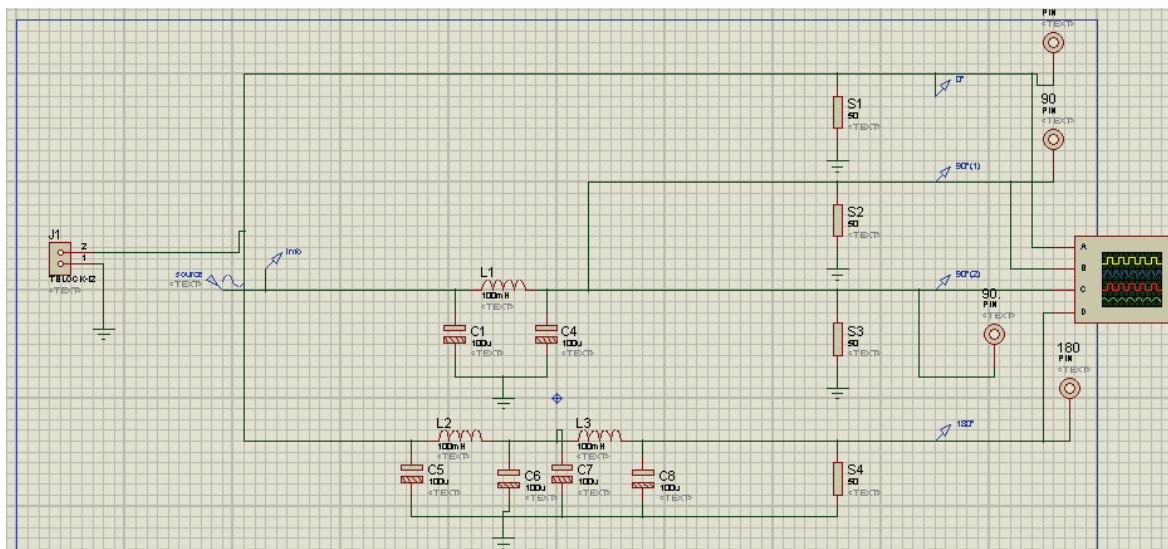


Figure III-6 : Schéma du déphaseur sous le logiciel ISIS Proteus [III-9].

Le masque et la visualisation du déphaseur sont représentées par les figures III-7 et III-8.

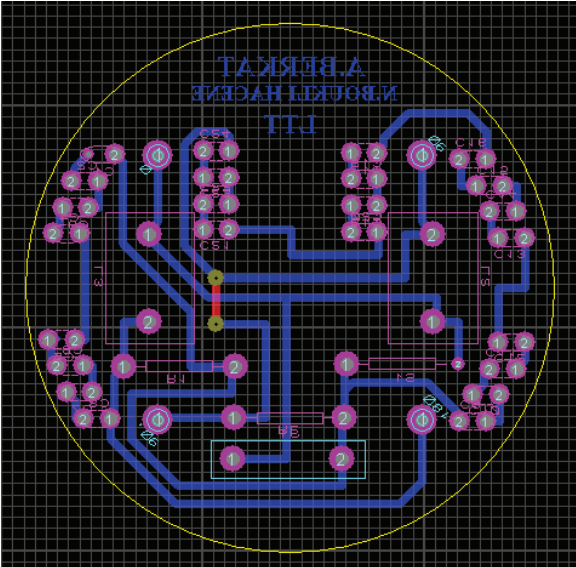
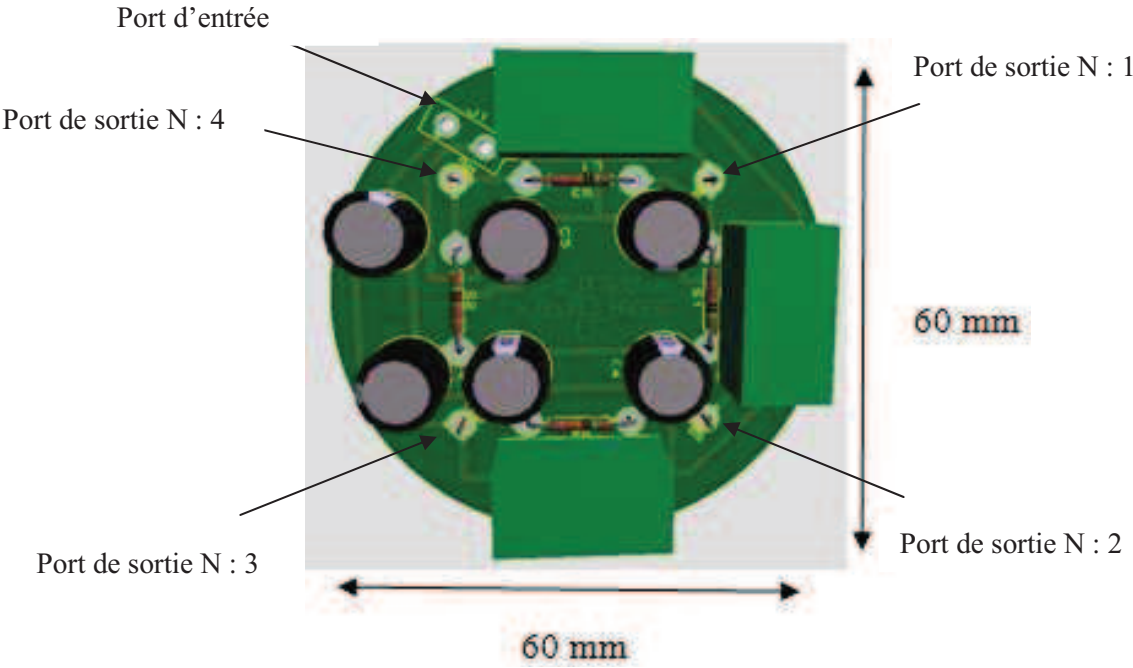
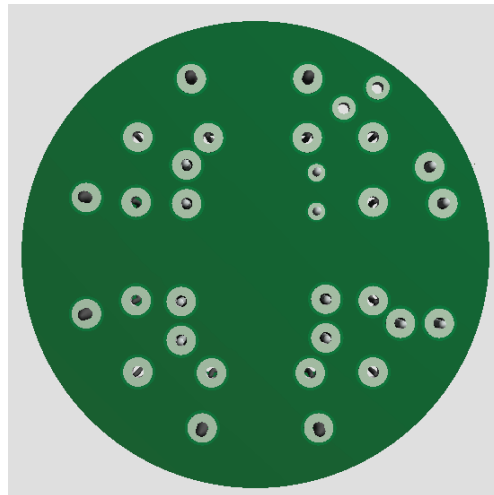


Figure III-7 : Masque du réseau déphaseur basé sur des composants passifs.



(a)



(b)

Figure III-8 : Visualisation du réseau déphaseur basé sur des composants passifs.

(a) vue de face.

(b) vue de dessous.

L écart de déphasage entre les ports du circuit est illustré dans la figure III-9. Un prototype avec un diamètre de 60 mm a été conçu et optimisé pour une fréquence injectée de 50 Hz montré à la figure III-10. Les composants utilisés sont des composants passifs disponibles au sein de nos laboratoires des travaux pratiques.

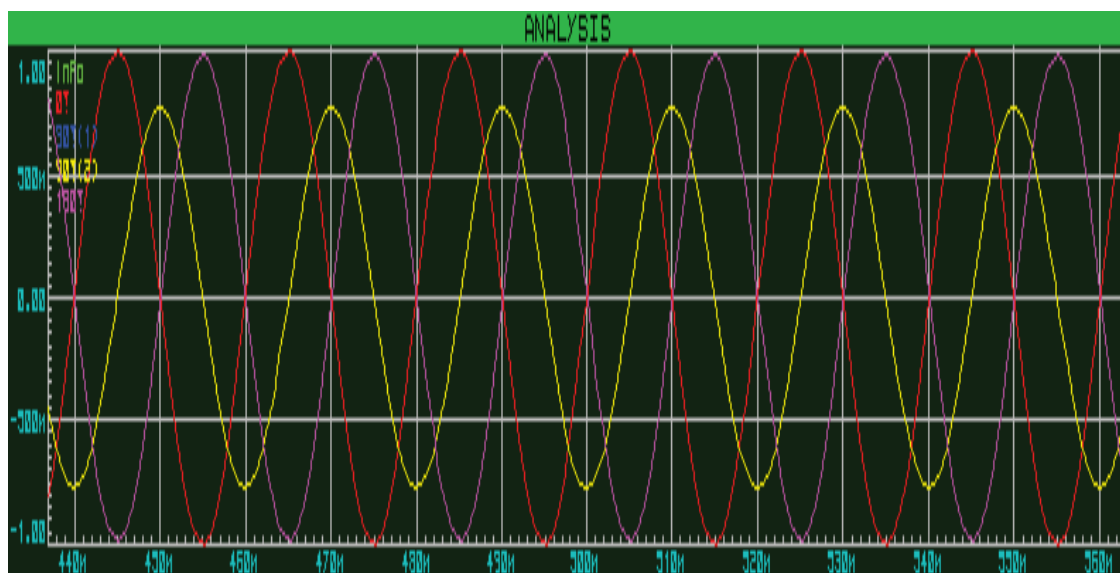


Figure III-9 : Ecart de déphasage entre les ports du circuit.



Figure III-10 : Photo d'un prototype du réseau déphaseur utilisant des composants passifs.

II-2-2. Les coupleurs

L'utilisation des coupleurs est largement répandue dans les circuits de télécommunications, notamment les mélangeurs, les amplificateurs et les circuits d'alimentation des antennes [III-10]. Concernant les coupleurs proposés, seuls les coupleurs en échelle (*Branch-Line Coupler (BLC)*) sont considérés [III-11].

II-2-2-1. Coupleurs directionnels (*Branche Line*)

Les coupleurs directionnels ou les diviseurs de puissance sont des composants microondes passifs utilisés pour la division ou la combinaison de puissance. Dans un diviseur de *puissance*, la puissance est divisée en deux ou plus [III-10]. Les coupleurs directionnels peuvent être conçus pour une division de puissance arbitraire; cependant, les jonctions hybrides sont généralement conçues pour les divisions égales. Aux ports de sortie nous pouvons avoir une différence de phase entre les ports égale à 90° ou 180° [III-13- III-14]. Pour le domaine d'alimentation d'un ensemble des antennes, ce sont ces deux types de coupleurs qui sont employés. Dans notre cas c'est le coupleur hybride 90° qui sera utilisé dans la conception de notre réseau d'alimentation.

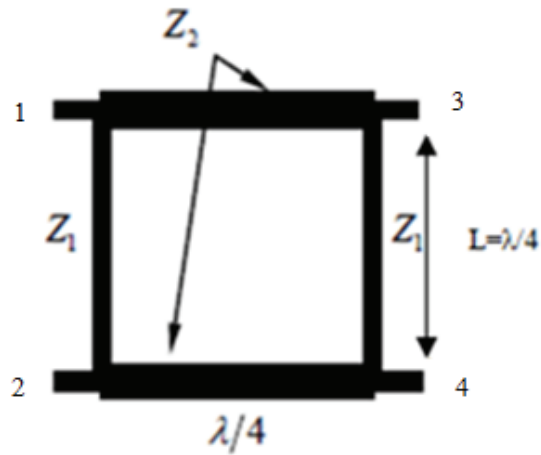


Figure III-11 : Principe du coupleur Hybride.

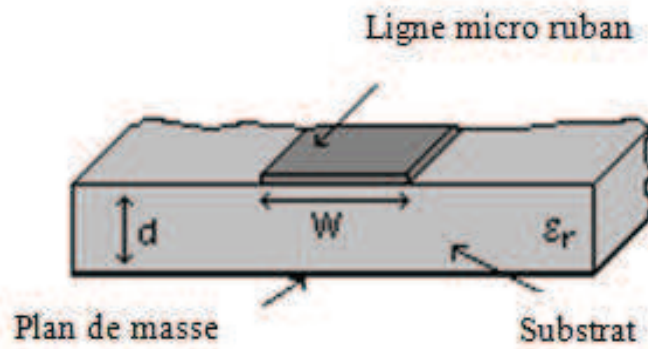


Figure III-12 : Les paramètres de micro ruban utilisé pour un coupleur Branche Line [III-15]

$$L = \frac{\lambda}{4} \tag{1}$$

$$\lambda = \frac{vp}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \Rightarrow L = \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_r}} \tag{2}$$

$$\frac{w}{d} = \begin{cases} \frac{8 e^A}{8 e^{2A}-2} & , \frac{w}{d} < 0 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & , \frac{w}{d} \geq 0 \end{cases} \tag{3}$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \tag{4}$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5)$$

Le coupleur hybride 90° est un circuit symétrique, il possède deux ports d'entrée et deux ports de sortie, il est évident que chaque port peut être utilisé comme port d'entrée. La Figure III-11 montre un coupleur hybride 90° en technologie micro-ruban [III-16- III-17]. C'est un coupleur à jonctions. Si le port 1 est alimenté par une puissance, celle-ci est divisée en deux : entre le port 3 et le port 4, la différence de phase entre ces deux ports, appelés port de transmission et port couplé, est de 90° . Le port 2 reste isolé. Les deux tronçons qui se trouvent entre les deux ports (1 et 2) et entre les deux ports (3 et 4) sont de longueur $\lambda/4$ et ont une impédance caractéristique Z_0 égale à celle des ports 1, 2, 3 et 4.

Les deux tronçons qui sont entre les deux ports (1 et 3) et entre les deux ports (2 et 4) ont une impédance de $Z_0/2$ et une longueur de $\lambda/4$ permettant d'avoir un couplage de 3 dB, c'est à dire une division de puissance égale. Si dans une application quelconque il est désiré d'avoir un couplage différent de 3 dB, il faudra changer l'impédance de ces lignes [III-18].

Nous avons mentionné que la phase entre les ports de sortie 3 et 4 est de 90° , elle peut être également de 180° , nous ne considérons dans ce travail que les coupleurs 90° .

II-2-2-2. Coupleurs 0-180° en anneau

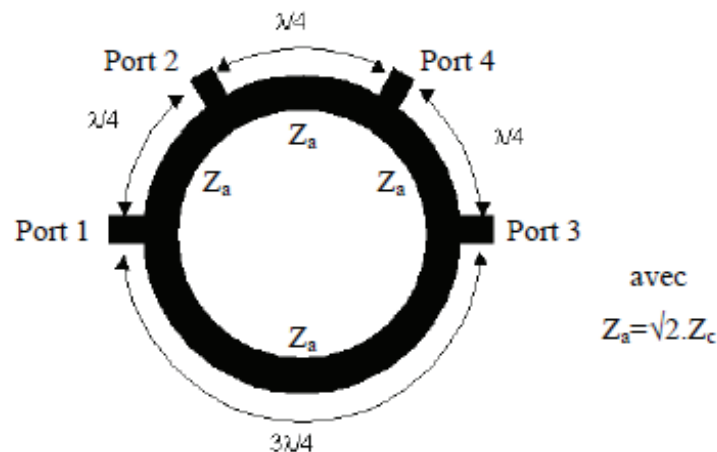


Figure III-13 : Principe du coupleur en anneau.

Le coupleur en anneau (hybrid ring, rat-race coupler ou RRC) est un coupleur 3dB 0-180° (Figure III-13). Ce coupleur est réalisé à partir d'une structure de lignes de transmission disposées selon un anneau de longueur totale 6 fois $\lambda/4$ [III-19 - III-20]. Par sa simplicité de conception et de réalisation, ce dispositif est populaire en technologie hybride car il permet

Chapitre3 Conception et réalisation d'un réseau d'alimentation 4 ports à quadrature de phase des pertes relativement faibles et une bonne adaptation des accès. Sa bande de fréquence de fonctionnement reste cependant faible [III-10].

III- SOLUTION PROPOSEE POUR L'ALIMENTATION DE L'ANTENNE A 4 PATCHES COMBINES

Le circuit d'alimentation à base de coupleurs présente une architecture qui nécessite moins d'éléments que d'autres types du circuit d'alimentation [III-10]. Toutefois, la conception des coupleurs large-bandes de ce circuit d'alimentation n'est pas évidente. Dans ce qui suit, nous nous intéresserons à la conception d'un nouveau déphaseur en utilisant des coupleurs de type Branche-Line et un substrat de type FR4 dans le but de les utiliser dans l'alimentation d'un nouveau système antenne qui est étudié et réalisé au chapitre suivant. Nous aborderont également notre déphaseur par une étude pas à pas de plusieurs combinaisons des coupleurs Branche-Line.

III-1. Conception d'un coupleur Branche-Line à un déphasage de 90°

La conception de ce coupleur est assurée à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique ADS Agilent [III-21] qui permet une analyse électronique des dispositifs RF et micro-ondes. Ce logiciel utilise la Méthode des Moments (voir annexe B). La technique consiste à mailler et diviser les conducteurs en éléments simples de forme triangulaire ou rectangulaire. Les tailles des mailles peuvent varier et permettent ainsi d'adapter les cellules à la géométrie de la structure à étudier.

Les deux figures ci-dessous (figure III-14 et figure III-15) illustrent le coupleur branche line dans les deux formats schéma et sous Momentum.. Sachant qu'il faut avoir un déphasage de 90° et que l'impédance de charge est proportionnelle à la largeur de la ligne, il faut utiliser des lignes de largeur $\frac{\lambda}{4}$ sur les quatre accès du circuit [III-22- III-23].

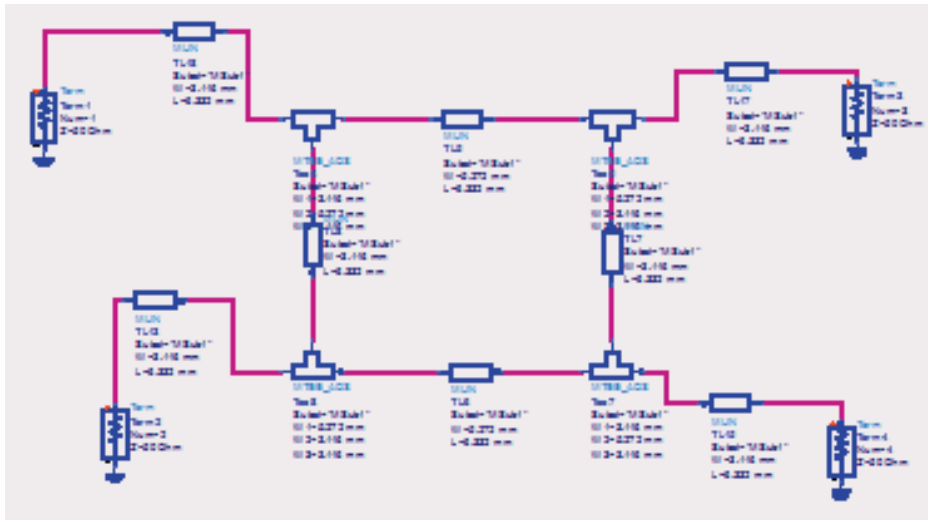


Figure III-14 : Schéma du coupleur Branche Line sous ADS.

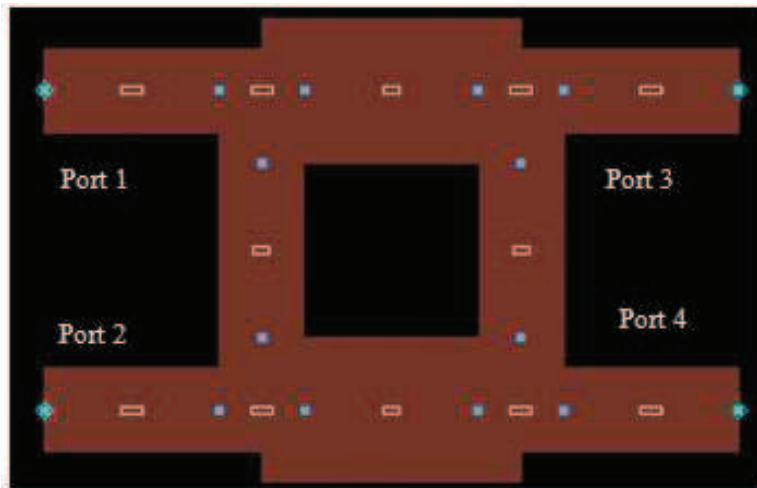


Figure III-15 : Coupleur Branche Line sous Momentum.

Dans la figure III-16, nous présentons le module de coefficient de réflexion S_{11d} d'un seul coupleur Branche-Line.

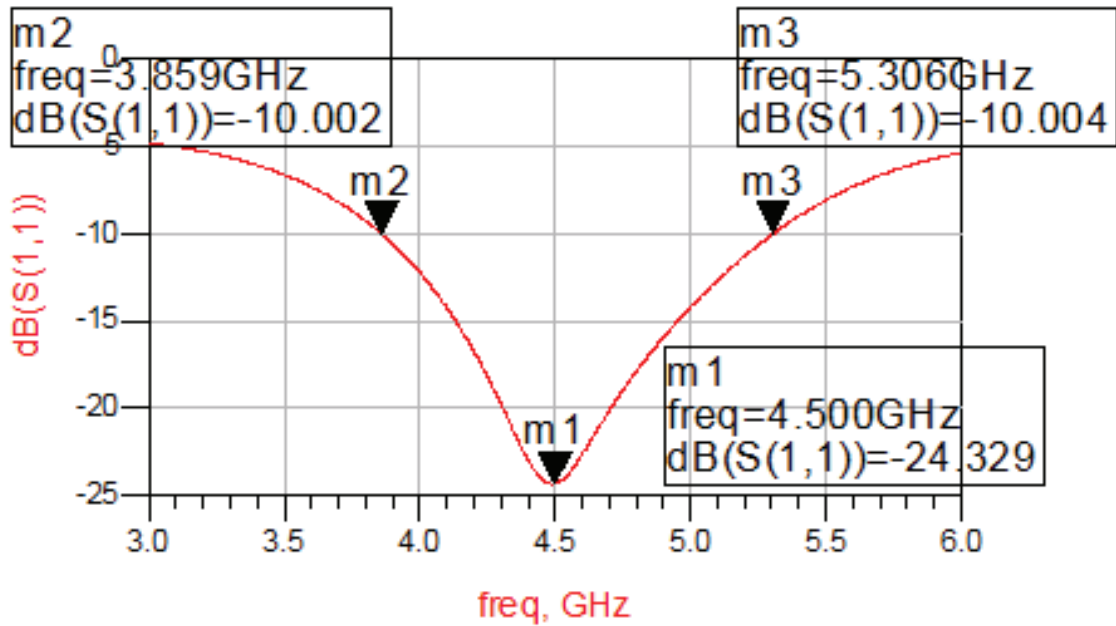


Figure III-16 : Module du coefficient de réflexion S11 d'un seul coupleur Branche Line.

Pour la fréquence 4.5 GHz (entre 3.8 et 5.3), on se trouve dans une zone où les coefficients S11 sont en dessous de la valeur de -10 dB. Dans cet intervalle, nous remarquons qu'il y a une bonne adaptation.

Dans la figure III-17, nous représentons les phases de S31 et S41 qui sont les sorties 3 et 4 de notre coupleur.

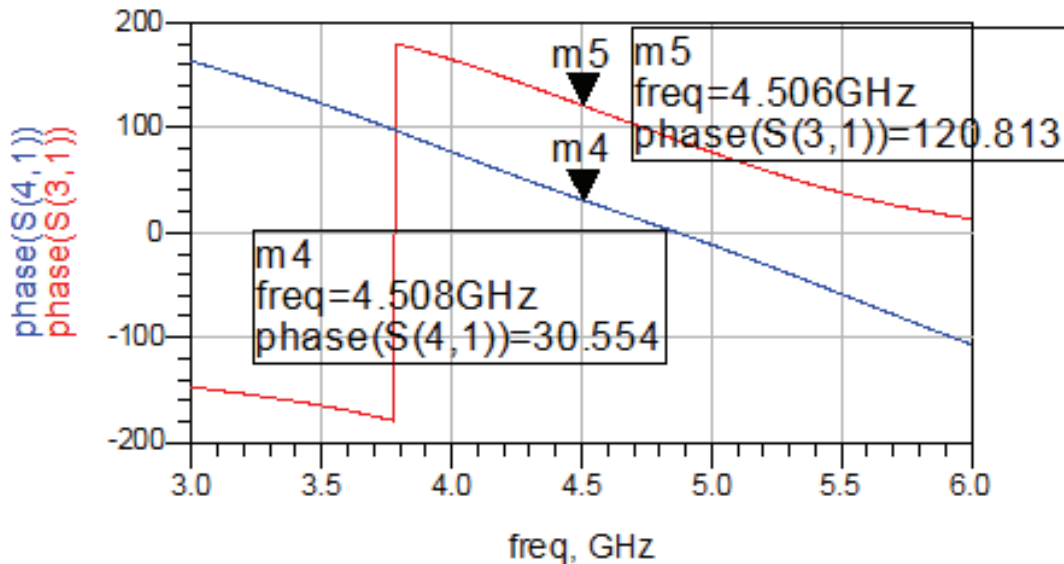


Figure III-17: Le déphasage entre les sorties de coupleur Branche Line.

Ce type de coupleur doit intégrer un déphasage de 90° entre les sorties 3 et 4. Dans notre graphique, on voit que nous ne sommes pas loin de nos 90° de déphasage (90.259) entre les deux ports aux alentours de 4.5 GHz.

III-2. Combinaison de deux coupleurs Branche-Line

Dans cette partie, nous allons simuler et analyser le fonctionnement de deux coupleurs Branche-Line. On utilise le même substrat : FR4.

De la même manière que pour la première partie, nous réalisons notre modèle à l'aide d'ADS Agilent, voici le résultat : (figure III-18 et figure III-19).

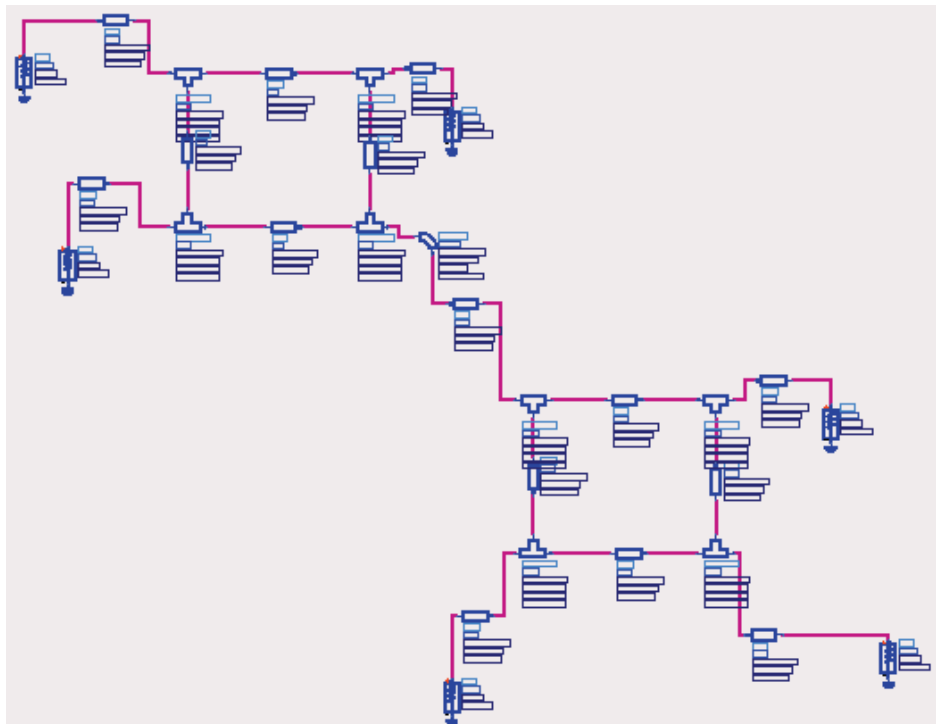


Figure III-18 : Schéma des deux coupleurs Branche Line sous ADS.

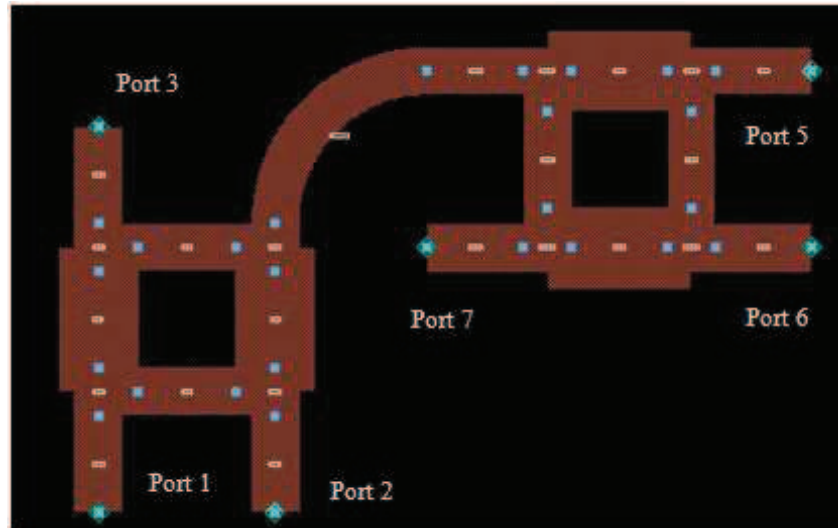


Figure III-19 : Deux Coupleurs Branche Line sous Momentum.

La figure III-19 montre le branchement des deux coupleurs entre eux, de telle manière que les résultats doivent être visualisés par les ports 3,5 et 6.

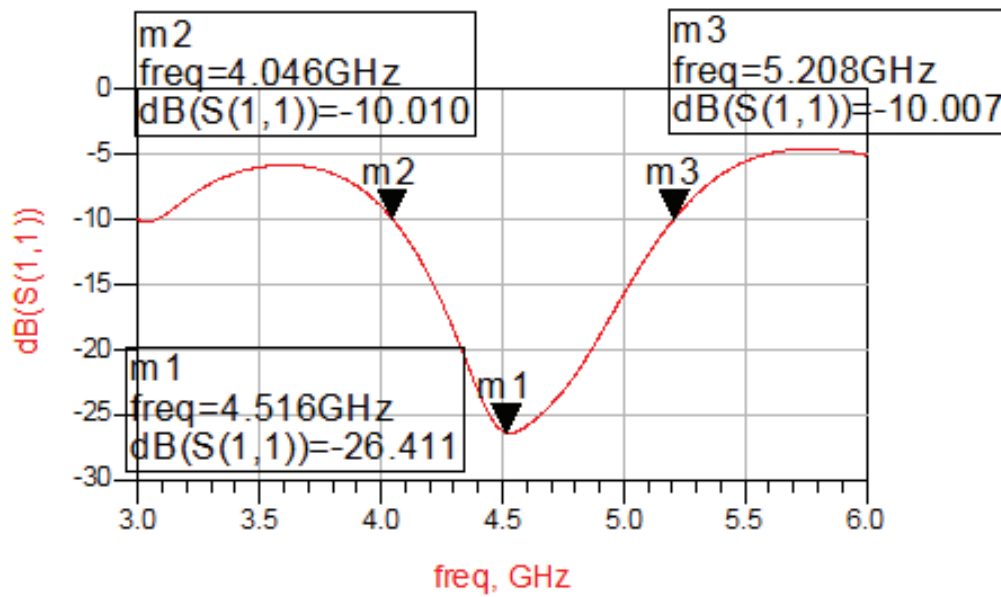


Figure III-20 : Module du coefficient de réflexion S11 de deux coupleurs Branche Line.

La figure III-20 montre une bonne adaptation au niveau du port 1, dans la plage de fréquence entre 4.04 et 5.2 GHz.

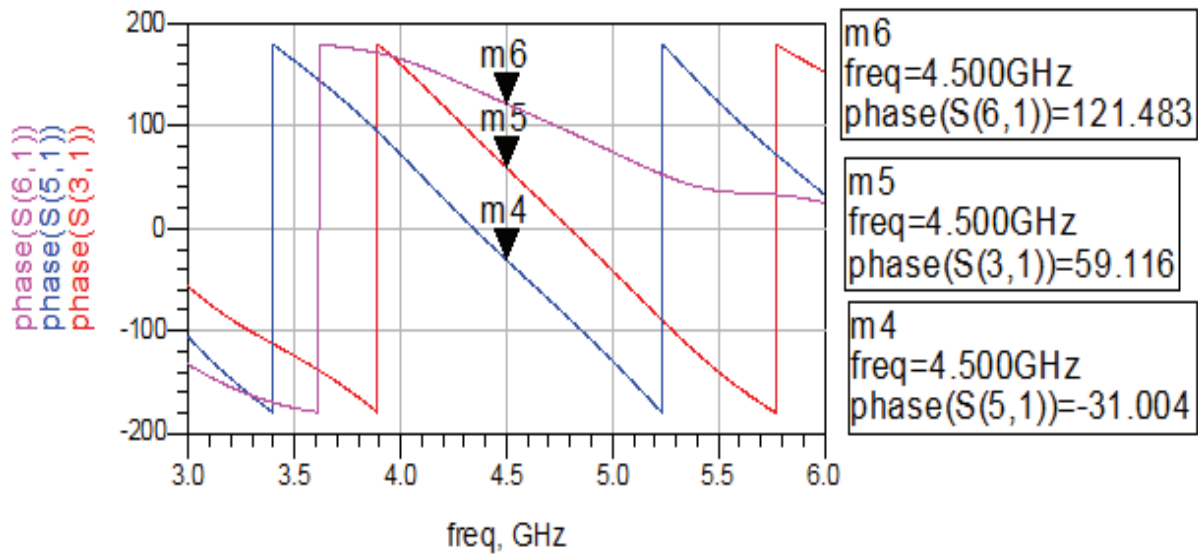


Figure III-21 : Le déphasage entre les sorties de deux coupleurs Branche Line en série.

Sur la figure précédente, pour la fréquence de 4.5 GHz, la différence de phase est acceptable. En effet, entre les ports 3 et 5 est de 90.02° et les ports 3 et 6 un déphasage de 62.367° , ensuite il y a une phase de $152,487^\circ$ entre les deux ports 5 et 6.

III-3. Combinaison de trois coupleurs Branche-Line

Le dernier déphaseur simulé et analysé est conçu à partir de trois coupleurs Branche-Line combinés [III-24- III-25]. La conception est terminée par une réalisation et une comparaison des résultats pour les différents ports.

De la même manière que pour la première partie, nous commençons notre conception à l'aide d'ADS Agilent.

Les deux figures (Figure III-22 et Figure III-23) présentent notre déphaseur de puissance sous le logiciel ADS Agilent en schéma électrique et sous l'interface Momentum.

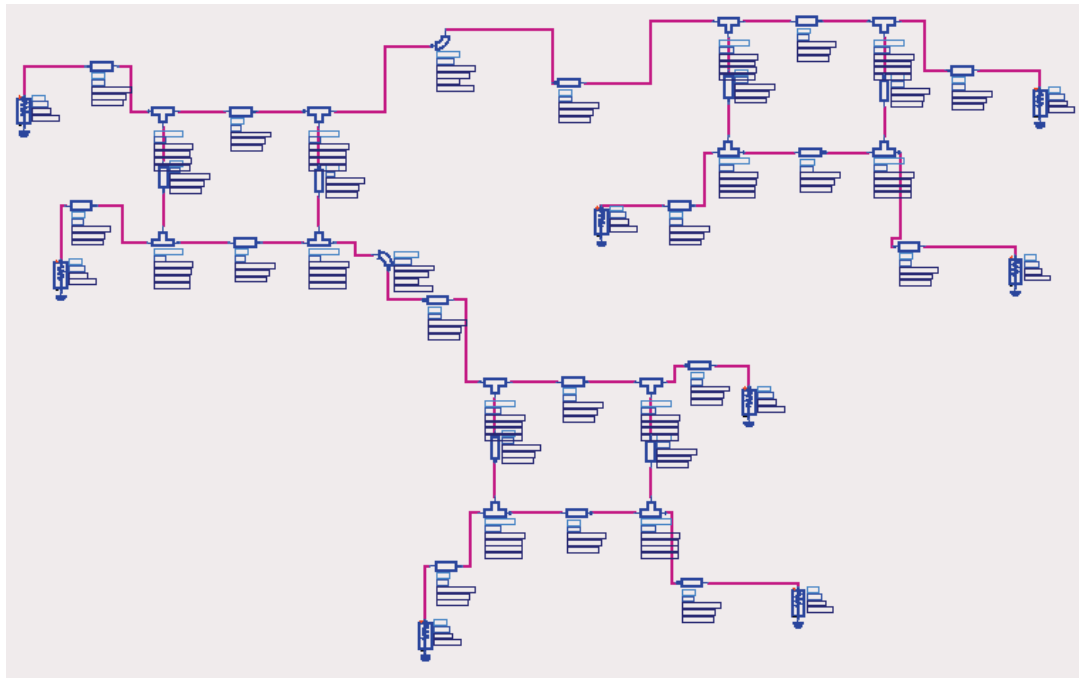


Figure III-22 : Schéma de trois coupleurs Branche Line sous ADS.

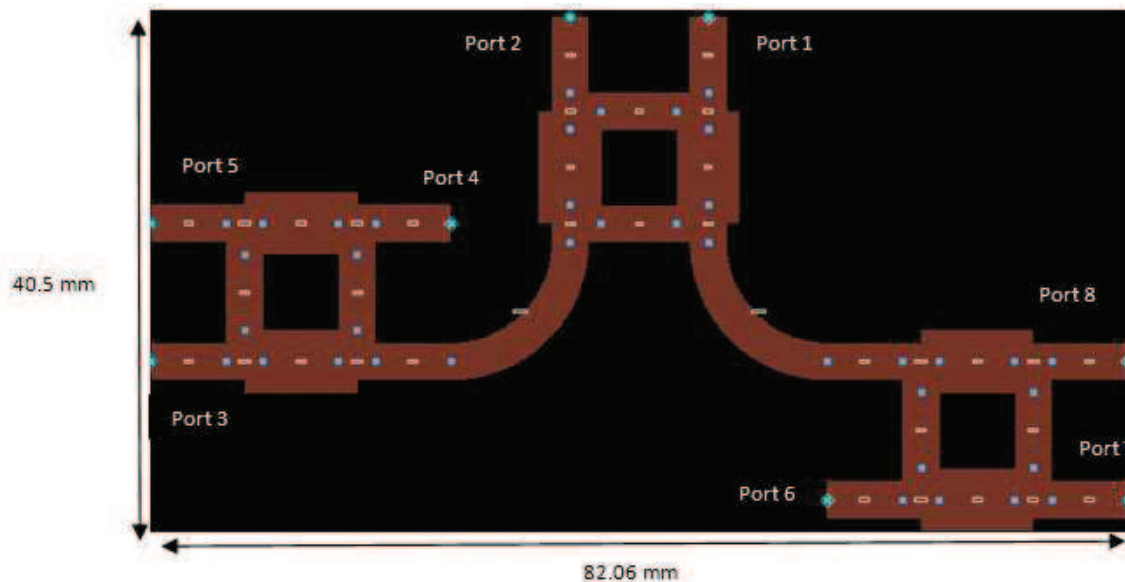


Figure III-23 : Trois Coupleurs Branche Line en Momentum.

Les deux figures (figure III-24 et figure III-25) sont des présentations des résultats de simulation concernant le coefficient de réflexion S11 et le déphasage pour une alimentation au port 1 du déphaseur. Le déphasage entre les ports 3 et 5 et les ports 7 et 8 est de 90.121° , ensuite il y a une phase de 180.535° entre les deux ports 5 et 8.

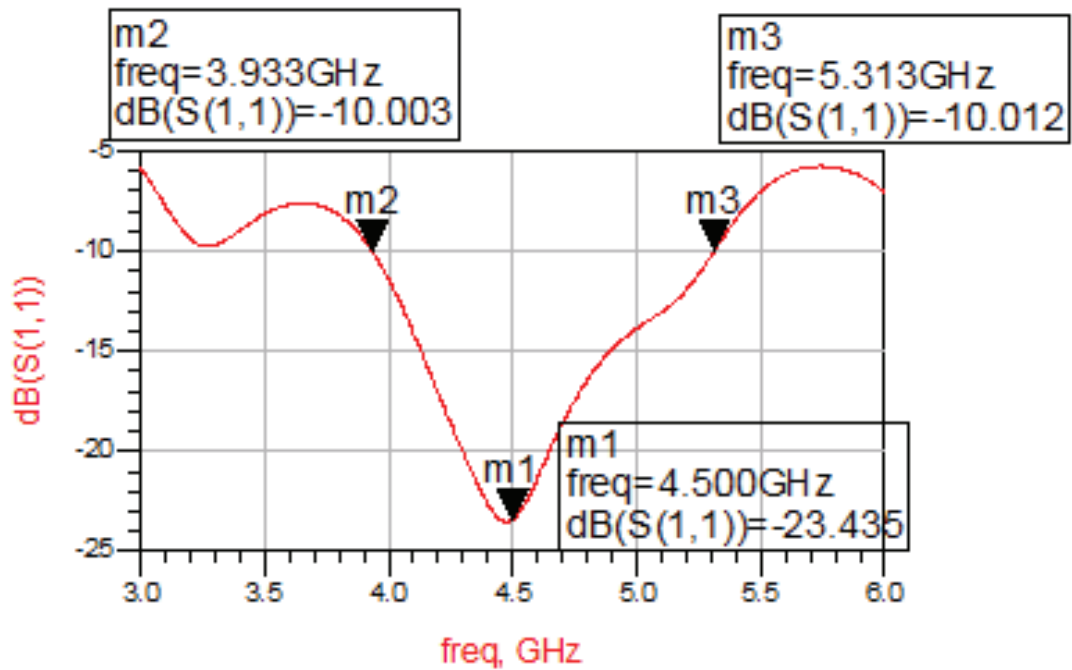


Figure III-24 : Module du coefficient de réflexion S11 des trois coupleurs Branche Line.

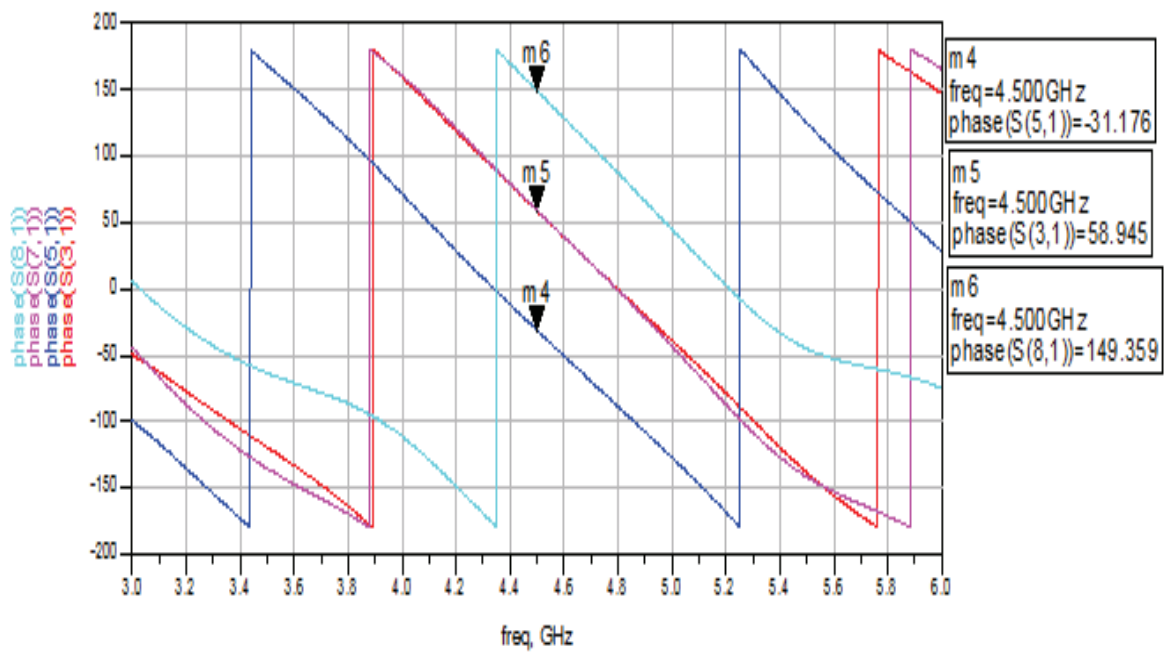


Figure III-25 : Le déphasage entre les sorites (S31, S51, S71, S81) de trois coupleurs Branche Line en parallèle.

Pour une alimentation au port 2 du déphaseur, les resultats sont présentés dans les figure III-26 et III-27. En effet, le déphasage entre les ports 5 et 7 et les ports 7 et 8 est de 90.414° , les ports 3 et 5 un déphasage de 90.121° , ensuite il y à une phase de 180.535° entre les deux ports 3 et 7.

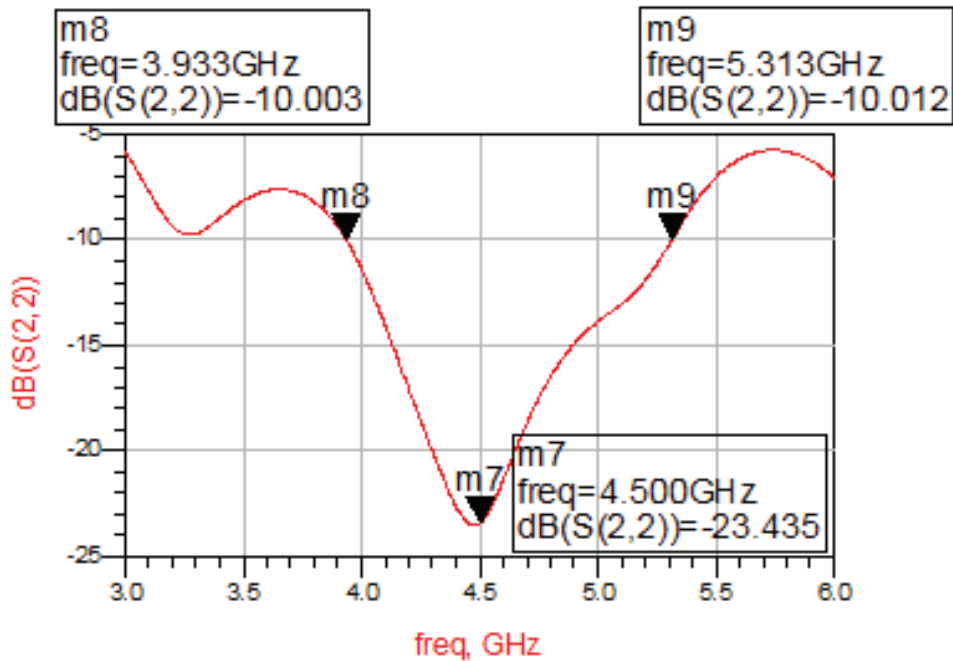


Figure III-26 : Module du coefficient de réflexion S22 des trois coupleurs Branche Line.

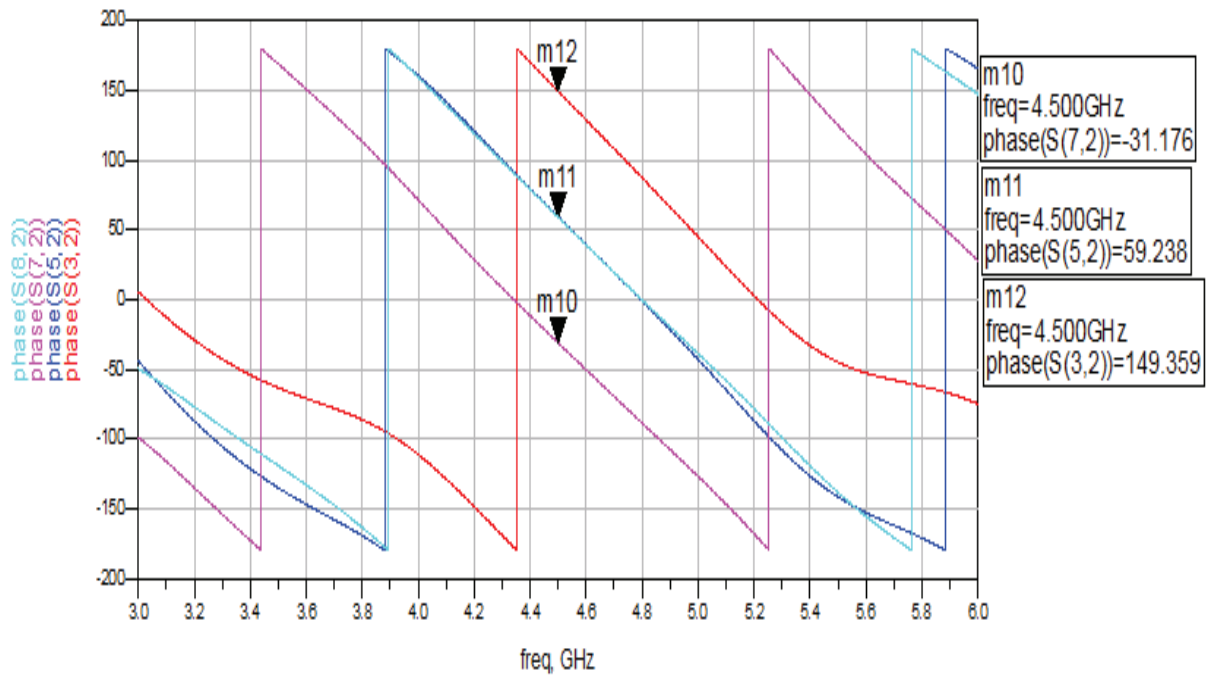
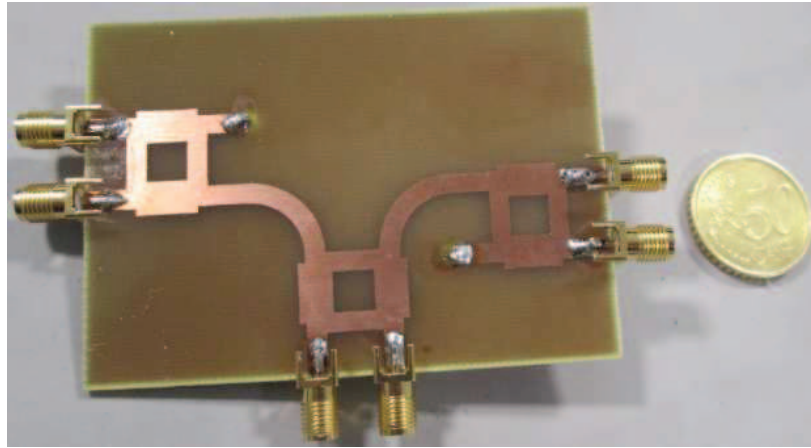


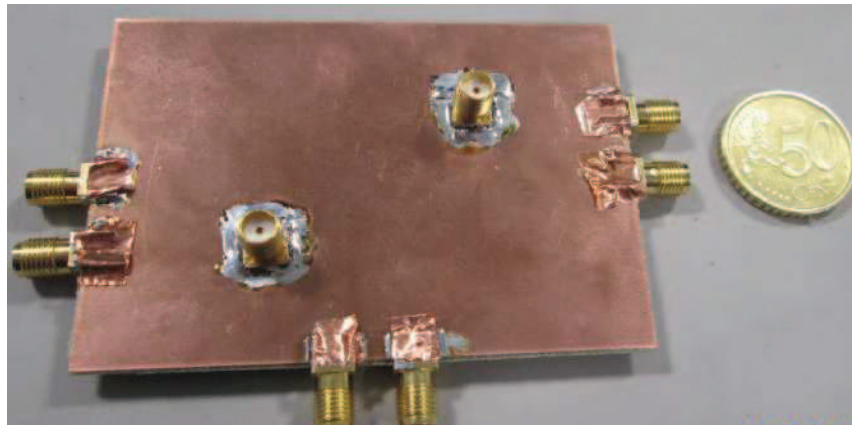
Figure III-27 : Le déphasage entre les sorites (S32, S52, S72, S82) de trois coupleurs Branche Line en parallèle.

IV- REALISATIONS PRATIQUES ET MESURES

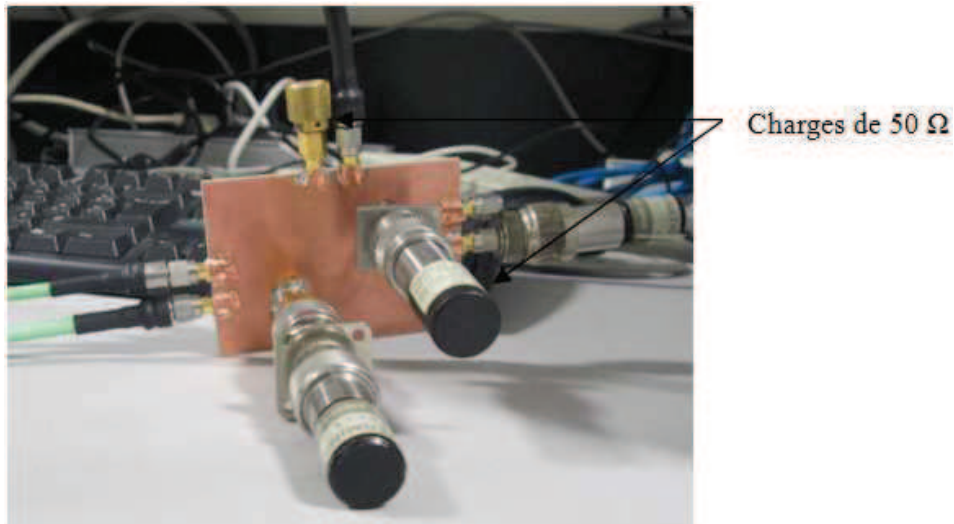
Nous présentons ci-dessous quelques résultats du déphaseur, Ce dernier a fait l'objet d'une réalisation pratique et mesure et les résultats sont comparés à ceux de la simulation. Les figures III-28 (a) et (b) représentent les deux faces du prototype du déphaseur, par contre les figures III-28 (c) et (d) celles du déphaseur sous-test. La réalisation a été faite avec les moyens expérimentaux du Laboratoire Maxwell de l'ESEO.



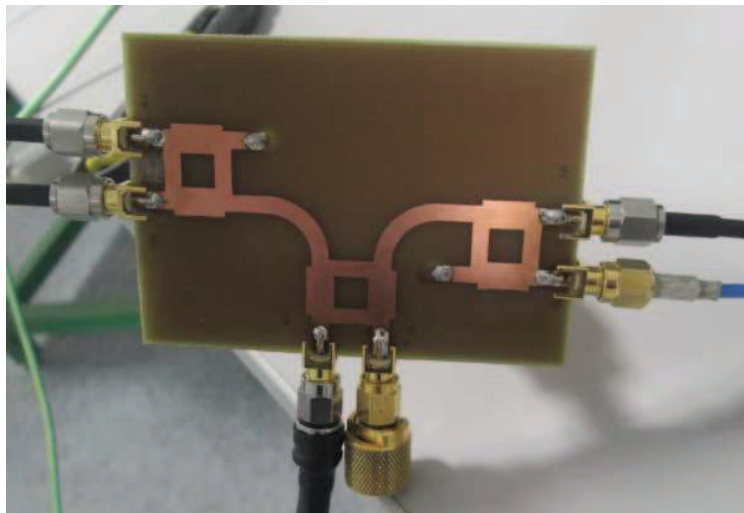
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure III-28 : Photo de réseau d'alimentation.

La figure III-29 représente le tracé du module de coefficient de réflexion S11 simulé et mesuré tandis dit que la figure III-30 les résultats du déphasage aux différents ports de sortie du déphaseur par la mesure sous l'analyseur de type HP (50 MHz-20 GHz) (voir annexe C).

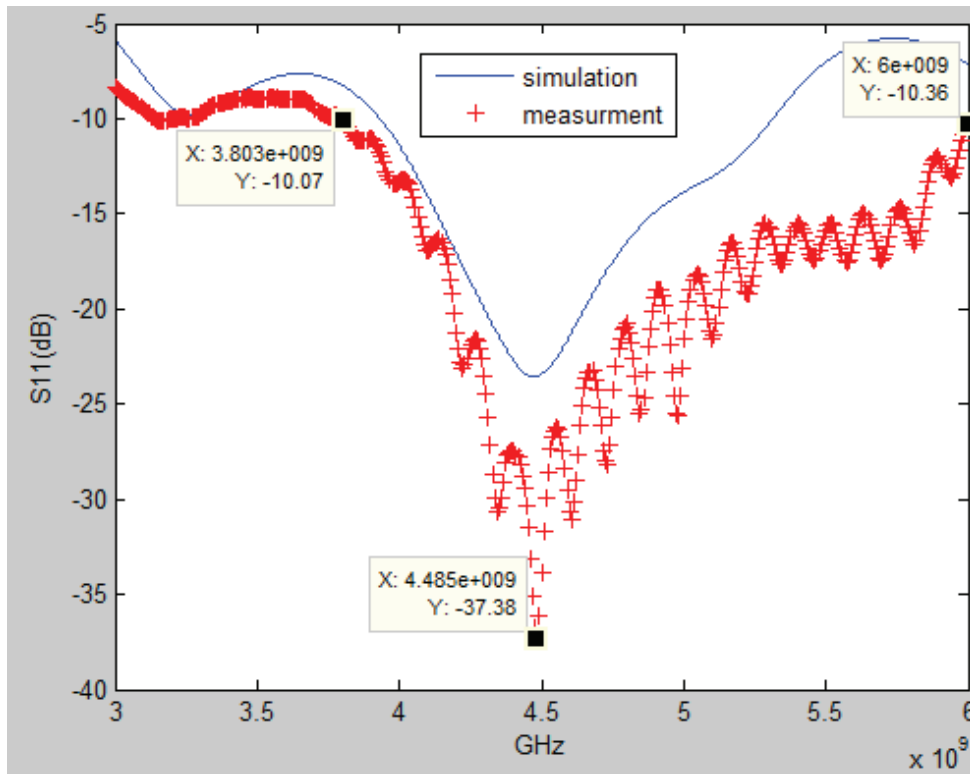


Figure III-29 : Simulation et mesure du coefficient de réflexion S11 des trois coupleurs Branche Line.

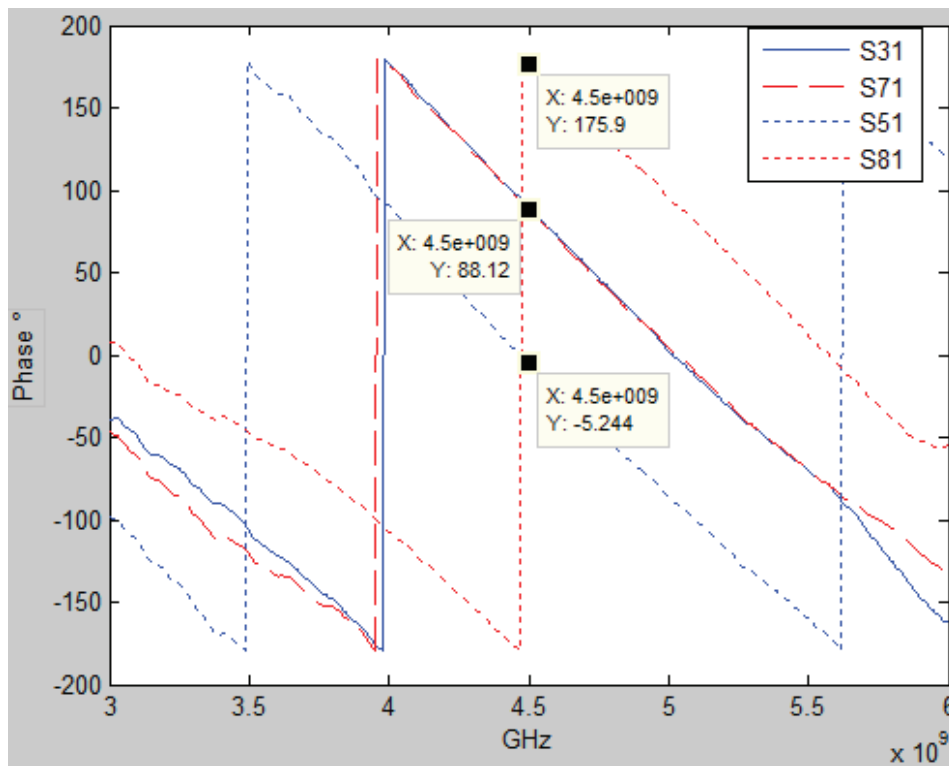


Figure III-30 : Mesure du déphasage entre (S31, S51, S71 et S81).

Sur le tableau III.2, nous comparons les valeurs simulées et mesurées du déphasage entre les ports. Un bon accord est alors observé.

Déphasage entre	Simulation	Mesure
S31 et S71	0°	0°
S31,S71 et S51	90.1°	93.3°
S31,S71 et S81	90.4°	87.7°
S51 et S81	180.5°	181.1°

Tableau III. 2: Comparaison des résultats du déphasage entre les ports (S31, S51, S71, S81) par la simulation et la mesure.

Sur la figure III-31, on représente les variations du module du coefficient de réflexion S22.simulé et mesuré.

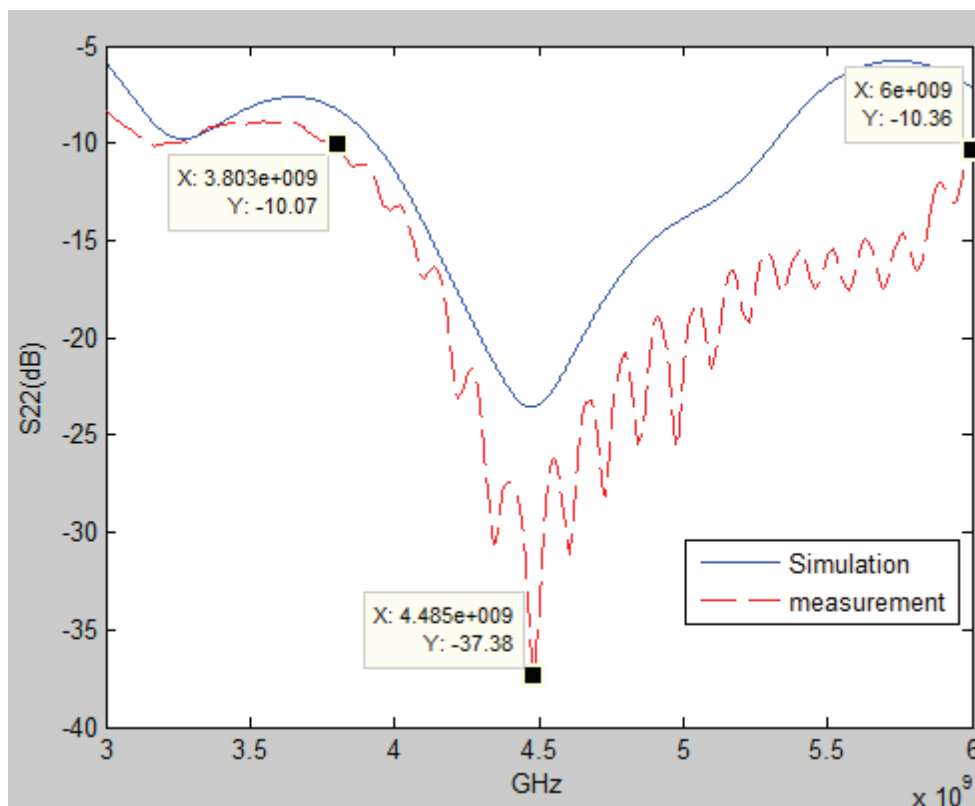


Figure III-31 : Simulation et mesure du coefficient de réflexion S22 des trois coupleurs Branche Line.

Les deux figures (III-31) et (III-33) ci-dessous représentent respectivement les variations du déphasage simulé et mesuré entre les ports (S32, S52, S72 et S82), pour une alimentation au port 2.

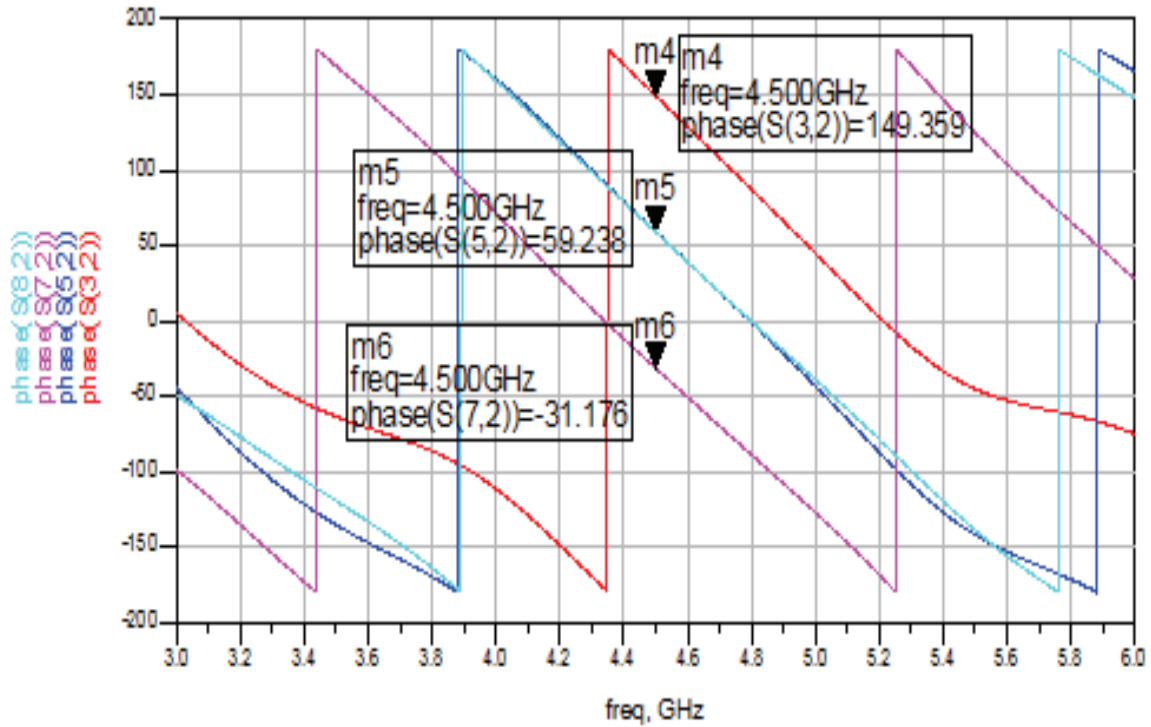


Figure III-32: Simulation de déphasage (en degré) entre (S32, S52, S72 and S82).

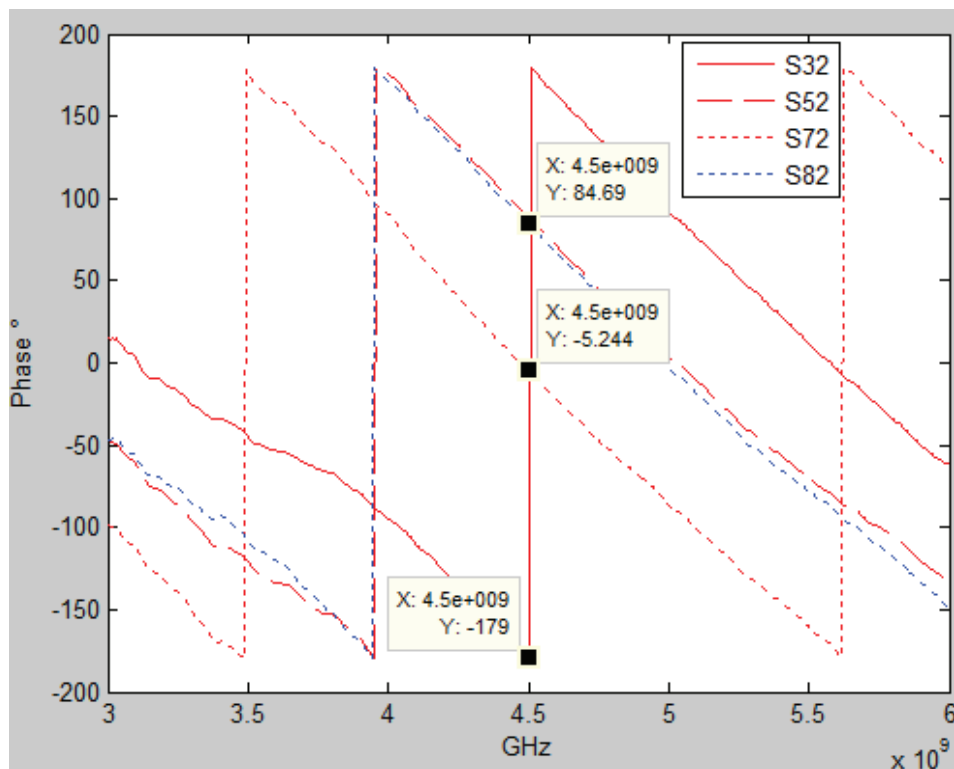


Figure III-33 : Mesure de déphasage entre (S32, S52, S72 et S82).

Sur le tableau III.3, nous comparons les valeurs simulées et mesurées du déphasage entre les ports. Un bon accord est alors observé.

Déphasage entre	Simulation	Mesure
S52 et S82	0°	0°
S52,S82 et S72	90.4°	89.9°
S52,S82 et S32	90.1°	94.3°
S72 et S32	180.5°	173.7°

Tableau III.3 : Comparaison des résultats du déphasage entre la simulation et la mesure des ports (S32, S52, S72, S82).

Une comparaison entre les deux coefficients de réflexion S11 et S22 sur la figure III-34 montre une bonne compatibilité entre les deux graphes.

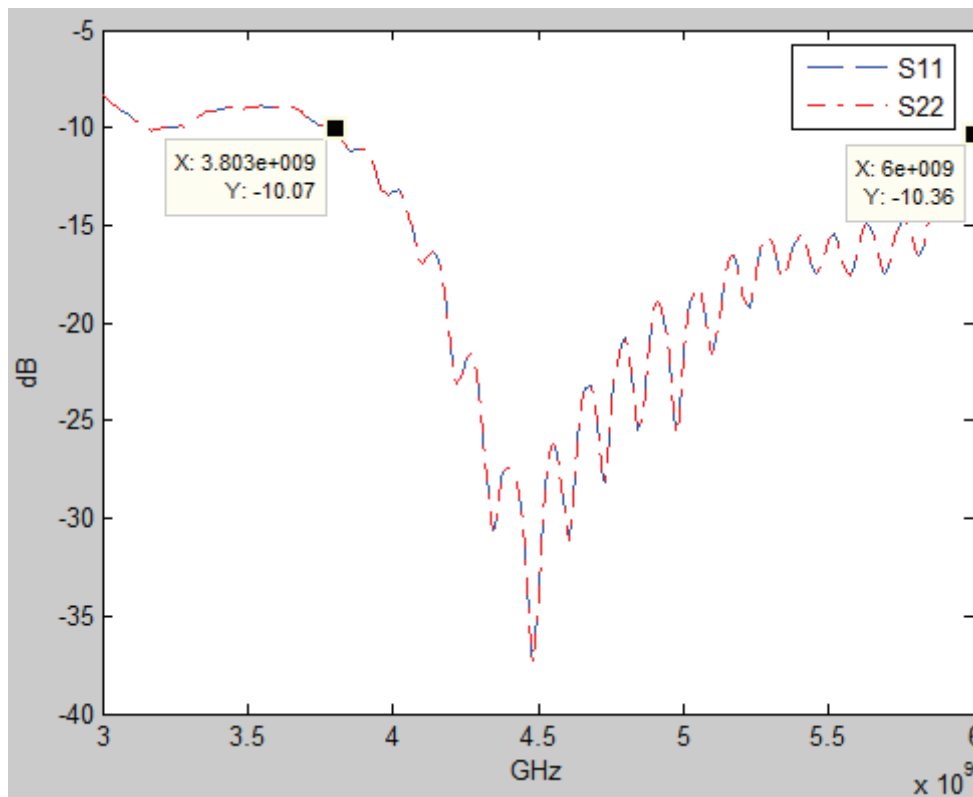


Figure III-34 : Comparaison des deux coefficients de réflexion S11 et S22 des trois coupleurs Branche en mesure.

Afin de produire un rayonnement isotrope en puissance ce qui est le but de ce travail, les quatre patches élémentaires nécessitent une alimentation par un signal RF respectant des contraintes précises en termes d'amplitude et de phase.

Un type de réseau a été conçu et réalisé pour le système antennaire de chapitre IV. La contrainte de miniaturisation a été primordiale dans leur conception. Ce réseau est présenté ci-dessus avec des résultats de simulation et de mesure utilisant des coupleurs directionnels de type Branche-Line.

V- CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons passé en revue différentes techniques d'alimentation en quadrature de phase. Nous avons alors proposé une solution intéressante en utilisant des coupleurs large-bandes. La solution proposée fonctionne sur la bande variant de 3.8 GHz à 6 GHz.

Le circuit d'alimentation pour la fréquence 4.5 GHz a été réalisé et les performances simulées et mesurées ont été présentées, tel que le coefficient de réflexion et le déphasage entre les différents ports du réseau. Les résultats obtenus montrent le bon accord entre les valeurs simulées et mesurées concernant notre circuit d'alimentation compact pour notre modèle d'antenne.

Dans le chapitre suivant, une proposition d'un nouveau modèle d'antenne bi-bande composé de quatre patch combiné (antenne à quatre accès) pour un but d'obtenir un bilan de puissance aussi constant que possible à toutes les directions dans les fréquences de fonctionnement.

VI- REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [III-1]. Mathieu Huchard, "Caractérisation et conception d'antennes Isotropes Miniatures pour Objets Communicants", Thèse de Doctorat, INP Grenoble , 2007.
- [III-2]. Julien Drouet, "Méthode d'analyse électromagnétique spécifiques à la conception des antennes à résonateur BIE multi sources", Thèse de Doctorat, université de Limoges, 2007.
- [III-3]. Vitor Freitas, "Etude et réalisation de réseaux d'adaptation d'impédances accordables linéaires et non linéaires, sur PCB et silicium CMOS, pour des applications en radiofréquences", Thèse de Doctorat, université de Grenoble, 2006.
- [III-4]. Fabien Maury, "Conception, réalisation et test de déphaseurs micro-ondes intégrant une technologie MEMS", Thèse de Doctorat, université de Limoges, 2009.
- [III-5]. Lap K.Yeung, "A compact Dual-Band 90° Coupler with Coupled-Line Sections", IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques, Vol .59, No.9, pp.2227-2232, September 2011 .
- [III-6]. Abdulkadir Yilmaz, Emine Rumeysa Cetiner and Moamer Hasanovic, "Sonnet Modelling and Simulation of Broadband Branchline Coupler", 27th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics, March 2011.
- [III-7]. Aya Mabrouki, "Mise en œuvre de l'effet de substrat dans la conception des amplificateurs faible bruit sous contrainte de faible puissance", Thèse de Doctorat, université de Bordeaux , 2010.
- [III-8]. Jan-Dong Tseng, Chen-Wen Ting, Chein-Hua Su, "A novel type phase shifter using rat-race hybrid", PIERS Proceedings, XI'an, China, Vol.6, pp.222-226, 2010.
- [III-9]. www.labcenter.com. ISIS Proteus version 7.

- [III-10]. Sami Hebib, "Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes pour applications spatiales", Thèse de Doctorat, université de Toulouse, 2008.
- [III-11]. B.Li,W.Wu, "Compact Dual-Band Branch-Line coupler with 20:1 power dividing ratio" , J.of Electromagn. Waves and Appl.,Vol.25,pp.607-615,2011 .
- [III-12]. Vamsi Krishna Velidi, Sarika Shrivastava, Subrata Sanyal,"A Compact-Size Microstrip Rat-Race Coupler with high performance",Proceeding of the 2011 IEEE Students' Technology Symposium,pp.57-60, January 2011.
- [III-13]. S.Taravati, M.Khalaj-Amirhosseini,"Compact dual-band stubless branch-line coupler",Journal of Electromagnetic Waves and Applications , vol .26,No.10,pp.1323-1331, july 2012.
- [III-14]. Parul Dawar, "Analysis of Microstrip Branchline Coupler using Sonnetlite" ,IJECT Vol.3,Issue 1,pp.246-249, 2012.
- [III-15]. Kimberley W.Eccleston, Sebastian H,M,Ong,Compact Planat Microstripline Branch-Line and Rat-Race Couplers, IEEE Transactions on MicroWave Theory and Technoloques,vol.51.No.10,pp.2119-2125,october 2003.
- [III-16]. M.Y.O. Elhiwaris,S.K.A.Rahim,U.A.K. Okonkwo and M.jizat, "Miniaturized size Branch-Line coupler using open stubs with high-low impedances" ,Progress In Electromagnetics Research Letters,vol.23,pp.65-74,2011.
- [III-17]. K.Lu,G.-M.Wang,C.-X.Zhang and Y.-W.Wang, "Design of Miniaturized Branch-Line Coupler Based on Novel Spiral-Based resonators" ,J. of Electromagn.Waves and Appl,vol.25, pp. 2244-2253,2011.
- [III-18]. Mohamed Lamine Abdelghani, "Conception et réalisation d'un système réseau d'antennes ultra large bande à formation de faisceaux basé sur la matrice de bulter" , Thèse de grade maitre sciences (M.Sc) en Télécommunications, université de Quebec,2012.

- [III-19]. Jen-Tsai Kuo, Yi-Chyun Chiou, Juo-Shiuan Wu, "Miniaturized Rat-Race coupler with microstrip-to-CPW broadside-coupler structure and stepped-impedance sections", IEEE, pp.169-172, 2007.
- [III-20]. M.Kazerooni, M. Aghalari, "Size reduction and harmonic suppression of rat-race hybrid coupler using defected microstrip structure", Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 26, pp.87-96, 2011.
- [III-21]. <http://eesof.tm.agilent.com> .Agilent advanced design system 2004a.
- [III-22]. M.Y.O. Elhiwaris,S.K.A.Rahim,U.A.K. Okonkwo and M.jizat, "Miniaturized size Branch-Line coupler using open stubs with high-low impedances" ,Progress In Electromagnetics Research Letters,Vol.23,pp.65-74,2011.
- [III-23]. Tadashi Kawai,Hiroki Taniguchi,Isao Ohta,Akira Enokihara, "Broadband Branch-line Coupler with Arbitrary Power Split Ratio Utilizing Microstrip Series Stubs" ,Proceedings of the 40th European Microwave Conference,1170-1173,September 2010.
- [III-24]. Lap K.Yeung," A compact Dual-Band 90° Coupler with Coupled-Line Sections " ,IEEE Transactions on MicroWave Theory and Technoloques,vol.59,No.9,pp.2227-2232, september 2011.
- [III-25]. R.Keshavarz, M. Movahhedi, A.Hakimi, A.Abdipour, "A novel broad bandwidth and compact backward coupler with high coupling-level", J. of Electromagn. Waves and Appl., Vol. 25, pp. 283-293, 2011.
- [III-26]. Fei Ghang, Chengfang LI, "Novel Rat-race hybrid coupler for Front-end module", J. Infrared Milli Terahz Waves, Springer, vol.28, issue11,pp.937-943 November 2007.

- [III-27]. S.Taravati, M.Khalaj-Amirhosseini, ''Compact dual-band stubless branch-line Coupler ''journal of electromagnetic waves and applications, vol .26, No.10, pp.1323-1331, July 2012

Chapitre

IV

Conception et réalisation d'un nouveau modèle d'antenne

I. INTRODUCTION

Plusieurs applications actuelles nécessitent la conception d'antennes à couverture large telles que les applications wifi, Bluetooth ou radar.

L'objectif de ce chapitre est la conception et la réalisation de structures isotropes destinées à optimiser le bilan de liaison entre deux dispositifs orientés aléatoirement l'un par rapport à l'autre [IV-1]. Ces antennes sont conçues dans le but d'équiper de petits objets communicants pour des applications du type de celles présentées dans le cahier de charge (voir tableau IV-1).

Cette étude a été motivée par le désir de proposer un nouveau modèle d'antenne qui permet son adaptation aux réseaux de télécommunication sans fils possédant au moins deux bandes proches.

➤ Travaux connexes

Dans ce contexte un travail a été réalisé, concernant la miniaturisation et l'isotropie en puissance rayonnée [IV-1]. Un modèle d'antenne baptisée par 'antenne M51', en raison de sa forme en spirale se rapprochant de la galaxie de même nom (voir figure IV-1), a été conçu et réalisé.

La miniaturisation de l'antenne est obtenue par un enroulement des IFA autour du centre de symétrie de la structure.

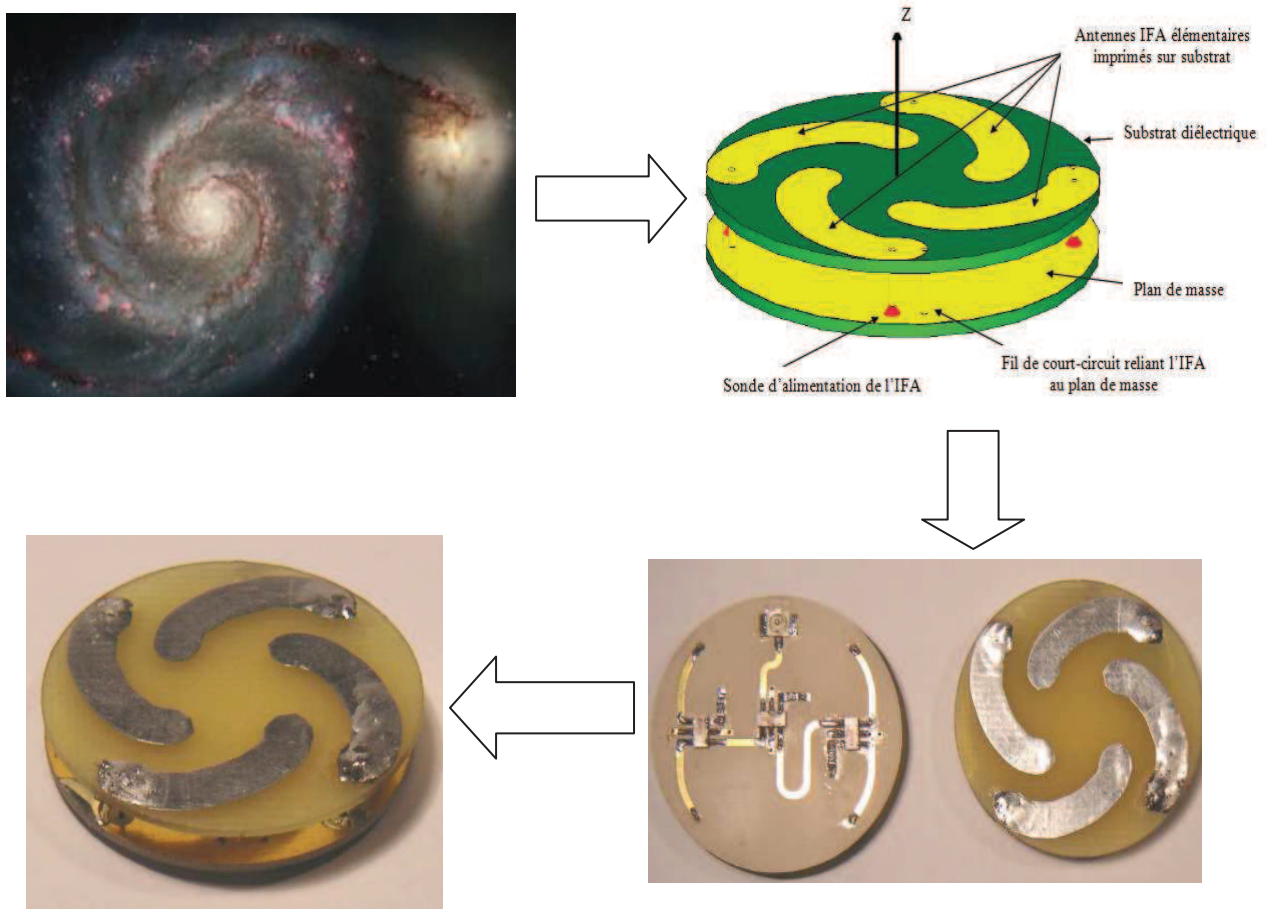


Figure IV-1: Antenne M51 : Photo en perspective du prototype [IV-1].

Les résultats de simulation et de mesure selon cette configuration sont montrés par la suite. Tout d'abord la figure IV-2 présente les variations du paramètre S11 de l'antenne M51.

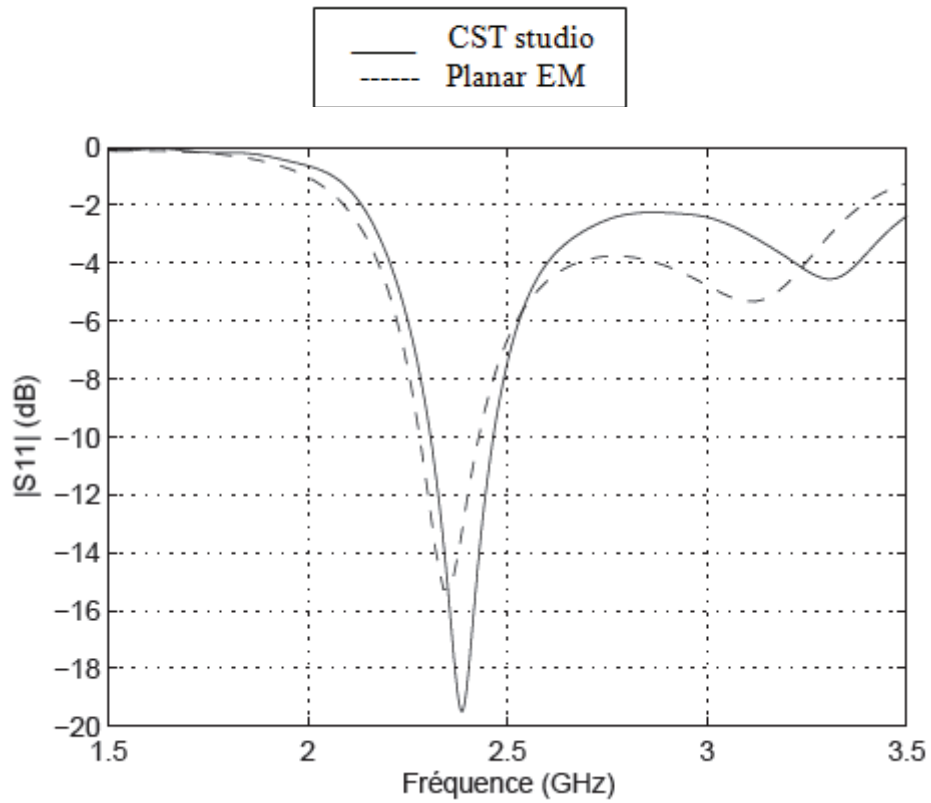


Figure IV-2: Paramètre S11 de l'antenne M51.

La figure précédente montre que l'adaptation est réalisée puisque le coefficient de réflexion S11 atteint un niveau proche de -20 dB autour de la fréquence 2.4 GHz.

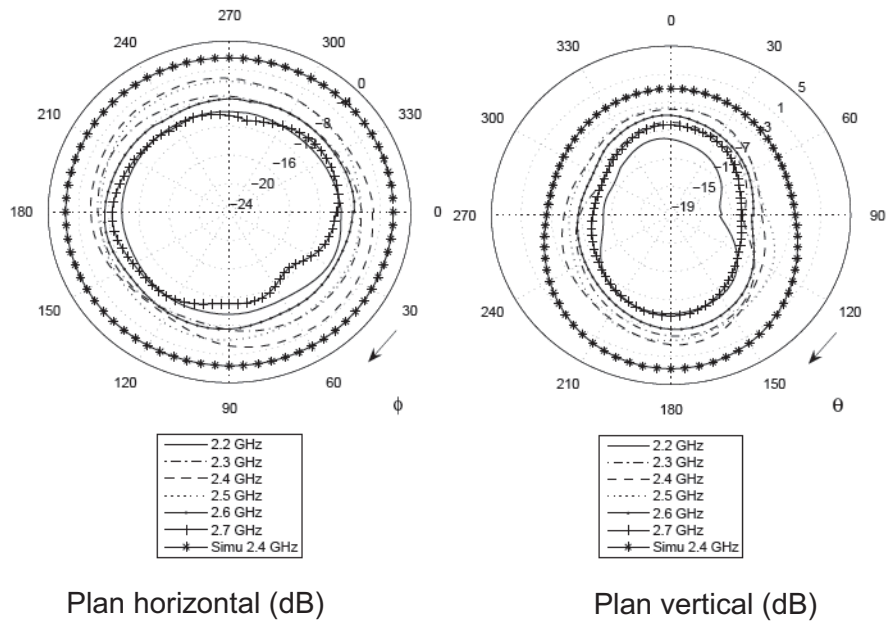


Figure IV-3: Diagramme de rayonnement mesuré (dB) selon deux plans de coupe de l'antenne pour 6 fréquences de 2.2 GHz à 2.7 GHz ainsi que le résultat en simulation à 2.4 GHz.

La figure IV-3 présente les diagrammes de rayonnement mesurés en 2D de l'antenne montré à la figure IV-1 pour un intervalle de fréquence de 2.2 GHz à 2.7 GHz et un résultat de simulation pour la fréquence 2.4 GHz. Un comportement quasi-omnidirectionnel dans les deux plans avec un faible gain mesuré est observé. Ce modèle proposé par Huchard [1] fait l'objet d'une antenne miniature [IV-2] à une seule bande de fréquence mais avec un rayonnement quasi-isotropique de puissance.

Dans ce qui suit, nous présentons en première lieu le contexte et les caractéristiques visées, puis dans le paragraphe qui suit, la méthodologie de conception suivie et les différents logiciels utilisés. Dans les paragraphes de IV à IX, nous présentons l'ensemble des résultats obtenus correspondants aux structures d'antennes mises au point. Les performances des structures combinées, réalisées en termes d'application et de couvertures sont alors présentées.

II. CONTEXTE ET CARACTERISTIQUES SOUHAITEES

Si l'objectif principal reste la réalisation d'un modèle d'antenne indépendamment d'une application particulière, il est néanmoins important de définir autant que possible l'ensemble des caractéristiques visées dès le début de la conception.

Notre étude est orientée en premier lieu vers les antennes avec une puissance rayonnée isotrope autant que possible et destinées à équiper de petits objets communicants, et en second lieu vers la miniaturisation aussi poussée que possible de la structure suivant la formule de Wheeler [IV-2- IV-3] . Cette double contrainte d'isotropie de rayonnement et de miniaturisation est d'autant plus intéressante [IV-4].

Le tableau 1 récapitule l'ensemble des contraintes et objectifs fixés pour la conception des antennes souhaitées.

Caractéristique	Objectifs	Observation
Rayonnement	Isotrope autant que possible.	Cet objectif optimise la couverture de l'antenne.
Dimensions	-Miniaturisation maximum. -Plus grand dimension $\leq \frac{\lambda}{2\pi}$	-Antenne miniature au sens de Wheeler.
Fréquence de fonctionnement	-Entre 1 GHz et 11 GHz. -Plus particulièrement la bande ISM [2.4 GHz-2.5 GHz] et la bande C [4 GHz-8GHz].	-La bande ISM est utilisée pour les normes WIFI, ZIGBEE, Bluetooth...etc. -La bande C est utilisée pour les applications radar(les radars météorologiques)...etc.
Largeur de bande	Autant que possible	
Fabrication	-Circuit imprimé sur substrat	-Possibilité de réaliser et de tester les prototypes. -Faible coût.

Tableau IV-1 : Cahier de charge pour la conception de l'antenne.

III. DESCRIPTION DES ETAPES DU FLOT DE CONCEPTION

Les différentes phases de conceptions, ainsi que les résultats souhaités sont présentées dans la figure IV-4.

La méthode consiste à obtenir les caractéristiques de rayonnement recherchées par l'association de plusieurs éléments rayonnants élémentaires [IV-5].

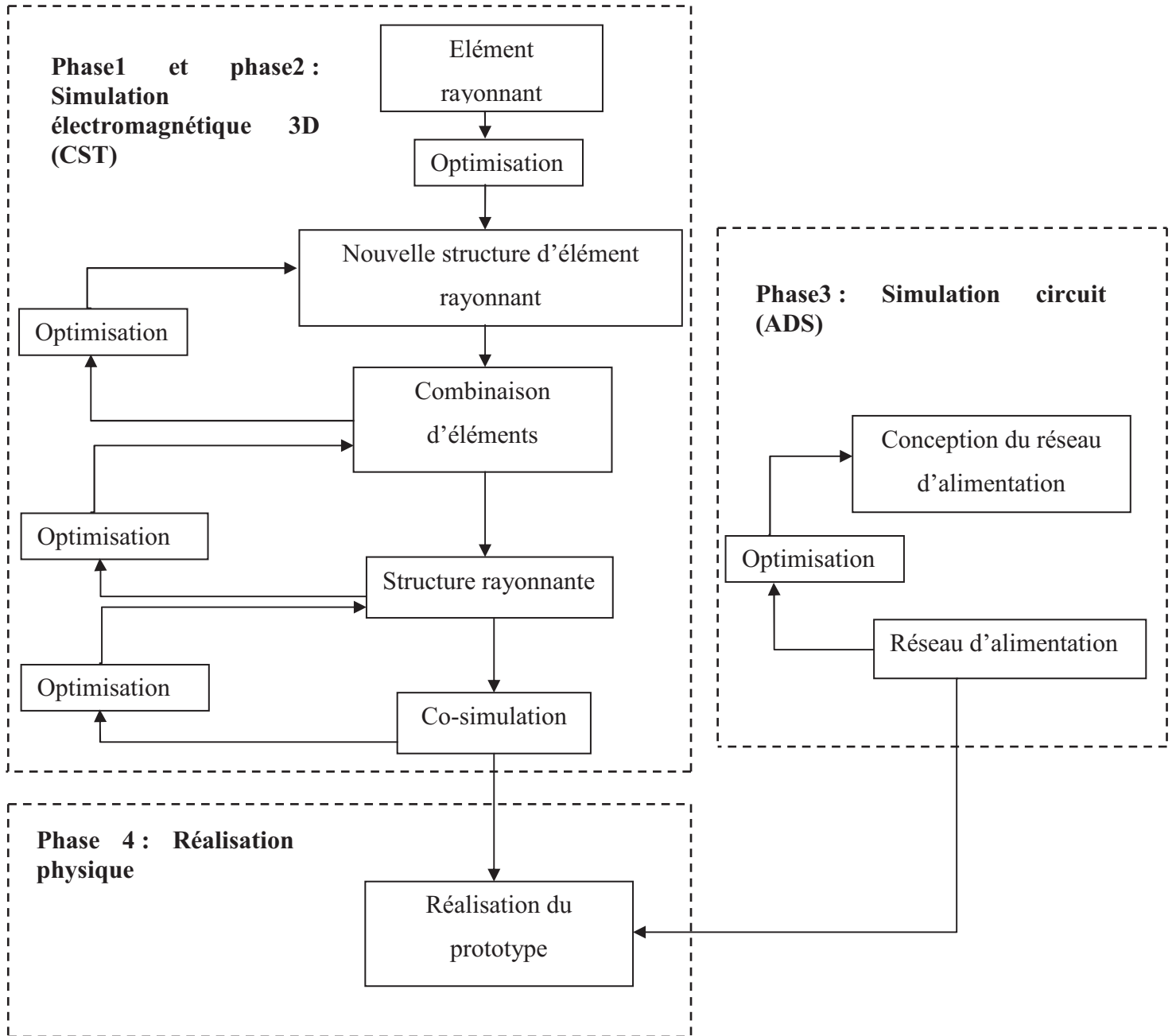


Figure IV-4 : La méthode de conception.

III-1. Elément rayonnant

La première étape de conception consiste à trouver un modèle d'antenne à la fois miniature et fonctionnant dans les deux bandes citées à notre cahier de charges (voir figure IV-1).

III-2. Combinaison d'éléments

A partir de la combinaison d'éléments issue de la première étape, les points suivants ont pu être traités :

- Une structure est conçue et simulée intégralement.
- L'adaptation du coefficient de réflexion sur chaque port de la structure est optimisée.
- Le rayonnement et la taille de la structure peuvent être optimisés.

A l'issue de cette phase, une structure dont le rayonnement est conforme aux objectifs est obtenue. Le fonctionnement électromagnétique complet est alors validé.

III-3. Conception du réseau d'alimentation

L'objectif est maintenant la réalisation d'un réseau d'alimentation pour la structure rayonnante. (Phase 3).

Le réseau et la structure sont, si nécessaires, optimisés par simulation conjointe dans les deux simulateurs. En effet, des modifications mineures sur la structure peuvent entraîner des améliorations ou des dégradations importantes au niveau du réseau d'alimentation.

A l'issue de cette phase, un réseau d'alimentation adapté à la structure rayonnante a été mis au point. Tous deux sont optimisés pour fonctionner conjointement.

III-4 Prototypage

Enfin un prototype est réalisé et mesuré à partir des côtes et spécifications de l'antenne simulée en phase 2 (Phase 4 de la figure IV-4).

IV. CONCEPTION D'UN NOUVEAU MODELE D'ANTENNE

L'antenne a été optimisée en simulation de manière à obtenir une adaptation vers les bandes souhaitées (bande ISM et la bande C) [IV-7-IV-8]. Les détails de l'antenne sont définis sur la figure IV-5(a). L'alimentation est effectuée à partir d'un connecteur SMA femelle standard dont l'âme centrale est soudée au patch à une hauteur de 3.5 mm.

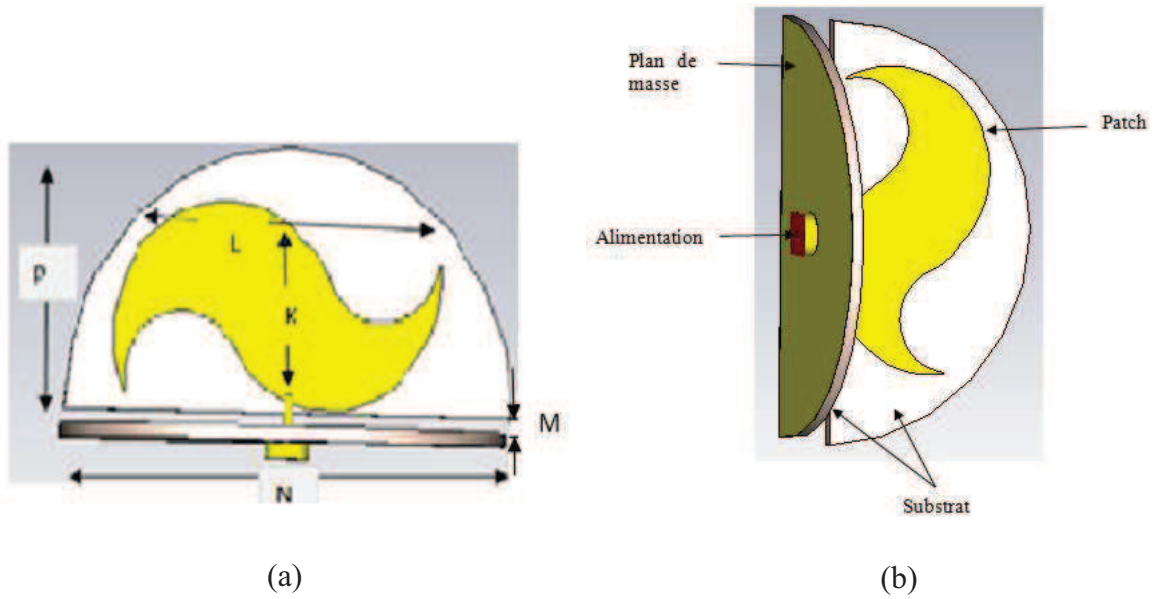


Figure IV-5: (a) et (b) Antenne patch sous CST MicroWave Studio.

Les côtes caractérisant la géométrie du prototype sont données sur la figure IV-5, les valeurs numériques sont définies dans le tableau IV-2.

Dimension	Valeur (mm)
K	14
L	38
M	3.5
N	60
P	30

Tableau IV- 2 : Dimensions de l'antenne

Le prototype a été réalisé (figure IV-6). L'antenne est fixée sur un substrat de type FR-4 avec une épaisseur de 1.8 mm ($\epsilon_r=4.4$) à une hauteur de 3.5 mm au dessus du plan de masse (60 x 30 mm). Les résultats expérimentaux obtenus à l'aide des outils d'analyse sont comparés aux résultats de simulations par la suite.

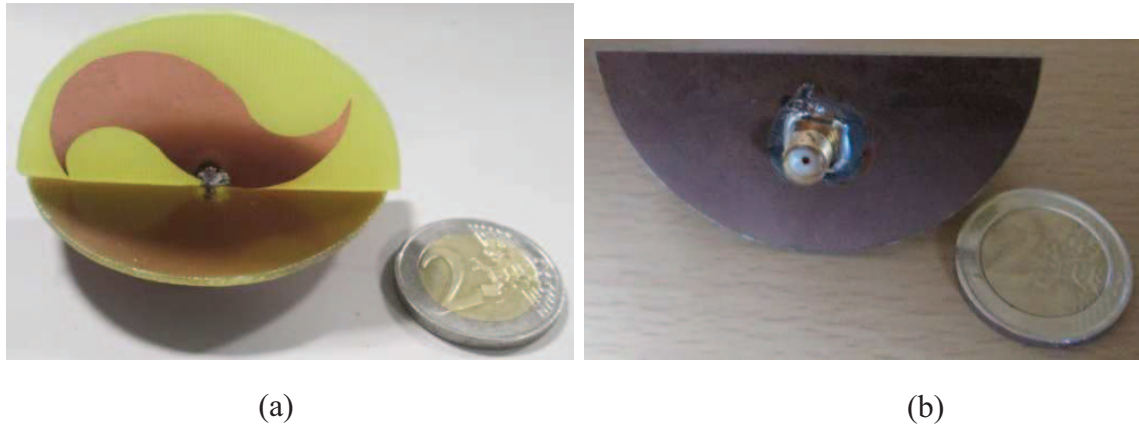
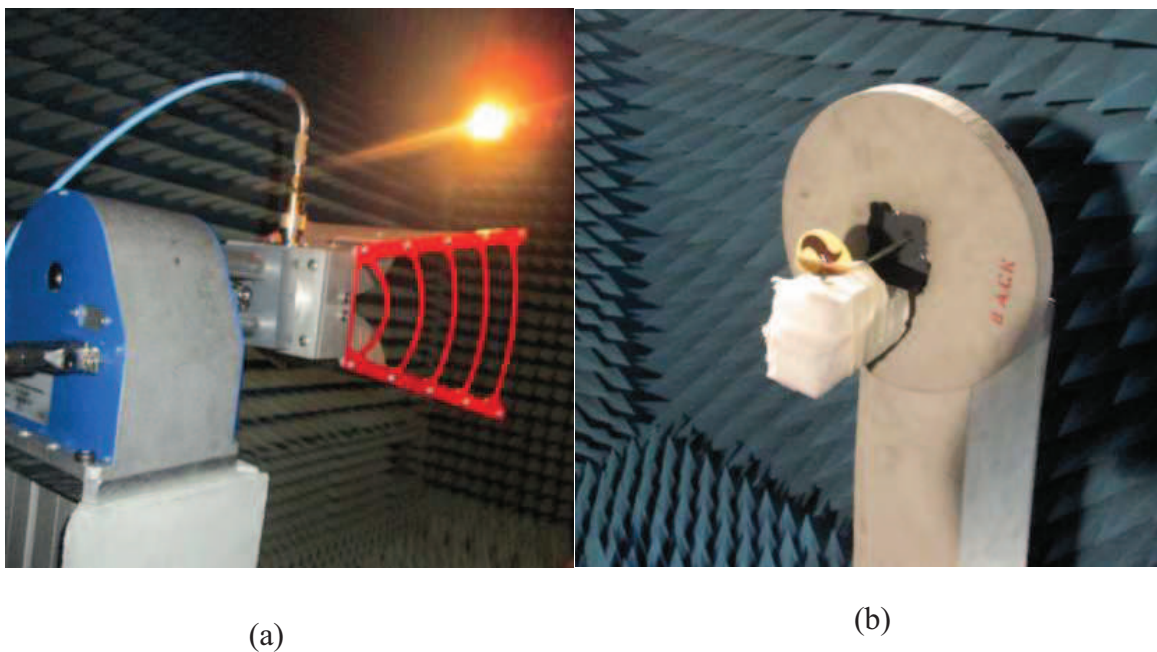


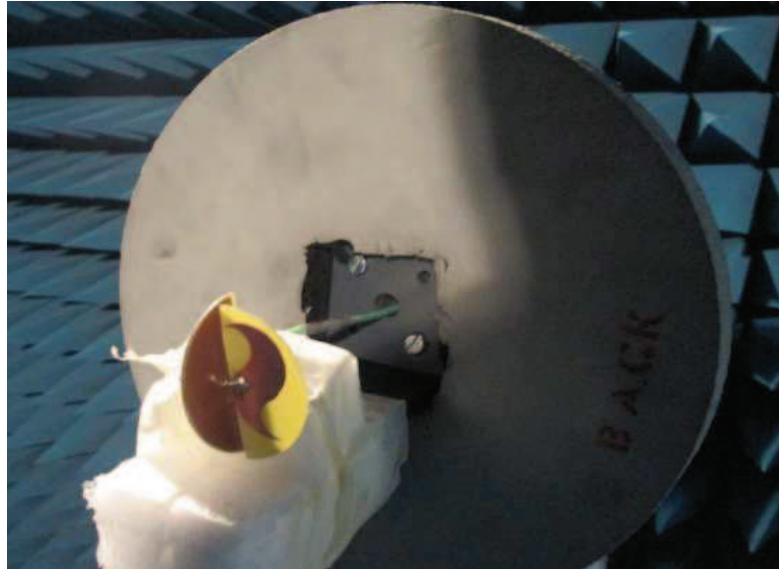
Figure IV-6: réalisation de l'antenne.

La figure ci-dessous montre les photos de l'antenne émettrice de type cornet et l'antenne réalisée sous test dans la chambre anechoïque.

Le substrat utilisé est de type FR-4 de constante diélectrique ($\epsilon_r = 4.4$) plus élevée qui permet de réduire la dimension du réseau d'alimentation. Il a été choisi en raison de son faible coût et parce qu'il s'agit d'un substrat courant facile à obtenir. Les métallisations du plan de masse ainsi que patches sont des dépôts de cuivre de $35\mu\text{m}$ d'épaisseurs sur les faces supérieures des substrats.

La miniaturisation de dimensions étant un paramètre important, nous avons essayé de miniaturiser ces structures davantage en respectant la formule de Wheeler (chapitre II).





(c)

Figure IV-7: Photographie de, (a) l'antenne cornet émettrice, (b) et (c) notre antenne sous test.

IV-1 Résultats de simulation et de mesure des quatre antennes patch réalisées

La figure IV-8 illustre les quatre antennes réalisées et testées. Des comparaisons entre les résultats de simulations pour les quatre antennes, obtenus à l'aide du simulateur commercial CST MicroWave Studio [IV-10] basé sur la méthode d'analyse FIT (Finite Integrated Technique) (voir annexe B) et les résultats de la mesure utilisant un analyseur de réseau de type HP (50 MHz-20 GHz) sont alors présentées.

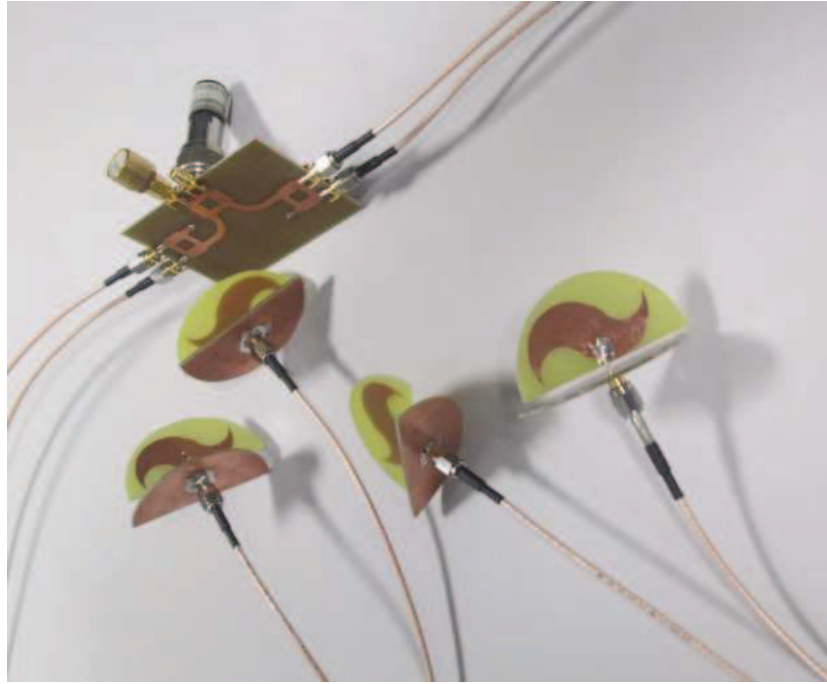


Figure IV-8: Les quatre antennes réalisées reliées par un déphaseur de puissance.

IV.1.1 Le coefficient de réflexion

Les figures (IV-9 à IV-12) présentent les variations du module du coefficient de réflexion simulé et mesuré respectivement des quatre antennes patchs en fonction de la fréquence.

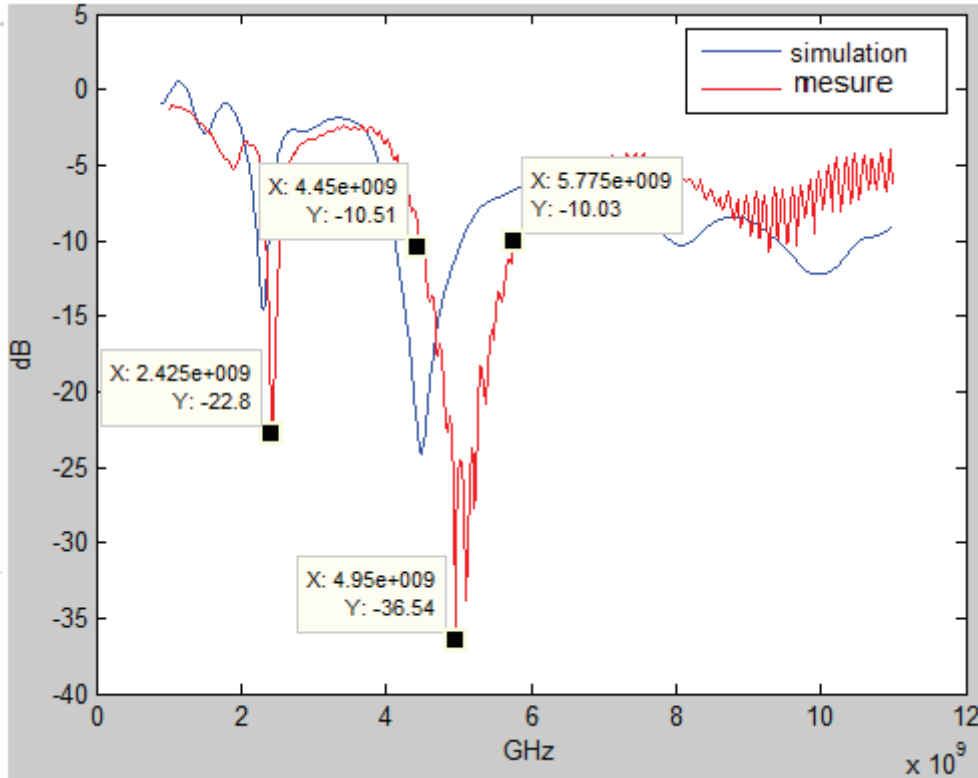


Figure IV-9: Variations du coefficient de réflexion S11 de la première antenne en fonction de la fréquence.

Nous remarquons que le coefficient de réflexion mesuré de la première antenne à la bande ISM est inférieur à -10 dB sur un intervalle de 4450-5775 MHz.

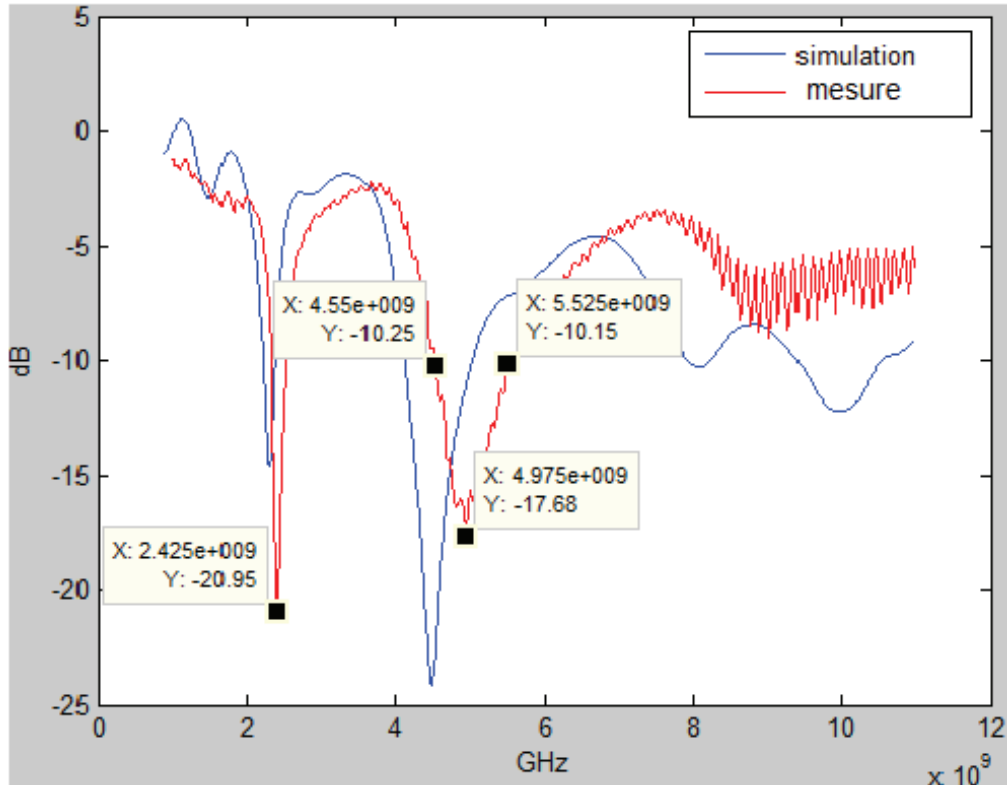


Figure IV-10: Variations du coefficient de réflexion S11 de la deuxième antenne en fonction de la fréquence.

Un bon accord est noté entre toutes ces courbes. Leurs fréquences de résonance montrent que c'est un modèle bi-bande [IV-12- IV-13- IV-14] adaptées a 2.42 GHz et 4.97 GHz.

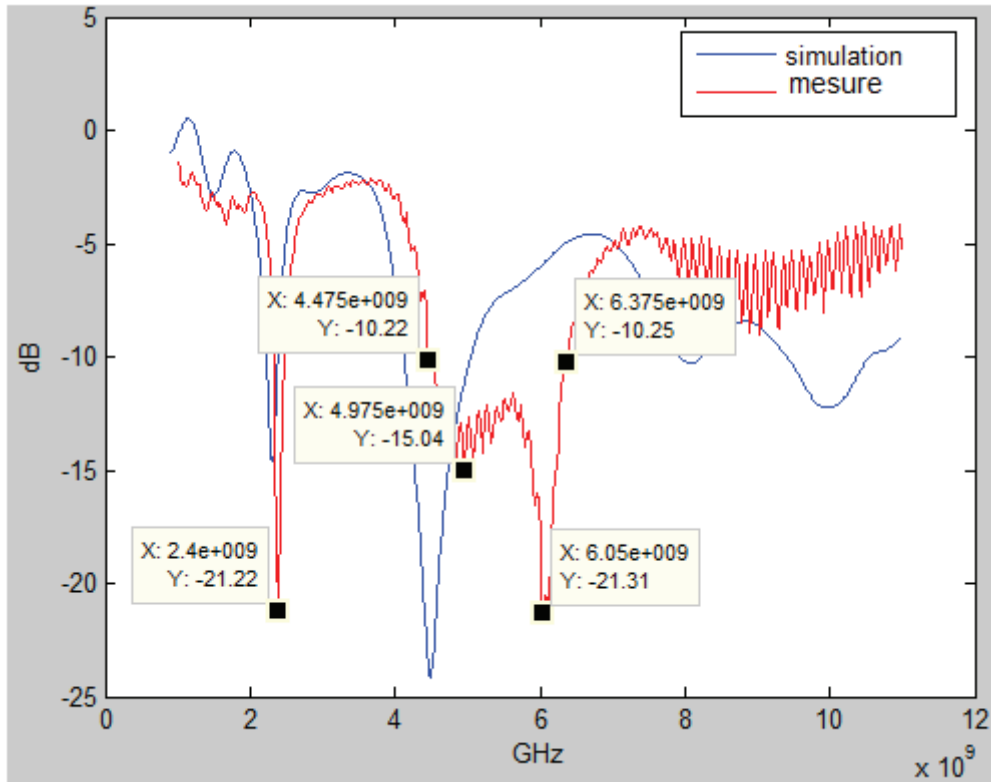


Figure IV-11: Variations du coefficient de réflexion S11 de la troisième antenne en fonction de la fréquence.

A la Figure IV-11, les résultats théoriques sont sensiblement différents de ceux obtenus en mesure pour la bande C. Elles sont principalement attribuables aux conditions d'expérimentation mises en œuvre. En effet, de par sa structure, l'antenne reste très sensible aux éléments situés à proximité d'elle, tels que le câble coaxial ou le support d'antenne. La répartition du champ électrique au voisinage de l'antenne est, de ce fait, perturbée par la présence du dispositif expérimental.

Ces divergences entre résultats théoriques et expérimentaux de coefficient de réflexion entraînent un décalage en fréquence sur le lieu d'adaptation.

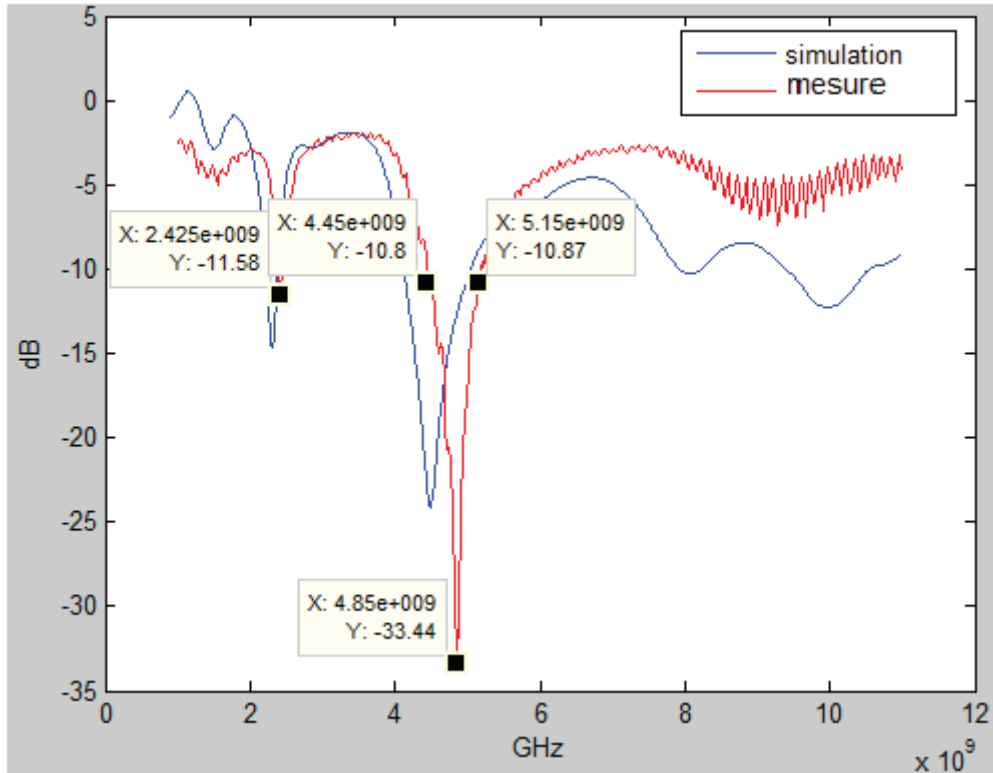


Figure IV-12: Variations du coefficient de réflexion S11 de la quatrième antenne en fonction de la fréquence.

Ces résultats sont en accord avec ceux donnés dans les figures IV-9,IV-10 et IV-11.

Ceci peut être expliqué par notre réalisation d'antennes judicieuse.

A l'aide de ces différentes représentations, nous trouvons que ces quatre nouveaux modèles similaires sont bi-bande [IV-17- IV-18]. Il va être ainsi possible de faire une étude paramétrique en connaissant à chaque fois quelle est l'influence de chaque antenne, que ce soit sur le coefficient de réflexion ou sur le diagramme de rayonnement.

IV-1-2 Diagramme de rayonnement

Ce paragraphe montre le diagramme de rayonnement de l'une des antennes patch déjà réalisée.

Nous avons simulé sous CST MicroWave Studio [IV-10], notre modèle d'antenne située au centre d'un plan de masse demi-sphère. Nous pouvons voir sur les figures IV-13 et IV-14 les diagrammes de rayonnement 3D exprimés en gain respectivement aux fréquences 2.4 GHz et 4.5 GHz .

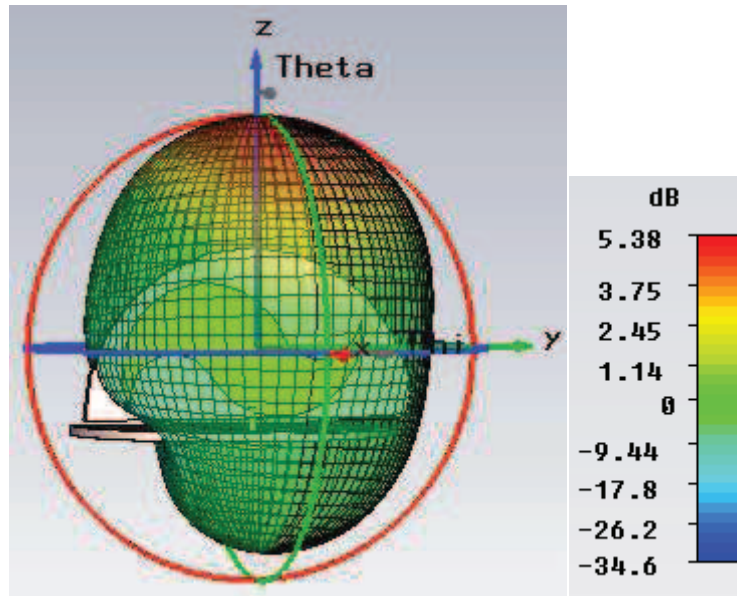


Figure IV-13: Diagrammes de rayonnement 3D simulé sous CST MicroWave studio à la fréquence 2.4 GHz

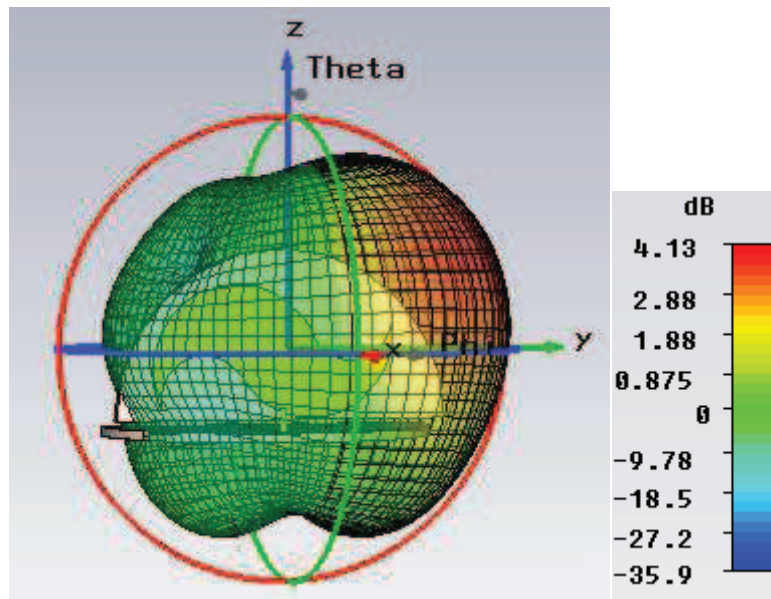
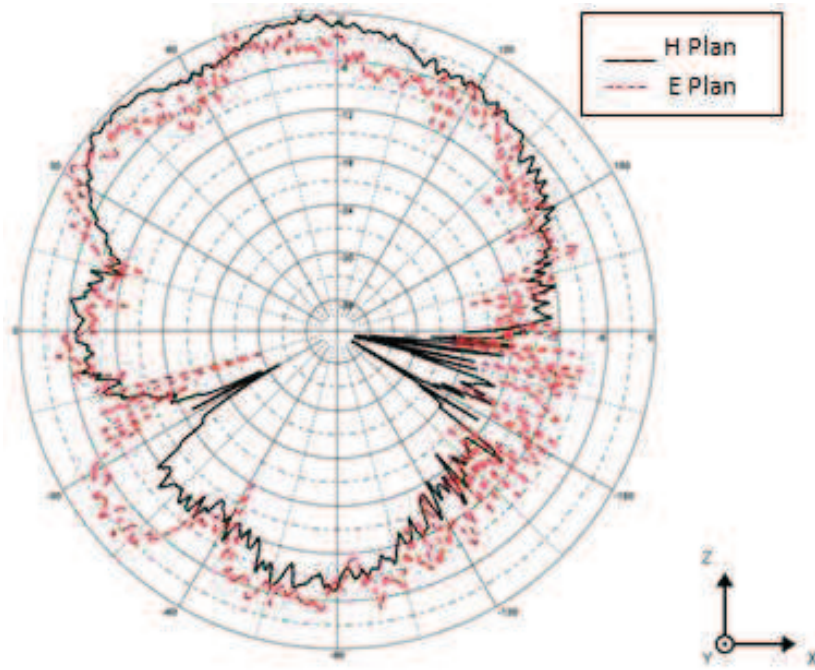
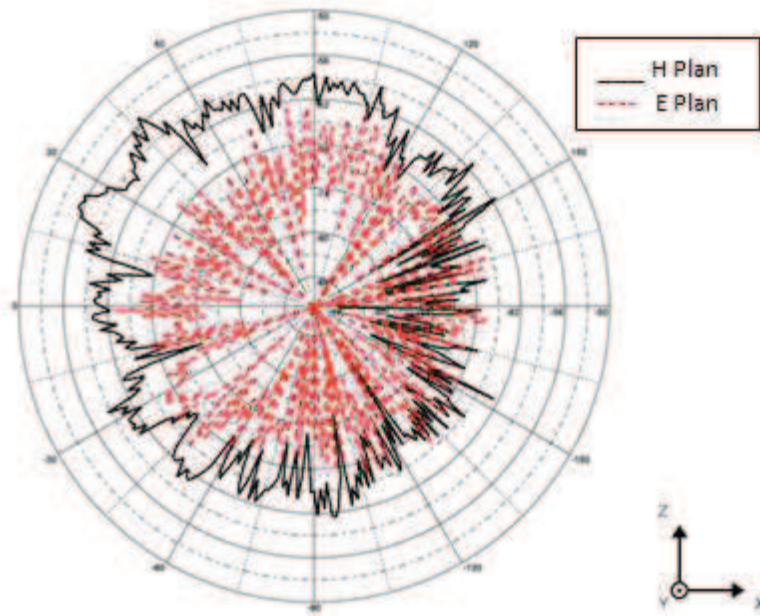


Figure IV-14: Diagrammes de rayonnement 3D simulé sous CST MicroWave studio à la fréquence 4.5 GHz.

Le diagramme de rayonnement mesuré en chambre anéchoïde pour les deux fréquences précédents (figure IV-15) présente une forme globale proche de la simulation (figure IV-13, figure IV-14). Le gain simulé maximum est de 5.38 dB pour la fréquence 2.4 GHz et 4.13 dB à la fréquence de résonance 4.5 GHz.



(a) 2.4 GHz



(b) 4.5 GHz

Figure IV-15: Diagramme de rayonnement de deux fréquences en mesure.

V. COMBINAISON DE DEUX ANTENNES PATCH ELEMENTAIRES

V-1 Géométrie de la structure

Le modèle qui suit est constitué de deux antennes élémentaires réunies par un distributeur d'alimentation (voir figure IV-16).

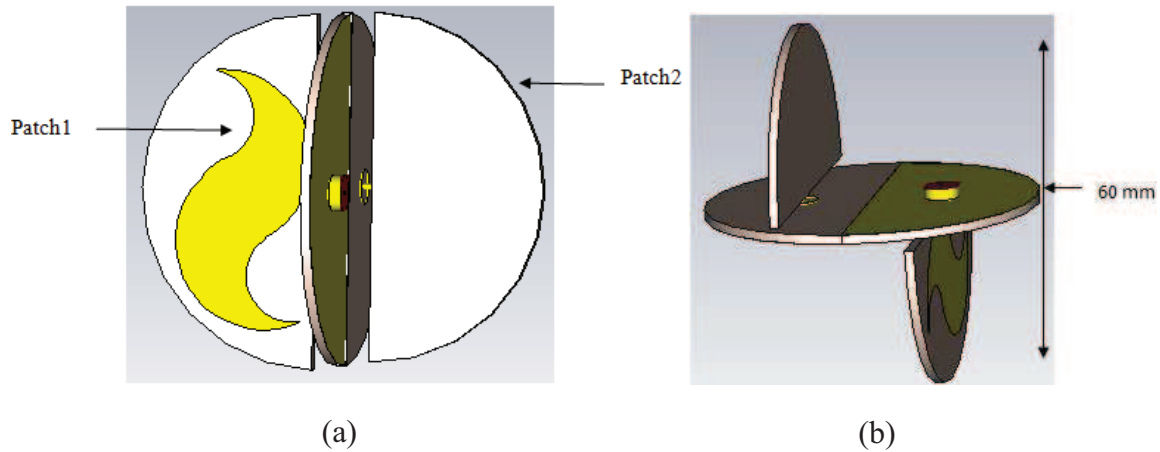


Figure IV-16 : Combinaison de deux antennes patches sous CST MicroWave Studio.

(a) Vue verticale.

(b) Vue horizontale.

Cette nouvelle structure (figure IV-16) a été optimisée et fabriquée (figure IV-17). En tenant compte des étapes de conception citées précédemment, et après optimisation nous avons réalisé notre prototype d'antennes en utilisant comme substrat le FR4 ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$ et une épaisseur 1.8 mm avec la combinaison de deux antennes patches montrées à la figure IV-17 par une alimentation en quadrature de phase.

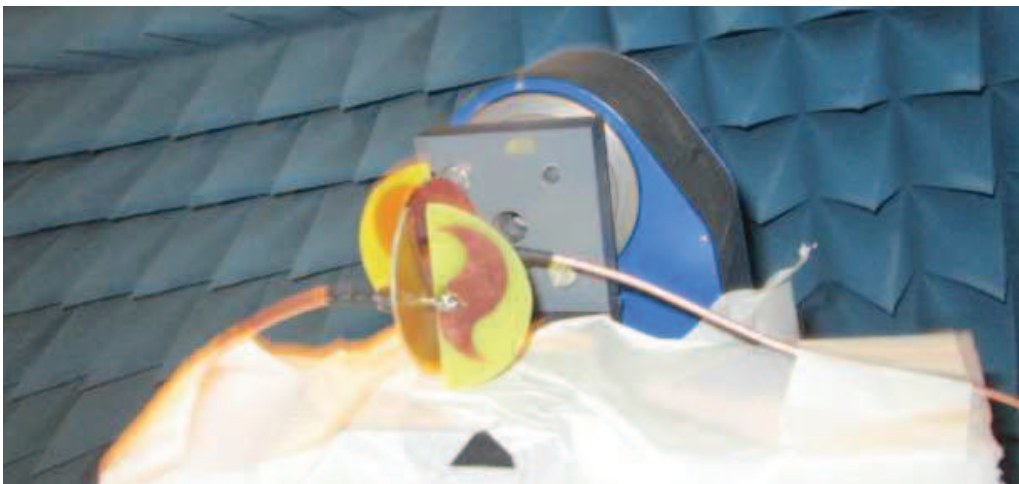


Figure IV-17 : Photographie du prototype fabriqué.

Étant donné que notre objectif principal de ces tests est de conserver des caractéristiques de rayonnement intéressantes par rapport à notre contexte d'application, il est nécessaire de s'assurer que la combinaison des antennes ne modifie pas celui-ci de façon négative.

V-2 Résultats de simulation et de mesure de deux antennes combinées

Pour la combinaison des deux antennes élémentaires, l'alimentation a été testée par deux méthodes ; la première avec un déphasage de 90° et l'autre de 180° .

V-2-1 Alimentation avec un déphasage de 90°

La figure IV-18 montre que les performances mesurées sont proches des résultats de simulation lorsque l'alimentation est en quadrature de phase.

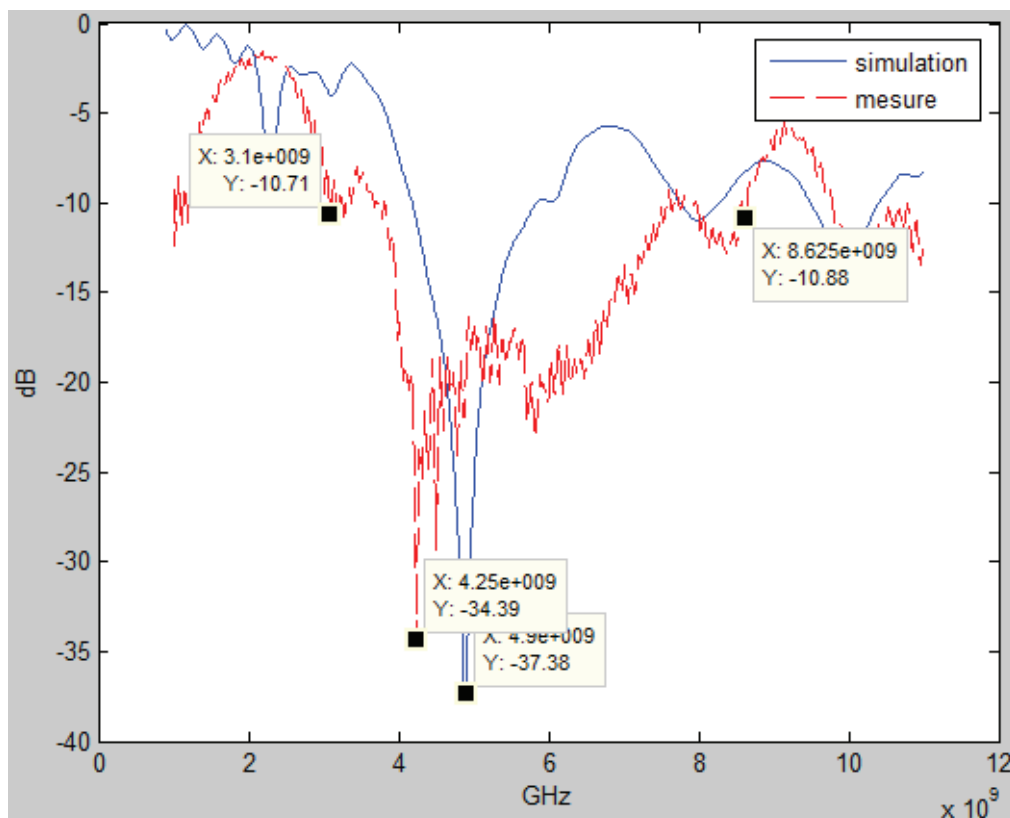


Figure IV-18: Simulation et mesure du coefficient de réflexion S11 de deux antennes combiné avec une alimentation en quadrature de phase.

Nous remarquons que le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB sur un intervalle de 3.10-8.62 GHz en mesure sur le prototype et la fréquence d'adaptation est conforme à la simulation. Même si la bande ISM (Industrie, Science et Médical) n'est pas tout à fait couverte, les résultats semblent suffisants pour assurer un fonctionnement du module et répondre au cahier des charges initial.

Les figures IV-19 et IV-20 montrent les diagrammes de rayonnement pour la combinaison de deux antennes patches respectivement simulé (3D) et mesuré (2D).

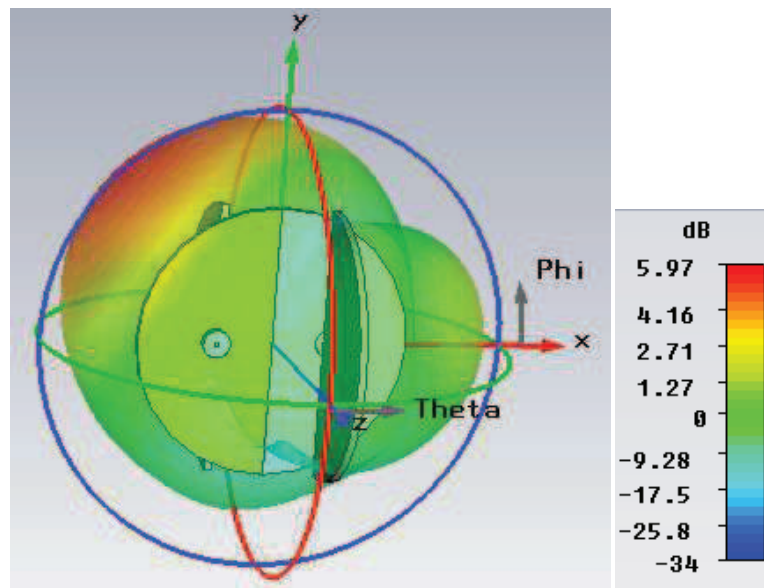


Figure IV-19: Diagramme de rayonnement 3D simulé sous CST Microwave studio à la fréquence 4.5 GHz.

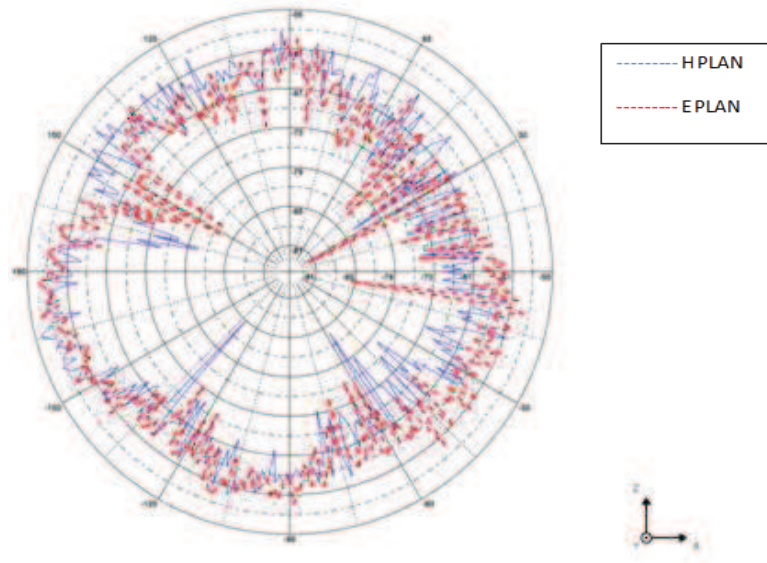


Figure IV-20: Diagramme de rayonnement mesuré en chambre anéchoïde à la fréquence 4.5 GHz.

On remarque que les diagrammes tracés sont sensiblement identiques (figure VI-20). Ainsi, avec un rayonnement quasi-omnidirectionnel, le module sera capable de communiquer quelle que soit sa position dans l'espace par rapport à l'émetteur ou au récepteur.

V-2-2 Alimentation avec un déphasage de 180°

Afin de vérifier le bon fonctionnement de cette combinaison, une autre simulation a été lancée avec un changement au niveau du déphasage du signal d'alimentation.

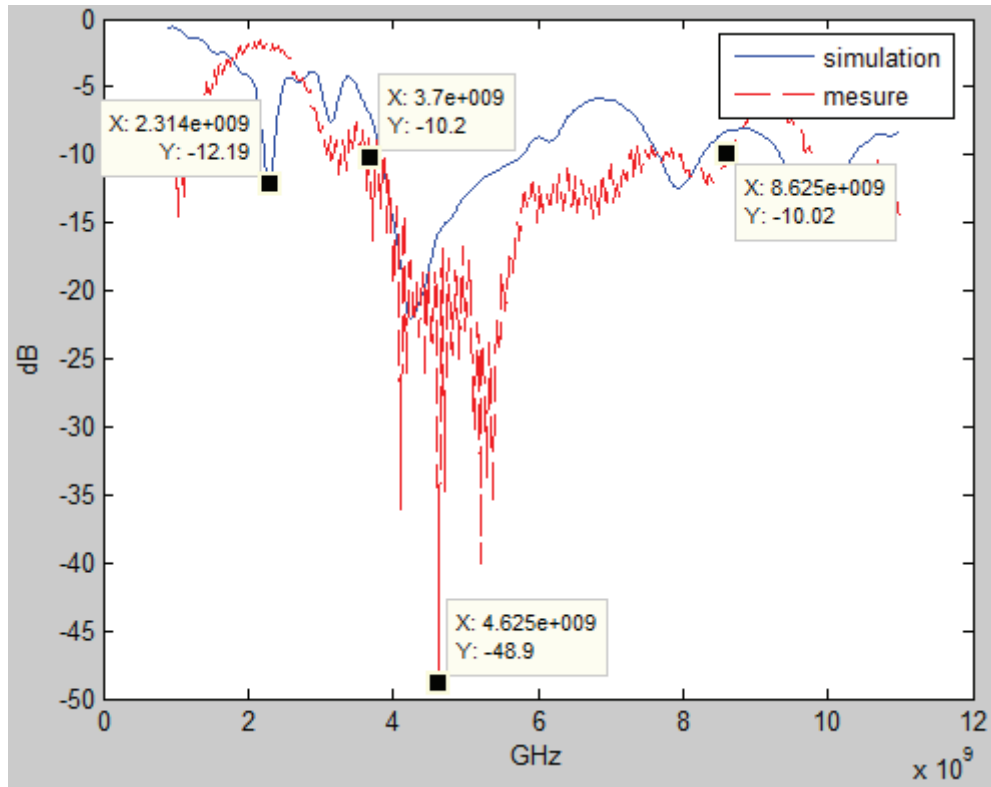


Figure IV-21: Simulation et mesure du coefficient de réflexion S11 de deux antennes combiné avec un déphasage de 180°.

La mesure du S11 (figure IV-21) montre une bonne adaptation dans la bande C (3.7 GHz jusqu'à 8.6 GHz) avec une valeur de -48.9 dB à la fréquence centrale 4.62 GHz, par contre il ya une perte totale de la bande ISM. Ce problème s'explique par l'extrême sensibilité du phénomène de combinaison entre les deux antennes. En effet la combinaison est difficilement maîtrisable lors de la phase de fabrication.

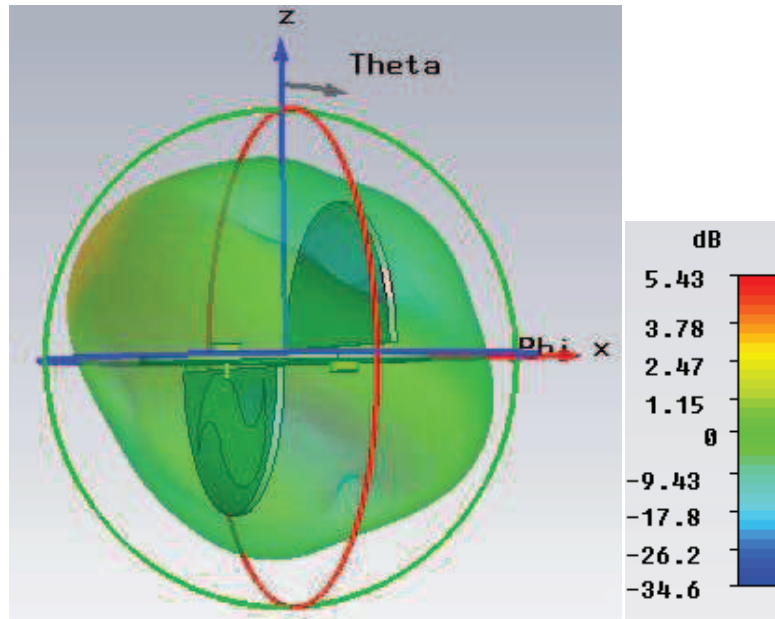


Figure IV-22 : Diagrammes de rayonnement 3D simulé sous CST MicroWave studio à la fréquence 4.5 GHz.

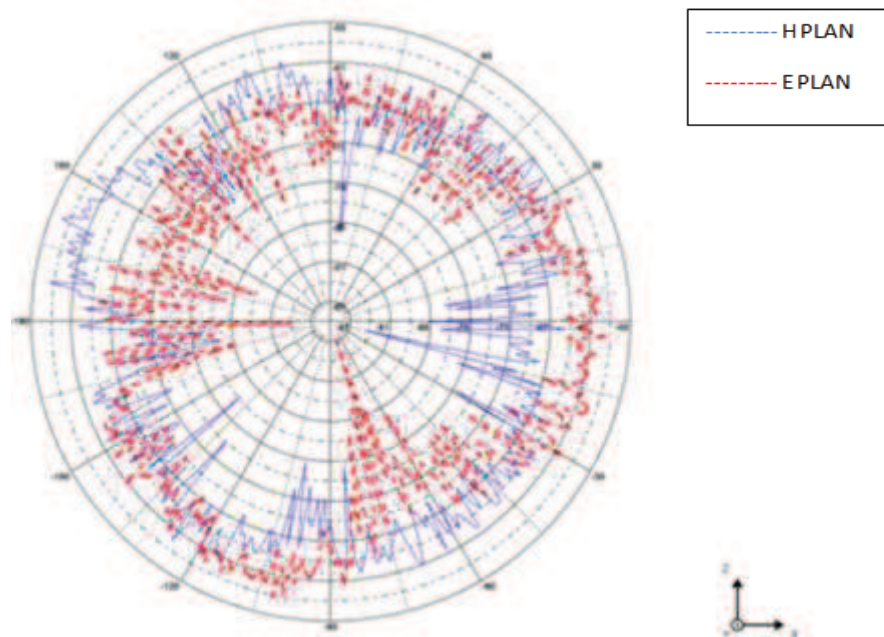


Figure IV-23: Diagramme de rayonnement mesuré en chambre anéchoïde à la fréquence 4.5 GHz.

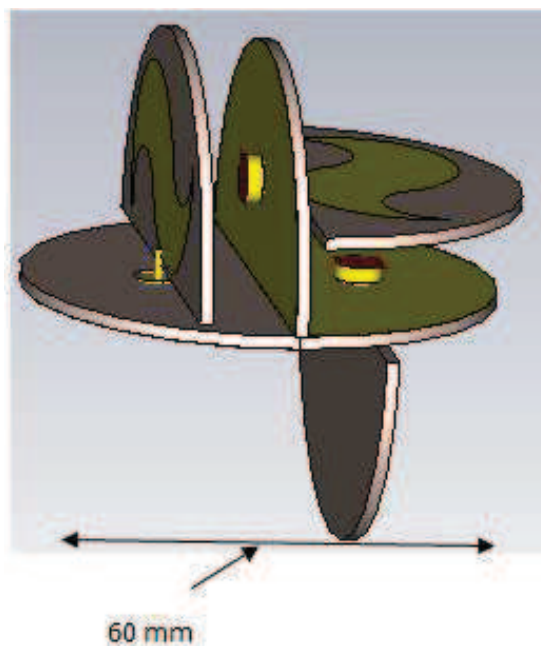
Ce type d'antenne présente un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel malgré que les mesures soient délicates à réaliser. Le dispositif expérimental (câble, coupleur, connecteurs) perturbe les mesures de rayonnement, cela explique en partie les décalages entre la simulation et l'expérimentation. Ces diagrammes de rayonnement nous

serviront de référence par la suite pour la comparaison avec la modification qu'apporte l'association des trois antennes patches.

VI. COMBINAISON DE TROIS ANTENNES PATCHS ELEMENTAIRES

VI-1 Géométrie de la structure

Les antennes élémentaires combinées fonctionnent à la même fréquence et sont disposées selon une ou plusieurs directions. Le réseau de distribution permet de pondérer en phase chaque élément du réseau ce qui permet une grande maniabilité au niveau des diagrammes de rayonnement. La figure IV-24 ci-dessous montre la combinaison des trois antennes patches sous CST MicroWave studio. La réalisation pratique de ce modèle d'antenne n'est pas aussi simple que celle d'une combinaison de deux antennes patches présentés précédemment.



(a)

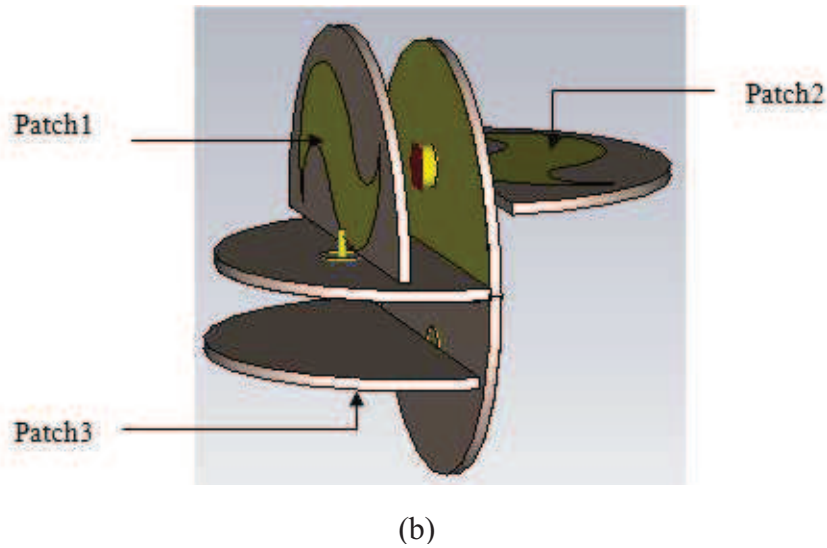


Figure IV-24: Combinaison de trois antennes patches sous CST MicroWave Studio.

(a) Vue horizontale.

(b) Vue verticale.

VI-2 Résultats de simulation et de mesure de trois antennes combinées

La structure est alimentée avec une amplitude identique et une quadrature de phase ($0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$) et comme objectif l'obtention d'un rayonnement égal dans toutes les directions.

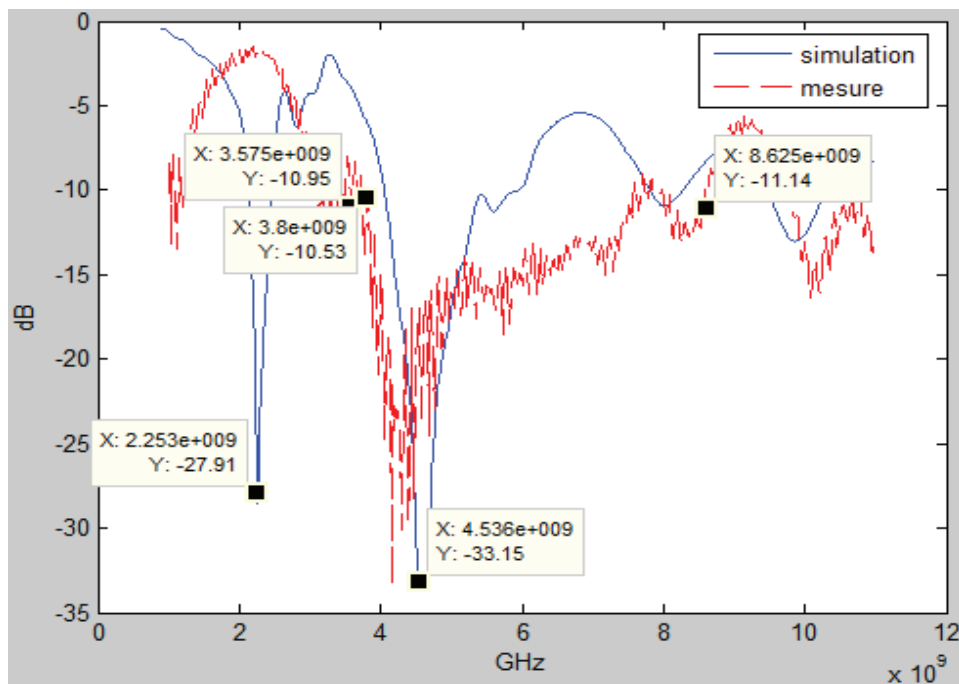


Figure IV-25: Simulation et mesure du coefficient de réflexion S11 des trois antennes combinées.

Les résultats obtenus en mesure sont sensiblement différents des résultats théoriques. Ceci peut être expliqué par les perturbations liées principalement au dispositif de mesure (câble coaxial et support) qui engendrent une concentration différente du champ au niveau de l'antenne. Et par la limitation de la méthode de résolution utilisée par le logiciel de simulation et qui est approximative (méthode FIT). Ces explications permettent de comprendre la légère divergence entre les résultats théoriques et expérimentaux obtenus.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne à trois patchs combinés est illustré à la figure IV-26.

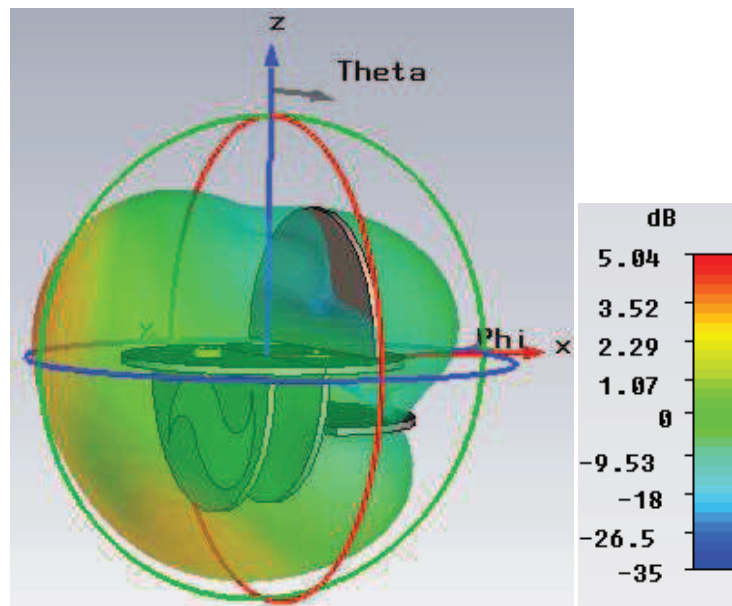


Figure IV-26 : Diagrammes de rayonnement simulé 3D sous CST MicroWave studio à la fréquence 4.5 GHz

Le gain simulé du dispositif va jusqu'à 5.04 dB sur la bande 3.57 GHz – 8.62 GHz. Cette valeur est presque identique du gain simulé de l'antenne à deux patchs combinés montré à la figure IV-22 qui arrive à 5.43 dB. La petite différence provient essentiellement des pertes intrinsèques du circuit fournies par le système d'alimentation qui diminuent la directivité et qui sont de 0.39 dB sur toute la bande.

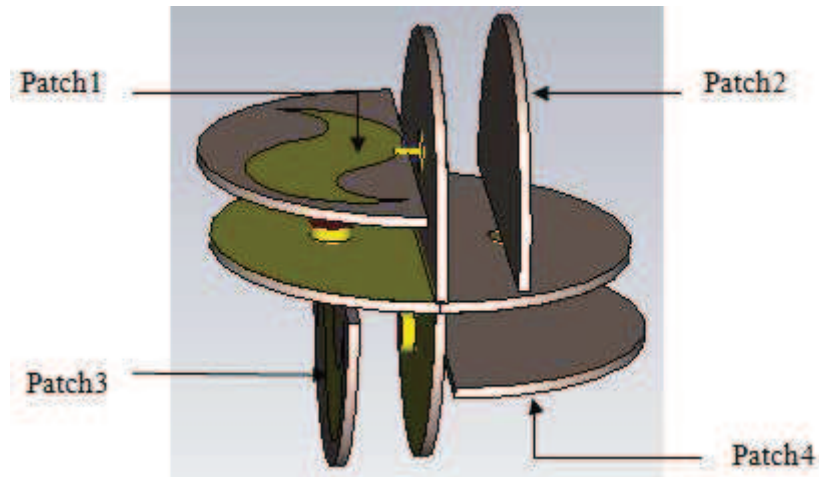
VII. COMBINAISON DE QUATRE ANTENNES ELEMENTAIRES

VII-1 Géométrie de la structure

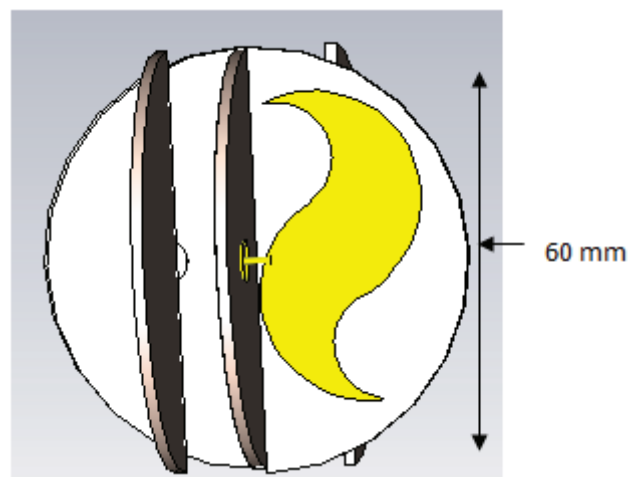
Une solution permettant de s'approcher de notre cahier de charge consiste à utiliser quatre antennes patchs regroupées comme l'illustre la figure IV-27. On ajoute à la

configuration précédente une quatrième antenne dans la direction verticale permettant d'obtenir la combinaison boucle. Les quatre antennes ont été optimisées à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique CST microWave studio dans le but de couvrir les deux bandes ISM et C avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB sur les deux bandes. Les antennes optimisées ont pour dimensions 60x60 mm² (figure IV-27).

Le réseau d'alimentation de cette combinaison d'antenne est réalisé physiquement au chapitre précédent.



(a)



(b)

Figure IV-27 : Combinaison de quatre antennes patches sous CST MicroWave Studio.

(a) Vue horizontale.

(b) Vue verticale.

VII-2 Résultats de simulation et de mesure de quatre antennes combinées

Les quatre antennes composant une boucle sont alimentées avec la même amplitude et un déphasage de $(0^\circ, 90^\circ, 90^\circ, 180^\circ)$. Les résultats sont montrés aux figures (IV-28, IV-29, IV-30).

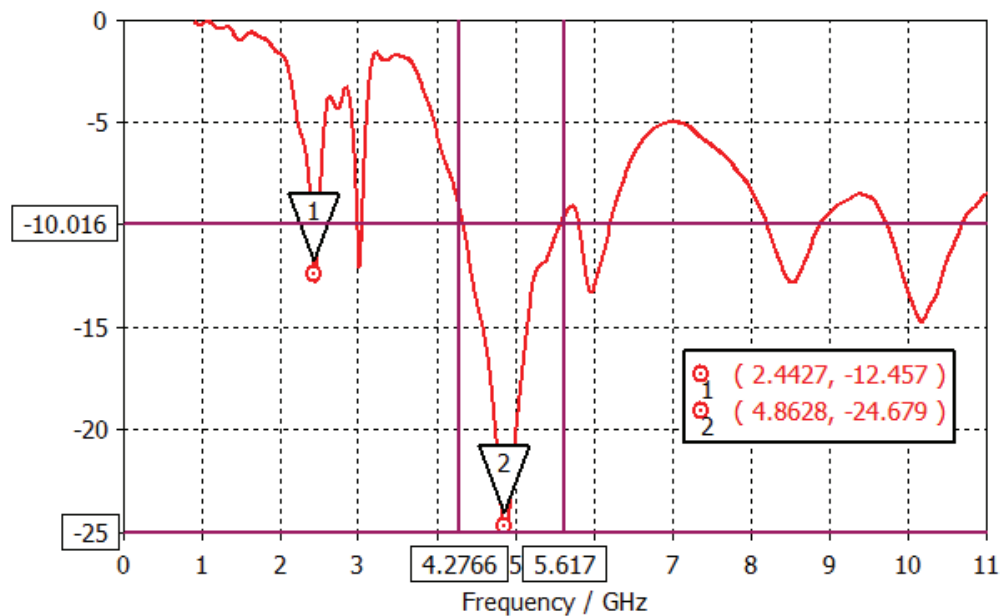


Figure IV-28: Variation du coefficient de réflexion (S11 en dB) en fonction de la fréquence sous CST MicroWave studio.

La figure IV-28 montre la bonne adaptation du coefficient de réflexion S11. Avec une bande passante de 271 MHz à -10 dB pour la fréquence 4.86 GHz, suivant les relations citées au chapitre I.

Ce prototype est capable d'opérer pour la bande ISM 2.4 GHz et la bande C. Il est donc bien adapté pour les applications visées, de type Wifi ou Bluetooth, Radar.

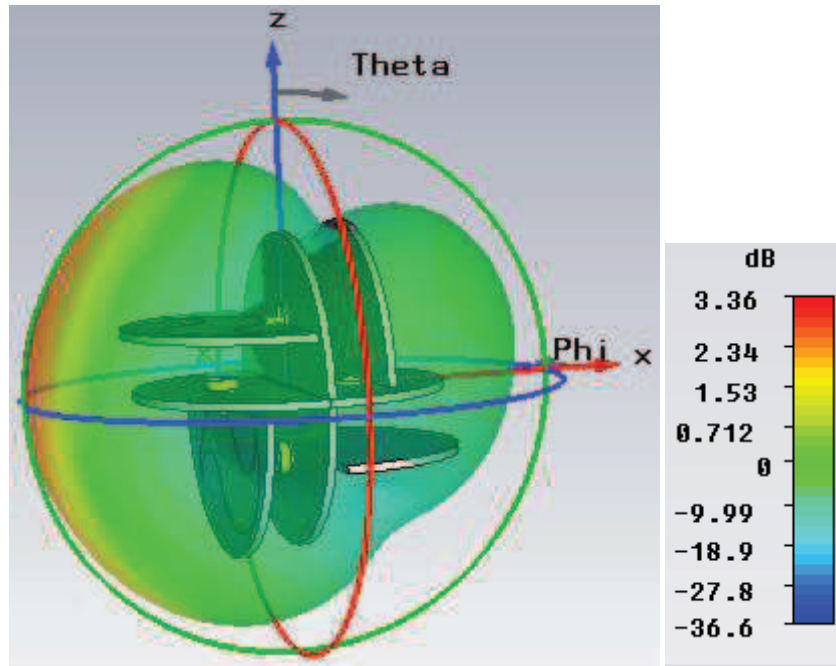


Figure IV-29: Diagrammes de rayonnement 3D simulé sous CST MicroWave studio à la fréquence 2.4 GHz.

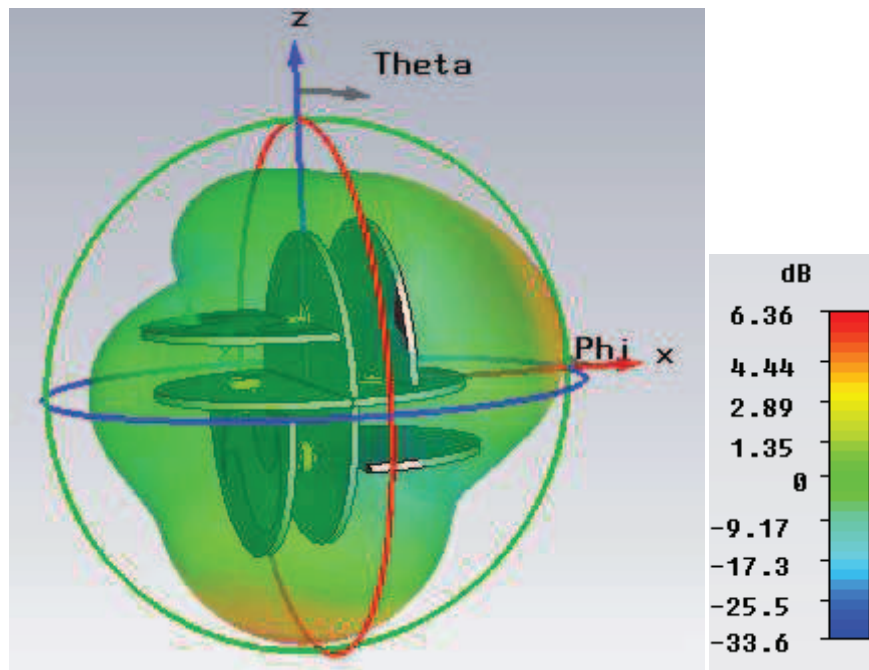


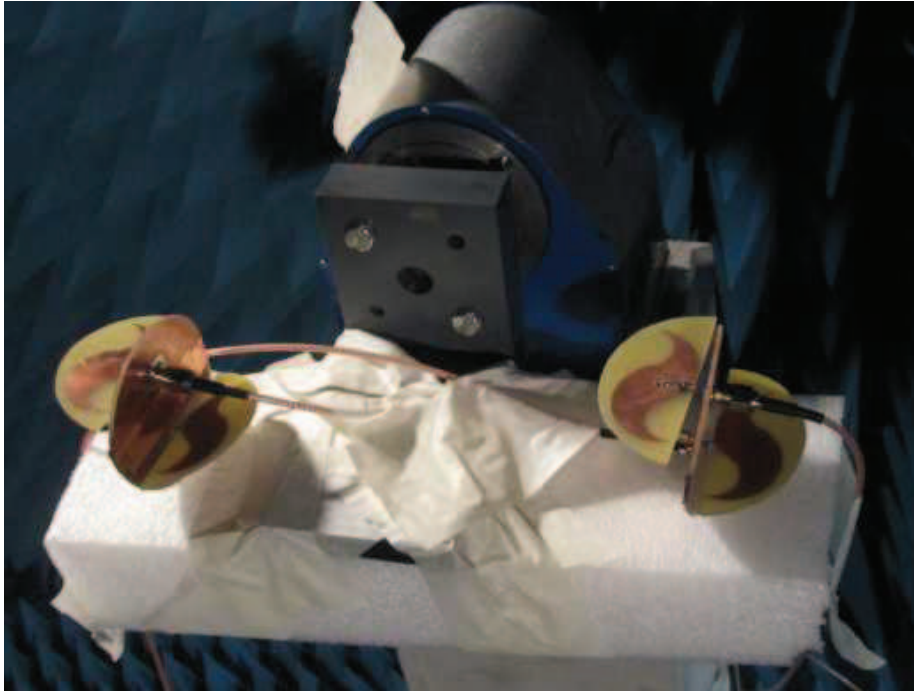
Figure IV-30 : Diagrammes de rayonnement 3D simulé sous CST MicroWave studio à la fréquence 4.5 GHz.

VIII. NOUVELLE CONFIGURATIONS POUR MESURER LES QUATRE ANTENNES

Nous présentons dans la section suivante une nouvelle configuration des quatre antennes combinées deux par deux et placés symétriquement en deux plans E et H dans le but de montrer l'influence de rayonnement de chaque paire d'antenne par rapport a l'autre comme le montre la figure IV-31. Le coefficient de réflexion et les diagrammes de rayonnement mesurés dans les deux plans E et H sur le prototype réalisé sont alors présentés.



Plan E



Plan H

Figure IV-31 : Photographie du prototype fabriqué

VIII-1 Résultat de simulation et de mesure de quatre antennes combinées

La figure IV-32 présente une comparaison entre les deux coefficients de réflexion dans les deux plans en mesure.

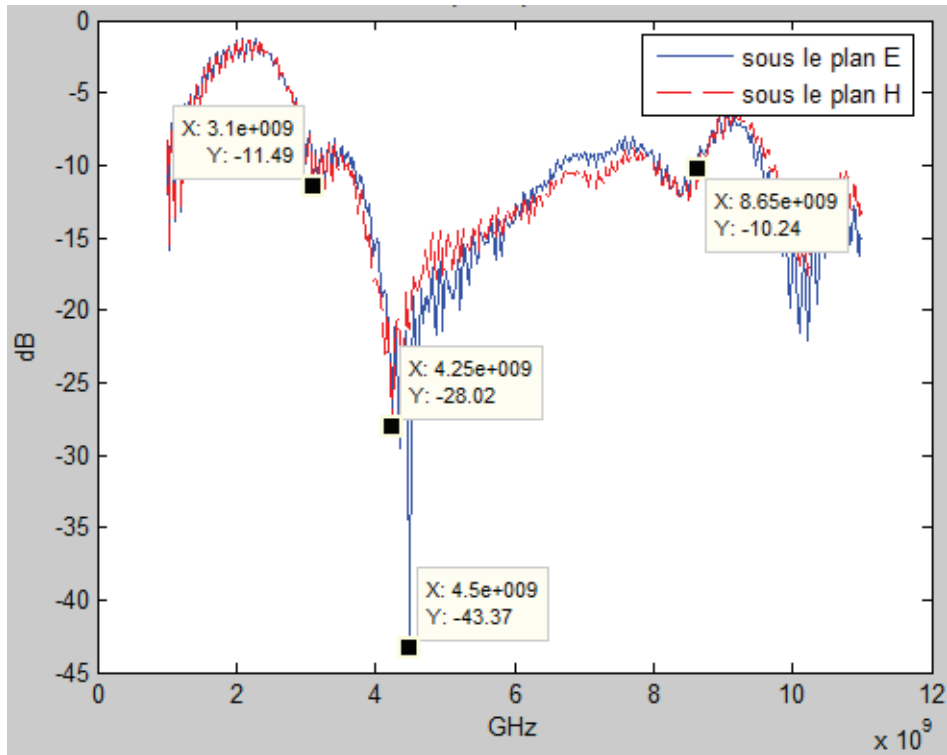


Figure IV-32: Mesure du coefficient de réflexion S11 dans les deux plans (E et H).

Nous pouvons remarquer que les deux tracés sont presque identiques à part le niveau d'adaptation. Le tracé en plan E est plus adapté avec -43.37 dB à la fréquence 4.5 GHz par rapport au plan H qui est -28.02 dB pour la même fréquence.

D'après la figure IV-32, nous pouvons observer que c'est un modèle large bande avec une bande passante de 945.48 MHz d'après la relation I-8 et I-9 (chapitre I).

La figure IV-33 présente les diagrammes de rayonnement mesurés dans les deux plans (plan E et plan H) pour la fréquence de fonctionnement.

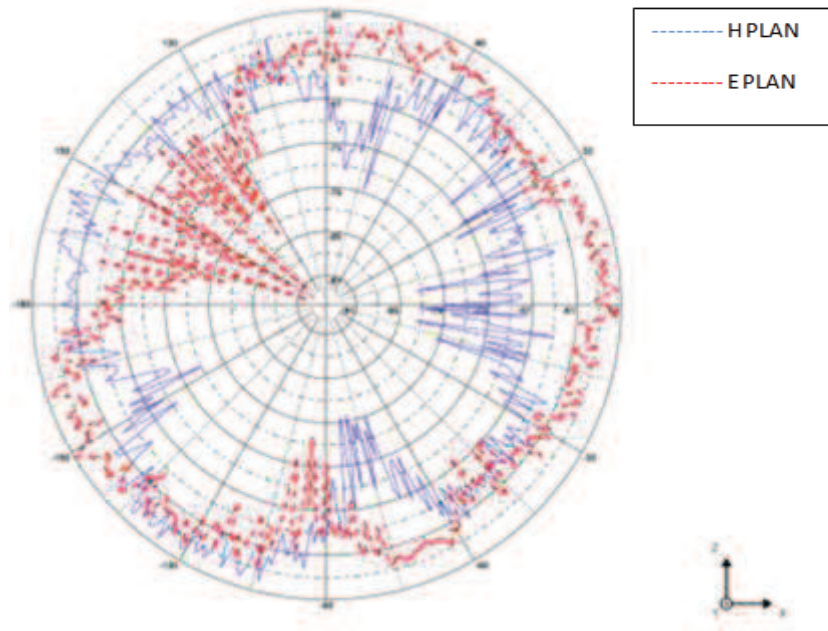


Figure IV-33: Diagramme de rayonnement mesuré à la fréquence 4.5 GHz.

Les deux diagrammes présentent de légères in-conformités avec les gabarits requis.

IX. OPTIMISATION DE LA CONFIGURATION DES QUATRE ANTENNES IMPRIMEES

IX-1 Géométrie de la structure

L'une des techniques de miniaturisation qu'on a déjà citée au chapitre II c'est la conception fractale. D'après B.Mandelbort [IV-26], l'objet fractal se dit d'une figure géométrique ou d'un objet naturel. Le mot 'fractal' vient à partir de l'objectif latin 'fractus' qui a le sens d'irrégulier.

Un objet fractal doit combiner les caractéristiques suivantes :

- Ses parties ont la même forme ou structure que le tout, que se soit à une échelle différente ou légèrement déformées.
- Sa forme est, soit extrêmement irrégulière, soit extrêmement interrompue ou fragmentée.

Dans cette section, la combinaison de quatre antennes patches à été optimisée à base des fentes sur les patches. En effet, la forme proposée des éléments rayonnants offre un modèle fractal qui montre une bonne adaptation dans les deux bandes de fréquence qui respectent notre cahier de charge [IV-24- IV-25].

Les dimensions du patch utilisé pour ce modèle d'antenne sont montrées dans la figure IV-34. L'alimentation de ce dernier est faite par une sonde coaxiale. Les fréquences de fonctionnement désirées sont 2.5 GHz et 5.1 GHz. Pour cette structure, le substrat utilisé est l'Arlon Cu 233LX ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 2.33$ et une épaisseur de 1.8 mm.

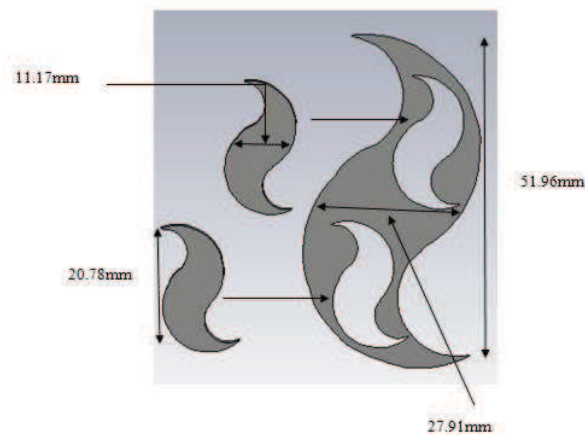


Figure IV-34 : Les dimensions du patch utilisé.

Les plans de masse circulaires perpendiculaires l'un par rapport à l'autre ont des dimensions 60x60 mm. Deux fentes sur les éléments rayonnants sont choisies pour son bon compromis entre rayonnement et la création de deux bandes de l'antenne. L'antenne est alimentée à l'aide de quatre ports d'alimentation de type SMA. Sa forme est présentée dans la figure IV-35.

La simulation électromagnétique de cette antenne a été faite par CST MicroWave Studio.

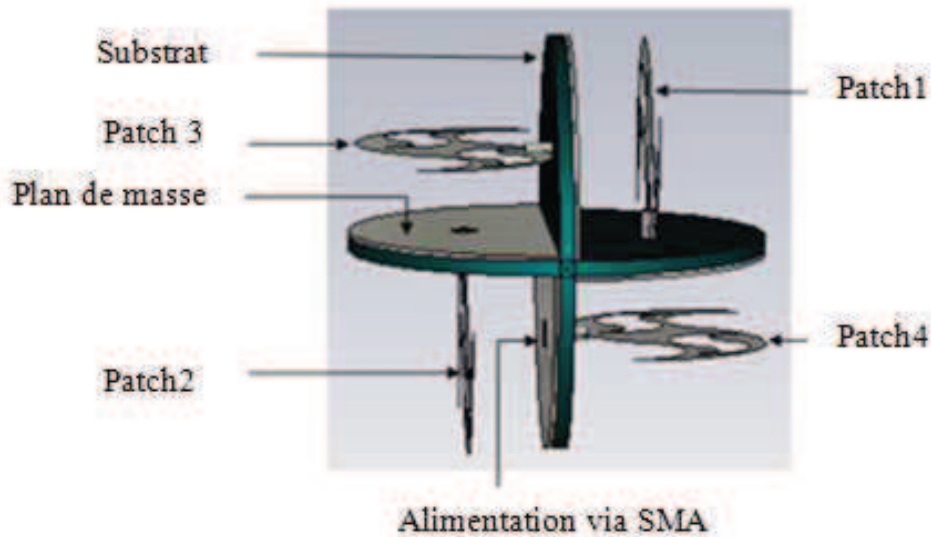


Figure IV-35: Nouvelle configuration des quatre patches.

IX-2 Résultats de simulation

La simulation du nouveau modèle d'antenne avec CST MicroWave Studio en présence de la combinaison de quatre patches, permet de calculer le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (figure IV-36) [IV-27-IV-28].

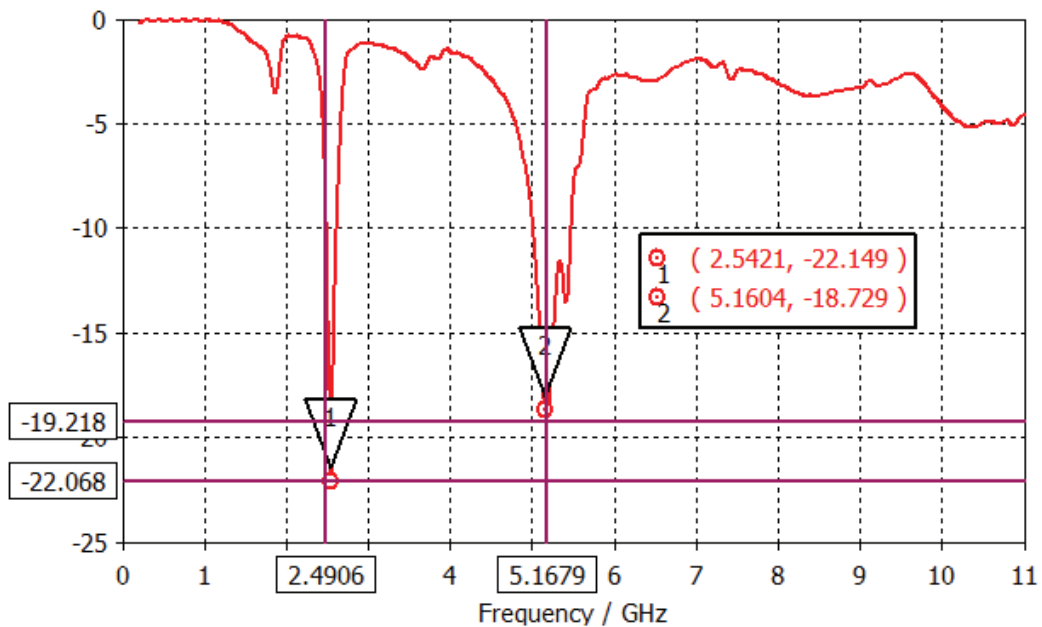


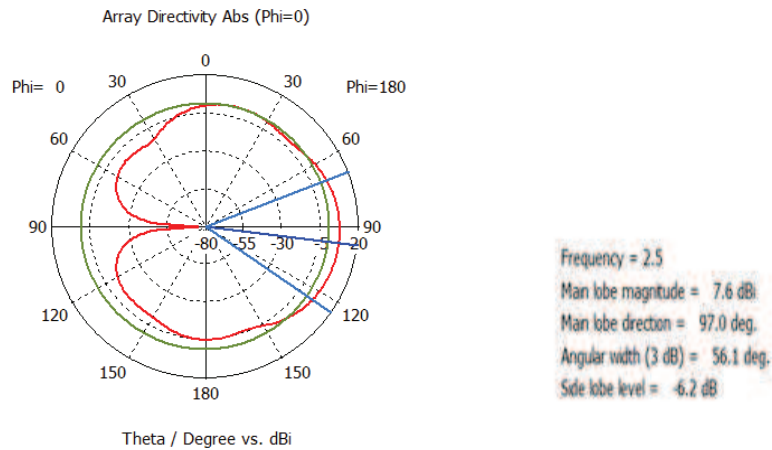
Figure IV-36: Coefficient de réflexion de l'antenne.

On remarque que l'antenne est bi-bande avec un coefficient de réflexion S11 de

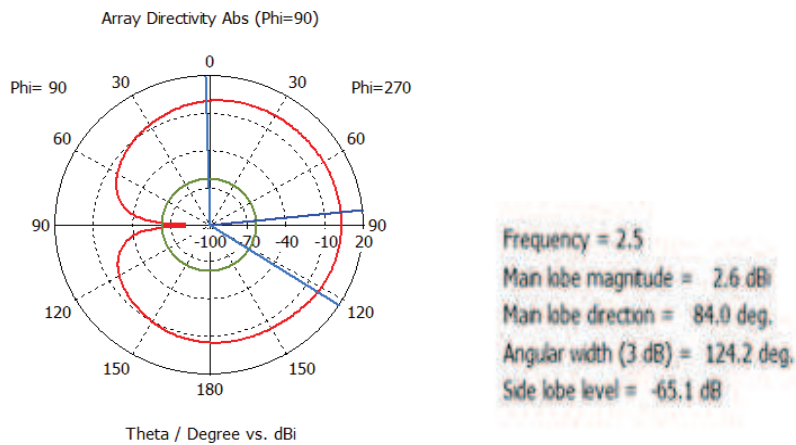
Chapitre4 Conception et réalisation d'un nouveau modèle d'antenne

-22.068 dB à la fréquence 2.5 GHz et -19.218 dB à la fréquence 5.1 GHz. La bande passante de ce type d'antenne est étroite.

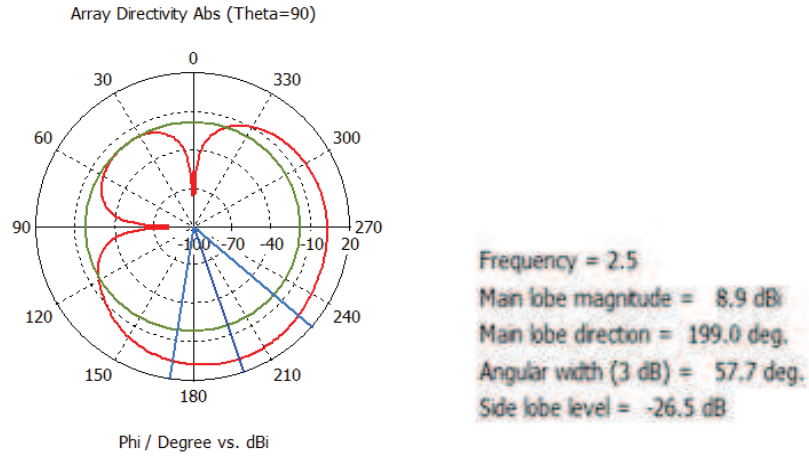
La figure IV-37 montre le diagramme de rayonnement en 2D de la structure totale dans les plans Phi ($0^\circ, 90^\circ$), et Thêta (90°) à la fréquence 2.5 GHz.



(a)



(b)

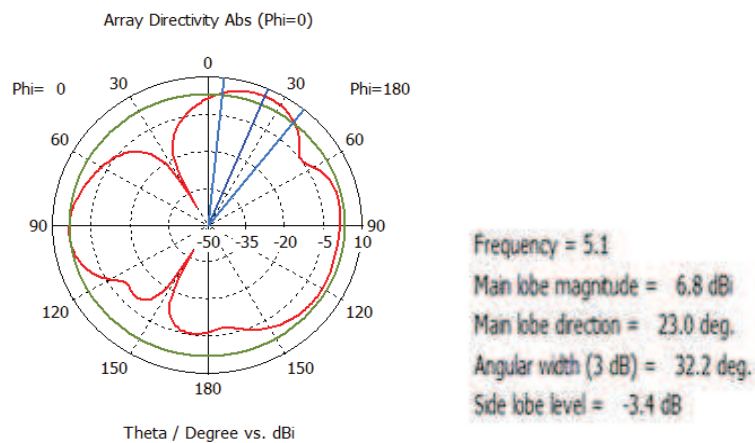


(c)

Figure IV-37 : Diagramme de rayonnement à la fréquence 2.5 GHz.

On remarque que seule la direction $\Theta=90^\circ$ qui donne un rayonnement nul pour les diagrammes dans les plan $\Phi=0^\circ$ et $\Phi=90^\circ$. Pour le diagramme de rayonnement du plan $\Theta=90^\circ$, deux directions sont nuls pour $\Phi=0^\circ$ et $\Phi=90^\circ$.

La figure IV-38 montre le diagramme de rayonnement en 2D de la structure totale dans les plans $\Phi(0,90^\circ)$ et $\Theta(90^\circ)$ à la fréquence 5.1 GHz.



(a)

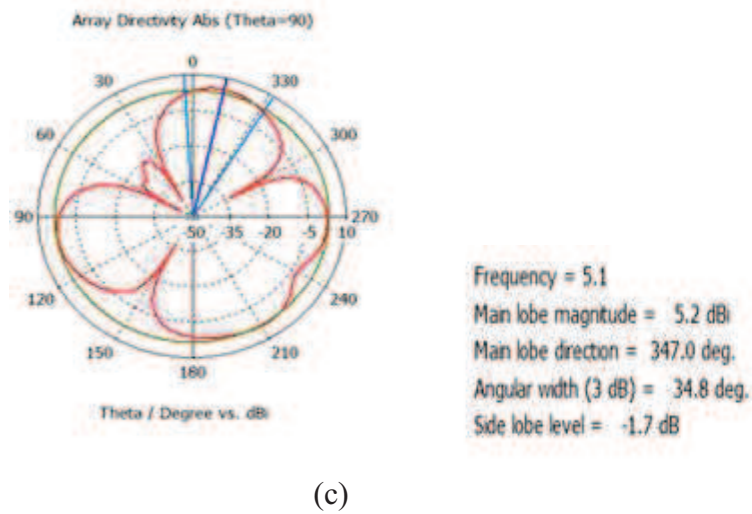
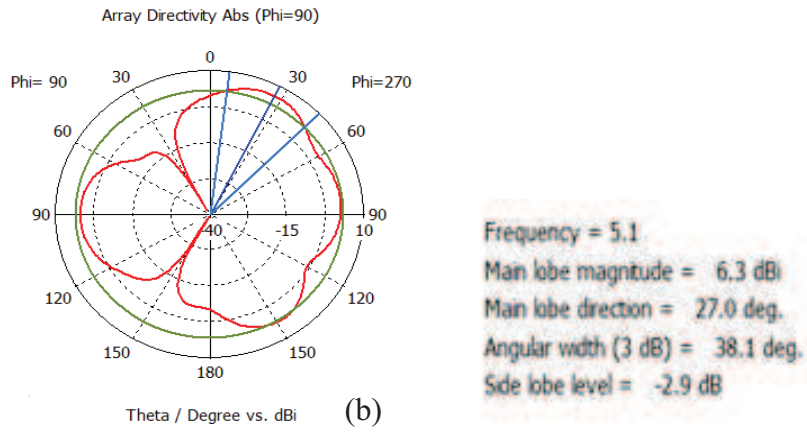


Figure IV-38: Diagramme de rayonnement à la fréquence 5.1GHz.

Lors de la simulation, nous constatons une baisse des niveaux de gain. Ainsi pour $\phi=0^\circ$, le gain maximal de l'antenne à sa fréquence de résonance passe jusqu'à 6.8 dBi. Nous remarquons aussi le même effet dans le plan $\phi=90^\circ$ avec un gain de 6.3 dBi.

X. CONCLUSION

Le principe général et les caractéristiques d'une nouvelle configuration d'antenne quasi-isotrope à quatre patches ont été définis. Les caractéristiques permettant de quantifier et de comparer leurs performances telles que les diagrammes de rayonnement ou la couverture ont ensuite été exposées. Le fonctionnement flexible et bi-bande de l'antenne est obtenu à l'aide de combinaison de quatre antennes patch déjà testé et mesuré un par un. La forme proposée de l'antenne lui permettant d'avoir des diagrammes de rayonnement isotrope en sens strict a deux bandes de fréquence compatibles avec des applications telles que Wifi, Bluetooth et Radar. Le chargement de l'antenne par des fentes sur chaque patch permet de contrôler, voire réduire, le rayonnement arrière généré. Les différentes géométries des éléments rayonnants lui confèrent l'avantage d'être multi-application et très souple.

Enfin, la méthodologie de conception de l'antenne bi-bande a été résumée et les différentes étapes de conception ont été détaillées.

XI. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [IV-1]. Mathieu Huchard, ''Caractérisation et conception d'antennes Isotropes Miniatures pour Objets Communicants'', Thèse de Doctorat, INP Grenoble, 2007.
- [IV-2]. H. Wheeler, Fundamental limitations of small antennas, Proceedings of the IRE, vol. 35, pp. 1479_1484, Dec. 1947.
- [IV-3]. A. Harold Wheeler, ''Small Antennas'', IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. pp-23, No.4, July 1975.
- [IV-4]. Huchard, M., Delaveaud, C., Tedjini S, ''Miniature Antenna for Circularly Polarized Quasi Isotropic Coverage'', Antennas and Propagation, pp.1-5, IEEE 2007 .
- [IV-5]. Xudong Wang, Fen Gao, Qizhong Lio, ''Design of antenna array used as smart antenna for TD-SCDMA systems'', International Conference on Communications, Circuit and Systems, pp.176-180, IEEE 2004.
- [IV-6]. Nicolas Fortino, ''Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra Large Bande impulsionnels'', Thèse de Doctorat, université de Nice-Sophia Antipolis, 2006.
- [IV-7]. Fayçal Rejiba, ''Modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques en milieux hétérogènes. Applications au Radar Sol'', Thèse de Doctorat, université Pierre et Maries Curie- Paris 6 , 2002.
- [IV-8]. Karim Louertani, ''Conception d'antennes spirales large bande à alimentation coplanaire pour des applications radar sur dirigeable'', Thèse de Doctorat, université de Pierre et Maries Curie- Paris6, 18 Avril 2013.
- [IV-9]. C.Chen, H.Wu, and W.Wu, ''Design and Implementation of a compact planat 4*4 microstrip bulter matrix for wideband application'' ,Progress In Electromagnetics Research C, Vol.24,43-55,2011.

- [IV-10]. <https://www.cst.com>, CST Microwave Studio, ver. 2010.
- [IV-11]. T. Weiland, "A discretization method for the solution of maxwell's equations for six component fields", Electronics and Communications (AEUE), vol. 31, no. 3, pp. 219-327, 1977.
- [IV-12]. J.-L. Jaw, F.-S. Chen and D.-F.Chen, " Compact Dual-band CPW fed Slotted Patch Antenna for 2.4/5 GHz Wlan Operation", Journal of Electromagnetic waves and Applications,pp.63-62, April 2012.
- [IV-13]. Mohammad Naser-Moghadasi, Seyed Majid Seyed Momeni,Mohammad Reza Haraty, Bal S.Virdee, "A Novel Compact Ultra-Wideband Dual-Notch Microstrip Antenna" ,Taylor and Francis,Electromagnetics journal,pp. 255-265, 2012.
- [IV-14]. 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-15]. Pierre Lissard, "Etude de l'antenne fil-plaque coplanaire. Application au domaine de l'automobile", Thèse de Doctorat, université de Limoges, 2004.
- [IV-16]. Haitao Liu, Steven Gao and Tian Hong Loh, "Compact Dual-Band Antenna With Electronic Beam-Steering and Beamforming Capability" , IEEE Antennas and Wireless propagation Letters, Vol.10,pp.1349-1352,2011.
- [IV-17]. 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-18]. 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-19]. Sylvain Loizeau, "Conception et Optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande", Thèse de Doctorat, université de Paris-sud 11, 2009.
- [IV-20]. 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 100 MHz-1 GHz", Thèse de Doctorat, TELECOM Paris, 2006.
- [IV-21]. Mickael Jeangeorges,"Conception d'antennes miniatures intégrées pour solutions RF SiP", Thèse de Doctorat, université de Nice-Sophia Antipolis, 2010.
- [IV-22]. 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-23]. B.Mandelbrot , " Les objets fractals", quatrième édition, Flammarion, 1995.
- [IV-24]. Abdellatif Berkat, Noureddine Boukli-hacene and F. Tarik Bendimerad, "Design of a new model of miniature antenna quasi-isotropic coverage", IJCSI International Journal of Computer Science Issues, Vol. 8, Issue 5, No 2,pp.388-391,September 2011 .
- [IV-25]. H. F. AbuTarboush, H. S. Al-Raweshidy and R. Nilavalan, "Multi-Band Antenna for Different Wireless Applications" ,pp.1-4,IEEE, 2009 .
- [IV-26]. 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-27]. Abdellatif Berkat, Noureddine Boukli hacene , "Conception d'un nouveau modèle d'antenne miniature quasi-isotrope dans la bande de WIMAX", Congrès Méditerranéen des Télécommunications, (Fes,Maroc), 22-24 Mars 2012 .
- [IV-28]. Abdellatif BERKAT, Noureddine BOUKLI-HACENE," Design of a New Model of Multiband Miniature Antenna near Isotropic", International Journal of Computer Science Issues, IJCSI, Vol. 8, Issue 6, No 3, November 2011.

CONCLUSION GENERALE

Au cours de cette thèse, nous nous sommes intéressés à l'antenne miniature avec une couverture large (isotropie de puissance). Le but du travail concerne la conception de ce type d'antenne. Nous avons exposé dans une première partie du chapitre I une description générale des différents standards de télécommunication utilisant les deux bandes de fréquences (la bande ISM et la bande C). Les principales normes présentées sont : Bluetooth, Wifi, Zig-Bee, Radar. La deuxième partie du même chapitre présente des généralités sur les antennes imprimées, méthode de fonctionnement, type d'alimentation, différentes caractéristiques...etc.

Dans le deuxième chapitre de ce manuscrit, nous distinguons deux phases d'étude. La première, illustre les différentes définitions et formules déterminant l'isotropie d'une antenne en passant par les caractéristiques de rayonnement. La deuxième phase est réservée à la miniaturisation des antennes. Une explication détaillée de limites fondamentales de miniaturisation par plusieurs formules suivie par les techniques de miniaturisations et le cas d'utilisation de chaque technique, sont données.

Pour le troisième chapitre, nous avons proposé une architecture de circuits d'alimentation à quatre ports fonctionnant dans la bande souhaitée et permettant d'alimenter une antenne à quatre accès en quadrature de phase en général et l'antenne bi-bande réalisée au chapitre IV en particulier. Cette architecture de circuit d'alimentation est précédée par une présentation des techniques de déphasage (fonctionnement d'un déphaseur, les différents coupleurs (coupleur directif, coupleur en anneau) utilisés dans le domaine du déphasage). Le circuit final est réalisé pratiquement et mesuré. En plus une comparaison avec les résultats de simulation est présentée. Ces résultats ont confirmé les bonnes performances de notre circuit prédites par les simulations électromagnétiques.

Enfin, dans le dernier chapitre, plusieurs combinaisons et diverses configurations d'antennes ont été décrites : la première considérée comme un patch innovant qu'on a développé et optimisé afin de satisfaire notre cahier de charge. Les autres combinaisons ont pour but d'aller vers un diagramme de rayonnement isotrope au sens strict (un écart relativement faible de la puissance rayonnée selon les directions (typiquement quelques décibels) est acceptable). Nous nous sommes intéressés aussi à la problématique de

miniaturisation. Pour cela, le dernier modèle proposé est réalisé avec un autre type de substrat (Arlon Cu 233LX de permittivité relative $\epsilon_r = 2.33$) et en utilisant aussi des patches de forme fractale pour arriver à un modèle miniature autant que possible en conservant les mêmes caractéristiques en coefficient de réflexion et en diagramme de rayonnement. Les dimensionnements des éléments rayonnants de cette antenne lui confèrent l'avantage d'être flexible. En jouant sur les dimensions du patch ou en ajoutant des fentes (fractal à plusieurs itérations), plusieurs formes de diagrammes de rayonnement ont été obtenues. Par ailleurs, la multitude des patches de l'antenne lui permet d'avoir soit des diagrammes de rayonnement similaires ou distincts aux différentes fréquences de résonances. Les différents résultats de simulation et de mesure des antennes ont validés les bonnes performances des antennes bi-bande proposées dans cette thèse.

PERSPECTIVES

Tout d'abord, nous avons pensé à un problème de dispersion dans le circuit d'alimentation (la longueur des lignes dans le circuit d'alimentation influe sur la variation de la phase en fonction de la fréquence). Pour cela, nous avons proposé comme perspective un autre circuit d'alimentation qui a des longueurs des lignes plus petites que celles du premier circuit. Le nouveau circuit de distribution est montré par la (figure.1). Nous avons gagné pas mal des longueurs des lignes par rapport au premier circuit.

On décrit ci-dessous une intégration possible de l'antenne sur le réseau d'alimentation. Le réseau d'alimentation proposé en technologie de circuit imprimé.

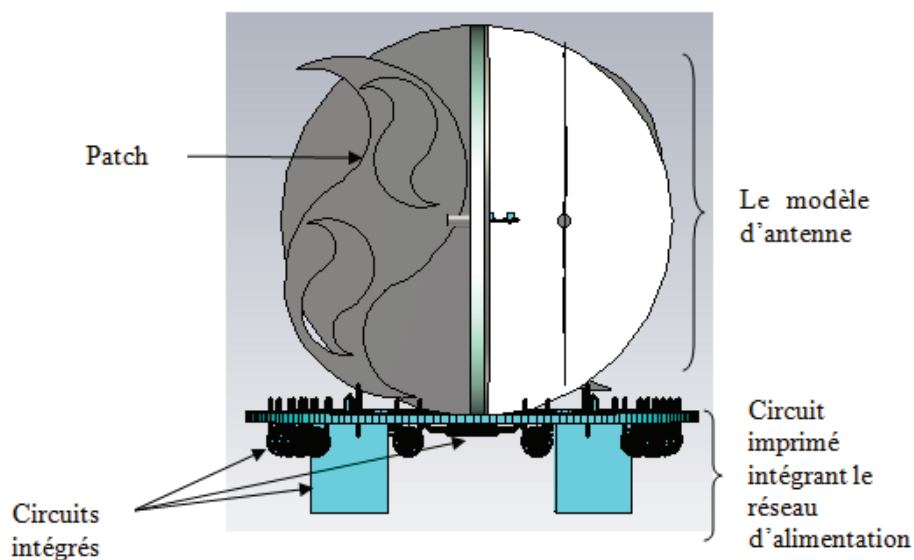
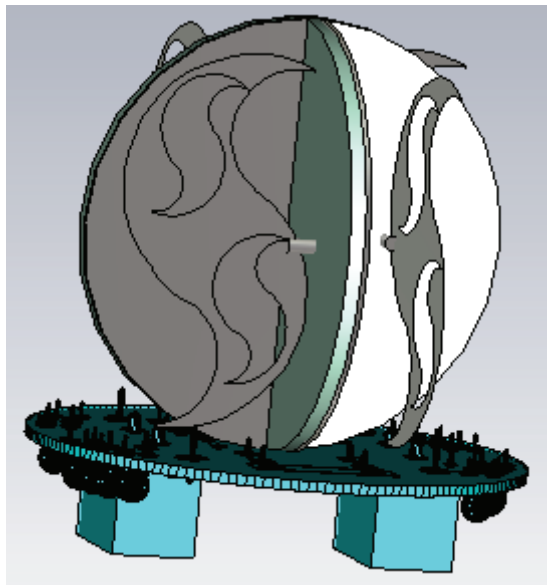


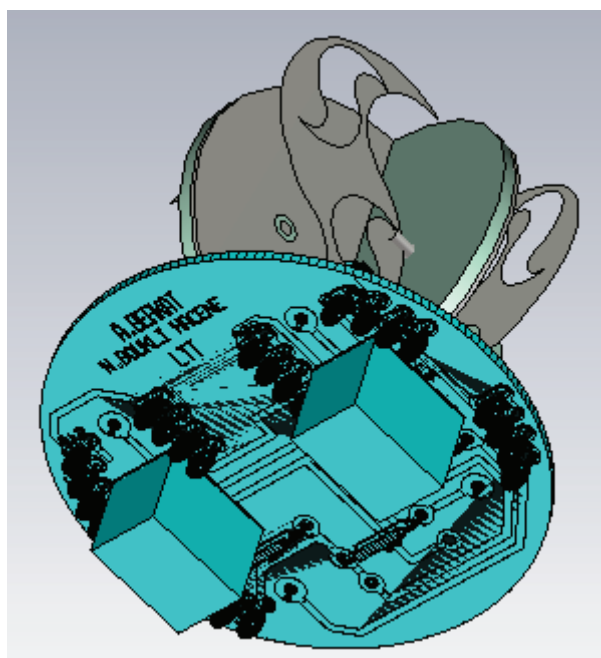
Figure.1 : Intégration de l'antenne sur le réseau d'alimentation.

Les éléments tels que les composants électroniques, peuvent être disposés sur la surface opposée par rapport à l'antenne. La figure.1 illustre une telle intégration de l'antenne sur le réseau d'alimentation.

La figure.2 représente des vues en perspective.



(a)



(b)

Figure.2 : Vues en perspective d'une intégration possible de l'antenne sur le réseau d'alimentation

(a) Vue de l'antenne.

(b) Vue du circuit d'alimentation.



Annexes

ANNEXE A

COMPOSANTS ELECTRONIQUES PASSIFS

I. LA RESISTANCE

La résistance est la caractéristique d'un composant à s'opposer au passage du courant (flux d'électrons) et s'accompagne d'une dissipation d'énergie dans le composant par effet joule. Cette dissipation est à prendre en compte dans le choix du composant. L'unité de la résistance est l'Ohm (Ω).

La résistance est un composant passif non polarisé (indépendant du sens du courant qui la traverse, ce qui n'est pas le cas des diodes et de certains condensateurs).

La gamme des résistances produites par l'industrie s'étend de quelques dizaines de milli ohms)à quelques dizaines de Mégohms [A-1].

I.1. Les différents types de résistances

Il existe quatre grands types de résistances :

I.1.1. La résistance agglomérée

La résistance agglomérée est la plus ancienne. Elle est fabriquée à partir de poudre de carbone mélangée à un isolant et à un liant et entouré d'un enrobage comme le montre la figure 1.



(a)



(b)

Figure 1 : (a) et (b) La résistance aggloméré

I.1.2. La résistance à couche de carbone

La résistance à couche de carbone est constituée d'une très fine couche de carbone déposée sur un barreau isolant en céramique et recouverte d'une couche de vernis (figure 2).

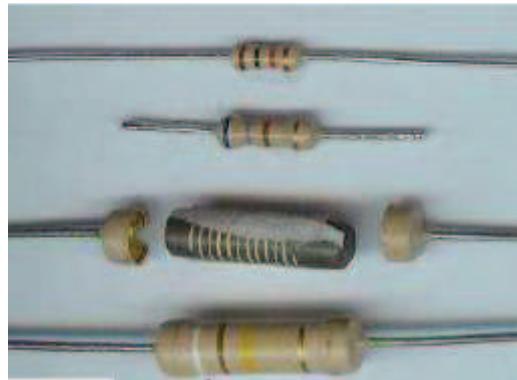


Figure 2: La résistance à couche de carbone.

I.1.3. Résistance à couche métallique

La résistance à couche métallique est constituée, en général, d'un film métallique déposé sous vide sur un barreau isolant en céramique (figure 3).

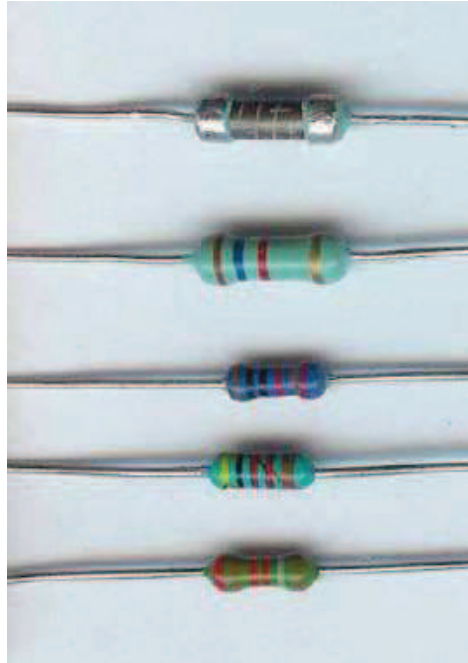


Figure 3: Résistance à couche métallique.

I.1.4. La résistance bobinée de puissance

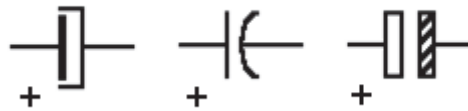
La résistance bobinée est une résistance de puissance. En général, elle est constituée d'un support cylindrique en céramique (ou autre) sur lequel a été bobiné en spires non jointives un fil résistant (figure 4).



Figure 4: La résistance bobinée de puissance.

II. LE CONDENSATEUR

Le condensateur présenté comme un composant électrique avec deux conducteurs (les armatures), séparés par un isolant, le diélectrique.



La capacité se mesure théoriquement en Farad (symbole F) et les multiples de Farad.

- Le **microfarad** (μF , 10^{-6} Farad).
- Le **nanofarad** (nF, 10^{-9} F).
- Le **picofarad** (pF, 10^{-12} F).

Les condensateurs sont classés en deux catégories :

II.1. Les condensateurs non polarisés

Ce sont les condensateurs dont le sens de branchement dans un circuit importe peu. Chacune de ses deux bornes peut être reliée à une tension positive ou négative.



Figure 5: Condensateurs non polarisés.

II.2. Les Condensateurs polarisés

Ces condensateurs ont un sens de branchement. Ils ont une borne **positive** et une borne **négative**. Le fait de brancher un condensateur polarisé à l'envers peut le faire exploser. Ces condensateurs sont fabriqués essentiellement pour leur forte capacité qui peut atteindre le Farad.

III. LA BOBINE

La bobine est un composant passif non polarisé (indépendant du sens du courant qui la traverse, ce qui n'est pas le cas des diodes et de certains condensateurs). Une bobine est

Annexe

constituée d'un enroulement d'un fil conducteur (ou de plusieurs) à spires jointives ou non, en une ou plusieurs couches sur un support ou non.



Figure 6 : Bobine à spires non jointives de fil de cuivre.

L'inductance d'un composant est sa caractéristique à produire un champ magnétique à travers la section entourée par ce composant lorsqu'il est traversé par un courant. L'unité de l'inductance est le Henry (H). Le Henry est l'inductance d'une bobine constituée d'une seule spire, parcourue par un courant de 1 ampère et générant un flux Φ de 1 weber qui, lui-même, peut libérer une énergie égale à 1 joule.

Dans une bobine idéale il n'y a pas de dissipation d'énergie comme dans le cas de la résistance par effet joule (chaleur). Elle emmagasine de l'énergie électromagnétique et la restitue un laps de temps plus tard.

La gamme des inductances produites par l'industrie s'étend de quelques dizaines de nano Henrys ($nH = 1 * 10^{-9}H$) à quelques Henrys et on peut la calculer à partir des relations montées au tableau B [A-2 , A-3] .

Inductance	Formule	Observations
D'un solénoïde long	$L = \mu n^2 \frac{S}{l}$	n : nombre de spires. s : section du solénoïde. l : longueur du solénoïde
D'une bobine torique	$L = \mu n^2 \frac{S}{2\pi r}$	n : nombre de spires. s : section du tore. r : rayon moyen du tore.

Tableau 1 : Calcul d'inductance.

ANNEXE B

LOGICIELS DE SIMULATION ET METHODES NUMERIQUES

I. OUTILS DE SIMULATION

L'avènement de l'informatique a contribué au développement de méthodes numériques visant à prédire le comportement des dispositifs hyperfréquences en résolvant les équations de Maxwell. Dans la phase de conception, l'utilisation de simulateur électromagnétique se révèle primordiale pour réduire les coûts liés aux maquettes et aux mesures.

Les résultats de simulation présentés dans ce manuscrit ont été obtenus à l'aide de plusieurs logiciels commerciaux complémentaires : CST Microwave Studio (CST MWS), ISIS Proteus et ADS Momentum. Dans cette annexe, on va présenter brièvement ces différents logiciels avec leurs méthodes numériques.

II. METHODES TEMPORELLES

Les méthodes temporelles sont en général bien adaptées aux problèmes large bande. les résultats du calcul sont obtenus sur toute la bande de fréquence en une seule simulation. Un signal d'excitation est transmis à l'entrée de la structure, la réponse fréquentielle s'obtient par transformée de Fourier des signaux aux accès de la structure. La réponse du dispositif simulée est obtenue par conservation de l'énergie globale sur toute la durée d'impulsion considérée.

II.1. Méthode d'intégration finie (FIT)

Le simulateur CST Microwave Studio utilise la méthode d'intégration finie (FIT) réalisé par Weiland en 1977. Elle consiste en une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell dans une formulation intégrale. Le domaine de calcul est décomposé en cellules élémentaires cubiques [B-1].

La FIT est une généralisation de la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD). La résolution des équations se fait dans une discrétisation cartésienne pouvant caractériser jusqu'à deux matériaux distincts dans la même maille, offrant un

avantage considérable sur les méthodes FDTD, permettant entre autre de réduire le nombre de cellules global pour une précision équivalente [B-2].

CST Microwave Studio fait partie de la suite CST Design Studio, et offre un certain nombre de solveurs différents, pour différents domaine d'applications. Etant donné qu'aucune de ces méthodes ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'applications, le logiciel contient quatre techniques de simulations différentes (Transient Solver, Frequeuncy domaine solver, Integration Equation Solver, Eigenmode Solver) pour mieux répondre à leurs applications particulières.

Le solveur le plus flexible est le "Transient Solver" ou solveur transitoire, permettant de faire la simulation d'une large bande de fréquences simultanément dans la même tentative de calcul. (Contrairement a un grand nombre de simulateurs ou solveurs qui utilisent l'approche par pas de fréquence) [B-3].

II.2. Présentation du CST MicroWave Studio

Après le lancement du CST Design Environment, choisir la création d'un nouveau projet CST Microwave Studio (figure 1).



Figure 1 : Différents simulateurs dans CST Studio Suite.

Sélectionner un modèle pour une structure qui est la plus proche de la structure étudiée (figure 2).

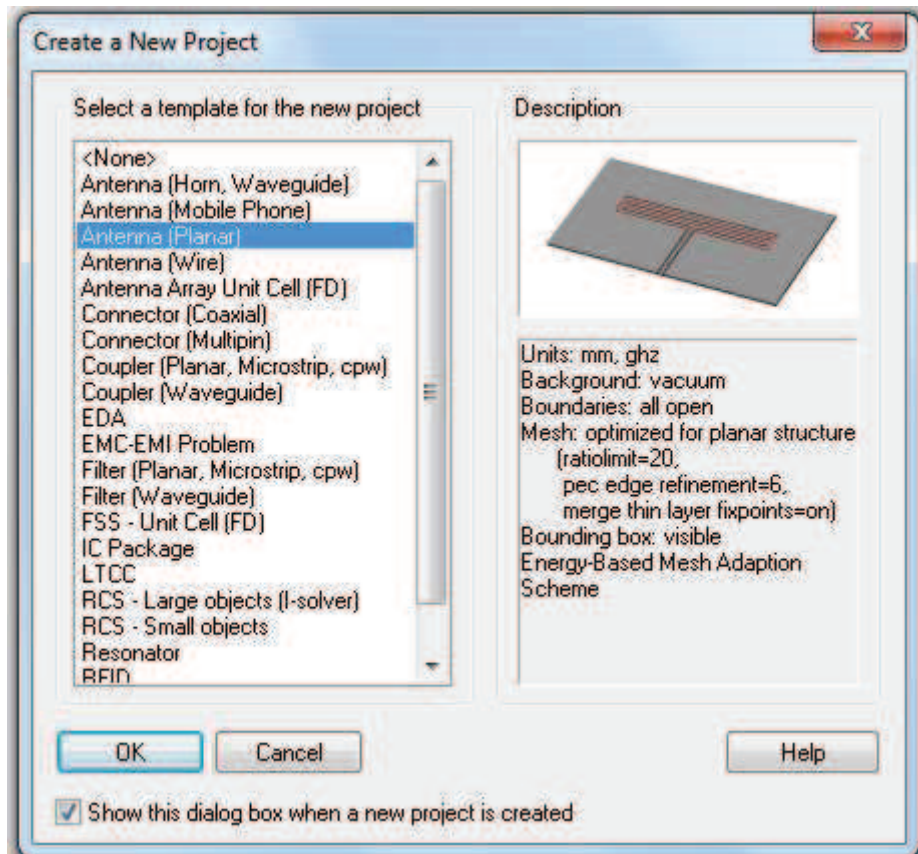


Figure 2 : Modèle ainsi ces descriptions.

II.2.1. Définir les unités

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

Chaque type d'application a 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".

II.2.2. 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.

II.2.3. Définir la gamme des fréquences

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.

II.2.4. Définir 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.

II.2.5. Définir les conditions aux limites et les plans de symétries

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 3).

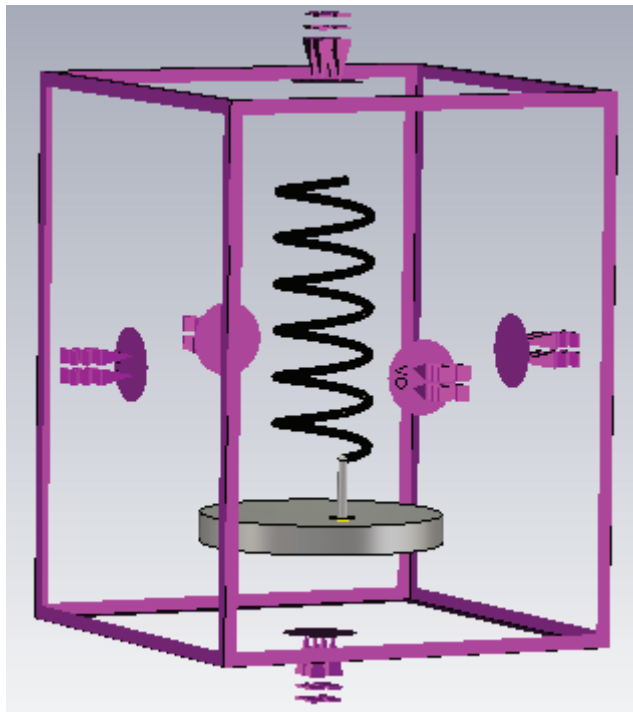


Figure 3: Condition aux limites d'une structure.

II.2.6. Démarrer 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.

II.2.7. Résultat de simulation

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

III. METHODES FREQUENTIELLES

Contrairement aux méthodes temporelles, les méthodes fréquentielles résolvent le problème électromagnétique fréquence par fréquence grâce à un processus matriciel implicite. Elles sont, entre autres, particulièrement bien appropriées pour le calcul de structures résonantes.

III.1. Méthode des moments (MoM)

Dans ce paragraphe, l’accent est porté sur la première méthode appliquée dans le domaine d’électromagnétisme en 1960 (la méthode des moments (MoM)) et utilisée par le logiciel ADS Momentum. Son idée fondamentale est de transformer une intégrale en un ensemble d’équation algébriques linéaires ou en une matrice qui peuvent alors être résolues par des techniques numériques [B-4] . Le maillage est surfacique et les cellules élémentaires sont en général des triangles. Cette méthode est très employée pour le calcul de structures planaires ainsi que pour celles grandes devant la longueur d’onde de travail. La méthode de résolution surfacique permet de gagner en nombre d’inconnus et en degrés de libertés.

III.2. Présentation du logiciel de simulation ADS Agilent

ADS Agilent est un simulateur basé sur la méthode des moments (MOM). Il peut calculer la distribution du courant sur des structures multicouches. ADS Agilent est un outil d’électromagnétisme complet pour la simulation, l’optimisation, la conception des antennes et la création des circuits électroniques. Sur la figure 4, c’est le rédacteur principal pour dessiner une structure sous forme schématique. Il permet à un utilisateur de créer un schéma, de le modifier et de le simuler. Il permet aussi d’utiliser différents composants qui sont prédéfinis par ce logiciel.

Annexe

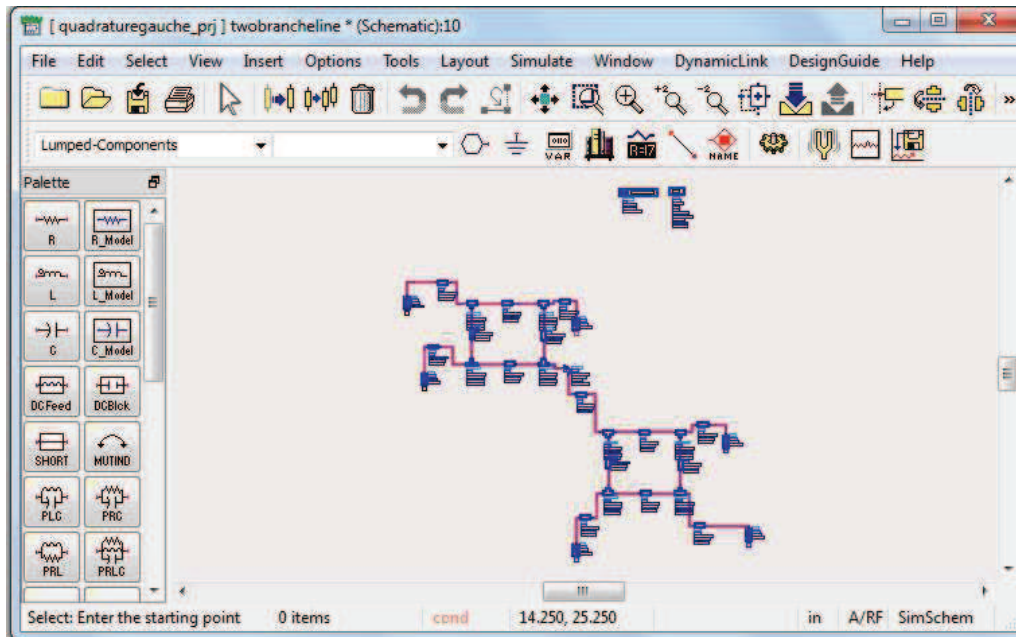


Figure 4: Interface *schématique* de ADS Agilent.

La figure 5 présente l'interface *Layout* de l'ADS Agilent. Elle contient les boutons et les commandes à partir desquelles on peut dessiner notre structure et définir ses paramètres de base (les dimensions, l'épaisseur des différentes couches, leurs permittivités, conductivités, perméabilités) et la visualisation en 2D.

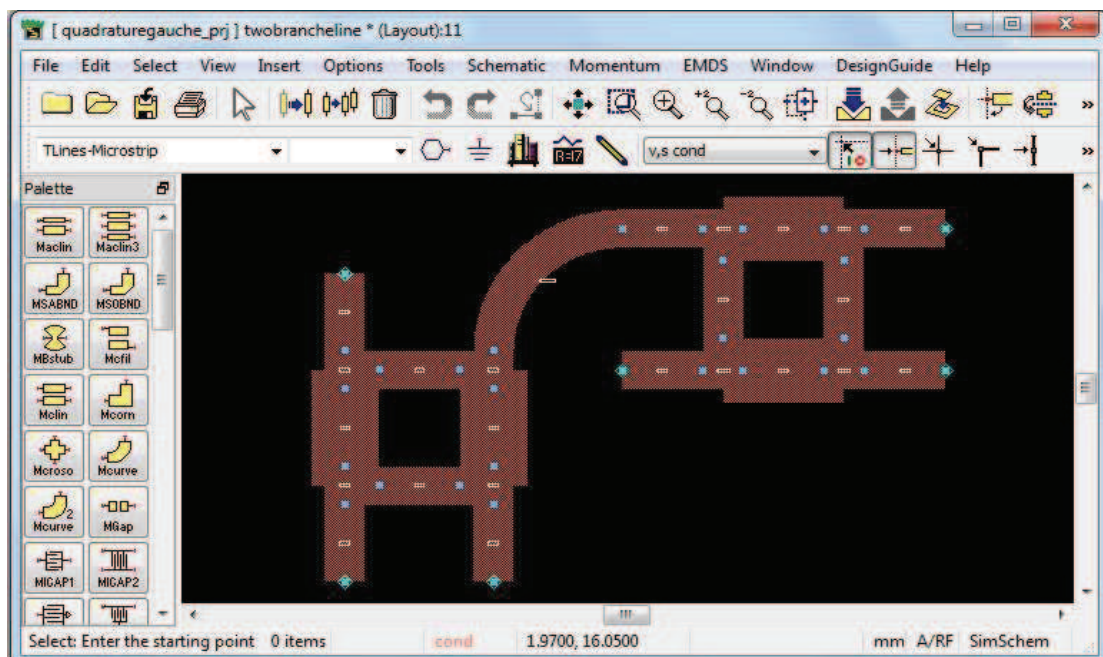


Figure 5 : Interface *Layout*.

La figure 6 illustre les différents graphes qui correspondent à différents paramètres dont on a besoin à savoir l'amplitude, la phase, les paramètres de la matrice S.

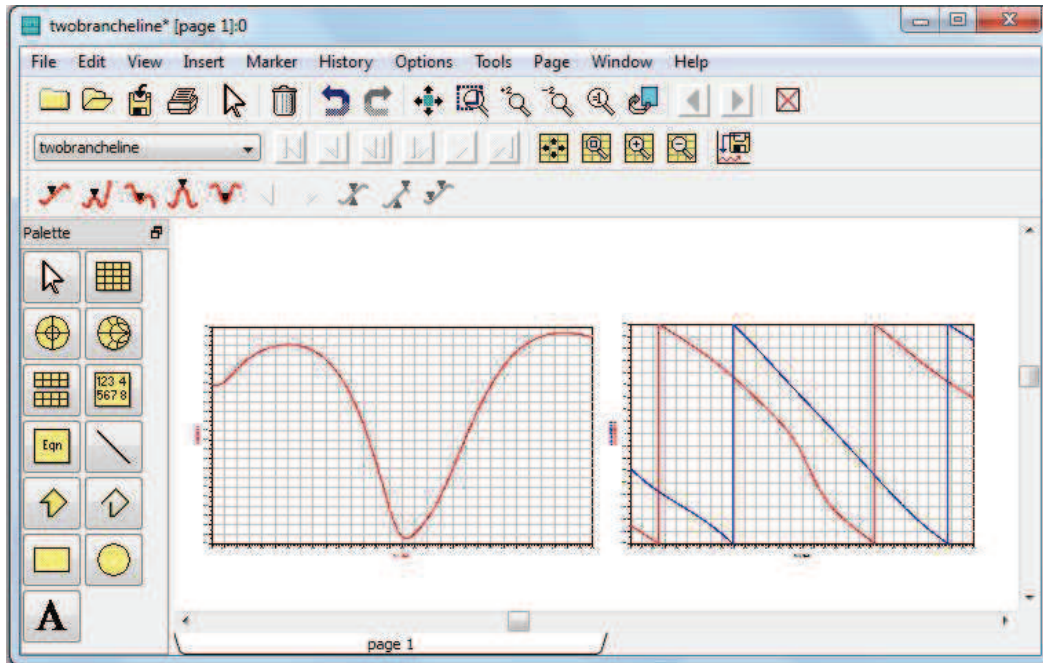


Figure 6: Fenêtre d'exécution.

IV. ISIS PROTEUS

Avec **ISIS** (**I**ntelligent **S**chématique **I**nterface **S**ystem), on a la possibilité d'intégrer la conception de schéma, la recherche et la création des composants dans le but d'éviter la saisie manuelle des informations de composants et de mieux gérer la maintenance des données. Ces dernières peuvent être sélectionnées à partir d'une bibliothèque propre au logiciel. Celui-ci permet aussi de tester en temps réel l'application réalisée. De plus, ISIS permet la création automatique d'un fichier **Layout interface** qui permet d'effectuer plus facilement le routage avec **ARES** (figure 8). Après avoir effectué les étapes citées précédemment, et à l'aide du logiciel de saisie, on aboutit au schéma électronique décrit par la figure 7.

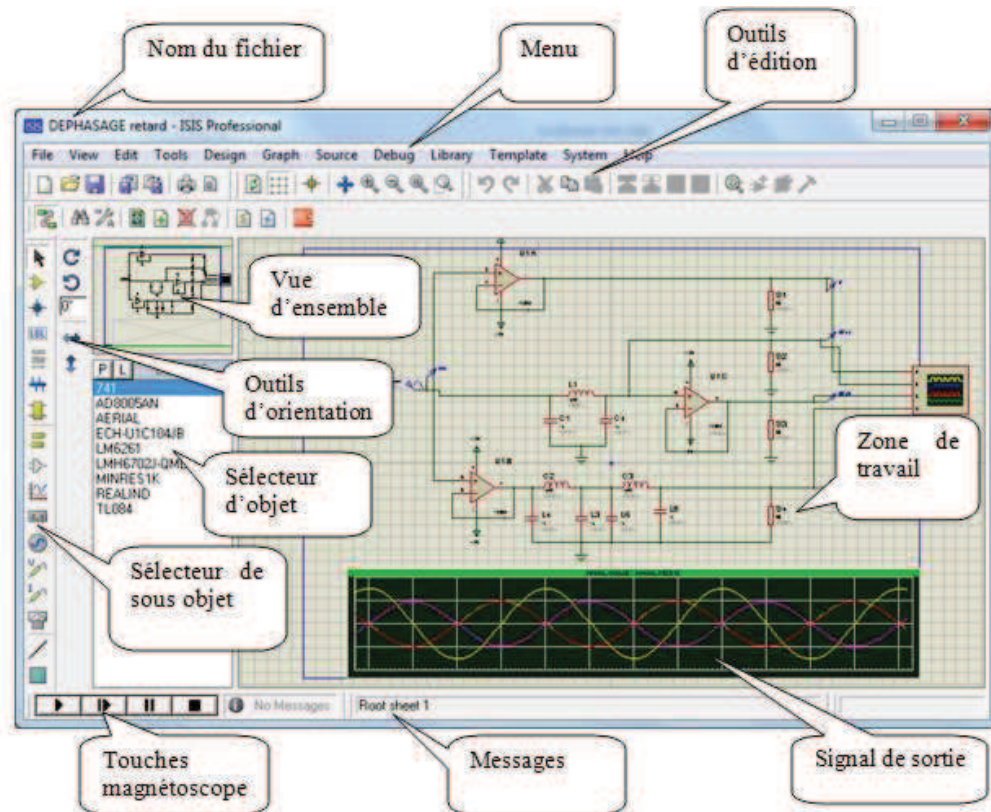


Figure 7 : L'écran ISIS

La figure ci-dessus illustre la première fenêtre que l'utilisateur rencontre dès qu'il ouvre un nouveau projet sur ISIS Proteus, La première étape est de dessiner le schéma électrique qui doit être analysé. Dans la seconde étape, une définition précise des différents paramètres pour le modèle doit être faite, comme les types des composants électroniques et la valeur numérique de chaque composant. En conclusion, et une fois la simulation terminée, un post traitement des données de la solution nous permet de visualiser les différents résultats.

La figure 8 montre l'interface ARES, qui est a pour objectif la connexion des les composants électroniques entre eux et l'optimisation de la structure afin d'atteindre un modèle miniature autant que possible.

Annexe

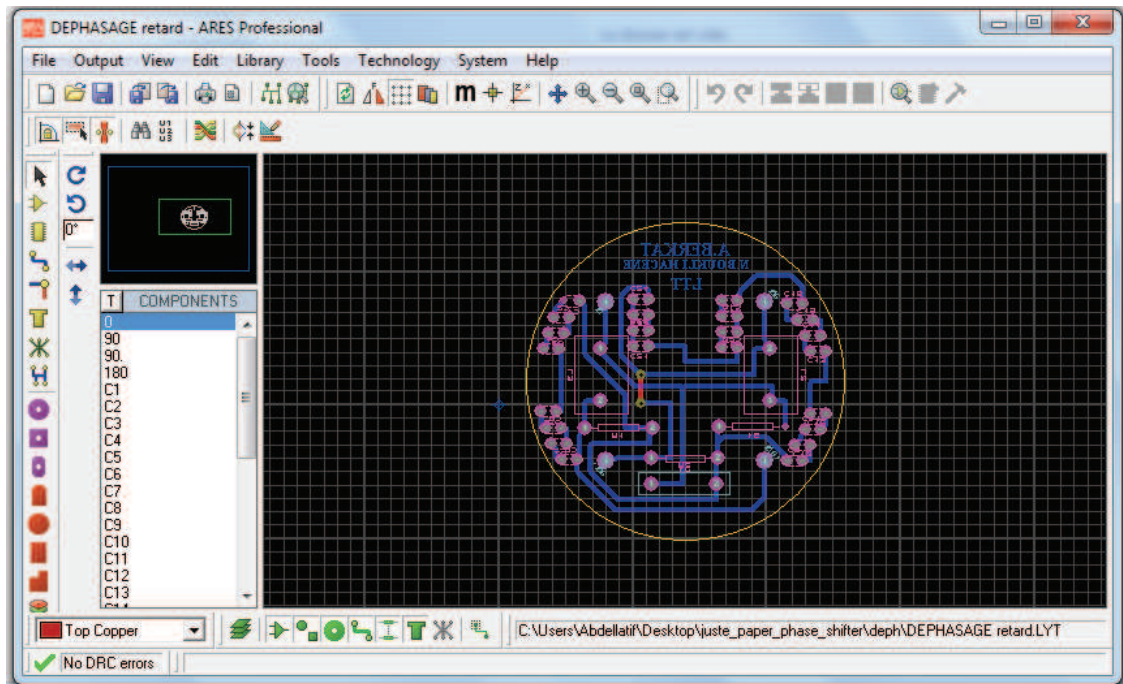


Figure 8 : L'écran ARES

ISIS Proteus fournit une autre interface, facile à utiliser pour la visualisation de schéma électronique en 3D (Voir figure 9) en choisissant l'option view → 3D visualization.

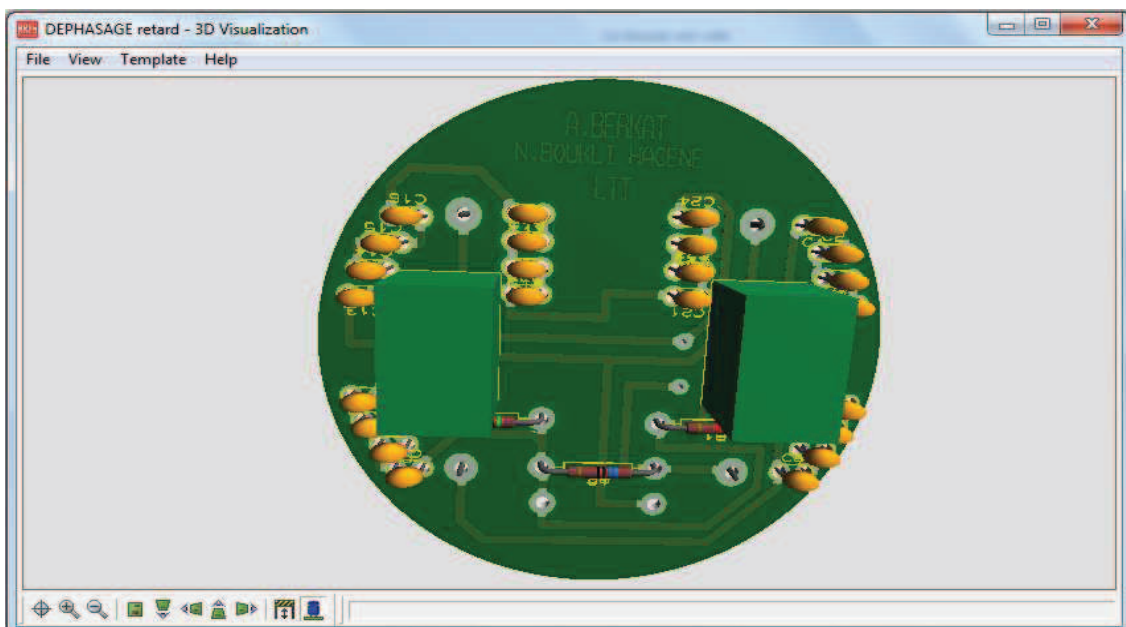


Figure 9 : Visualisation 3D

V. CONCLUSION

Bien que les méthodes numériques partagent le même but, à savoir la résolution des équations de Maxwell, il n'existe pas une méthode (parfaite) se détachant des autres. Le choix de la méthode dépend de la nature du problème.

Par nature, les méthodes temporelles sont plus appropriées au calcul de structure large bande.

Les résultats présents dans ce manuscrit seront essentiellement issus des logiciels CST MWS et ADS Agilent. La FIT adopte une démarche basée sur la description du champ électromagnétique. Néanmoins, ces méthodes donnent des résultats très proches. En revanche, ces méthodes sont moins appropriées pour traiter les structures à haut facteur de qualité.

A l'inverse, les méthodes fréquentielles sont plus propices à l'étude des structures à bande étroite. Les cellules de maillage conviennent particulièrement aux géométries complexes.

ANNEXE C

DISPOSITIFS EXPERIMENTAUX

I. LA CHAMBRE ANECHOÏDE

Toutes les réalisations de cette étude ont été caractérisées par la base de mesure d'antennes du laboratoire Maxwell de l'équipe Radiofréquences et Hyperfréquences (de groupe ESEO Grande Ecole d'ingénieurs) (chambre anéchoïde) (figure 1).

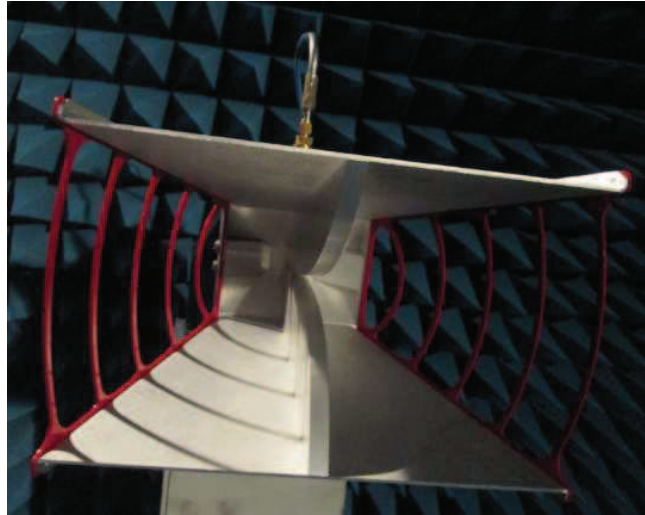


Figure 1 : Photo de la base de mesure de laboratoire Maxwell.(ESEO)

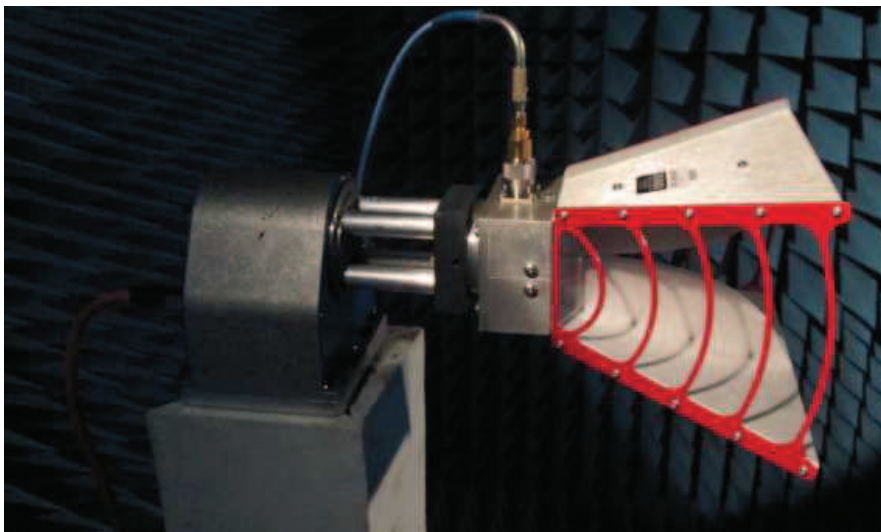
Cette chambre est dite anéchoïde (ou anéchoïque) car elle est pourvue, sur toute sa surface interne, d'absorbants permettant d'y simuler l'espace libre. En effet, les mesures de rayonnement d'antenne sont des opérations délicates qui doivent s'effectuer dans des zones dépourvues de toutes perturbations électromagnétiques.

Annexe

Les figure 2 et figure 3 montrent les antennes cornet émettrices de test au laboratoire Maxwell fonctionnant respectivement au tour de 10 MHz jusqu'à 10 GHz, et de 2 GHz à 30 GHz.



(a)

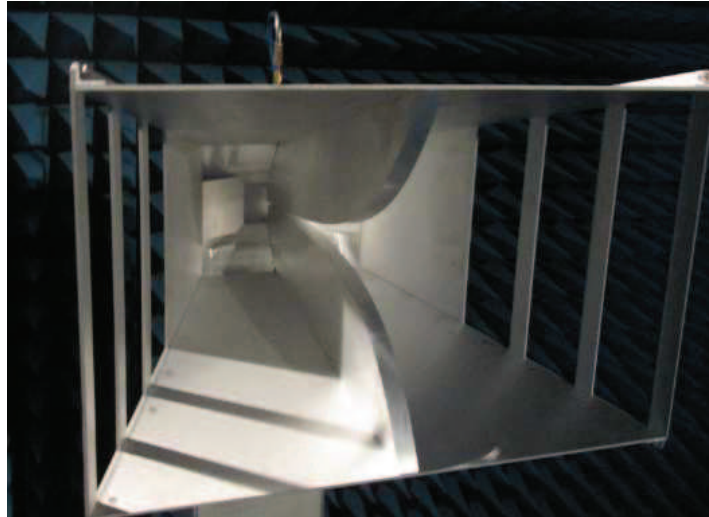


(b)

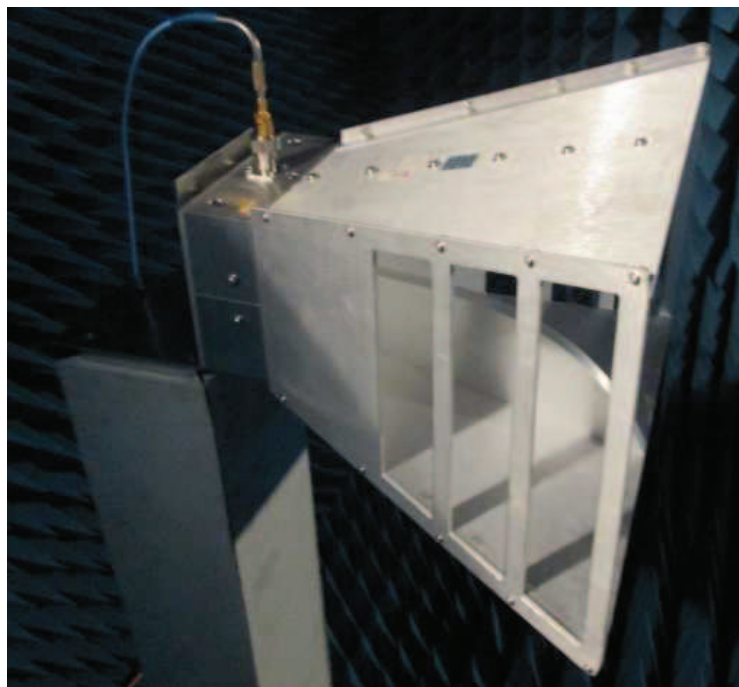
Figure 2 : Antenne cornet émettrice

(a) Vue de face.

(b) Vue en perspective.



(a)



(b)

Figure 3 : Antenne cornet émettrice.

(c) Vue de face.

(d) Vue en perspective.



Figure 4: Antenne sous test

La chambre anéchoïde est une pièce rectangulaire de 6 m de longueur sur 4,8 m de largeur et de hauteur 2,8 m. Ceci permet de disposer l'antenne sous test en champ lointain par rapport à l'antenne cornet de référence dans le domaine de fréquences supérieures à 1 GHz.

II. MESURE EN ADAPTATION

L'analyseur de réseau vectoriel mesure directement le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence : S_{11} . Pour cela, la sortie RF de l'analyseur est reliée à l'entrée d'un coupleur directif qui envoie l'énergie sur l'antenne à caractériser. L'onde réfléchie étant redirigée vers une entrée de ce même analyseur (figure 5).

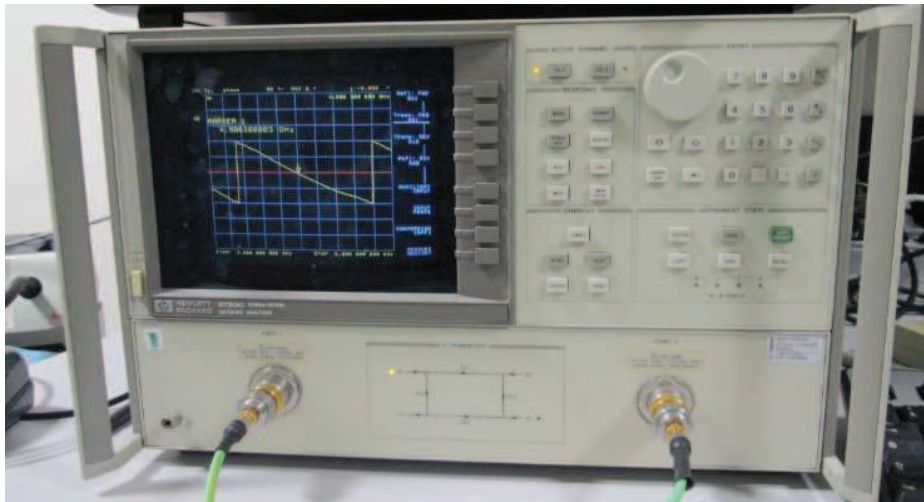


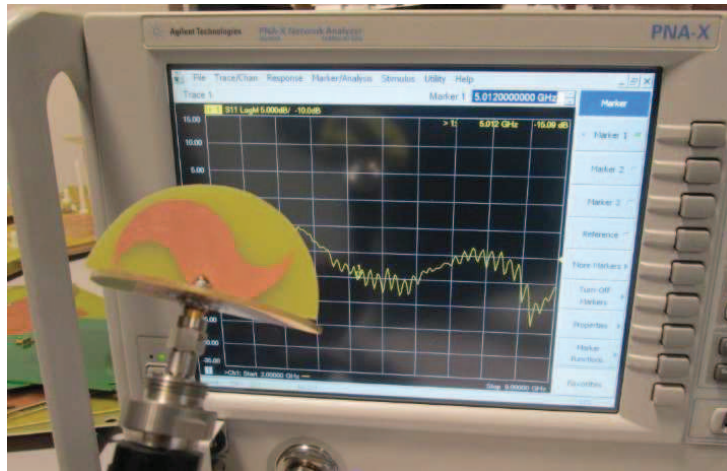
Figure 5: Dispositif de mesure du coefficient de réflexion

La comparaison de cette onde réfléchie avec l'onde émise permet de déterminer le S_{11} dans le plan choisi lors de l'étalonnage du dispositif.

Les différentes mesures hyperfréquences sont réalisées grâce à deux analyseurs de réseaux. Le premier de marque HP (8720C) fonctionnant de 50 MHz jusqu'à 20 GHz comme le montre la figure 5 et le deuxième de marque Agilent Technologie (PNA-X Network Analyser) (voir figure 6). Ce dernier outil permet une détermination précise et rapide des divers paramètres à mesurer dans la bande de fréquence 10 MHz à 67 GHz.



(a)



(b)

Figure 6: Dispositif de mesure du coefficient de réflexion

III. MESURE EN RAYONNEMENT

La détermination des caractéristiques de rayonnement est effectuée à l'aide d'un système comprenant deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception. Le schéma de principe de cette base est présenté en figure 7.

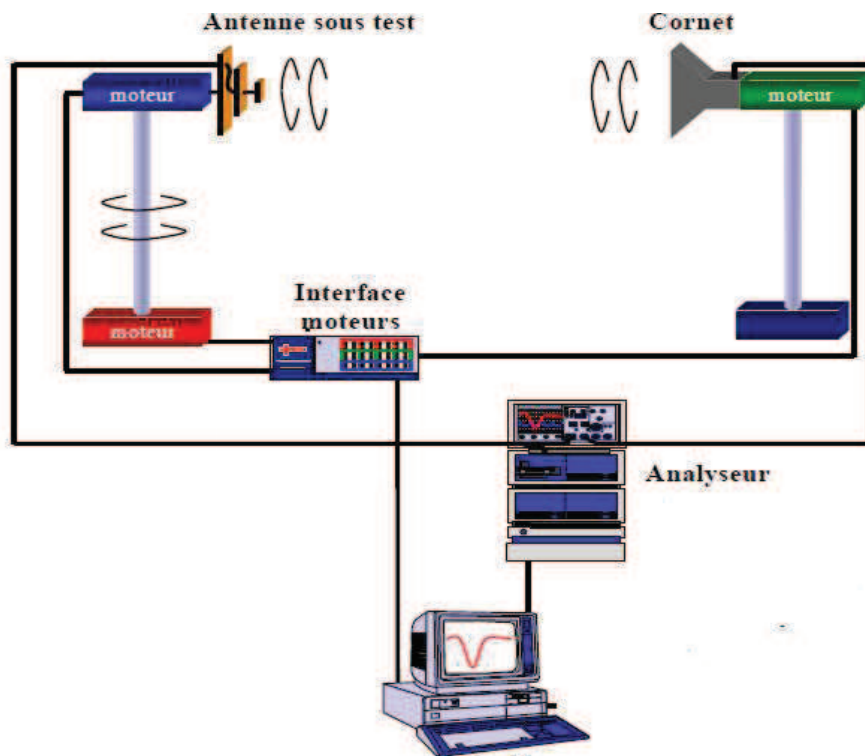


Figure 7: Schéma de principe du banc de mesure d'antennes en rayonnement.

Annexe

La chambre anechoïde est composée principalement par deux piédestaux. Sur l'un est placé l'antenne à mesurer et sur l'autre est fixé l'antenne de référence (une antenne de type cornet). Cette antenne de référence possède une liberté de rotation de 360° autour de l'axe reliant les antennes afin de pouvoir mesurer les différentes polarisations du champ émis par l'antenne sous test. L'antenne sous test est placée sur un piédestal permettant une rotation de 360° autour de son axe (axe vertical). La disposition de cette antenne par rapport à l'antenne de référence permet de choisir le plan de coupe correspondant à la mesure. La mesure de l'atténuation du signal reçu par cette antenne sous test par rapport au signal émis en fonction de l'angle de rotation permet de déterminer un diagramme de rayonnement dans un plan de coupe pour une polarisation donnée. Bien entendu, l'ensemble de ce dispositif est géré par un ordinateur permettant à la fois l'automatisation de ces mesures et la collecte des résultats. Le gain de l'antenne est calculé simultanément avec la mesure du diagramme de rayonnement par comparaison entre le signal émis et le signal reçu. On évalue l'atténuation α de la liaison radioélectrique, qui est reliée au gain de l'antenne, par la formule de transmission de Friis [C-1]:

$$\alpha = G_r \cdot G_{rc} \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot R} \right)^2 \cdot \rho$$

Soit :

$$G_r = \frac{\alpha}{G_{rc} \cdot \rho} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

Avec G_r : Gain réalisé de l'antenne sous test dans la direction du cornet.

G_{rc} : Gain réalisé du cornet dans son axe,

R : Distance entre l'antenne sous test et le cornet,

λ : Longueur d'onde de fonctionnement dans l'air,

ρ : Rendement de polarisation.

IV. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [A-1]. <http://www.f6kg1-f5kff.fr/>
- [A-2]. Tahar Neffati, "Livre : Electricité générale. Analyse et syntaxe des circuits", Deuxième Edition, ISBN 978-2-10-053960-4, Dunod, 2003.
- [A-3]. Guy Chateigner, Michel Boes, Daniel Bouix, Jacques Vaillant, Daniel Verkindère, "Livre : Manuel de génie électrique", ISBN 978-2-10-048499-7, Dunod, 2007.
- [B-1]. Michael Grelier, "Miniaturisation des antennes large bande à l'aide de matériaux artificiels", Thèse de Doctorat, TELECOM PARIS TECH, 28 janvier 2011.
- [B-2]. <https://www.cst.com>, CST Microwave Studio, ver. 2010.
- [B-3]. <http://eesof.tm.agilent.com>, 2004. Agilent advanced design system 2004a.
- [B-4]. www.labcenter.com. ISIS Proteus version 7.
- [C-1]. Michael Biblanc, "Développement du concept de l'antenne à résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire", Thèse de Doctorat, université de LIMOGES, 20 Mars 2006.

LISTE DES TRAVAUX SCIENTIFIQUES

Publications Scientifiques Parues

Abdellatif BERKAT ,Noureddine BOUKLI-HACENE and F. Tarik BENDIMERAD, "Design of a new model of miniature antenna quasi isotropic coverage", International Journal of Computer Science Issues, IJCSI, Vol. 8, Issue 5, No 2,September 2011.

Abdellatif BERKAT, Noureddine BOUKLI-HACENE," Design of a New Model of Multiband Miniature Antenna near Isotropic", International Journal of Computer Science Issues, IJCSI, Vol. 8, Issue 6, No 3, November 2011.

Zineb BERKAT, Noureddine BOUKLI HACENE, **Abdellatif BERKAT** ," Design of Combined Antenna with Multiple Polarizations ", International Journal of Computer Science Issues, IJCSI, Vol. 9, Issue 6, November 2012.

Publications Scientifiques en préparation

Abdellatif BERKAT, Noureddine BOUKLI HACENE , Mohamed LATRACH , "Compact Wideband Phase Shifter With Three Branch-Line Coupler".

Communications Internationales

Abdellatif BERKAT, Noureddine BOUKLI HACENE, "Conception d'un nouveau modèle d'antenne miniature quasi-isotrope dans la bande de WIMAX", Congrès Méditerranéen des Télécommunications,(Fes,Maroc), 22-24 Mars 2012 .

Abdellatif BERKAT, Noureddine 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 , Noureddine 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 , Noureddine 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 .

Abdellatif BERKAT , Noureddine BOUKLI HACENE , Zineb BERKAT," A New Slotted Miniature Antenna Quasi-Isotropic Coverage",The International Conference on INnovation and Collaboration in Engineering Research(INCER),2-4 Juillet 2012.

Abdellatif BERKAT, Noureddine BOUKLI HACENE, Zineb BERKAT, "Conception d'un Nouveau modèle d'antenne Miniature Dual-Band Quasi-isotrope", Colloque International TELECOM'2013 & 8èmes JFMMA , (Marrakech- Maroc) ,13,14,15 mars 2013.

Autre

- Prix de meilleur docteur et doctorant en Algérie au titre de l'année 2012-2013.

RESUME

Le but de cette thèse concerne la conception d'antenne miniature avec une large couverture (isotropie de puissance) et travaillant dans les deux bandes de fréquences à savoir la bande ISM et la bande C. Après une présentation des différentes définitions déterminant l'isotropie et la miniaturisation d'une antenne, une architecture de circuits d'alimentation à quatre ports fonctionnant dans les bandes souhaitées et permettant d'alimenter l'antenne bi-bande a été réalisée. Ensuite un patch d'antenne innovant a été développé et optimisé afin de satisfaire notre cahier de charge. Plusieurs combinaisons et diverses configurations d'antennes ont alors été réalisées. Ces combinaisons ont pour but d'aller vers un diagramme de rayonnement isotrope. Le problème de miniaturisation a été étudié à l'aide du dernier modèle proposé et réalisé avec un autre type de substrat (Arlon Cu 233LX) et utilisant des patches de forme fractale. Les différents résultats de simulation et de mesure des circuits d'alimentations et des antennes ont été en très bon accord, ce qui valide les bonnes performances des antennes bi-bande proposées dans ce travail de thèse.

Mots Clés : Antenne isotrope- Antenne miniature- Bi-bande (C et ISM)- Coupleur- Déphaseur- Diagramme de rayonnement- Coefficient de réflexion.

SUMMARY

The purpose of this thesis concerns the miniature antenna design with a wide coverage (isotropic power) and working in two frequency bands namely the ISM band and C-band. After presenting the various definitions determining isotropy and miniaturization of an antenna, a power circuit architecture four ports operating in the desired band and for feeding the dual band antenna has been carried. Then a patch of innovative antenna was developed and optimized to meet our specifications. Several combinations and various antenna configurations were then performed. These combinations are intended to go to a diagram isotropic radiation. The problem of miniaturization has been studied using the proposed model and last made with another type of substrate (Cu Arlon 233LX) and using patches fractal shape. The different results of simulation and measurement of power circuits and antennas were in very good agreement, which validates the good performance of dual-band antennas proposed in this thesis.

Keywords: isotropic antenna- miniature antenna- Dual-band (C and ISM)- coupler- phase shifter- Radiation pattern- Reflection coefficient.