

Université du Québec
INRS- ÉMT

**L'ÉTUDE ET LA RÉALISATION DES ANTENNES ULTRA
LARGE BANDE À DOUBLE POLARISATION**

Par
Rabia Yahya

Mémoire présenté pour l'obtention du grade Maître ès sciences
(M. Sc.) en télécommunications-3404

Jury d'évaluation

Président du jury et examinateur interne	Monsieur Serioja O. Tatu INRS-ÉMT
Examineur externe	Monsieur Khelifa Hettak Communications research center CRC
Directeur de recherche	Monsieur Tayeb A. Denidni INRS-ÉMT

À ma famille.
À tous ceux qui m'ont encouragée durant mes études.

RÉSUMÉ

Ce mémoire est le fruit des recherches effectuées dans le cadre du programme de maîtrise en télécommunication à l'institut national de la recherche scientifique (INRS-ÉMT). L'objectif principal de ce travail consiste à concevoir et à réaliser des antennes ultra large bande qui servent à améliorer la qualité de service des systèmes de communication sans fil pour bien satisfaire les besoins croissants des utilisateurs. Par conséquent, de nouvelles antennes ultra large bande bipolarisées ont été conçues et fabriquées. Ces antennes sont capables d'émettre et de recevoir des signaux sur deux polarisations orthogonales à travers une large bande de fréquences [3.1-10.6 GHz], avec un niveau d'isolation entre les ports qui garantit une bonne séparation entre les deux polarisations, sans affecter la symétrie des structures qui assure la similarité du rayonnement sur chaque polarisation.

Avant d'exposer les résultats des études numériques et expérimentales des prototypes proposés, une revue des différentes techniques et procédures principales qui servent à concevoir les antennes ultra large bande et les antennes ULB à double polarisation est présentée dans le premier chapitre. Le deuxième chapitre présente la procédure de conception des antennes proposées ainsi que les différents paramètres qui nous permettent d'apprécier leurs capacités. Le dernier chapitre traite les résultats des mesures effectuées afin de valider les prototypes conçus ainsi qu'une brève comparaison entre les résultats des mesures et ceux obtenus par les simulations. En résumant, trois antennes ULB à deux polarisations orthogonales basées sur la technologie CPW et leurs résultats de simulations et de mesures sont présentés dans ce mémoire, ce qui prouve certainement que les objectifs de recherche sont atteints.

Étudiant

Directeur de recherche

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier chaleureusement le Programme Canadien de Bourses de la Francophonie (PCBF) pour le soutien technique et financier.

J'exprime toute ma gratitude envers mon directeur de recherche, M. Tayeb A. Denidni pour ses conseils, sa disponibilité et la confiance qu'il m'a accordée, sans lequel je n'aurais pas eu la capacité de me rendre là où je suis. Je remercie également mon groupe de recherche et plus particulièrement M. Mahmoud Niroo-Jazi pour m'avoir accordée une partie de son temps.

Enfin, j'adresse mes profonds remerciements à ma famille, qui m'a soutenue et encouragée durant toutes mes études.

TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ	iii
REMERCIEMENTS.....	iv
LISTE DES FIGURES	viii
LISTE DES TABLEAUX.....	xv
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
A) Mise en contexte	1
B) Objectifs et méthodologie de recherche	2
C) Plan du mémoire.....	2
CHAPITRE 1: LA THÉORIE ET L'ANALYSE DES ANTENNES ULB	3
1.1- Introduction.....	3
1.2- Définition	3
1.3- Modélisation de l'antenne ULB.....	4
1.4- Caractéristiques de l'antenne ULB	6
1.5- Histoire des antennes ULB	9
1.6- Les antennes directionnelles	13
1.7- Les antennes ULB omnidirectionnelles	15
1.7.1- Les antennes monopoles.....	15
1.7.2- Les antennes microruban.....	17
1.7.2.1- Les avantages et les inconvénients des antennes microruban	18
1.7.2.2- Les structures d'alimentation.....	19
1.7.2.3- Les antennes patches microruban MPA	21
1.7.2.3.1- L'antenne microruban rectangulaire	22
1.7.2.4- Les dipôles microruban	23

1.7.2.5- Les antennes à fentes imprimées	23
1.7.2.5.1- Fente rectangulaire alimentée par une ligne microruban	24
1.7.2.5.2- Antenne à fente microruban	25
1.7.2.5.3- Antennes fentes à une alimentation CPW	25
1.7.2.6- Élargir la bande des antennes microruban	26
1.8- Les antennes à double polarisation	35
1.8.1- Les techniques de séparation entre les éléments pour améliorer l'isolation entre les ports	37
1.9- Conclusion	38
CHAPITRE 2: CONCEPTION DES ANTENNES PROPOSÉES	39
2.1- Introduction	39
2.2- La procédure de la conception	39
2.2.1- La première étape: le développement d'une structure ULB à double polarisation.....	39
2.2.2- La deuxième étape: les techniques d'amélioration de l'adaptation.....	43
2.2.3- La troisième étape: les techniques d'amélioration de l'isolation entre les ports.....	45
2.2.3.1- La première technique	46
2.2.3.2- La deuxième technique	48
2.2.3.3- La troisième technique.....	49
2.3- La distribution du courant sur les structures proposées	51
2.4- Les diagrammes de rayonnement.....	53
2.5- Conclusion	60
CHAPITRE 3: RÉALISATION DES PROTOTYPES PROPOSÉS	61
3.1- Introduction	61
3.2- Fabrication	61
3.3- Mesures	62

3.4- Les résultats de mesure des prototypes fabriqués	63
3.5- Comparaison entre les résultats de simulations et ceux de mesures	68
3.6- Conclusion	74
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	75
APPENDICE.....	77
LISTE DE RÉFÉRENCES	84

LISTE DE FIGURES

Figure.1- Modèle classique du canal ULB [2].	5
Figure.2 - Circuits équivalents de l'antenne en transmission et en réception [2].	5
Figure.3- Caractérisation de la réponse temporelle d'une antenne cornet [3].	7
Figure.4- L' antenne découverte par Lodge en 1898 [4].	9
Figure.5- Les antennes biconiques de Lodge 1898 [4].	9
Figure.6.a- L'antenne biconique de Carter 1939 [4].	10
Figure.6.b- Le monopole conique de Carter 1939 [4].	10
Figure.7- L'antenne biconique de Carter améliorée [4].	10
Figure.8- Le dipôle sphérique de Schelkunoff [4].	10
Figure.9.a - L'élément de Lindenblad (cross-section) 1941 [4].	11
Figure.9.b - Le réseau de Lindenblad pour la Transmission de télévision [4].	11
Figure.10- Le cornet omnidirectionnel de Brillouin [4].	11
Figure.11- Le cornet coaxial directionnel de Brillouin [4].	11
Figure.12- Le cornet conique de King 1942 [4].	11
Figure.13- Le cornet rectangulaire de Katzin 1946 [4].	11
Figure.14.a- L'antenne <i>notch</i> large bande de Lalezari et al.	12
Figure.14.b- Le dipôle circulaire de Thomas et al.	12
Figure.15- L'antenne à fente large bande de Marie [4].	12
Figure.16- Variété de configurations de TSA: (a) Vivaldi, (b) LTSA, (c) CWSA [13].	13
Figure.17- L'antenne Vivaldi antipodale développée dans [6].	14
Figure.18- Des antennes planaires directionnelles basées sur: (a) technologie microruban, (b) technologie CPW (c) technologie coaxiale.	14
Figure.19- Monopole imprimé avec un plan de masse de forme L [9].	15

Figure.20- Structures modifiées du monopole rectangulaire [6].	16
Figure.21- Antennes planaires circulaires et elliptiques [10].	16
Figure.22- L'antenne elliptique et ses variations [6].	17
Figure.23- Structure de l'antenne LPdiPICA [11].	17
Figure.24- Configuration de l'antenne microruban classique [12].	18
Figure.25- Structures d'alimentation des antennes microruban [13].	19
Figure.26- Structures d'alimentation CPW [13].	20
Figure.27- Formes de patch les plus fréquemment utilisées [12].	21
Figure.28- D'autres formes de patch microruban [12].	21
Figure.29- Différentes formes de dipôles imprimés [12].	23
Figure.30- Antennes à fentes imprimées : (a) avec une alimentation centrée, (b) une alimentation décalée [12].	24
Figure 31- Antennes à fentes alimentées par CPW [12].	26
Figure 32- Effet de l'épaisseur et la constante diélectrique de substrat sur la largeur de bande de l'impédance [13].	29
Figure.33- Effet de la géométrie de l'antenne sur la largeur de bande de l'impédance [14].	30
Figure.34- Antenne microruban à ouverture couplée [14].	31
Figure.35- Géométrie d'un disque circulaire alimenté par CPW [15].	31
Figure.36- Géométrie d'un disque circulaire avec un plan de masse partiel [10].	32
Figure.37- Géométrie d'un dipôle à deux armes [17].	32
Figure.38- Géométrie de l'antenne proposée dans [18].	32
Figure.39- Structure proposée dans [19].	33
Figure.40- Structures proposées dans [20].	33
Figure.41- Fente circulaire alimentée par CPW [21].	33

Figure.42- Fente circulaire alimentée par un patch circulaire à travers CPW [22].	34
Figure.43- Fente circulaire alimentée par : (a) une ligne microruban conique, (b) une ligne CPW conique. [23].	34
Figure.44- Patch circulaire alimenté par une fente C couplée [26].	35
Figure.45- Antenne bipolarisée avec un niveau d'isolation élevé [27].	35
Figure.46- Fente triangulaire bipolarisée [28].	35
Figure.47- Antenne ULB à double polarisation [29].	36
Figure.48- Antenne ULB à double polarisation pour les systèmes MIMO [30].	36
Figure.49- Deux antennes Vivaldi perpendiculaires [31].	36
Figure.50- Antenne bipolarisée à 4 ports [31].	37
Figure.51- Fente circulaire bipolarisée à 4 ports [33].	37
Figure.52- L'antenne proposée dans [34].	37
Figure.53- L'antenne proposée [35].	37
Figure.54- L'antenne proposée dans [36].	37
Figure.55- Antenne ULB alimentée par deux patches rectangulaires [37].	38
Figure.2.1- Antenne à bipolarisation alimentée par deux patches circulaires.	40
Figure 2.2- Coefficient de réflexion de la structure de la Figure.2.	40
Figure.2.3- Coefficient de transmission de la structure de la Figure. 2.1	41
Figure.2.4- Antenne à bipolarisation alimentée par deux patches demi-cercles.	41
Figure.2.5- Études paramétriques sur les paramètres S de la structure de la Figure.2.4 pour certaines valeurs de h: (a) S_{11} et (b) S_{12} .	41
Figure.2.6- S_{11} de la structure de la Figure. 2.4 avec les nouvelles dimensions des lignes CPW.	42
Figure 2.7- S_{11} simulé de la structure de la Figure.2.4 avec les nouvelles dimensions de lignes CPW pour certaines valeurs de h.	43
Figure.2.8- Structure des lignes CPW coniques utilisées.	43

Figure.2.9- S_{11} simulé pour certaines valeurs de l_s	44
Figure.2.10- S_{11} pour certaines valeurs de h_s	44
Figure.2.11- Antenne à double polarisation avec une bonne adaptation	44
Figure.2.12- Paramètres S simulés de la structure de Figure 2.11.....	44
Figure.2.13- Antenne à double polarisation.....	45
Figure.2.14- Études paramétriques sur les paramètres S de la structure de la Figure.2.13 pour certaines valeurs de W_{str} : (a) S_{11} et (b) S_{12}	46
Figure 2.15- Structure de Figure.2.11 avec la première technique d'isolation.	46
Figure.2.16- Études paramétriques sur les paramètres S de structure de Figure.2.11 avec la première technique d'isolation pour certaines valeurs de k (a) S_{11} , (b) S_{12}	47
Figure.2.17- Structure du prototype 1.....	47
Figure.2.18- Paramètres S simulés du prototype 1.....	47
Figure.2.19- Études paramétriques sur les paramètres S de la structure de la Figure.2.11 avec la deuxième technique d'isolation pour certaines valeurs de y : (a) S_{11} , (b) S_{12}	48
Figure.2.20- Structure finale du prototype 2.....	49
Figure.2.21- Paramètres S simulés du prototype 2.....	49
Figure.2.22- Études paramétriques sur les paramètres S de la structure de la Figure.2.11 avec la troisième technique d'isolation pour certaines valeurs de Rin: (a) S_{11} , (b) S_{12}	50
Figure.2.23- Structure finale du prototype 3.....	50
Figure.2.24- Paramètres S simulés du Prototype 3.....	50
Figure.2.25- Distribution du courant sur les structures proposées à la fréquence 3GHz lorsque le Port 1 est excité : (a) sans technique d'isolation, (b) Prototype 1, (c) Prototype 2, (d) Prototype 3.....	51
Figure.2.26- Distribution du courant sur les structures proposées à la fréquence 7GHz, lorsque le Port1 est excité : (a) sans technique d'isolation, (b) Prototype 1, (c) Prototype 2, (d) Prototype 3.....	52

Figure.2.27- Distribution du courant sur les structures proposées à la fréquence 9GHz, lorsque le Port1 est excité : (a) sans technique d'isolation, (b) Prototype 1, (c) Prototype 2, (d) Prototype 3.....53

Figure.2.28- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 1 à 3GHz: (a) E_{θ} lorsque le Port1 est excité, (b) E_{θ} lorsque le Port2 est excité, (c) E_{ϕ} lorsque le Port1 est excité, (d) E_{ϕ} lorsque le Port2 est excité.....54

Figure.2.29- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 1 à 6GHz: (a) E_{θ} lorsque le Port1 est excité, (b) E_{θ} lorsque le Port2 est excité, (c) E_{ϕ} lorsque le Port1 est excité, (d) E_{ϕ} lorsque le Port 2 est excité54

Figure.2.30- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 1 à 10GHz: (a) E_{θ} lorsque le Port1 est excité, (b) E_{θ} lorsque le Port2 est excité, (c) E_{ϕ} lorsque le Port1 est excité, (d) E_{ϕ} lorsque le Port2 est excité55

Figure.2.31- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 2 à 3GHz: (a) E_{θ} lorsque le Port1 est excité, (b) E_{θ} lorsque le Port2 est excité, (c) E_{ϕ} lorsque le Port1 est excité, (d) E_{ϕ} lorsque le Port2 est excité56

Figure.2.32- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 2 à 6GHz: (a) E_{θ} lorsque le Port1 est excité, (b) E_{θ} lorsque le Port2 est excité, (c) E_{ϕ} lorsque le Port1 est excité, (d) E_{ϕ} lorsque le Port2 est excité56

Figure.2.33- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 2 à 10GHz: (a) E_{θ} lorsque le Port1 est excité, (b) E_{θ} lorsque le Port2 est excité, (c) E_{ϕ} lorsque le Port1 est excité, (d) E_{ϕ} lorsque le Port2 est excité57

Figure.2.34- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 3 à 3GHz: (a) E_{θ} lorsque le Port1 est excité, (b) E_{θ} lorsque le Port2 est excité, (c) E_{ϕ} lorsque le Port1 est excité, (d) E_{ϕ} lorsque le Port2 est excité58

Figure.2.35- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 3 à 6GHz: (a) E_{θ} lorsque le Port1 est excité, (b) E_{θ} lorsque le Port2 est excité, (c) E_{ϕ} lorsque le Port1 est excité, (d) E_{ϕ} lorsque le Port2 est excité58

Figure.2.36- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 3 à 10GHz: (a) E_θ lorsque le Port1 est excité, (b) E_θ lorsque le Port2 est excité, (c) E_ϕ lorsque le Port1 est excité, (d) E_ϕ lorsque le Port2 est excité.....	59
Figure.3.1- Photographies de prototypes fabriqués : (a) Prototype 1, (b) Prototype 2, (c) Prototype 3.....	62
Figure.3.2- Les coordonnées sphériques [38].....	62
Figure.3.3- Paramètres S mesurés du prototype 1.....	63
Figure 3.4- Diagrammes de rayonnement mesurés du prototype 1 dans le plan E à 3GHz, 6GHz et 10 GHz : (a) Co-polarisation, (b) Polarisation croisée.....	64
Figure 3.5- Diagrammes de rayonnement mesurés du prototype 1 dans le plan H à 3GHz, 6GHz et 10 GHz : (a) Co-polarisation, (b) Polarisation croisée.....	64
Figure.3.6- Paramètres S mesurés du prototype 2.....	65
Figure.3.7- Diagrammes de rayonnement mesurés du prototype 2 dans le plan E à 3GHz, 6 GHz et 10 GHz : (a) Co-polarisation, (b) Polarisation croisée.....	65
Figure.3.8- Diagrammes de rayonnement mesurés du prototype 2 dans le plan H à 3GHz, 6Ghz et 10GHz : (a) Co-polarisation, (b) Polarisation croisée.....	66
Figure.3.9- Paramètres S mesurés du prototype 3.....	67
Figure.3.10- Diagrammes de rayonnement mesurés du prototype 3 dans le plan E à 3GHz, 6Ghz et 10GHz : (a) Co-polarisation, (b) Polarisation croisée.....	67
Figure 3.11- Diagrammes de rayonnement mesurés du prototype 3 dans le plan H à 3GHz, 6GHz et 10 GHz : (a) Co-polarisation, (b) Polarisation croisée.....	68
Figure.3.12- S_{11} simulé et mesuré du Prototypel.....	68
Figure.3.13- S_{12} simulé et mesuré du Prototypel.....	68
Figure.3.14- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype1 à 3GHz, lorsque le port 1 est excité, dans : (a) plan E, (b) plan H.....	69
Figure.3.15- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype 1 à 6GHz, lorsque le port1 est excité, dans : (a) Plan E, (b) Plan H.....	69

Figure.3.16- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype 1 à 10 GHz, lorsque le port1 est excité : (a) Plan E (b) Plan H.....	70
Figure.3.17- S_{11} simulé et mesuré du Prototype 2.....	70
Figure.3.18- S_{12} simulé et mesuré du Prototype 2.....	70
Figure.3.19- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype 2 à 3 GHz, lorsque le port1 est excité : (a) Plan E, (b) Plan H.....	71
Figure.3.20- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype2 à 6 GHz, lorsque le port1 est excité, dans: (a) Plan E, (b) Plan H.....	71
Figure.3.21- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype2 à 10 GHz, lorsque le port 1 est excité, dans : (a) Plan E, (b) Plan H.....	72
Figure.3.22- S_{11} simulé et mesuré du prototype 3.....	72
Figure.3.23- S_{12} simulé et mesuré du prototype 3.....	72
Figure.3.24- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype3 à 3 GHz, lorsque le port1 est excité, dans: (a) Plan E, (b) Plan H.....	73
Figure.3.25- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype3 à 6 GHz, lorsque le port 1 est excité, dans: (a) Plan E, (b) Plan H.....	73
Figure.3.26- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype3 à 10 GHz, lorsque le port 1 est excité, dans : (a) Plan E, (b) Plan H.....	74

LISTE DE TABLEAUX

Tableau.1- Comparaison entre les largeurs de bande de certaines formes du patch
microruban [12].30

Tableau.2- Valeurs des paramètres de la structure optimisée pour une bonne adaptation.44

Tableau.3- Valeurs des paramètres du prototype 1.....48

Tableau.4- Valeurs des paramètres du prototype 2.....49

Tableau.5- Valeurs des paramètres du prototype 3.....50

INTRODUCTION GÉNÉRALE

A) Mise en contexte

Ces dernières années, le domaine de la communication a connu d'énormes progrès dans le but de répondre aux besoins croissants des utilisateurs, ce qui nécessitera non seulement le développement de systèmes de communication performants, mais aussi leur adaptation aux besoins spécifiques.

La technologie ULB est une des technologies émergentes qui a mobilisé une grande attention des scientifiques et de l'industrie dans le monde entier après la réservation de la bande 3.1-10.6GHz pour les applications ULB. Cette technologie possède de nombreux avantages, tels qu'une large bande passante, de très hauts débits (jusqu'à plusieurs centaines de M bits/s) et une immunité excellente aux interférences multivoies. Grâce à ces avantages, la technologie ULB est employée pour de nombreuses applications : des systèmes micro-ondes de télécommunication jusqu'aux applications radar. L'antenne joue un rôle critique dans tous les systèmes de communication, et plus précisément les systèmes ULB qui doivent respecter le niveau de transmission imposé par la FCC (*Federal Communication Commission*) et limité par -41.3dBm/MHz . La technique de multi-polarisation a été proposée afin de minimiser l'effet du phénomène de propagation multivoies, de surmonter le problème de l'interférence et par conséquent, de maximiser la capacité des systèmes de communication. Par la suite, de nombreuses recherches ont été effectuées pour développer des antennes à multi-polarisation pouvant remplacer les antennes à une polarisation sans pour autant affecter la qualité de performance des systèmes. À son tour, l'efficacité des systèmes ULB peut être améliorée par l'utilisation des antennes ULB à multi-polarisation. Pour cette raison, nous proposons dans ce mémoire les conceptions de nouvelles antennes planaires à deux polarisations pour les applications ULB.

B) Objectifs et méthodologie de recherche

- Les définitions et les concepts de base des antennes ULB;
- Étude de différents types d'antennes ULB planaires ainsi que des techniques principales utilisées pour élargir leur largeur de bande;
- Étude de différentes antennes à deux polarisations;
- Conception et simulation des antennes proposées;
- Réalisation et mesure des prototypes fabriqués.

C) Plan du mémoire

Le présent mémoire est divisé en trois chapitres :

Le premier chapitre présentera les critères spécifiques qui définissent les antennes ULB, ainsi que les méthodes de la caractérisation et de l'analyse de leurs performances. Nous passerons ensuite en revue les différents types d'antennes ULB planaires et les antennes ULB bipolarisées ainsi que les techniques utilisées pour les concevoir. Dans le deuxième chapitre, nous nous concentrons sur la conception des antennes proposées, ainsi que sur l'analyse numérique de leurs performances à l'aide du logiciel CST (*Computer Simulation Tool*). Les problèmes qui ont été rencontrés lors de la conception de telles antennes seront présentés et leurs solutions proposées seront par la suite discutées, l'influence de différents paramètres caractéristiques des structures sera ensuite étudiée.

Le troisième chapitre sera consacré à la fabrication des prototypes proposés, ainsi qu'à une comparaison entre les résultats des mesures effectuées et ceux obtenus par les simulations.

Enfin, une conclusion résumant les résultats principaux de ce travail de recherche sera présentée.

CHAPITRE 1

LA THÉORIE ET L'ANALYSE DES ANTENNES ULB

1.1 - Introduction

Afin d'atteindre l'objectif principal, qui est la conception des antennes ultra large bande à double polarisation, il est d'abord important de prendre connaissance des différents types d'antennes ULB et de leurs caractéristiques principales, ainsi que des configurations qui sont capables d'offrir les caractéristiques désirées. Dans ce chapitre, nous nous intéresserons principalement aux antennes ULB planaires et à leurs différentes configurations, en présentant les diverses techniques qui servent à les concevoir. Ainsi, nous ferons une étude générale des différentes configurations des antennes à double polarisation basées sur les technologies planaires.

1.2- Définition

Il y a deux critères disponibles pour définir une antenne ultra large bande : une antenne est dite ultra large bande si :

- Selon DARPA (*Defense Advanced Research Projects Agency 1990*), l'antenne a une valeur de BW supérieure à 0.25;
- Selon la FCC (*Federal Communications Commission*), l'antenne a une valeur de BW supérieure à 0.2 avec :

$$BW = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \geq \begin{cases} 0.25 & \text{DARPA} \\ 0.2 & \text{FCC} \end{cases} \quad (1.1)$$

BW : la bande passante relative à la fréquence centrale;

et $\begin{cases} f_H : \text{la limite supérieure de la bande passante,} \\ f_L : \text{la limite inférieure de la bande passante.} \end{cases}$

De plus, la FCC définit l'antenne ULB comme toute antenne ayant une bande passante supérieure à 500 MHz. La fréquence la plus élevée et la fréquence la plus basse de la bande passante sont définies selon la FCC par les fréquences auxquelles la puissance rayonnée est -10dB de sa valeur maximale [1].

Historiquement, il y a eu au moins trois classes différentes d'antennes ULB, elles peuvent être classées selon les applications :

- *DC-to-Day light* : ces antennes sont conçues pour avoir une bande passante maximale, leurs applications typiques sont : radars à ondes pénétrantes (GPRs), mesure des champs ou compatibilité électromagnétique (EMC), les radars d'impulsion et les systèmes de communication secrète.
- Bande étroite multiple (*multi narrow band*) : ces antennes sont conçues comme des scanners de signaux, pour recevoir ou détecter les signaux à bande étroite qui traversent des grandes plages de fréquence, le but de la conception de ce type d'antennes est de saisir la plus large bande possible, mais seulement en utilisant des petites sous-bandes à un moment donné.
- Les antennes ULB modernes : ces antennes sont conçues pour la bande de fréquence 3.1–10.6 GHz autorisée par la FCC pour les applications ULB. Les antennes ULB modernes devront respecter le masque spectral imposé par la FCC : EIPR=-41,3 [2]. Le système ULB moderne requiert que des antennes aient une capacité de fonctionner sur toute la bande ULB au même temps; par conséquent, la performance de l'antenne doit être cohérente et prévisible sur toute la bande, idéalement l'impédance et les diagrammes de rayonnement de l'antenne doivent être stables à travers toute la bande [1].

1.3- Modélisation de l'antenne ULB

Pour les systèmes ULB, les paramètres classiques de conception (gain; coefficient de réflexion...) deviennent fortement dépendants de la fréquence, donc en comparant aux paramètres traditionnels des systèmes à bande étroite, les nouveaux paramètres doivent être définis pour tenir compte du rayonnement transitoire et révéler les effets de variation de la phase. En général, l'antenne ULB est considérée comme un système linéaire invariant (LTI) caractérisé soit par une fonction de transfert, soit par la réponse impulsionnelle associée.

Des expressions analytiques de la fonction de transfert et la réponse impulsionnelle associée : le système de communication peut toujours être modélisé par le schéma suivant :

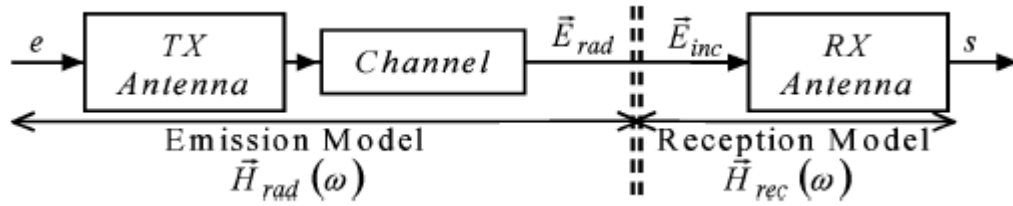


Figure.1- Modèle classique du canal ULB [2].

La fonction de transfert de l'antenne émettrice est modélisée dans le domaine fréquentiel par :

$$\bar{H}_{rad}(\omega, \theta, \varphi) = \bar{E}_{rad}(\omega, \theta, \varphi) / \mathfrak{e}(\omega) \quad (1.2)$$

avec $\bar{E}_{rad}(\omega, \theta, \varphi)$: le champ électrique rayonné au point défini par (θ, φ) , $\mathfrak{e}(\omega)$: c'est l'entrée considérée (tension ou courant..).

De la même manière, la fonction de transfert de l'antenne réceptrice est :

$$\bar{H}_{rec}(\omega, \theta, \varphi) = \mathfrak{s}(\omega) / \bar{E}_{inc}(\omega, \theta, \varphi) \quad (1.3)$$

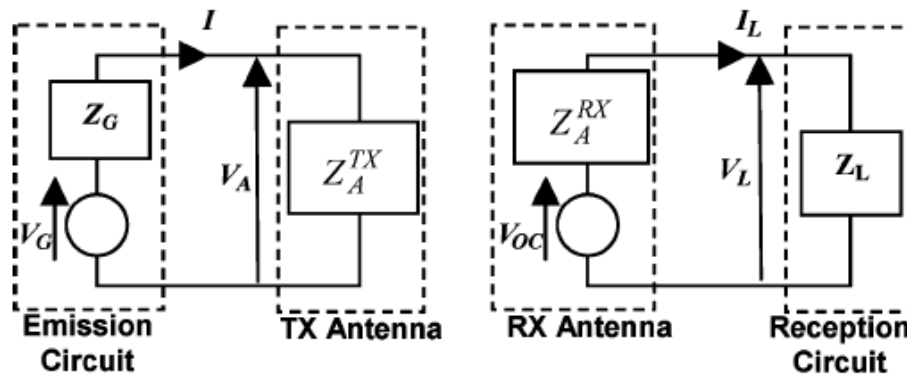


Figure.2- Circuits équivalents de l'antenne en transmission et en réception [2].

Le circuit équivalent de l'antenne en transmission est composé par un générateur de Thevenin (V_G, Z_G) et l'impédance d'entrée de l'antenne Z_A^{TX} , et en réception par un autre générateur de Thevenin (V_{oc}, Z_A^{RX}) et une charge d'impédance Z_L , avec V_{oc} qui est la tension lorsque l'antenne RX est en circuit ouvert et Z_A^{RX} qui est son impédance d'entrée.

En utilisant le modèle de la Figure.2 et en considérant que $\theta = V_G$, nous pouvons écrire la fonction de transfert sous la forme suivante :

$$\bar{H}_{rad}(\omega, \theta, \phi) = j \frac{\omega}{c} \frac{1}{Z_A^{TX} + Z_G} Z_0 \frac{e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \bar{h}_{etx}(\omega, \theta, \phi) \quad (1.4)$$

avec $\bar{h}_{etx}(\omega, \theta, \phi)$ qui est la longueur effective de l'émetteur TX, et d qui est la distance entre l'observateur et l'antenne.

En appliquant la transformée de Fourier inverse, la réponse impulsionnelle peut s'exprimer par :

$$\bar{h}_{rad}(t, \theta, \phi) = \frac{1}{4\pi d c} \frac{1}{Z_A^{TX} + Z_G} Z_0 \delta\left(t - \frac{d}{c}\right) * \frac{d\bar{h}_{etx}(t, \theta, \phi)}{dt} \quad (1.5)$$

En conséquence du principe de la réciprocité :

$$\bar{H}_{rec}(\omega, \theta, \phi) = \frac{Z_L}{Z_A^{RX} + Z_L} \bar{h}_{erx}(\omega, \theta, \phi) \Rightarrow \bar{h}_{rec}(t, \theta, \phi) = \frac{Z_L}{Z_A^{RX} + Z_L} * \bar{h}_{erx}(t, \theta, \phi) \quad (1.6)$$

Donc nous pouvons conclure que la fonction du transfert est proportionnelle à la longueur effective. Les unités de : $\bar{H}_{rad}[m^{-1}]$, $\bar{h}_{rad}[m^{-1} \cdot s^{-1}]$, $\bar{H}_{rec}[m]$ et $\bar{h}_{rec}[m \cdot s^{-1}]$

La longueur effective peut être écrite en fonction de la distribution du courant sous la forme suivante :

$$\bar{h}(\omega, \theta, \phi) = -\frac{\hat{r} \times \hat{r}}{t} \times \int_V \bar{J}(\vec{r}) e^{j\beta r \cdot \vec{r}} dV \quad (1.7)$$

avec t qui est le courant d'excitation, et $\bar{J}(\vec{r})$ le vecteur de densité du courant [2].

Les caractéristiques de l'antenne sont exprimées dans le domaine fréquentiel par la fonction de transfert, et dans le domaine temporel par la réponse impulsionnelle.

1.4- Caractéristiques de l'antenne ULB

L'impulsion alimentant une antenne ULB est soumise à : la différenciation, la dispersion (stockage d'énergie), le rayonnement et la perte (diélectrique /ohmique).

- La dispersion du signal : est la déformation de la forme d'onde rayonnée, autrement-dit, c'est la variation de la forme d'onde rayonnée en fonction de l'angle de visée et du temps.

L'origine effective des signaux rayonnés par une antenne est parfois appelée le centre de

phase. Si le mouvement du centre de phase est en fonction de la fréquence, alors l'onde rayonnée résultante va être dispersive [1]. La dispersion n'apparaît pas en bande étroite, elle résulte de l'effet de large bande. La dispersion de l'antenne peut être analysée par le calcul de la transformée de Hilbert H de la réponse impulsionnelle :

$$h^+(t) = (h(t) + jH\{h(t)\}) \quad (1.8)$$

la transformée de Hilbert est définie par :

$$H\{h(t)\} = (h * f)(t) = VP \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) f(t-\tau) d\tau \right\} = \frac{1}{\pi} VP \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{h(\tau)}{t-\tau} d\tau \right\}$$

$$f(t) = \frac{1}{\pi t}$$

où:

$$VP \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) f(t-\tau) d\tau \right\} = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \left\{ \int_{-\infty}^{t-\varepsilon} h(\tau) f(t-\tau) d\tau + \int_{t+\varepsilon}^{+\infty} h(\tau) f(t-\tau) d\tau \right\}$$

L'enveloppe $|h^+(t)|$ d'une réponse impulsionnelle livre la distribution de l'énergie en fonction du temps, elle donne une mesure directe de la dispersion de l'antenne. Un exemple sur la réponse impulsionnelle $h(t)$ et l'enveloppe $|h^+(t)|$ d'une antenne cornet pour une polarisation et une direction données est illustré sur la Figure.3 :

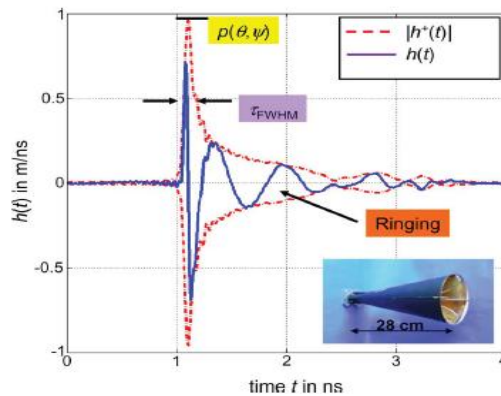


Figure.3- Caractérisation de la réponse temporelle d'une antenne cornet [3].

avec :

- La valeur de crête de l'enveloppe $\rho(\theta, \varphi)$ qui est la valeur maximale de l'enveloppe $|h^+(t)|$

$$\rho(\theta, \varphi) = \max_t |h^+(t, \theta, \varphi)| (m/ ns) \quad (1.9)$$

Une $\rho(\theta, \varphi)$ très élevée est désirable.

- La largeur de l'enveloppe décrit l'élargissement de l'impulsion rayonnée, elle est définie comme la largeur de l'amplitude de l'enveloppe $|h^+(t)|$ à $\frac{\rho}{2}$

$$\tau_{FWHM}(ns) = t_1 \left| |h^+(t)| = \frac{\rho}{2} \right|^{-t_2} \left| t_1 \leq t_2, |h^+(t_2)| = \frac{\rho}{2} \right| \quad (1.10)$$

τ_{FWHM} ne devrait pas dépasser quelques centaines de picosecondes, afin d'assurer un haut débit pour les applications de communication, et une haute résolution pour les applications radar [3].

- Le retentissement (*Ringing*) τ_r de l'antenne ultra large bande est indésirable et habituellement causé par la résonance due au stockage de l'énergie ou de réflexions multiples dans l'antenne, il cause une oscillation de l'impulsion rayonnée après le pic principal, τ_r est défini comme le temps jusqu'à ce que l'enveloppe soit passée de la valeur de crête en dessous d'une certaine limite inférieure $\alpha \cdot \rho(\theta, \varphi)$:

$$\tau_{r=\alpha} = t_1 \left| |h^+(t_1)| = \alpha \cdot \rho \right|^{-t_2} \left| t_2 \leq t_1 \wedge |h^+(t_2)| = \rho \right| \quad (1.11)$$

- La durée de retentissement de l'antenne ULB devrait être négligeable, c'est-à-dire inférieure de quelques τ_{FWHM} . L'énergie contenue dans le retentissement abaisse la valeur de crête $\rho(\theta, \varphi)$ et peut être minimisée en utilisant des matériaux absorbants [3].
- Le gain transitoire est un paramètre qui caractérise la capacité de l'antenne à rayonner une onde incidente $U_{Tx}(t)$:

$$g_T(\theta, \varphi) = \frac{\left\| h(t, \theta, \varphi) * \frac{du_{Tx}(t)}{dt} \right\|}{\left\| \sqrt{\pi} C_0 U_{Tx}(t) \right\|^2} \quad \text{avec} \quad \|f(x)\| = \int_{-\infty}^{+\infty} |f(x)| dx \quad (1.12)$$

- Le gain dans le domaine fréquentiel est défini comme dans les systèmes à bande étroite, il peut être écrit en fonction de la fonction de transfert par :

$$G(f, \theta, \varphi) = \frac{4\pi f^2}{c_0^2} |H(f, \theta, \varphi)|^2 \quad (1.13)$$

- Le délai de groupe (*Group Delay*) $\tau_g(\omega)$ est la variation de la phase du signal rayonné en fonction de la fréquence, et il est défini par :

$$\tau_g(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = -\frac{d\varphi(f)}{2\pi df} \quad (1.14)$$

avec $\varphi(f)$ la phase du signal rayonné.

- Le délai du groupe moyen $\bar{\tau}_g$ est défini par:

$$\bar{\tau}_g = \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \tau_g(\omega) d\omega \quad (1.15)$$

$\bar{\tau}_g$ est constant sur toute la bande ULB.

- Un délai de groupe constant (c'est-à-dire une phase variant linéairement avec la fréquence) implique une structure non dispersive, et la non-linéarité du délai de groupe indique un caractère résonnant de l'antenne, ce qui signifie la capacité de la structure à stocker l'énergie [3]. Une mesure de la constance du délai de groupe est la déviation de délai de groupe principal, elle est notée par :

$$\tau_{g,rel}(\omega) = \tau_g(\omega) - \bar{\tau}_g \quad (1.16)$$

1.5- Histoire des antennes ULB

L'histoire des antennes ultra large bande revenue à 1898, l'antenne Bow-tie et l'antenne biconique sont parmi les premières antennes découvertes par Oliver Lodge en 1898 (voir Figure.4 et Figure.5). [4].

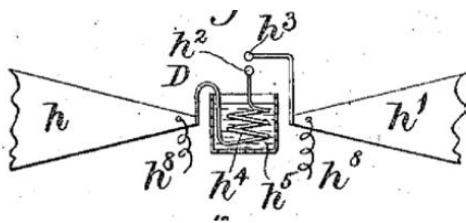


Figure.4- L'antenne découverte par Lodge en 1898 [4].

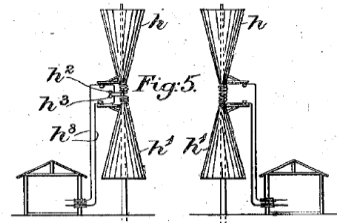


Figure.5- Les antennes biconiques de Lodge 1898 [4].

Avec le développement de la recherche dans le domaine de télévision, l'intérêt des antennes à large bande de fréquences pour supporter les signaux de vidéo augmente; et par conséquent, en 1939, Carter a pu suivre les travaux de Lodge et a redécouvert les antennes biconiques et coniques montrées sur la Figure.6.

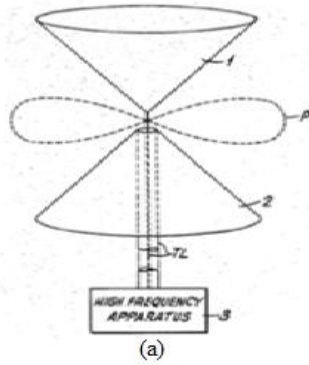


Figure.6.a- L'antenne biconique de Carter 1939[4].

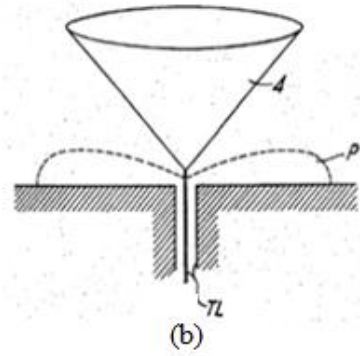


Figure.6.b- Le monopole conique de Carter 1939 [4].

La conception originale de Lodge a été améliorée par Carter, en introduisant une transition large bande entre la structure d'alimentation et l'élément rayonnant, tel que l'indique la Figure.7.

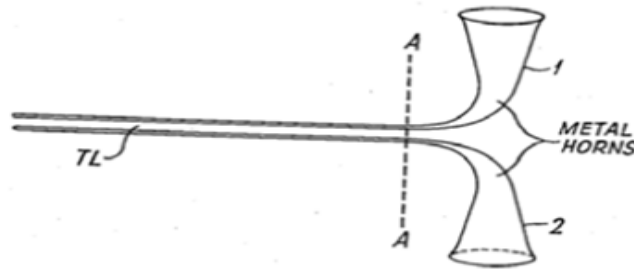


Figure.7- L'antenne biconique de Carter améliorée [4].

Schelkunoff a proposé en 1940 une structure constituée par des guides d'ondes coniques élaborés avec des structures d'alimentation et un dipôle sphérique (Figure.8).

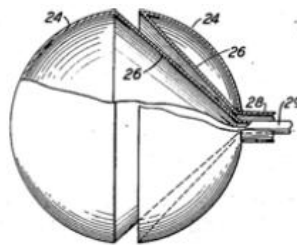


Figure.8- Le dipôle sphérique de Schelkunoff [4].

Par la suite, Lindenblad a proposé en 1941 une antenne cornet coaxiale basée sur l'idée de dipôle à manche en ajoutant une transformation graduelle pour élargir sa bande (Figure.9.a). Un réseau de cornets coaxiaux de Lindenblad a été employé dans le transmetteur de RCA, la Figure.9.b montre ce réseau. L'antenne de Lindenblad symbolise les efforts de la recherche dans le domaine de télévision durant cette période [4].

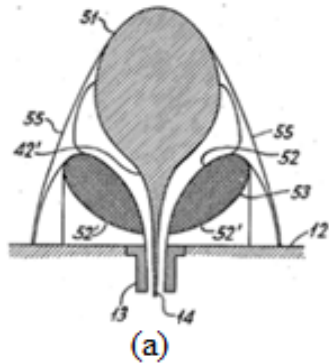


Figure.9.a- L'élément de Lindenblad (cross-section) 1941[4].

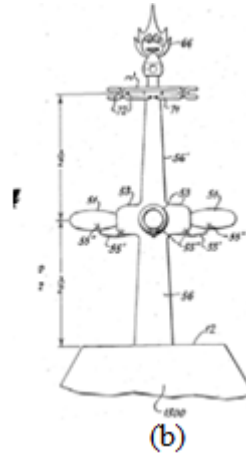


Figure.9.b- Le réseau de Lindenblad pour la transmission de télévision [4].

Basé sur l'idée de construire des antennes à partir des transitions coaxiales, Brillouin a introduit des cornets coaxiaux, omnidirectionnels et bidirectionnels.

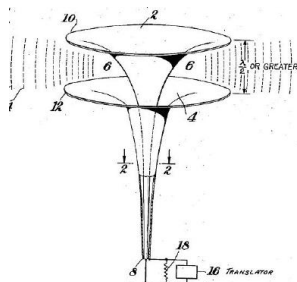


Figure.10-Le cornet omnidirectionnel de Brillouin [4].

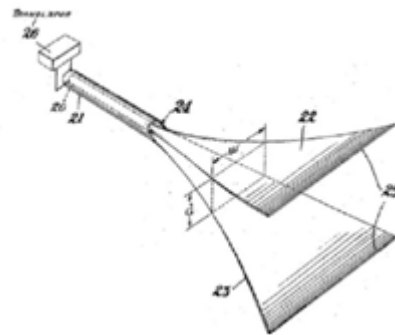


Figure.11-Le cornet coaxial directionnel de Brillouin [4].

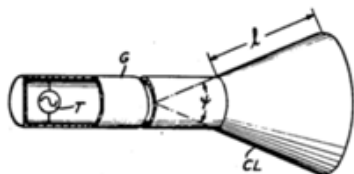


Figure.12- Le cornet conique de King 1942 [4].

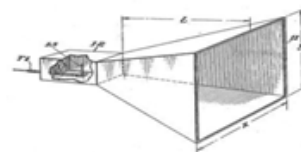


Figure.13- Le cornet rectangulaire de Katzin 1946 [4].

Des développements ultérieurs ont permis d'inventer des antennes planaires telles que l'antenne *notch* à large bande illustrée sur la Figure.14.a et le dipôle circulaire de la Figure.14.b.

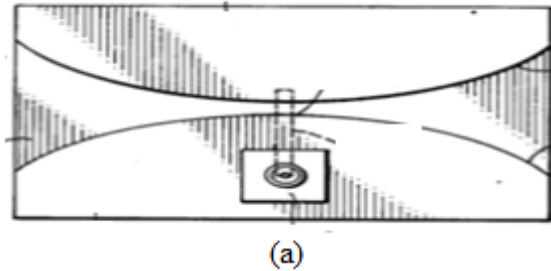


Figure.14.a- L'antenne *notch* large bande de Lalezari et al.

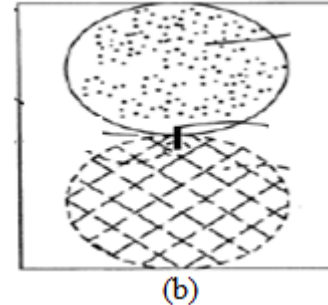


Figure.14.b- Le dipôle circulaire de Thomas et al.

Ce développement avancé a compris aussi les antennes ULB magnétiques, la Figure.15 présente une antenne à fente proposée par Marié en 1962, la largeur de bande de cette antenne a été améliorée en variant la largeur de la ligne de fente [4].

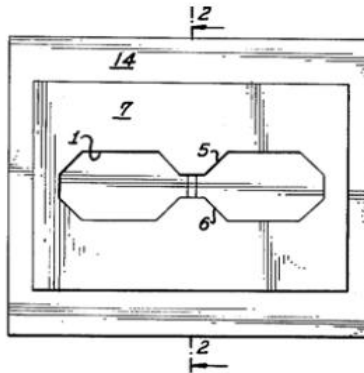


Figure.15- L'antenne à fente large bande de Marie [4].

Toutes les antennes ULB proposées avant 1990 ont des structures volumineuses, depuis cette date l'intérêt est concentré sur les antennes planaires de ces différents types à cause de leurs caractéristiques intéressantes, telles que la simplicité de fabrication, le faible coût et la taille compacte. Plusieurs articles traitent l'état d'art des antennes ULB et notamment les antennes ULB planaires [5-6]. Dans la littérature, il y a une telle variété d'antennes planaires que nous pouvons les classer selon la forme de leur diagramme de rayonnement, à savoir : les antennes directionnelles et les antennes omnidirectionnelles.

1.6- Les antennes directionnelles

Certaines applications telles que les stations de base et les systèmes radar nécessitent des antennes à rayonnement directionnel stable. La plupart des antennes directionnelles sont volumineuses et se caractérisent par un gain élevé, telles que les cornets et les antennes paraboliques. Cependant, il existe des antennes planaires directionnelles, les antennes à fentes coniques (TSAs) sont des antennes à onde progressive qui peuvent rayonner d'une manière stable à travers une large bande de fréquences. La beauté de l'antenne à fente conique est sa capacité de produire un faisceau symétrique dans les plans E et H sur une large bande de fréquences grâce à sa géométrie planaire. Le choix correct des paramètres de l'antenne TSA, tels que sa forme, sa longueur totale, l'épaisseur du substrat et la constante diélectrique, est nécessaire. L'antenne TSA consiste en une fente conique fendue dans une couche métallique imprimée sur un substrat diélectrique, il existe trois types d'antennes TSAs selon les formes de ses fentes coniques : l'antenne Vivaldi (une fente exponentielle), LTSA (une fente linéaire) et CWSA (une fente à largeur constante), la figure suivante montre les trois types d'antennes TSAs :

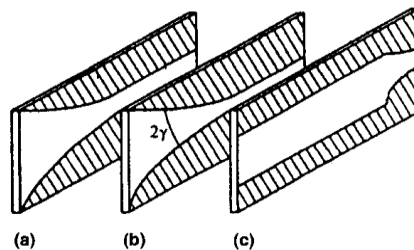


Figure.16-Variété des configurations de TSA: (a) Vivaldi, (b) LTSA, (c) CWSA [13].

Avant l'introduction de l'antenne Vivaldi par Gibson en 1979, il n'y avait pas une antenne planaire bien connue qui puisse produire un faisceau *endfire* symétrique avec un gain appréciable et des lobes secondaires faibles [7]. Théoriquement, l'antenne Vivaldi a une largeur de bande infinie et la seule limitation est sa taille physique et la capacité de fabrication, en pratique l'une des limitations principales de largeur de bande de l'antenne Vivaldi est la transition entre la ligne microruban et la fente. Certaines techniques ont été proposées pour surmonter ce problème, l'antenne Vivaldi antipodale utilise une transition à large bande afin d'élargir la bande de fonctionnement de l'antenne Vivaldi classique, la figure suivante présente l'antenne Vivaldi antipodale développée dans [6].



Figure.17- L'antenne Vivaldi antipodale développée dans [6].

A côté des antennes TSAs, d'autres antennes planaires directionnelles sont disponibles [8-9]. Dans ces deux articles, la forme du plan de masse joue un rôle critique dans la conception des antennes proposées. Dans [8], des antennes directionnelles basées sur les technologies planaires ont été proposées (Figure.18), avec un plan de masse de forme parabolique qui assure un rayonnement directif, ces antennes montrent une bonne performance sur toute la bande de fréquences ULB en termes d'adaptation d'impédance et de rayonnement, avec un gain qui varie de 4 dB à 8 dB, et un délai de groupe presque constant sur la totalité de la bande ULB.

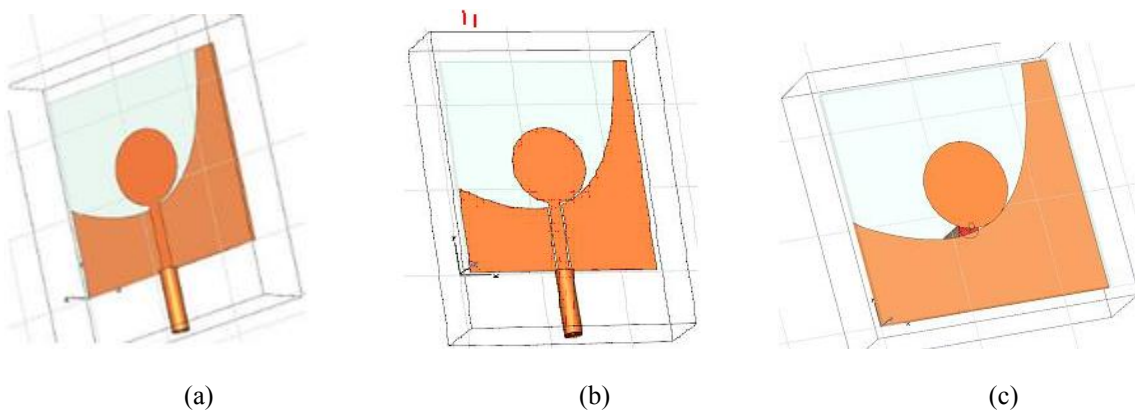


Figure.18- Des antennes planaires directionnelles basées sur: (a) technologie microruban, (b) technologie CPW, (c) technologie coaxiale.

Dans la même perspective, une antenne planaire basée sur la technologie microruban a été proposée dans [9], elle fonctionne sur la bande [6-8 GHz] avec un plan de masse de forme L, sa partie horizontale est un plan de masse de la ligne microruban et sa partie verticale est utilisée pour améliorer la directivité de l'antenne, les résultats numériques et expérimentaux montrent que cette antenne a une bonne performance sur la bande désirée avec un gain autour de 7.5 dBi.

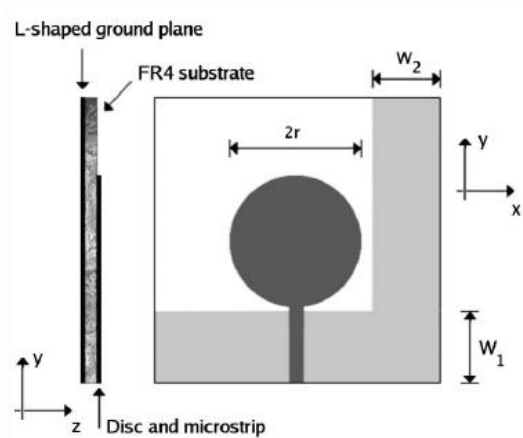


Figure.19- Monopole imprimé avec un plan de masse de forme L [9].

Note : Selon notre analyse numérique de ce prototype en utilisant CST, nous avons constaté que le changement de la position de plan de masse verticale change la direction de faisceau principal.

1.7- Les antennes ULB omnidirectionnelles

Certaines applications exigent des formes spécifiques du diagramme de rayonnement. Par exemple, les dispositifs portables requièrent des antennes compactes à diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Pour réaliser un diagramme de rayonnement omnidirectionnel, nous devons choisir les structures sur lesquelles la distribution du courant peut créer un diagramme de rayonnement de telle forme. Les antennes ULB omnidirectionnelles peuvent être subdivisées en deux classes principales : les monopoles et les antennes microruban.

1.7.1- Les antennes monopoles

Les antennes monopoles constituent la plupart des antennes omnidirectionnelles, elles offrent une bonne performance, soit en termes de bande passante ou de rayonnement. Les monopoles sont des antennes de petites dimensions, ce qui facilite leur intégration aux systèmes de petites dimensions.

La Figure.20 présente certaines structures modifiées de l'antenne monopole rectangulaire, le monopole rectangulaire est capable d'offrir une largeur de bande de 60% pour $VSWR=2:1$. Afin d'élargir sa bande passante, certaines méthodes ont été suggérées,

premièrement la structure de l'élément rayonnant a été modifiée, la largeur de bande d'impédance peut être améliorée de manière considérable par la modification de la forme de l'élément rayonnant. De plus, l'élément rayonnant peut être fendu pour augmenter la bande d'impédance notamment à hautes fréquences, les fentes changent la distribution du courant alors l'impédance de l'entrée de l'antenne change. L'ajout d'un ruban de manière asymétrique à l'extrémité de l'élément rayonnant réduit la hauteur de l'antenne et améliore la bande d'impédance. Le choix approprié de la position du point d'alimentation élargit aussi la bande d'impédance de l'antenne. La Figure.20 (c) illustre certaines façons d'élargir la bande d'impédance en modifiant les structures d'alimentation [6].

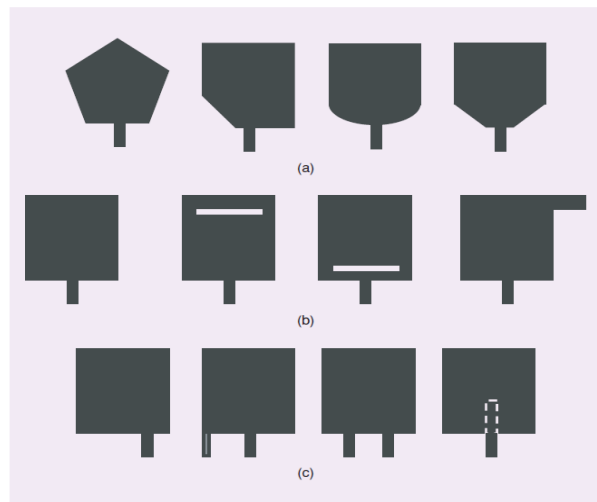


Figure.20- Structures modifiées du monopole rectangulaire [6].

Des antennes monopoles elliptiques et circulaires alimentées par des câbles coaxiaux via des plans de masse horizontaux ont été proposées dans [10]. La figure.21 montre ces structures. Les ROS de ces antennes sont inférieurs de 2 sur une bande de fréquences de 1GHz à 13GHz avec des diagrammes de rayonnement similaires à ceux du monopole vertical à une hauteur équivalente finie (omnidirectionnel dans le plan H et bidirectionnel dans le plan E).

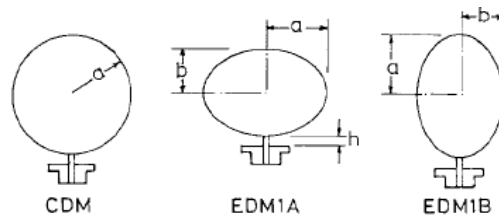


Figure.21- Antennes planaires circulaires et elliptiques [10].

Les monopoles à plaques rayonnantes qui sont des versions modifiées des monopoles classiques ont été proposés pour élargir la bande d'impédance en gardant les mêmes diagrammes de rayonnement que les monopoles classiques [6]. Des structures de monopoles à plaques rayonnantes sont indiquées sur la Figure.22.

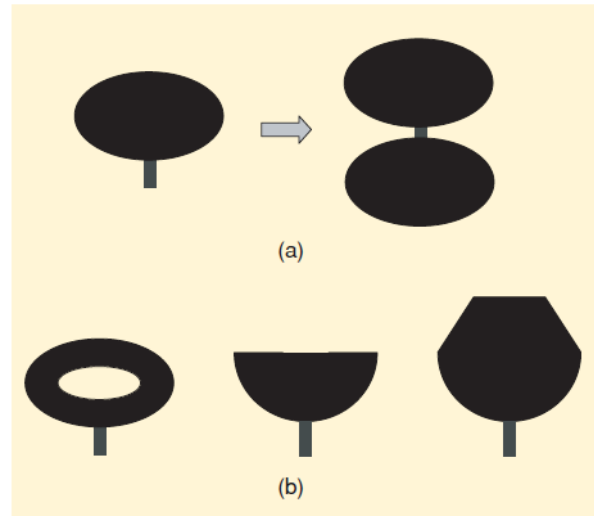


Figure.22- L'antenne elliptique et ses variations [6].

Ces antennes souffrent de la dégradation de leurs diagrammes de rayonnement à hautes fréquences. Pour surmonter cet inconvénient, une antenne LPdiPICA a été proposée. La structure de l'antenne LPdiPICA est montrée sur la Figure.23.

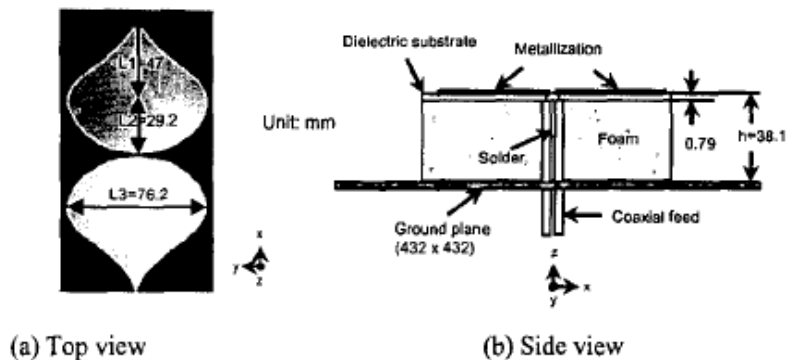


Figure.23- Structure de l'antenne LPdiPICA [11].

1.7.2- Les antennes microruban

Les antennes microruban ont été premièrement proposées par Deschamps en 1953. Leur développement est accéléré par la disponibilité des substrats à bonnes propriétés, telles que

un tangent de perte faible et une constante diélectrique appropriée, l'antenne microruban dans sa forme classique est constituée par un élément rayonnant imprimé sur un substrat de permittivité relative $\epsilon_r \leq 10$ et un plan de masse imprimé de l'autre côté du substrat [12].

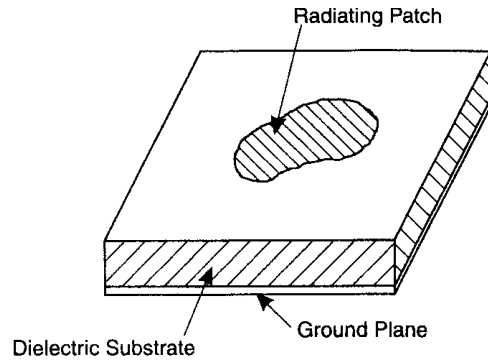


Figure.24- Configuration de l'antenne microruban classique [12].

1.7.2.1- Les avantages et les inconvénients des antennes microruban

Les antennes microruban ont des avantages et des inconvénients par rapport aux antennes classiques [12].

Les avantages :

- Un poids léger, un volume faible, des configurations à faible profil;
- Un coût de fabrication faible;
- Les polarisations circulaires et linéaires pouvant facilement être réalisées avec une simple structure d'alimentation;
- Des caractéristiques telles que : la double polarisation, la double bande pouvant être réalisées en modifiant la structure de l'antenne microruban;
- Pas besoin de cavité;
- Peuvent être facilement intégrées aux circuits hyperfréquences;
- Les structures de l'alimentation peuvent être simultanément fabriquées avec la structure rayonnante.

À côté de ces avantages, les antennes microruban souffrent de certains inconvénients :

- Une bande passante étroite, des problèmes de tolérance;
- Un gain faible (-6 dB);
- La perte ohmique;

- Le rayonnement en arrière;
- La complexité des structures d'alimentation demandées par les réseaux à haute performance;
- Une pureté de polarisation faible;
- Le rayonnement parasite.

1.7.2.2- Les structures d'alimentation

La structure de l'alimentation contrôle la largeur de bande d'impédance, les modes de fonctionnement, les ondes de surface, le rayonnement parasite et la géométrie de l'antenne. La figure ci-dessous montre les différents types d'alimentation [13].

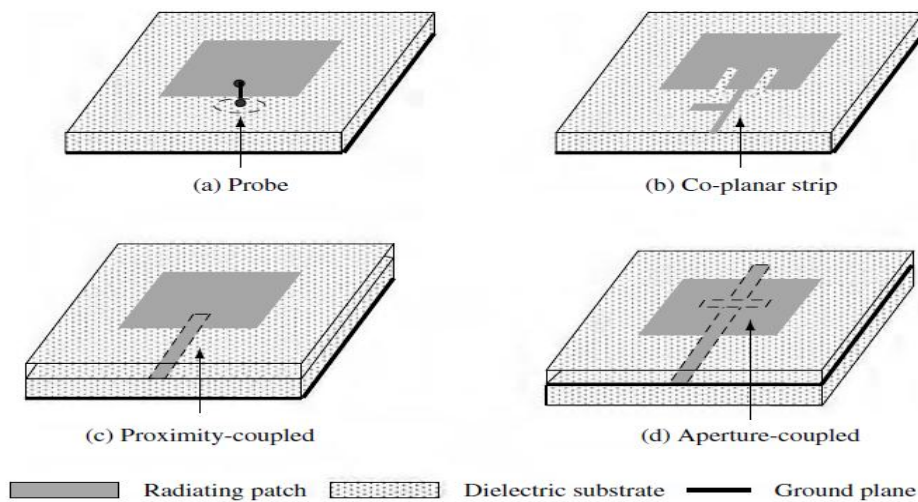


Figure.25- Structures d'alimentation des antennes microruban [13].

a- Sonde

En ajustant la position du point d'alimentation, une bonne adaptation d'impédance entre la sonde et le patch peut être atteinte. Les inconvénients de ce type de l'alimentation sont :

- L'augmentation du rayonnement parasite;
- L'augmentation des ondes de surface;
- L'augmentation de l'inductance de l'antenne qui a un substrat épais.

b- Bande coplanaire

Le ruban d'alimentation peut être connecté directement ou couplé au patch, l'adaptation d'impédance entre le patch et le ruban peut être améliorée en modifiant la structure du patch près du ruban d'alimentation ou en ajoutant des stubs entre le ruban et le patch.

c- Couplage de proximité

Le ruban d'alimentation est localisé entre le patch et le plan de masse, il existe deux couches du substrat entre le patch et le plan de masse, ce qui augmente le coût mais aussi la perte des ondes de surface. L'incrémentation de l'épaisseur du substrat et la réduction de sa permittivité relative maximisent le rayonnement de l'antenne patch, mais aussi augmentent les pertes de la ligne de transmission. Ce problème peut être résolu par l'utilisation d'un deuxième substrat, ce qui permet d'augmenter la largeur de bande de 20%.

d- Couplage par fente

Cette structure est constituée par deux substrats séparés par un plan de masse, le patch est imprimé sur le substrat supérieur et le ruban de l'alimentation est imprimé sur le substrat inférieur, avec une fente non résonnante fendue dans le plan de masse. L'adaptation de l'impédance est contrôlée par les paramètres de la fente, la position et la longueur du ruban et la constante diélectrique de deux substrats. Cette structure d'alimentation offre une large bande d'impédance et une pureté de polarisation élevée, mais son coût de fabrication est très élevé.

e- Couplage par une ligne CPW :

La figure suivante montre les différentes formes d'alimentation avec une ligne CPW :

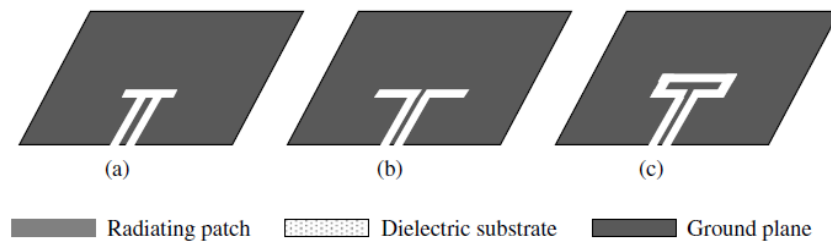


Figure.26- Structures d'alimentation CPW [13].

- Le couplage entre le CPW et le patch est capacitif dans la Figure.27(a);
- Le couplage entre CPW et le patch est inductif dans la Figure.27(b);
- Les fentes dans le plan de masse produisent un rayonnement en arrière. Pour minimiser ce rayonnement non désiré, une boucle de n'importe quelle forme doit être introduite (Figure.27(c)).

Les antennes microruban peuvent être divisées en quatre catégories principales : les antennes patches, les dipôles microruban, les antennes à fentes imprimées et les antennes microruban à onde progressive.

1.7.2.3- Les antennes patches microruban MPA

L'antenne microruban consiste en un patch avec une géométrie plane ou non plane imprimée sur un substrat diélectrique et un plan de masse imprimé de l'autre côté du substrat. La figure suivante montre les formes de patch les plus utilisées :

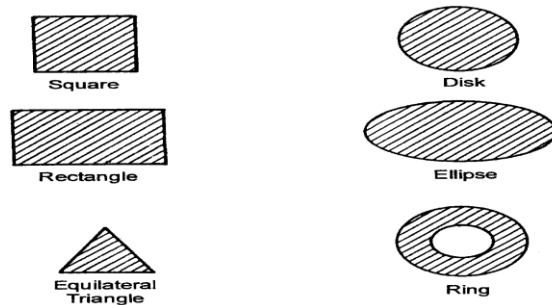


Figure.27- Formes des patches les plus fréquemment utilisées [12].

Certaines applications spéciales nécessitent d'autres formes telles que celles illustrées sur la figure suivante :

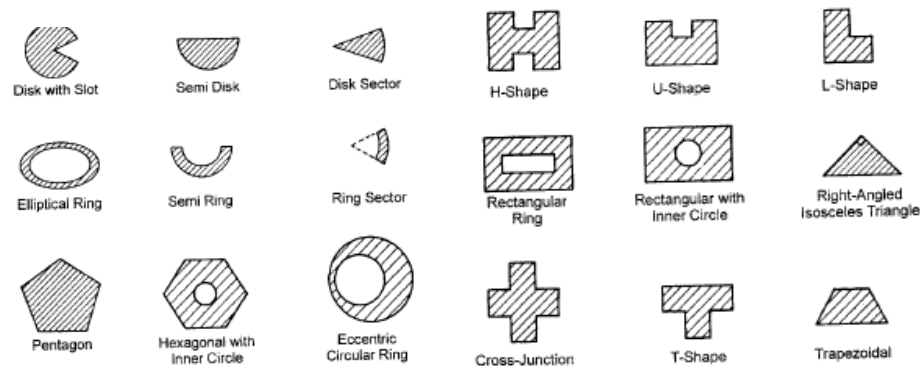


Figure.28- D'autres formes des patches microruban [12].

Les antennes microruban rectangulaires et circulaires sont les plus fréquemment utilisées à cause de leur simplicité; ainsi elles peuvent être utilisées pour la plupart des applications car certaines caractéristiques telles que la double polarisation, la polarisation circulaire et la double bande peuvent être facilement obtenues avec ces formes de patches. Elles sont considérées comme des références pour valider les nouvelles techniques analytiques ou numériques proposées.

1.7.2.3.1- L'antenne microruban rectangulaire

La configuration de l'antenne patch rectangulaire est constituée par un ruban conducteur de dimensions $L \times W$ imprimé sur un substrat de constante diélectrique ϵ_r et d'épaisseur h et un plan de masse couvrant l'autre côté du substrat. L'excitation du patch crée des forces attractives entre le patch et le plan de masse, ce qui résulte d'une large densité de charge aux extrémités, ces charges sont la source des champs frangeants et du rayonnement associé. La puissance rayonnée peut être maximisée par l'utilisation d'un substrat épais avec une constante diélectrique faible, par conséquent un substrat avec $\epsilon_r \leq 2.5$ est préférable. Les substrats les plus communément utilisés sont : *honeycomb* $\epsilon_r = 10.7$, Duroid $\epsilon_r = 2.32$, quartz $\epsilon_r = 3.8$ et alumina $\epsilon_r = 10$ [12].

Après la sélection du substrat approprié pour la conception, l'étape suivante est le choix des dimensions du patch qui satisfait au mieux les critères de performance des applications désirées. La largeur du patch a un effet mineur sur la fréquence de résonance et le rayonnement de l'antenne. Elle affecte en premier lieu l'impédance d'entrée et la largeur de bande de l'antenne. Une grande largeur de patch augmente la puissance rayonnée, ce qui réduit la résistance de résonance, élargit la bande de fonctionnement et améliore l'efficacité du rayonnement. Avec un choix judicieux d'excitation, nous pouvons choisir une largeur du patch plus élevée que sa longueur sans exciter les modes non désirés. La largeur de patch affecte aussi les caractéristiques de polarisation croisée. Il a été suggéré de choisir W pour être $1 \leq W/L \leq 2$. La longueur du patch détermine la fréquence de résonance et elle est critique dans la conception de l'antenne. Après la détermination des dimensions du patch pour un substrat donné, il reste à fixer la position du point d'alimentation qui garantit une bonne adaptation entre l'impédance du générateur et l'impédance d'entrée du patch. Pour ce faire, des méthodes basées sur le calcul de résistance du rayonnement ont été suggérées.

La polarisation du patch rectangulaire est linéaire et dirigée le long de sa dimension résonnante, s'il opère dans un mode dominant. Les antennes patches à large bande peuvent être opérées dans des modes élevés. Les diagrammes de rayonnement et la polarisation pour ces modes peuvent être différenciés à ceux d'un mode dominant. Les champs frangeants

aux extrémités non rayonnantes du patch sont les sources principales de la polarisation croisée. Le niveau de la polarisation croisée augmente avec l'augmentation d'épaisseur du substrat. Le patch circulaire offre une performance similaire à celle du patch rectangulaire. Le disque circulaire tend à être légèrement plus petit que le rectangle.

1.7.2.4- Les dipôles microruban

Les dipôles sont parmi les premières antennes conçues, en revanche les dipôles imprimés sont proposés après la démonstration réussie de l'opération du patch rectangulaire. Le dipôle microruban est constitué par un petit ruban imprimé de largeur inférieure à $0.05\lambda_0$, la largeur du ruban de dipôle microruban est le double de celle du patch rectangulaire microruban. Le dipôle à alimentation centrée est une autre configuration populaire. Sa géométrie est la version imprimée du dipôle cylindrique, et il est connu par le nom dipôle imprimé. La figure suivante présente les différentes configurations de dipôles imprimés :

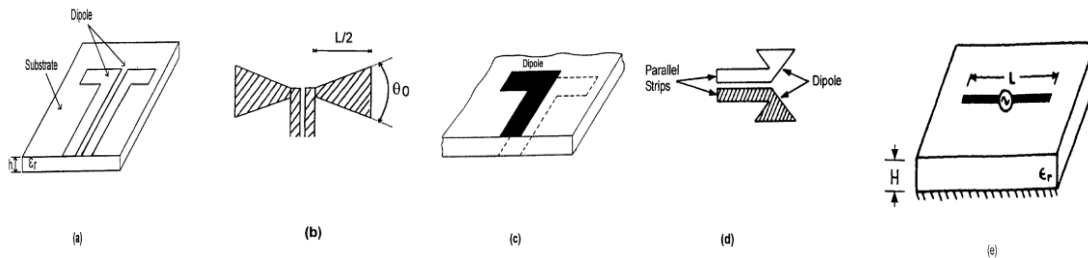


Figure.29- Différentes formes de dipôles imprimés [12].

- (a) Dipôle imprimé alimenté par une ligne microruban;
- (b) En remplaçant les rubans rectangulaires de (a) par des rubans triangulaires;
- (c) La configuration de (a) alimentée par une ligne coplanaire;
- (d) Les rubans rectangulaires de (c) sont remplacés par des rubans triangulaires;
- (e) Un dipôle microruban à alimentation centrée.

1.7.2.5- Les antennes à fentes imprimées

Les antennes microruban à fentes (MSAs) sont capables de produire des diagrammes de rayonnement bidirectionnels et unidirectionnels sur une large bande de fréquences. Les fentes annulaires sont utilisées comme des antennes des véhicules pour les communications mobiles. Les antennes à fentes coniques produisent un rayonnement end-fire.

1.7.2.5.1- Fente rectangulaire alimentée par une ligne microruban

L'antenne à fente microruban est constituée par un plan de masse fendu de telle sorte que la fente résulte est perpendiculaire au ruban conducteur de la ligne microruban qui l'excite. Avec une excitation efficace, le ruban conducteur peut être court-circuité au bord de la fente par le substrat diélectrique tel que la montre la Figure.30(a), ou terminé par un ruban à circuit ouvert comme dans la Figure.30(b). La longueur L_m du ruban à circuit ouvert est approximativement $\lambda/4$.

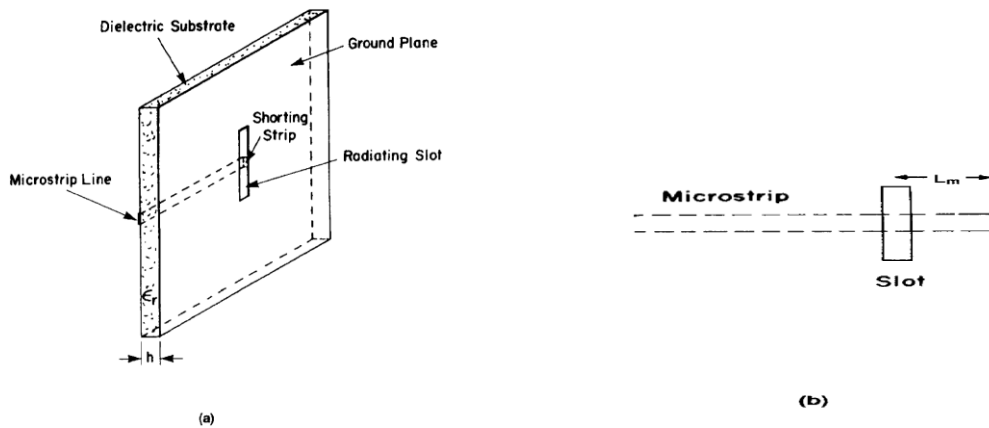
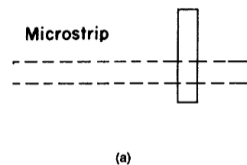


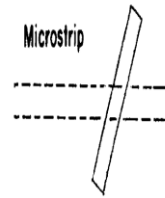
Figure.30- Antennes à fentes imprimées : (a) avec une alimentation centrée, (b) une alimentation décalée [12].

La résistance de rayonnement d'une fente à alimentation centrée est élevée et un circuit d'adaptation peut être nécessaire pour adapter l'impédance de l'antenne à l'impédance caractéristique de la ligne microruban. Pour une fente à une taille donnée, la résistance vue par la ligne d'alimentation peut être réduite par trois méthodes :

- Une alimentation décalée :



- Une alimentation similaire à celle de la Figure.30(b) sauf que L_m du ruban microruban est plus longue que $\lambda/4$. Le ruban réglé (*stub-tuning*) introduit une charge réactive à l'antenne, ce qui change la fréquence de résonance ;
- Une alimentation centrée avec l'inclinaison de la fente, tel que l'illustre la figure suivante :



(b)

Les antennes à fentes microruban ont un niveau de polarisation croisée faible (typiquement -35dB). Leur inconvénient est le rayonnement intrinsèquement bidirectionnel, ce qui peut être corrigé par l'utilisation d'une cavité métallique ou d'un réflecteur métallique sur un seul côté [12].

1.7.2.5.2- Antenne à fente microruban

La première étape dans la conception d'une antenne à fente consiste à déterminer la longueur de fente. La longueur résonante L_r d'une fente dans un mode dominant peut être donnée approximativement par la relation suivante :

$$L_r = \lambda_s / 2 - \Delta L_s \quad (1.17)$$

avec ΔL_s qui est la longueur équivalente associée à l'inductance non-zéro aux extrémités court-circuitées. L'étape suivante est la conception de la structure d'alimentation de telle sorte que la résistance série de l'antenne à fente soit adaptée à l'impédance de la structure d'alimentation.

1.7.2.5.3- Antennes fentes à une alimentation CPW

L'alimentation CPW résout certains problèmes imposés par l'alimentation microruban, tels que le problème d'alignement et l'incompatibilité avec la fabrication monolithique ; par

conséquent, la difficulté de l'intégration aux dispositifs *solid-state* est surmontée. L'antenne fente à alimentation CPW nécessite une transition appropriée, différents types de transitions de CPW ont été proposés pour :

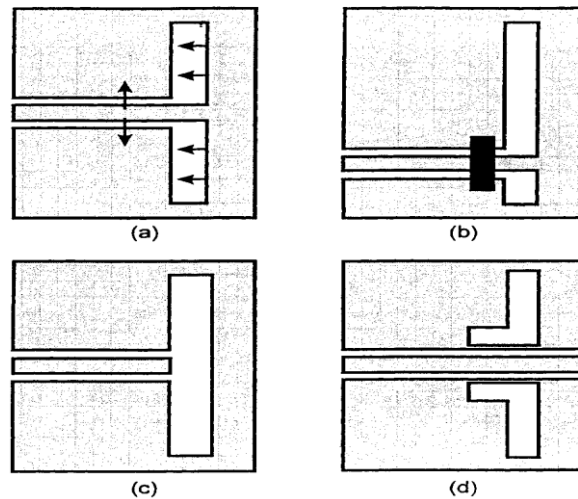


Figure 31- Antennes à fentes alimentées par CPW [12].

- Une fente d'une longueur λ à alimentation centrée (Figure.32.a) ;
- Une fente d'une longueur λ à alimentation décalée (Figure.32.b) ;
- Une fente d'une demi-longueur d'onde avec une source capacitive (Figure.32.c);
- Une fente d'une demi-longueur d'onde avec une source inductive (Figure.32.d).

1.7.2.6- Élargir la bande des antennes microruban

La largeur de bande de l'antenne peut être définie en termes d'impédance d'entrée, de diagramme de rayonnement ou de polarisation de l'antenne.

- **La largeur de bande de l'impédance**

La bande de fréquences sur laquelle l'impédance de l'antenne est adaptée à la source est ce qu'on appelle la bande de l'impédance. L'adaptation de l'impédance de l'antenne est la considération la plus importante dans sa conception, car elle permet un transfert maximal d'énergie entre la ligne de transmission et l'antenne. La largeur de bande de l'impédance peut être définie en fonction de la perte de retour $|s_{11}|$ ou TOS (Taux d'ondes stationnaires).

La largeur de bande de l'impédance peut être s'exprimée sous la forme suivante :

$$BW = \frac{VSWR - 1}{Q\sqrt{VSWR}} \quad (1.18)$$

avec Q : le facteur de qualité. Le facteur de qualité minimal selon le critère de Chu est donné par :

$$Q_{\min} = \frac{1 + 3(K_0 R)^2}{(K_0 R)^3 [1 + (K_0 R)^2]} \quad (1.19)$$

Le rayon R de la sphère minimale qui entoure l'antenne détermine le facteur de qualité minimal d'une antenne d'efficacité de rayonnement de 100%. En général, le facteur de qualité Q de l'antenne est plus élevé que son Q_{\min} . Un Q très faible signifie une bande d'impédance très large et aussi des pertes élevées.

- La largeur de bande du diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est défini par les paramètres suivants :

- La direction du lobe principal;
- Directions et niveaux des lobes secondaires et des lobes arrière;
- La largeur de faisceau à 3dB;
- L'angle solide du lobe principal;
- La directivité;
- L'efficacité;
- Le centre de phase;
- Le Gain;
- La zone effective, la longueur effective et la polarisation.

La bande de fonctionnement peut être spécifiée pour l'un de ces paramètres selon les applications désirées, les variations de ces paramètres sont essentiellement des conséquences de la distribution de l'amplitude et de la phase du courant électrique et magnétique sur la surface de l'antenne en fonction de fréquence.

- La largeur de bande de polarisation ou du rapport axial

En plus des paramètres mentionnés au-dessus, il y a d'autres paramètres relatifs à la polarisation tels que le rapport axial, l'angle d'inclinaison et le sens de rotation.

Les propriétés de la polarisation linéaire ou circulaire doivent être spécifiées afin d'éviter la perte due à la désadaptation. La largeur de bande peut être déterminée pour un niveau

maximal de la polarisation croisée ou un niveau du rapport axial donné. Pour les antennes linéaires et circulaires, le contrôle de la polarisation dépend du contrôle des modes d'excitation orthogonaux et l'isolation entre ces derniers détermine le niveau de polarisation croisée et le rapport axial, cette isolation est affectée par le facteur de qualité Q et l'excitation. Une faible valeur de Q ou une grande largeur de bande d'impédance cause une faible isolation entre les modes orthogonaux. Pour cela, il est difficile de réaliser une bande d'impédance et de polarisation simultanément en réduisant Q, mais nous pouvons améliorer la performance de l'antenne en termes de polarisation sans affecter sa largeur de bande en concevant précautionneusement la géométrie d'excitation. Le rapport entre le niveau maximal du rayonnement en Co-polarisation et celui en polarisation croisée (*the Co-to-cross-pol ratio*) est utilisé pour évaluer la pureté de polarisation sur la bande désirée [13]. L'impédance d'entrée d'une antenne patch varie rapidement avec la fréquence, ce qui limite la plage de fréquences sur laquelle l'élément peut adopter à la ligne de transmission. La largeur de bande de l'impédance d'une antenne microruban résonante peut être déterminée à partir de la réponse fréquentielle de son circuit équivalent.

- Pour le modèle parallèle : la largeur de bande à demi-puissance peut être donnée par la formule suivante :

$$BW = \frac{2G}{\omega_0 \left. \frac{dB}{d\omega} \right|_{\omega_0}} \quad (1.21)$$

avec $Y = G + jB$ est l'impédance d'entrée à la fréquence de résonance ω_0 .

- Pour le modèle série :

$$BW = \frac{2R}{\omega_0 \left. \frac{dX}{d\omega} \right|_{\omega_0}} \quad (1.22)$$

avec $Y = R + jX$.

La largeur de bande de l'impédance peut être définie en fonction de TOS par :

$$BW = \frac{TOS-1}{Q\sqrt{TOS}} \quad (1.23)$$

avec Q est le facteur de qualité de l'antenne patch.

Pour élargir la bande d'impédance des antennes microruban, plusieurs études ont été effectuées pour connaître les paramètres de l'antenne qui l'affectent le plus.

- **L'effet des paramètres du substrat sur la bande de l'impédance**

Les paramètres du substrat sont :

- La constante diélectrique.
- Les pertes diélectriques.

Le facteur de qualité peut être écrit sous la forme :

$$Q = \frac{\text{Énergie stockée}}{\text{Puissance perdue}} \quad (1.24)$$

l'énergie stockée augmente avec l'augmentation de ϵ_r et la réduction de l'épaisseur du substrat, ce qui augmente Q donc diminue la largeur de bande de l'impédance. La largeur de bande varie non linéairement avec l'épaisseur du substrat à cause des autres facteurs, tels que les pertes de rayonnement et les pertes résistives. En pratique, l'augmentation de l'épaisseur du substrat est une mauvaise méthode pour incrémenter la largeur de bande de l'impédance [13].

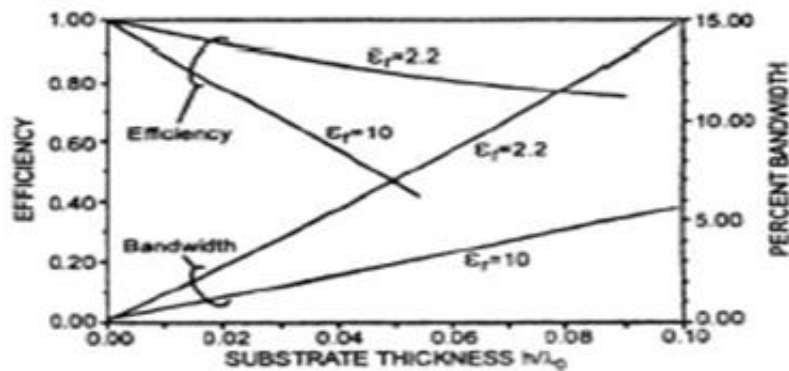


Figure 32- Effet de l'épaisseur et la constante diélectrique de substrat sur la largeur de bande de l'impédance [13].

- La sélection appropriée de la forme de l'élément rayonnant

La forme de l'élément rayonnant affecte directement la largeur de bande d'impédance, car certaines formes ont un facteur de qualité plus faible que d'autres [12]. Le tableau suivant présente une comparaison entre les largeurs de bande de certaines formes du patch :

Table 9.1
Comparison of VSWR = 2 Bandwidth

Element Shape	Element Size	Bandwidth (%)
Narrow rectangular patch	$L = 4.924 \text{ cm}, W = 2.0 \text{ cm}$	0.7
Wide rectangular patch	$L = 4.79 \text{ cm}, W = 7.2 \text{ cm}$	1.6
Square patch	$L = W = 4.82 \text{ cm}$	1.3
Circular disk	$a = 2.78 \text{ cm}$	1.3
Annular ring	$b = 8.9 \text{ cm}, a = 4.45 \text{ cm}$	3.8
Quarter-wave patch	$L = 2.462 \text{ cm}, W = 2.0 \text{ cm}$	1.05

$\epsilon_r = 2.32, h = 1.59 \text{ mm}, f = 2 \text{ GHz}$. After [1, 7].

Tableau.1- Comparaison entre les largeurs de bande de certaines formes du patch microruban [12].

Le changement de la forme de l'élément rayonnant peut améliorer la performance de l'antenne, soit en termes de rayonnement ou de la bande d'impédance. Le travail dans [14] subdivise l'antenne en trois zones :

- La zone active (*matching*) : est la zone de l'antenne dont le courant est maximal. Cette zone contrôle la bande de l'impédance de l'antenne. N'importe quel changement dans cette zone affecte directement l'adaptation d'impédance, tel que l'indique la Figure.33.
- La zone active (*radiating*) : est la zone de l'antenne où le courant est moyen, cette zone contrôle le rayonnement de l'antenne. N'importe quel changement dans cette zone change les propriétés du rayonnement de l'antenne en question.
- La zone neutre : est la zone où le courant est minimal.

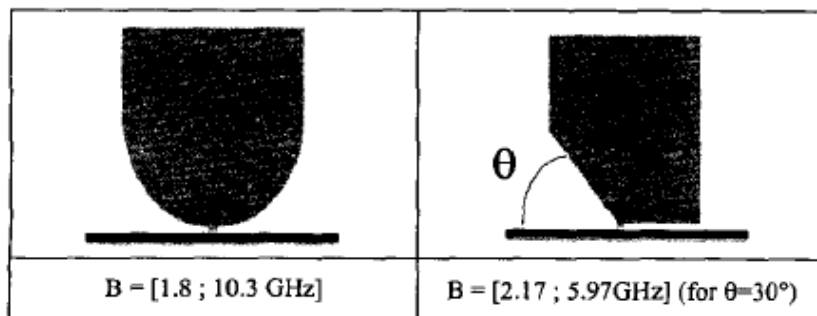


Figure.33- Effet de la géométrie de l'antenne sur la largeur de bande de l'impédance [14].

- **La sélection de technique d'alimentation**

Les structures d'alimentation jouent un rôle critique dans le processus d'élargissement de la bande d'impédance des antennes microruban. Certaines méthodes d'alimentation sont capables d'élargir la bande d'impédance d'une manière considérable.

- **La méthode d'ouverture couplée**

Cette technique est utilisée par les antennes large bande à substrat épais, une utilisation appropriée de cette technique peut élargir la bande jusqu'à 70% [12].

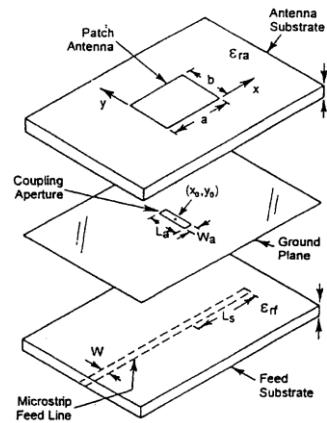


Figure.34- Antenne microruban à ouverture couplée [14].

- **Technologie CPW :**

L'utilisation de la technologie CPW peut élargir de manière remarquable la largeur de bande d'impédance, cette technologie résout le problème de restriction de l'espace de la technologie microruban qui utilise les deux côtés du substrat.

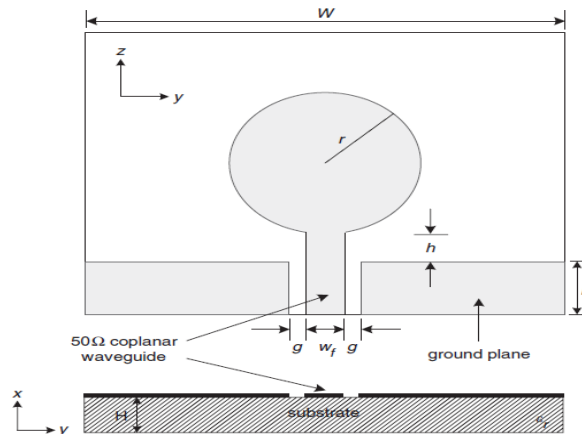


Figure.35- Géométrie d'un disque circulaire alimenté par CPW [15].

- Le changement de la forme ou les dimensions du plan de masse

Plusieurs articles traitent du fait d'élargir la bande d'impédance en modifiant la forme ou les dimensions du plan de masse. L'auteur de l'article [16] a constaté que les dimensions du plan de masse contrôlent la largeur de bande de l'impédance de l'antenne en question. La structure de l'antenne proposée dans [16] est présentée sur la figure suivante.

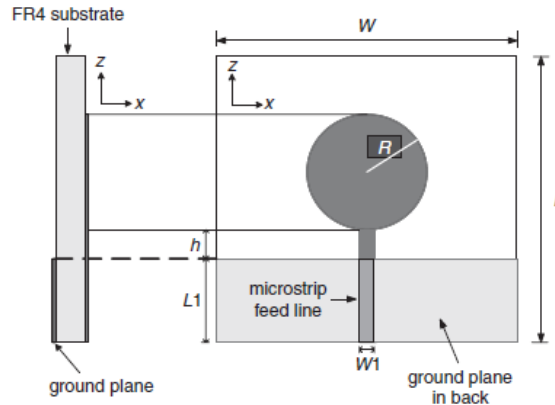


Figure.36- Géométrie d'un disque circulaire avec un plan de masse partiel [10].

Afin d'élargir la bande d'impédance pour les applications ULB, de profiter de la manière la plus possible de la surface de l'antenne et de simplifier la technique d'alimentation, dans [17], une antenne dipôle à deux armes a été proposée, elle est imprimée sur un plan de masse circulaire. Dans le même contexte, [18] propose une antenne constituée par un demi-anneau alimenté par une ligne CPW avec un plan de masse demi-cercle.

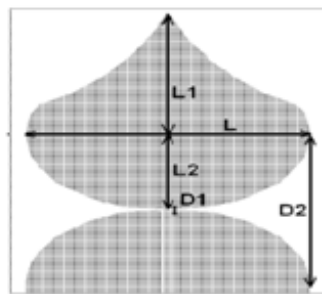


Figure.37- Géométrie d'un dipôle à deux armes [17].

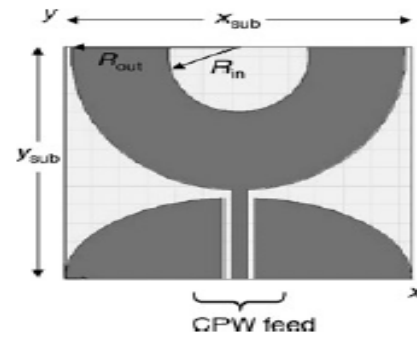


Figure.38- Géométrie de l'antenne proposée dans [18].

L'antenne proposée dans [19] est montrée sur la Figure.39, trois facteurs sont responsables de l'élargissement de sa bande d'impédance : la forme du monopole elliptique, le plan de masse trapézoïdale et la ligne CPW conique.

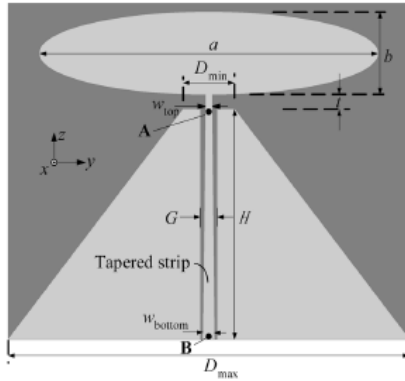


Figure.39- Structure proposée dans [19].

La bande étroite des antennes à fentes est un obstacle majeur qui limite leurs applications. L'alimentation des fentes par des structures rayonnantes mise en œuvre avec la technologie microruban et CPW est une technique efficace qui sert à surmonter cette limitation. Une variété des fentes alimentées via différentes formes de patches est disponible [20-22].

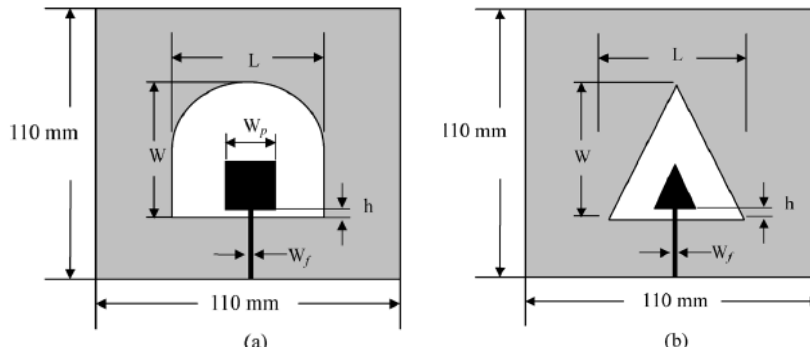


Figure.40- Structures proposées dans [20].

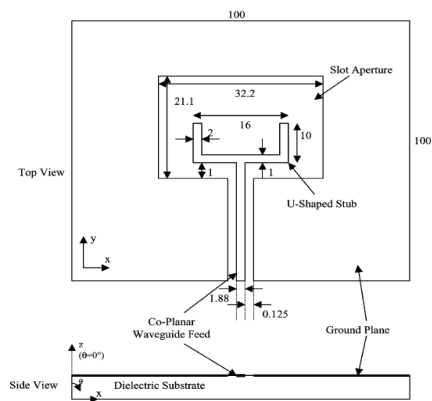


Figure.41- Fente circulaire alimentée par CPW [21].

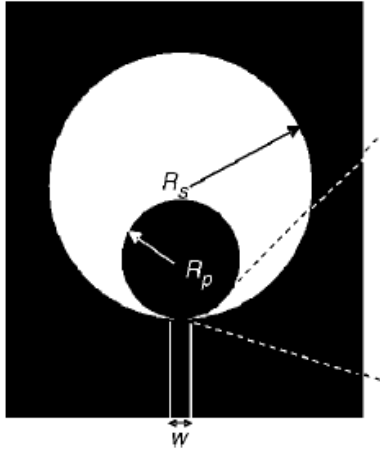


Figure.42- Fente circulaire alimentée par un patch circulaire à travers CPW [22].

La combinaison de forme de la fente et de la structure d'alimentation affecte directement la largeur de bande de l'antenne et la stabilité des diagrammes de rayonnement sur toute la bande réalisée. Une étude expérimentale de l'effet de l'interaction entre la fente et la structure d'alimentation sur la largeur de bande de l'impédance et les diagrammes de rayonnement dans [20] a révélé certaines règles de conception de ce type d'antennes :

- La structure de fente et la structure d'alimentation doivent être de la même forme;
- La structure d'alimentation doit occuper de 1/3 jusqu'à 1/2 de la taille totale de la fente, la distance entre les bords inférieurs de la structure d'alimentation et la fente est critique. Cette distance doit être progressivement changée ou restée constante.

Une autre technique suggérée dans [23] consiste à utiliser des lignes CPW et microruban coniques pour alimenter une fente elliptique via un patch de forme U. La Figure.43 montre les structures proposées dans [23].

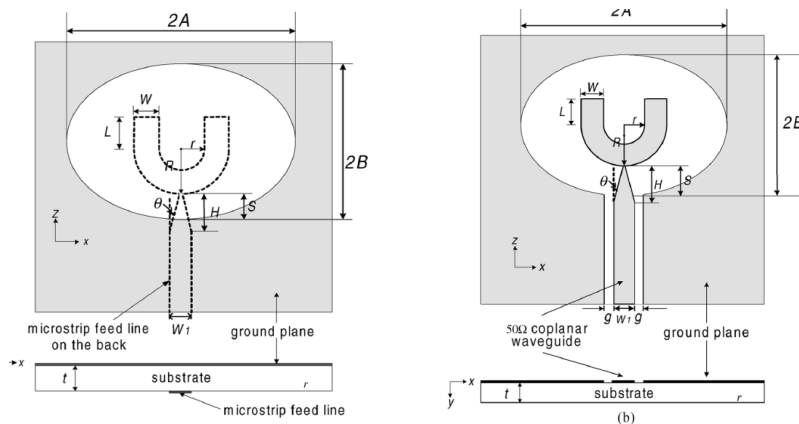


Figure.43- Fente circulaire alimentée par : (a) une ligne microruban conique, (b) une ligne CPW conique [23].

Ces antennes sont capables d'offrir une caractéristique ULB avec des diagrammes de rayonnement presque omnidirectionnels à travers une grande partie de la bande ULB.

1.8- Les antennes à double polarisation

Afin de maximiser la capacité des systèmes de communication, les antennes à double polarisation sont utilisées pour éviter l'interférence causée par la propagation multivoies de signaux [24-25]. La réalisation d'une antenne à double polarisation nécessite l'utilisation de deux structures d'alimentation perpendiculaires pour exciter deux modes orthogonaux. Cependant, les mécanismes de l'alimentation peuvent être différents. Ces dernières années, une variété des antennes large bande à double polarisation a été proposée, certaines d'entre elles montrent une bonne performance, mais exigent des structures d'alimentation à multicouches, ce qui rend la conception plus complexe et demande une grande précision dans la fabrication [26-27].

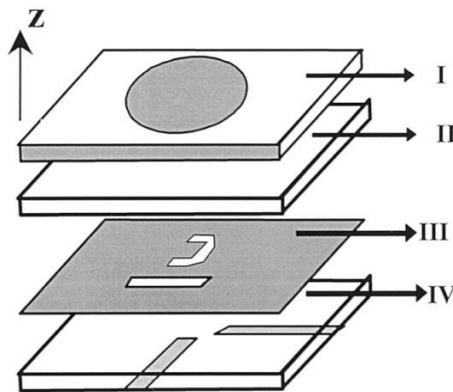


Figure. 44- Patch circulaire alimenté par une fente C couplée [26].

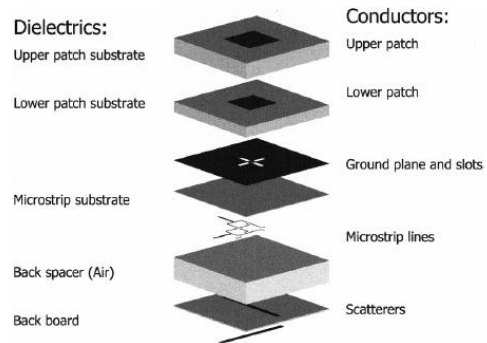


Fig. 1. Antenna architecture.

Figure.45- Antenne bipolarisée avec un niveau d'isolation élevé [27].

Des antennes bipolarisées implémentées à l'aide de la technologie planaire pour les systèmes à bande étroite ont été proposées [28] :

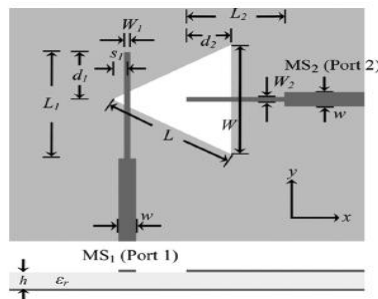


Figure.46- Fente triangulaire bipolarisée [28].

Pour les antennes ULB à double polarisation, il y a trois techniques principales qui servent à les concevoir :

- La première technique : combine deux antennes différentes. Dans [29], une antenne à fente elliptique imprimée (PES) et un monopole planaire sont combinés en un seul substrat pour former une antenne à double polarisation. La structure de [30] est constituée par une antenne à fente rectangulaire microruban et une antenne à fente conique. Ces deux structures couvrent toute la bande ULB avec une bonne isolation.

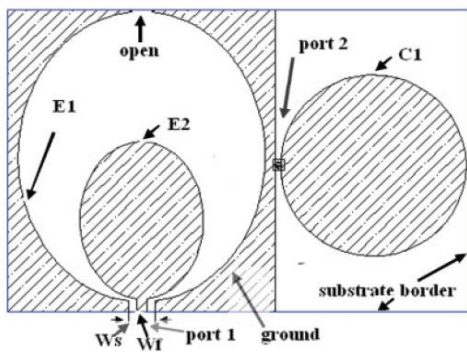


Figure.47- Antenne ULB à double polarisation [29].

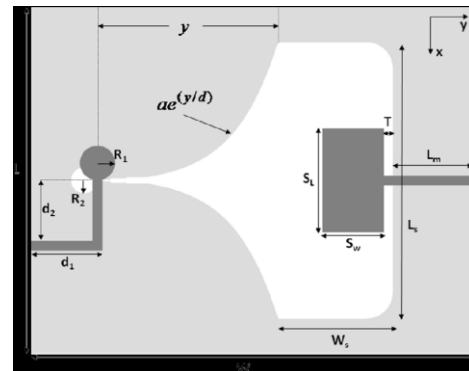


Figure.48- Antenne ULB à double polarisation pour les systèmes MIMO [30].

- La deuxième technique : met deux antennes similaires en parallèle, [31] utilise deux antennes Vivaldi orthogonales, mais l'antenne résultante n'est pas compacte.

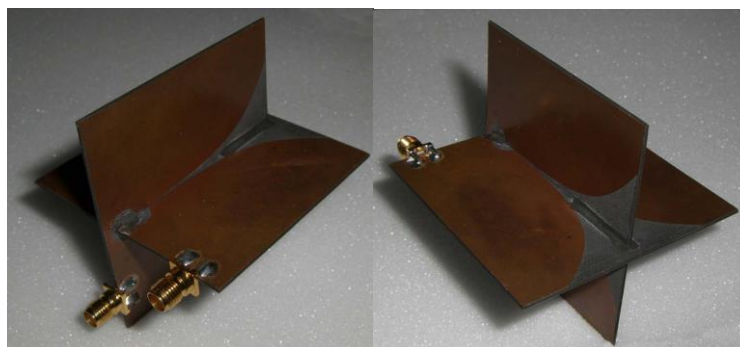


Figure.49- Deux antennes Vivaldi perpendiculaires [31].

- La troisième technique : utilise quatre ports pour développer des antennes à double polarisation avec une pureté de polarisation élevée [32-33]. Les figures suivantes montrent les structures proposées par ces articles.

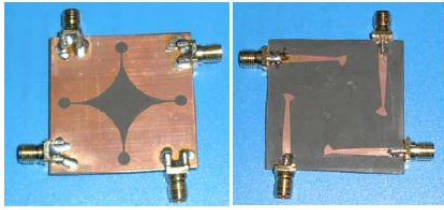


Figure.50- Antenne bipolarisée à 4 ports [32].

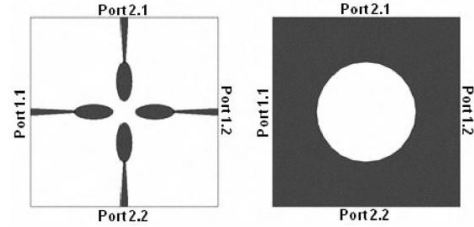


Figure.51- Fente circulaire bipolarisée à 4 ports [33].

1.8.1- Les techniques de séparation entre les éléments pour améliorer l'isolation entre les ports

Le niveau d'isolation entre les ports est un paramètre critique pour les antennes à double polarisation, il diffère d'une application à une autre : pour certaines applications, un coefficient de transmission S_{12} inférieur à -15 dB est suffisant, d'autres applications telles que MIMO et les applications médicales exigent un niveau d'isolation plus bas que -25 dB. Cependant, pour les structures compactes le couplage mutuel est très élevé à cause de petits espacements entre les éléments. Dans le but de maximiser le niveau d'isolation entre les ports de l'antenne en minimisant le couplage mutuel, plusieurs scénarios ont été suggérés [34-37]. Dans [34], deux fentes sont fendues dans le plan de masse et un ruban vertical est ainsi inséré pour améliorer l'isolation entre les deux éléments rayonnants de l'antenne à multi polarisation proposée. Avec cette technique, une bonne isolation a été obtenue entre les ports ($S_{21} \leq -20dB$). Deux rubans et une fente dans le plan de masse sont utilisés dans [35], cette technique permet aussi d'atteindre une isolation plus élevée que 20dB sur toute la bande de fonctionnement. Dans la même perspective, [36] utilise deux rubans croisés (Figure.36).

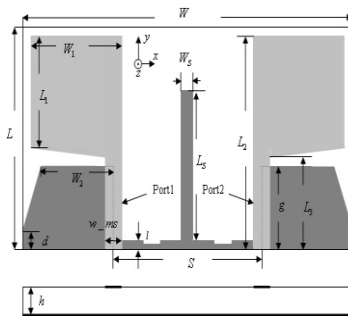


Figure.52-L'antenne proposée dans [34].

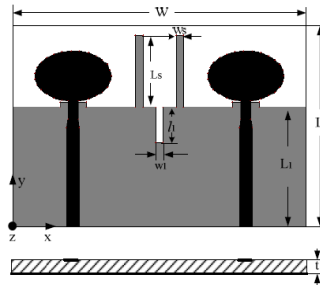


Fig.1 Schematic diagram of the proposed antenna

Figure.53-L'antenne proposée dans [35].

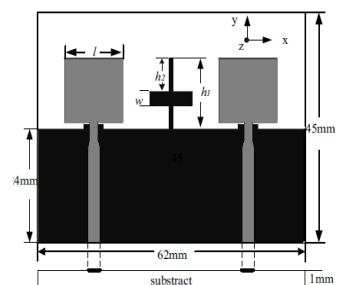


Fig.1 Schematic diagram of the proposed antenna

Figure.54- L'antenne proposée dans [36].

Dans [37], une antenne à double polarisation basée sur la technologie microruban a été rapportée. Elle est constituée par un anneau circulaire alimenté par deux lignes microruban orthogonales à travers deux patchs rectangulaires, la Figure.55 montre cette structure. Pour améliorer l'isolation entre les ports, un ruban a été inséré dans la fente de l'anneau et par conséquent, un coefficient de transmission plus bas que -15dB a été obtenu.

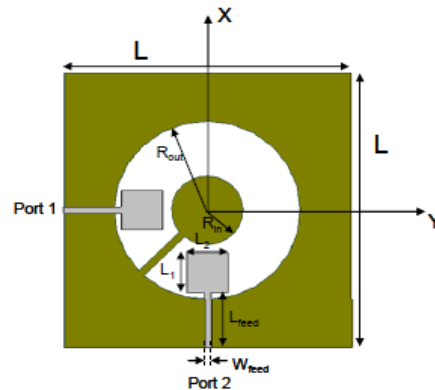


Figure.55- Antenne ULB alimentée par deux patchs rectangulaires [37].

1.9- Conclusion

De ce chapitre, nous avons également constaté que les antennes à fentes microruban sont un bon choix pour concevoir les antennes ULB bipolarisées, à cause de leurs caractéristiques attractives. En outre, leur largeur de bande peut être facilement élargie en excitant la fente par des structures capables de rayonner sur une large bande de fréquences, les formes de ces structures et leur compatibilité à la forme de fente contrôlent la largeur de bande de l'antenne résultante. Par ailleurs, les techniques de réalisation de l'opération double polarisation qui ont discutées dans ce chapitre démontrent que le mécanisme clé de la création d'une opération double polarisation est l'excitation de deux modes orthogonaux, et que la séparation entre ces deux modes doit être assurée pour l'obtention d'un bon niveau d'isolation entre les ports de l'antenne.

CHAPITRE 2

CONCEPTION DES ANTENNES PROPOSÉES

2.1- Introduction

Pour les antennes ULB à deux polarisations, certaines exigences telles qu'une bonne adaptation d'impédance et un niveau élevé d'isolation entre les ports de l'antenne doivent être atteintes. Pour cette raison, nous avons développé une méthodologie de conception qui nous a permis de mettre en valeur trois antennes capables de satisfaire ces exigences. La procédure de conception utilisée ainsi que les études paramétriques effectuées, dont l'objectif fut de bien étudier les effets de différents paramètres des antennes proposées sur leurs performances, font l'objectif de ce chapitre. Nous terminerons ce chapitre par des études expérimentales détaillées des antennes conçues.

2.2- La procédure de conception

La procédure de conception suivie consiste en trois étapes : la première étape consiste à développer une structure avec les caractéristiques ULB et une double polarisation, la deuxième étape sert à optimiser la performance de la structure développée en termes d'adaptation de l'impédance. La troisième étape s'intéresse à maximiser le niveau d'isolation entre les ports de la structure développée, trois techniques différentes seront utilisées.

2.2.1- La première étape : le développement d'une structure ULB à double polarisation

Pour concevoir une antenne ultra large bande à double polarisation, nous avons utilisé la structure (Figure.42) proposée dans l'article [22] pour ses caractéristiques intéressantes, telles que la simplicité de conception et la compacité. Cette structure est constituée par une fente circulaire alimentée par une ligne CPW à travers un patch de la même forme pour offrir une bonne performance sur toute la bande ULB. Pour réaliser l'opération double

polarisation, un autre patch circulaire alimenté par une ligne CPW est ajouté en perpendiculaire tel que l'illustre la Figure.2.1.

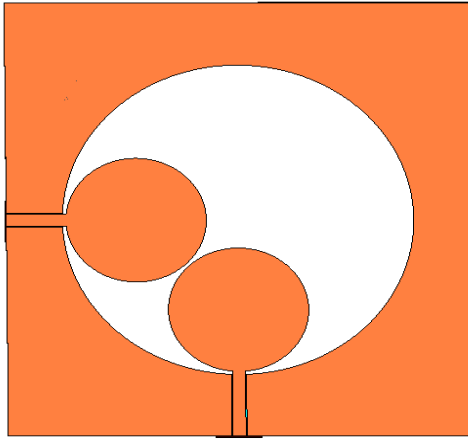


Figure.2.1- Antenne à bipolarisation alimentée par deux patches circulaires.

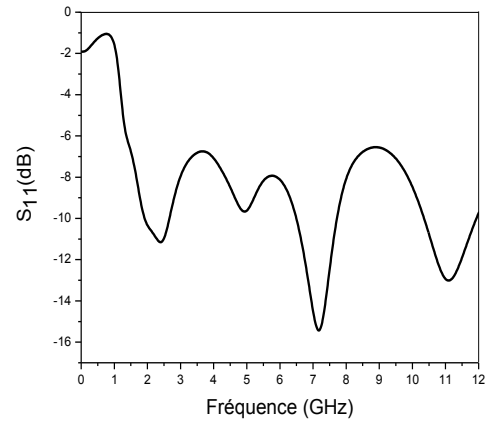


Figure.2.2- Coefficient de réflexion de la structure de la Figure.2.1.

L'analyse numérique de la structure à une polarisation (la structure proposée dans [22]) montre que le rayon de la fente rayonnante détermine la borne inférieure de la bande passante de l'antenne, et que le rayon du patch assure l'adaptation d'impédance entre la fente et la ligne de transmission. Pour mettre un deuxième patch, nous avons besoin d'augmenter le rayon de la fente rayonnante, ce qui détruit l'adaptation de l'antenne qui a désormais un coefficient de réflexion supérieur à -10dB sur presque toute la bande ULB (Figure.2.2). Un autre inconvénient de la structure de la Figure.2.1 est le faible niveau d'isolation entre les deux ports, tel que le montre le coefficient de transmission (Figure.2.3) qui est inférieur à -5dB sur toute la bande étudiée. Le court espacement entre les deux patches est la cause principale de la faible isolation entre les ports. Pour surmonter ces problèmes, les patches circulaires ont été remplacés par des patches demi-circulaires espacés, des dimensions ($R_{in} = 25\text{mm}$, $R_o = 10\text{mm}$) qui assurent la meilleure adaptation possible entre la fente et la ligne de transmission. La structure proposée est présentée sur la Figure.2.4. Le paramètre h qui est la distance entre la fente rayonnante et les bords du substrat détermine la taille totale du substrat.

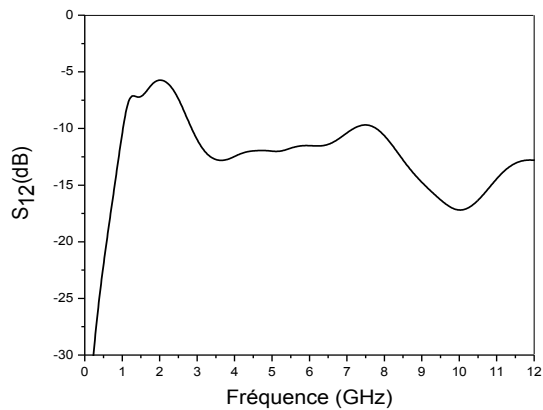


Figure.2.3- Coefficient de transmission de la structure de la Figure.2.1.

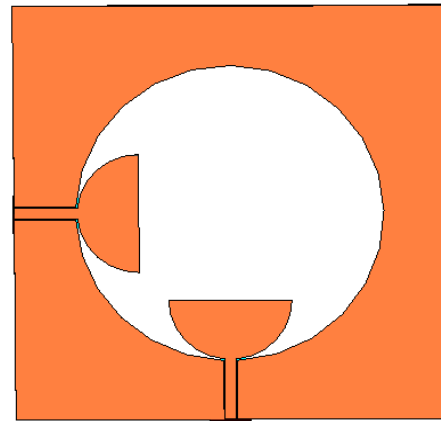


Figure.2.4- Antenne à bipolarisation alimentée par deux patches demi-cercles.

Des études paramétriques sur la variation de S_{11} et S_{12} en fonction de la fréquence pour certaines valeurs de h ont été effectuées afin d'obtenir la valeur de h qui donne une meilleure performance.

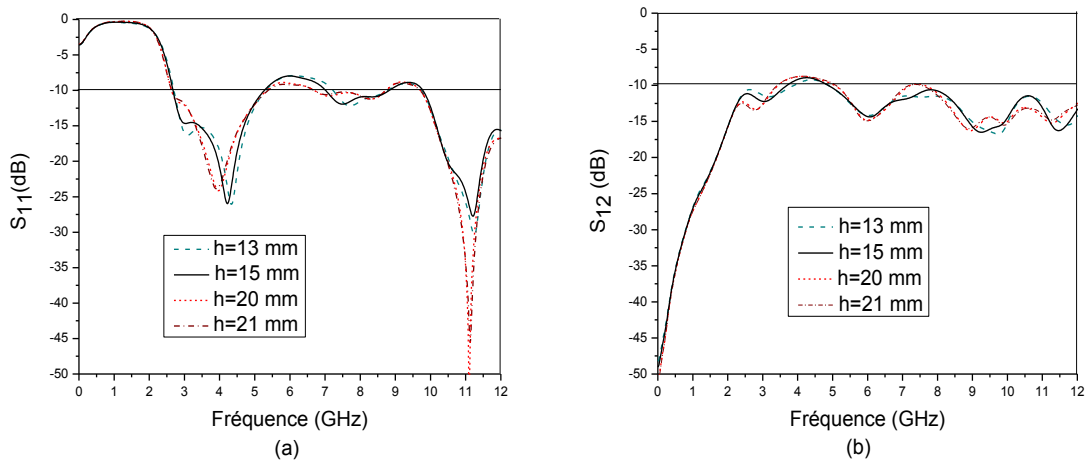


Figure.2.5- Études paramétriques sur les paramètres S de la structure de la Figure.2.4 pour certaines valeurs de h : (a) S_{11} et (b) S_{12} .

Nous voyons que le S_{11} est affecté par la variation de h , mais il reste toujours des fréquences sur lesquelles S_{11} est supérieur à -10 dB. En ce qui concerne l'isolation entre les deux ports, le coefficient S_{12} est de l'ordre de -10 dB sur toute la bande étudiée pour les différentes valeurs envisagées de h .

Dans les cas précédents, les lignes CPW utilisées ont une impédance de 50Ω avec une largeur du ruban d'alimentation $w_f = 1.88$ mm, un écart entre le plan de masse et le ruban d'alimentation $S = 0.15$ mm et une épaisseur du substrat $h_d = 1.5$ mm. Dans le but d'améliorer l'adaptation entre les lignes CPW et les patches demi-circulaires, les dimensions des lignes CPW ont été également changées, mais leur impédance reste 50Ω .

Pour une valeur fixe de h : $h = 15$ mm et les nouvelles dimensions des lignes CPW ($h_d = 0.76$ mm, $w_f = 3$ mm et $S = 0.15$ mm), le coefficient de réflexion est indiqué sur la Figure suivante :

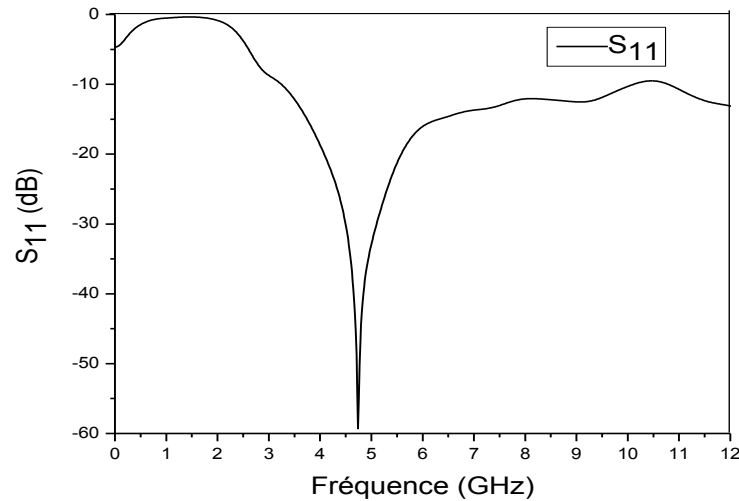


Figure.2.6- S_{11} de la structure de la Figure.2.4 avec les nouvelles dimensions des lignes CPW.

Une bonne adaptation d'impédance est atteinte avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB sur presque toute la bande ULB. Pour trouver la plus petite valeur de h qui donne la meilleure adaptation, une étude paramétrique sur la variation de S_{11} en fonction de la fréquence pour certaines valeurs de h est nécessaire (Figure.2.7). Toutes les valeurs envisagées de h donnent une bonne adaptation d'impédance sur une large bande de fréquences, cependant le paramètre h détermine la taille du substrat, pour cela une valeur minimale de h est souhaitée, par conséquent $h = 15$ mm a été choisie. Avec cette valeur de h , l'antenne est bien adaptée sur toute la bande ULB, sauf sur les fréquences [10.148-10.823 GHz].

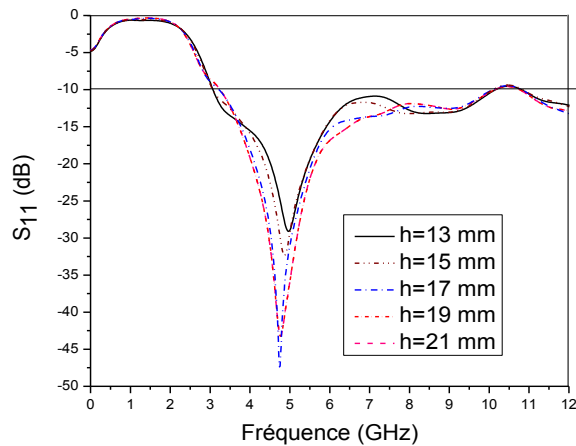


Figure.2.7- S_{11} simulé de la structure de la Figure.2.4 avec nouvelles dimensions de lignes CPW pour certaines valeurs de h .

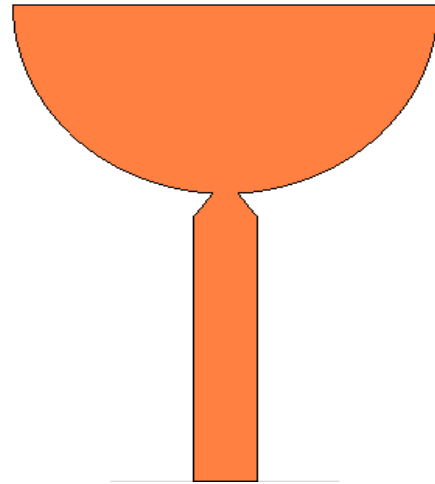


Figure.2.8- Structure des lignes CPW coniques utilisées.

2.2.2- La deuxième étape : les techniques d'amélioration de l'adaptation

Afin d'améliorer l'adaptation de l'impédance de la structure développée, des lignes CPW coniques ont été utilisées [23]. En utilisant cette technique, nous avons réussi à élargir la bande d'opération de l'antenne. La structure des lignes CPW utilisées est illustrée sur la Figure.2.8. Pour optimiser cette structure, deux paramètres seront étudiés :

- Le premier paramètre l_s est la largeur de la partie conique de la ligne CPW. Pour voir l'effet de variation de ce paramètre sur l'adaptation d'impédance, nous avons posé $h_s = 1$ et étudié S_{11} en fonction de la fréquence pour certaines valeurs de l_s (Figure.2.9). Nous pouvons constater dans cette étude que le paramètre l_s n'affecte pas la largeur de la bande d'impédance de l'antenne.

- Le deuxième paramètre h_s est la longueur de partie conique de la ligne CPW. L'effet de changement de h_s sur le coefficient de réflexion pour $l_s = 0.6\text{mm}$ est présenté sur la Figure.2.10.

La largeur de bande d'impédance est affectée par la variation de h_s . $h_s = 1$ donne la meilleure adaptation sur toute la bande ULB.

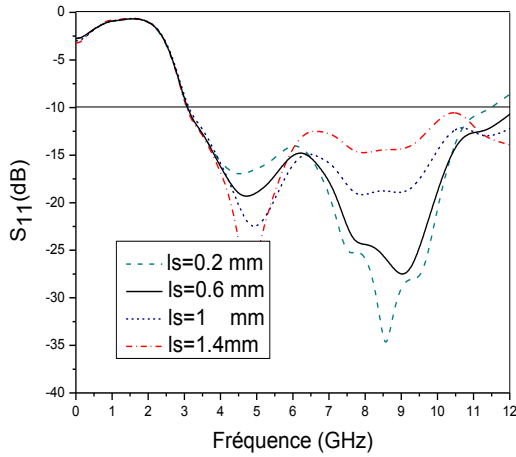


Figure.2.9- S_{11} simulé pour certaines valeurs de l_s .

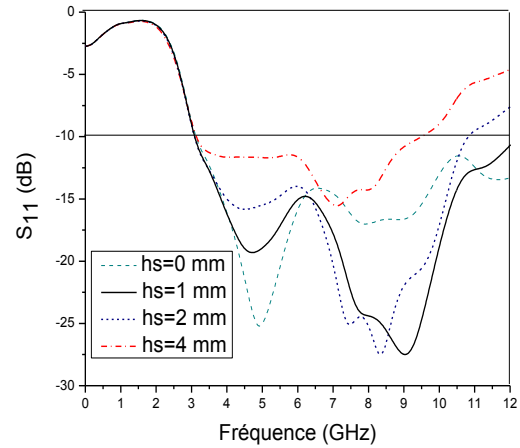


Figure.2.10- S_{11} pour certaines valeurs de h_s .

En fin de compte, une antenne ULB à double polarisation avec une bonne performance en termes d'adaptation, c'est-à-dire un coefficient de réflexion inférieur à -10dB sur toute la bande ULB, a été conçue. La Figure.2.11 montre sa structure optimisée et ses dimensions finales sont données dans le Tableau.2.

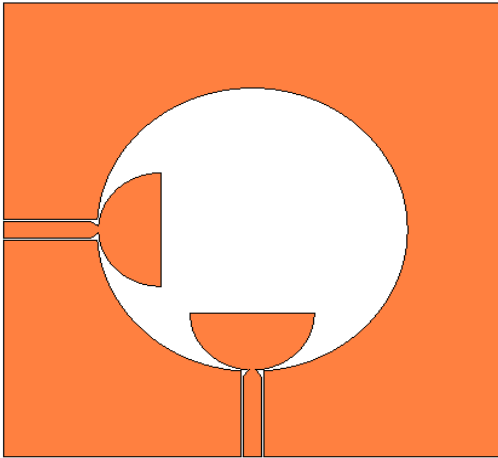


Figure.2.11- Antenne à double polarisation avec une bonne adaptation.

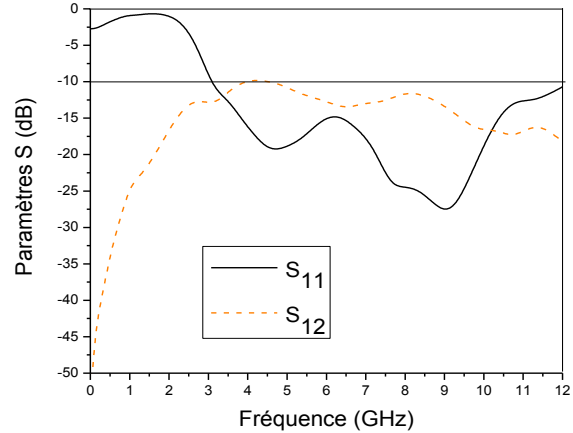


Figure.2.12- Paramètres S simulés de la structure de Figure.2.12.

h	R_s	R_0	w_f	S	l_s	h_s	h_d
15 mm	25 mm	10 mm	3 mm	0.15 mm	0.6 mm	1 mm	0.764 mm

Tableau.2- Valeurs des paramètres de la structure optimisée pour une bonne adaptation.

Contrairement à la bonne adaptation atteinte par ce dessin, le niveau d'isolation obtenu est de l'ordre de -10dB (voir Figure.2.12). Ce qui ne satisfait pas les critères requis par les systèmes à multi polarisation. Par conséquent, il est nécessaire de développer des techniques pour bien isoler les ports l'un de l'autre.

2.2.3- La troisième étape : les techniques d'amélioration de l'isolation entre les ports

Comme cela a déjà été abordé dans le premier chapitre, le niveau d'isolation est critique dans la conception des antennes à double polarisation. Pour cela, diverses techniques ont été proposées. L'idée principale de l'isolation est l'élimination du couplage mutuel entre les deux patches d'alimentation, ce qui peut être atteint en insérant une structure métallique entre les patches, tel que l'indique la Figure.2.13 où un ruban métallique est inséré.

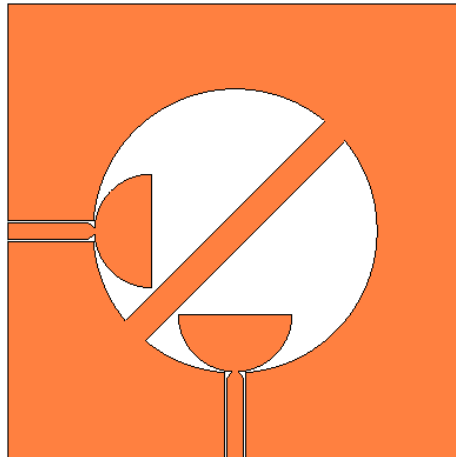


Figure.2.13- Antenne à double polarisation.

Pour étudier la fonctionnalité de cette technique, les paramètres S de la structure proposée ont été simulés pour certaines valeurs de la largeur du ruban W_{str} (Figure.2.14).

Pour les valeurs envisagées de W_{str} , le S_{12} est inférieur de -15dB sur toute la bande ULB, contrairement au S_{11} qui est plus élevé que -10dB sur une partie de la bande ULB. Autrement dit, avec cette technique une bonne adaptation d'impédance et un niveau acceptable d'isolation ne peuvent pas être atteints dans le même temps. Nous pouvons ainsi constater que le niveau de l'isolation entre les ports augmente avec l'augmentation de la

largeur du ruban inséré. Cependant, à cause de l'espace limité, un compromis entre la largeur de ruban et le niveau d'isolation désiré doit être fait.

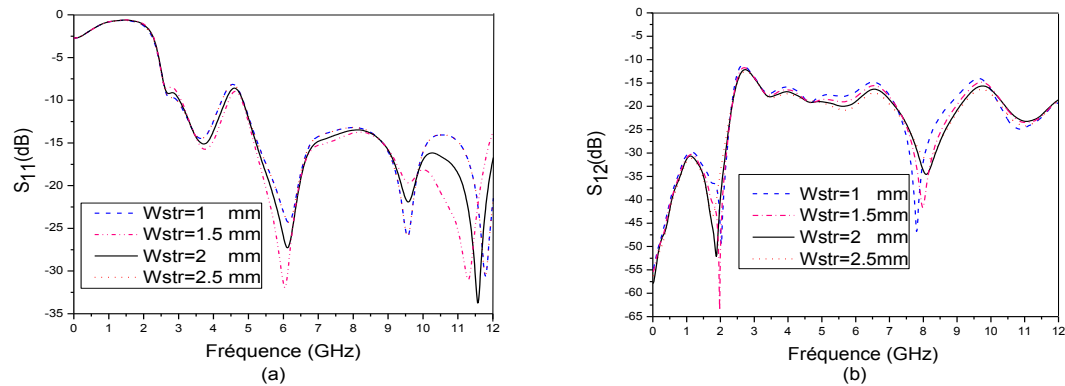


Figure.2.14- Études paramétriques sur les paramètres S de la structure de la Figure.2.13 pour certaines valeurs de W_{str} : (a) S_{11} et (b) S_{12} .

Pour améliorer l'isolation entre les deux ports sans sacrifier le niveau d'adaptation atteint, nous suggérons trois techniques :

2.2.3.1- La première technique

Cette technique consiste à insérer deux rubans métalliques ayant la même largeur W_{str} et la même longueur k dans la fente rayonnée de la structure de la Figure.2.11 (Figure.2.15).

- L'effet de la longueur des deux rubans

Les influences des deux rubans insérés sur les comportements de la structure ont été examinées par des études paramétriques sur S_{11} et S_{12} pour certaines valeurs de k (Figure.2.16).

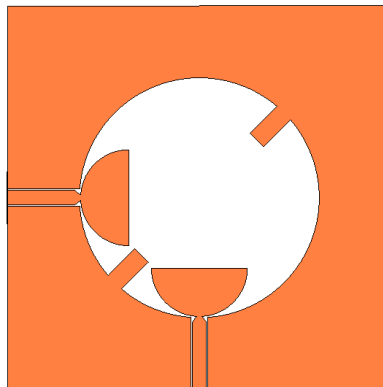


Figure.2.15- Structure de la Figure.2.11 avec la première technique d'isolation.

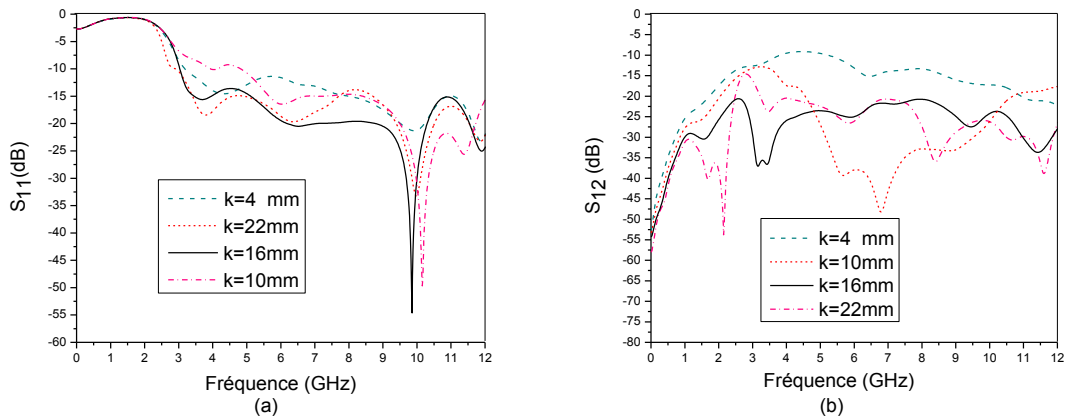


Figure.2.16- Études paramétriques sur les paramètres S de structure de la Figure.2.11 avec la première technique d'isolation pour certaines valeurs de k : (a) S_{11} , (b) S_{12} .

Il apparaît nettement des études effectuées que la largeur de ruban a un effet majeur sur l'adaptation et l'isolation de l'antenne. Il y a des valeurs de k (telles que $k = 4$ mm) qui donnent une bonne adaptation sur toute la bande ULB, mais avec un niveau d'isolation non satisfaisant, c'est l'inverse pour d'autres valeurs telles que $k = 10$ mm. Par contre pour $k = 16$ mm, une bonne performance en termes d'adaptation et d'isolation peut être obtenue. La structure du prototype 1 et ses paramètres S sont présentés sur les figures 2.17 et 2.18.

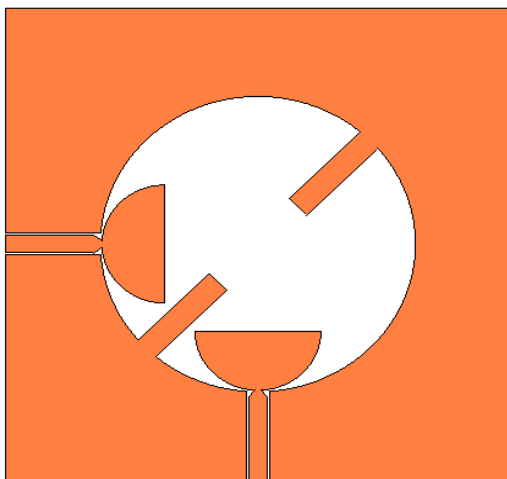


Figure.2.17- Structure du prototype 1.

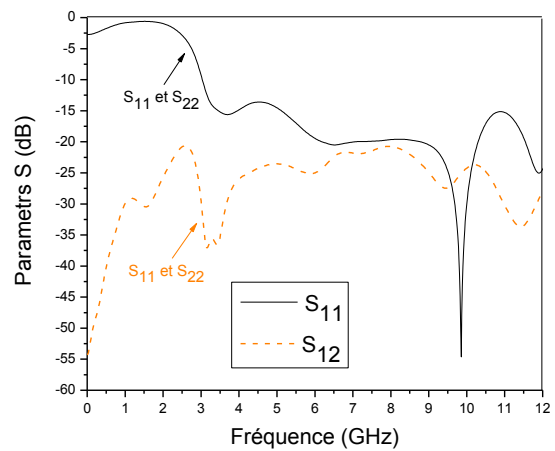


Figure.2.18- Paramètres S simulés du prototype 1.

Le coefficient de réflexion simulé au Port1 et celui simulé au Port2 sont tout à fait égaux (idem pour les coefficients de transmission). Ceci donne la preuve de la symétrie de la

structure. L'antenne proposée a un niveau d'isolation de -20dB sur toute sa bande d'opération qui est la bande ULB. Le Tableau.3 inscrit les dimensions finales du prototype 1.

h	R_s	R_0	l_s	h_s	W_f	S	h_d	W_{str}	K
15mm	25mm	10mm	0.6mm	1mm	3mm	0.15mm	0.764mm	4mm	16mm

Tableau.3- Valeurs des paramètres du prototype 1.

2.2.3.2- La deuxième technique

Cette fois-ci, un ruban terminé par un patch carré (de côté y) a été introduit au centre de la structure de la Figure.2.11 pour améliorer le niveau de l'isolation entre ses ports. De plus, une étude paramétrique sur le patch carré a été effectuée afin d'optimiser ses dimensions pour une bonne performance en termes d'adaptation et d'isolation. Les résultats de cette étude sont présentés sur la Figure.2.19.

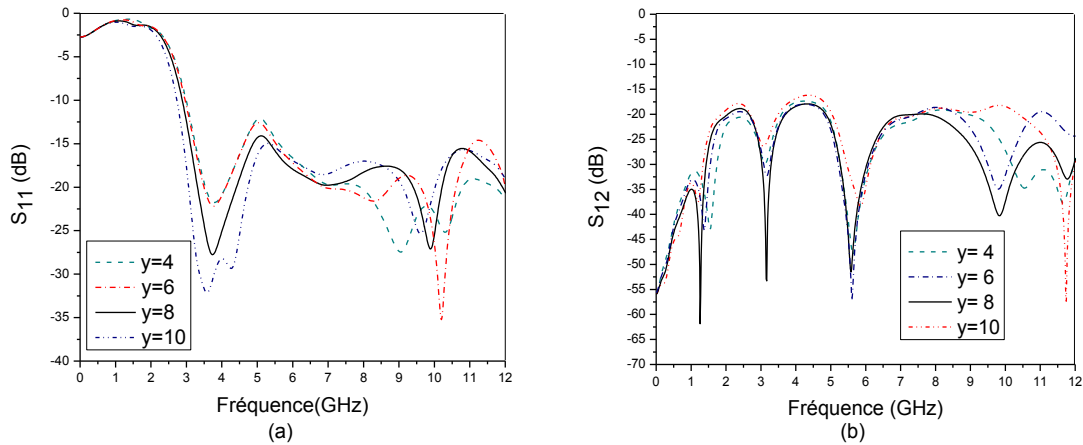


Figure.2.19- Études paramétriques sur les paramètres S de la structure de la Figure.2.11 avec la deuxième technique d'isolation pour certaines valeurs de y : (a) S_{11} , (b) S_{12} .

Pour toutes les valeurs envisagées de y, une bonne performance est obtenue, mais pour y=8mm un niveau maximal d'isolation (-17.5dB) a été atteint. La Figure.2.20 représente la structure finale de prototype 2. La structure du prototype 2 avec ses dimensions finales (voir Tableau.4) donne des coefficients de réflexion identiques inférieurs à -10dB sur toute la bande ULB, avec des coefficients de transmission égaux et plus bas que -17.5dB le long

de cette bande (Figure.2.21).

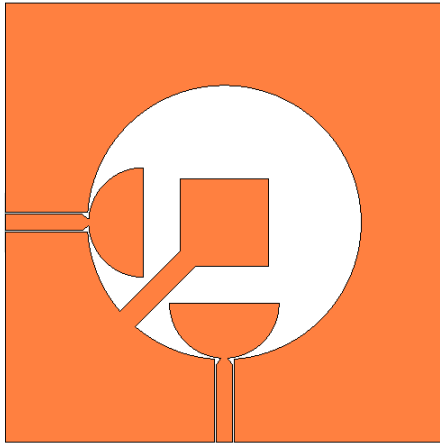


Figure.2.20- Structure finale du prototype 2.

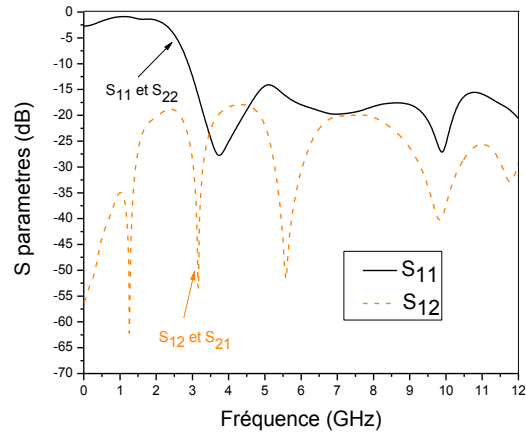


Figure.2.21- Paramètres S simulés du prototype 2.

H	R_s	R_0	l_s	h_s	w_r	S	h_d	W_{str}	y
15mm	25mm	10mm	0.6mm	1mm	3mm	0.15mm	0.764mm	4mm	8mm

Tableau.4- Valeurs des paramètres du prototype 2.

2.2.3.3- La troisième technique

Dans le même contexte, une troisième technique pour réduire le couplage mutuel entre les ports a été proposée. Cette technique propose d'utiliser deux rubans microruban séparés par un patch circulaire centré au centre de la fente circulaire. Nous avons fait varier le rayon du patch circulaire pour obtenir une bonne isolation entre les ports en gardant le niveau d'adaptation atteint. Les études de S_{11} et S_{12} en fonction de la fréquence pour certaines valeurs du rayon du patch circulaire sont présentées sur la Figure.2.22. En consultant cette figure, nous pouvons constater que le rayon du patch circulaire affecte la largeur de bande d'impédance. Le coefficient de transmission S_{12} est aussi affecté par le changement du rayon de patch circulaire. Le rayon de patch circulaire $R_{in} = 9\text{mm}$ donne à la fois une bonne adaptation et une bonne isolation sur toute la bande ULB.

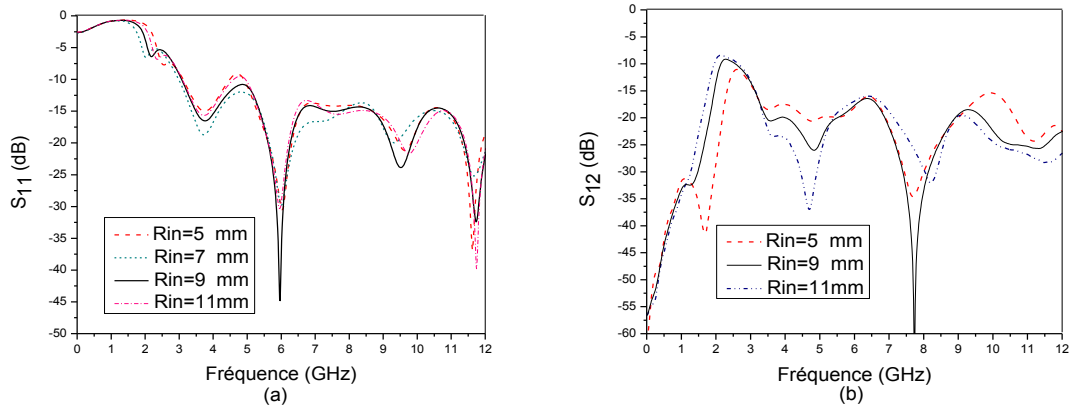


Figure.2.22- Études paramétriques sur les paramètres S de la structure de la Figure.2.12 avec la troisième technique d'isolation pour certaines valeurs de Rin : (a) S_{11} , (b) S_{12} .

La structure du prototype 3 et ses dimensions finales sont reproduites respectivement sur la Figure.2.23 et dans le Tableau.5. Ce prototype est bien adapté sur toute la bande ULB avec un niveau d'isolation de -15dB, ce qui garantit une bonne séparation entre les modes orthogonaux excités (Figure.2.24).

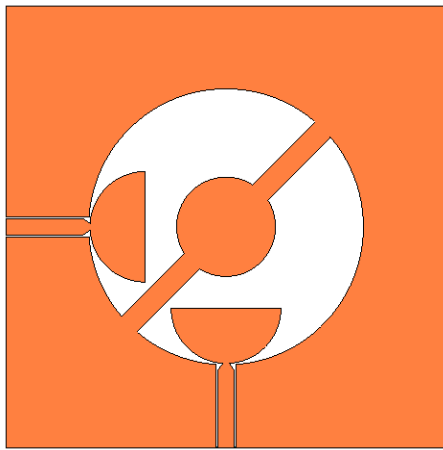


Figure.2.23- Structure finale du prototype 3.

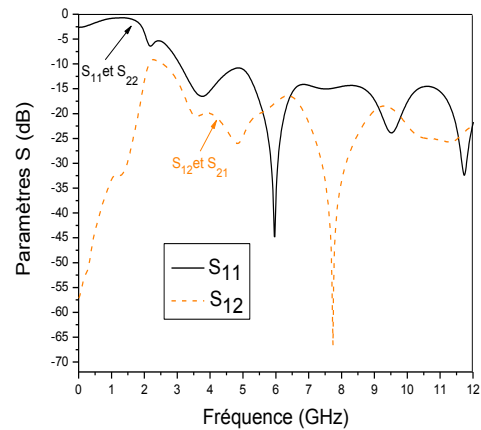


Figure.2.24- Paramètres S simulés du Prototype 3.

h	R_s	R_0	l_s	h_s	w_f	s	h_d	W_{str}	R_{in}
15mm	25mm	10mm	0.6mm	1mm	3mm	0.15mm	0.764mm	4mm	9mm

Tableau.5- Valeurs des paramètres du prototype 3.

2.3- La distribution du courant sur les structures proposées

Afin d'étudier l'effet des techniques d'isolation utilisées sur le couplage mutuel entre les deux ports à travers la bande ULB, les distributions du courant surfacique sur les structures proposées à trois fréquences différentes 3GHz, 7GHz et 9GHz lorsque le Port1 est excité sont présentées et comparées avec celles de la structure sans technique d'isolation telles que les indiquent les figures suivantes :

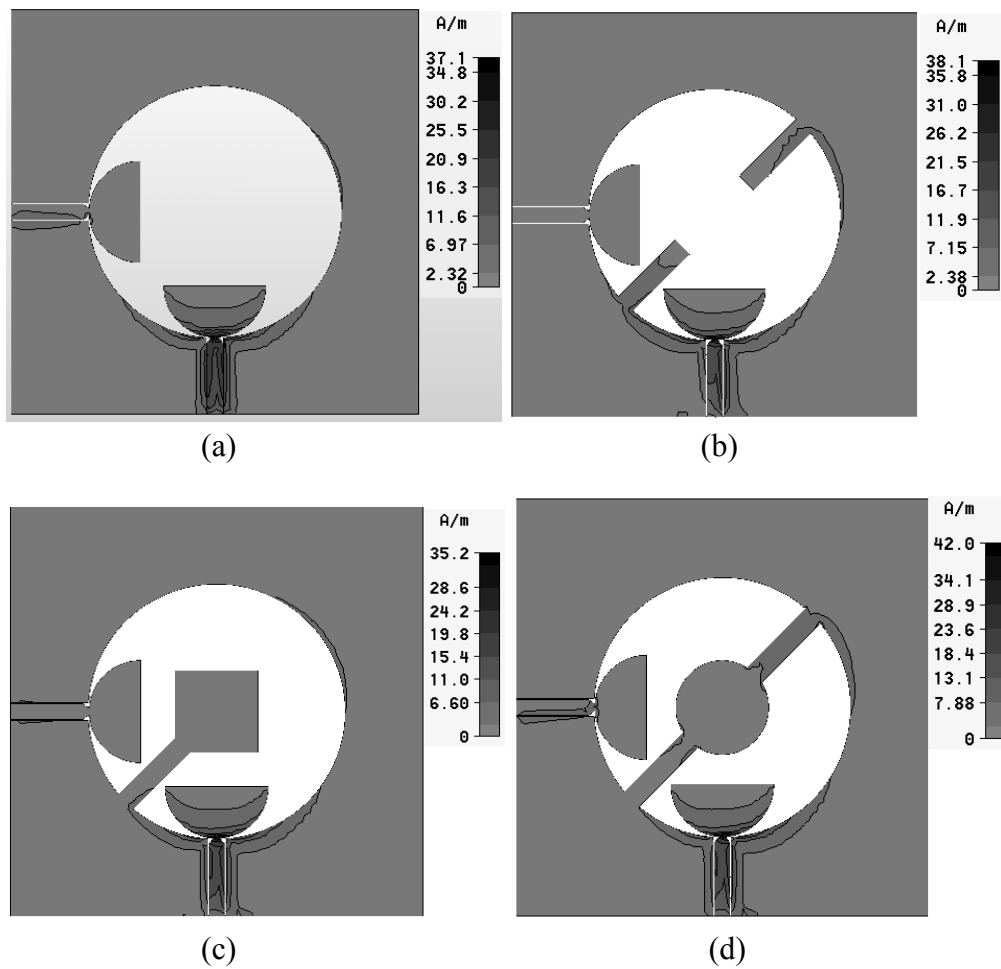


Figure.2.25- Distribution du courant sur les structures proposées à la fréquence 3GHz lorsque le Port1 est excité : (a) sans technique d'isolation, (b) Prototype 1, (c) Prototype 2, (d) Prototype 3.

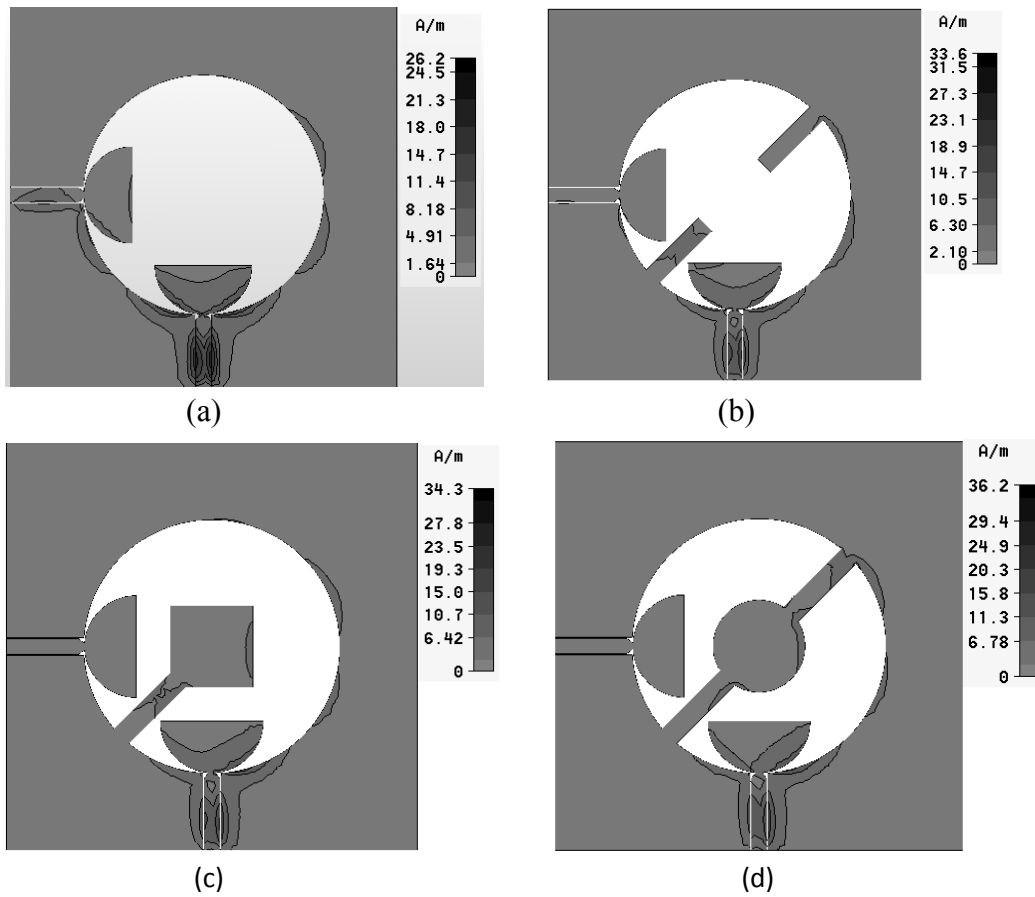
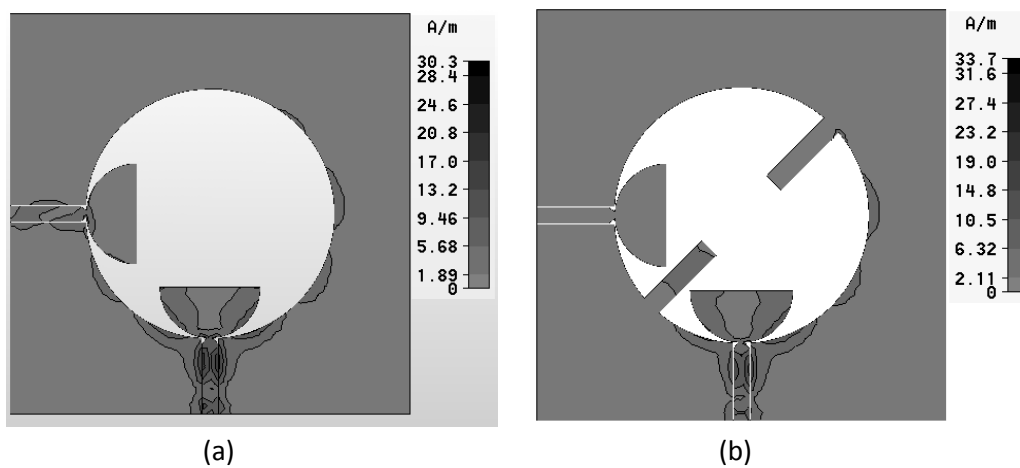


Figure.2.26- Distribution du courant sur les structures proposées à la fréquence 7GHz, lorsque le Port1 est excité : (a) sans technique d'isolation, (b) Prototype 1, (c) Prototype 2, (d) Prototype 3.



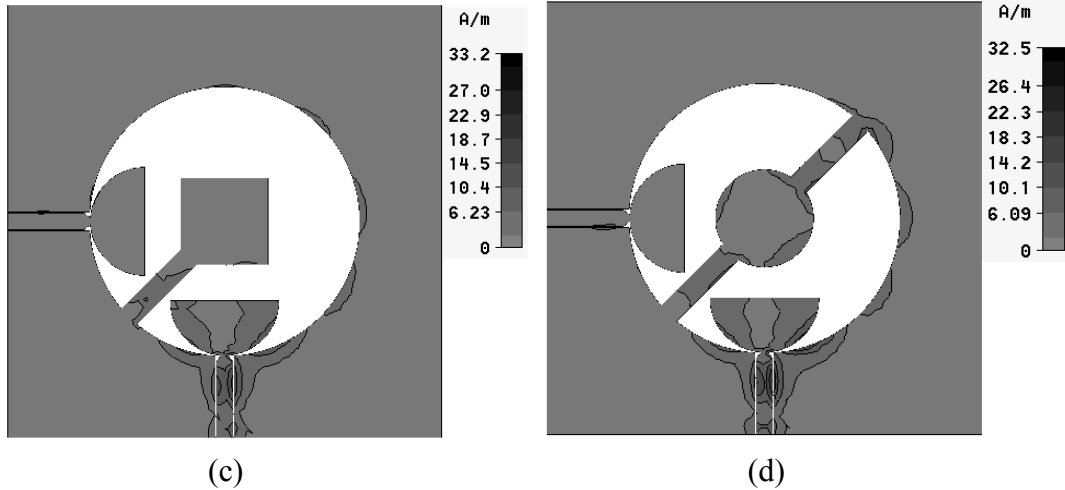
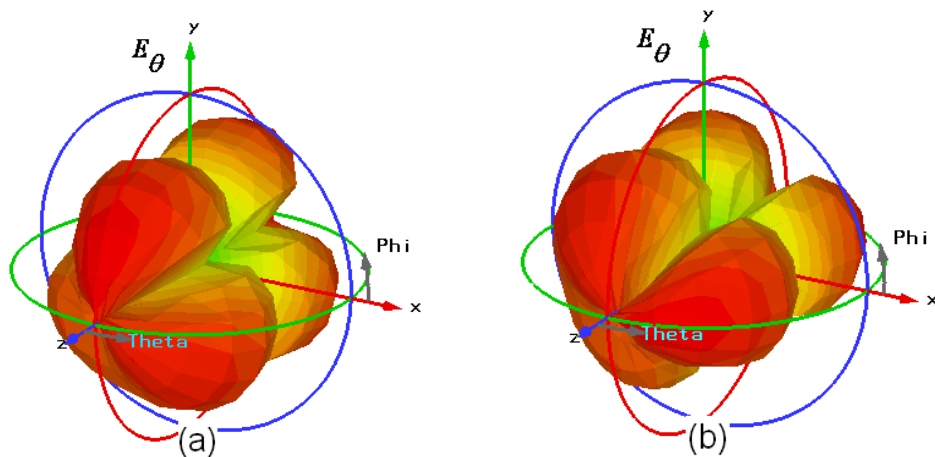


Figure.2.27- Distribution du courant sur les structures proposées à la fréquence 9GHz, lorsque le Port1 est excité : (a) sans technique d'isolation, (b) Prototype 1, (c) Prototype 2, (d) Prototype 3.

La distribution du courant autour du patch vertical (Port2) de trois antennes est négligeable comparée à celle de l'antenne sans technique d'isolation; par conséquent, l'efficacité de ces techniques à atténuer le couplage mutuel entre les deux ports à travers la bande ULB est apparue nettement.

2.4- Les diagrammes de rayonnements

Pour qualifier les comportements du rayonnement des prototypes proposés et assurer qu'ils sont bipolarisés sur toute la bande ULB, leurs diagrammes de rayonnement en trois dimensions obtenus par la simulation à l'aide de CST sont présentés (voir les figures suivantes).



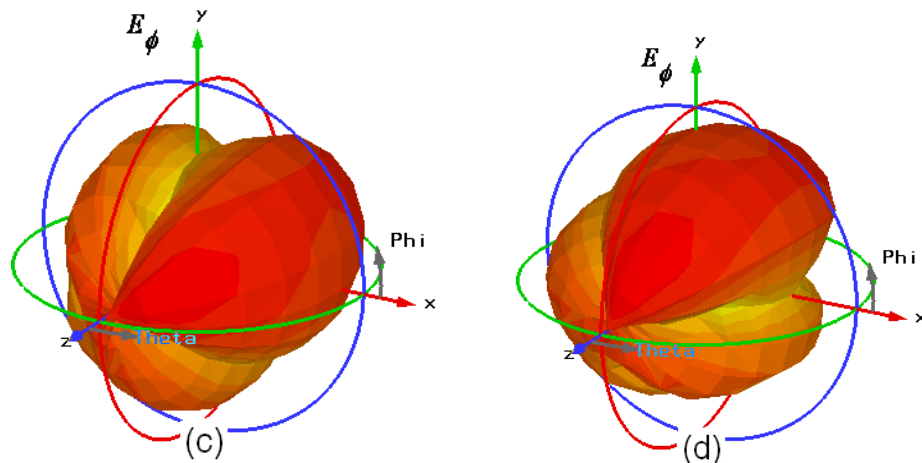


Figure.2.28- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 1 à 3GHz :

- (a) E_{θ} lorsque le Port1 est excité, (b) E_{θ} lorsque le Port2 est excité
- (c) E_{ϕ} lorsque le Port1 est excité, (d) E_{ϕ} lorsque le Port2 est excité

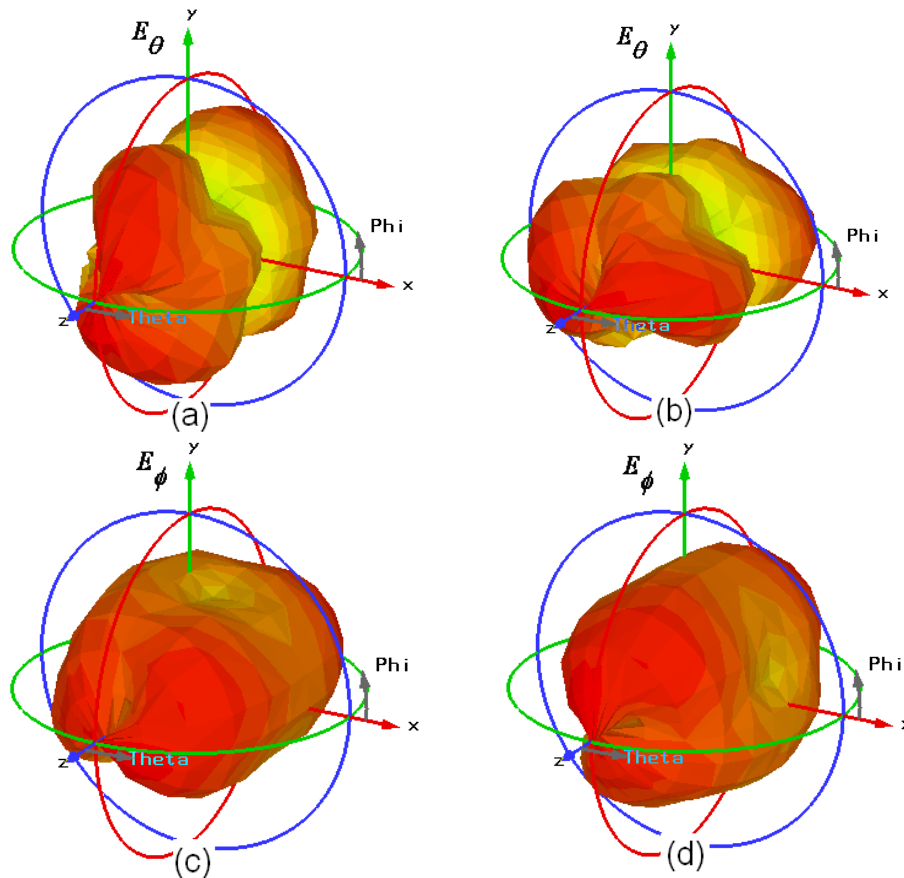


Figure.2.29- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 1 à 6GHz :

- (a) E_{θ} lorsque le Port 1 est excité, (b) E_{θ} lorsque le Port 2 est excité
- (c) E_{ϕ} lorsque le Port 1 est excité, (d) E_{ϕ} lorsque le Port 2 est excité

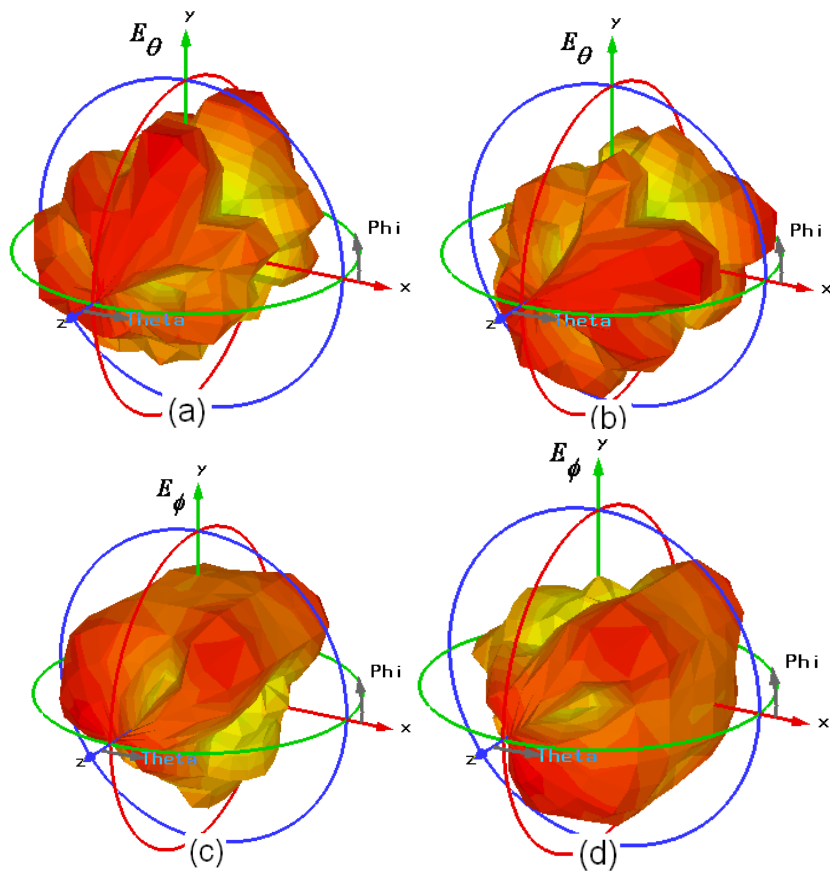
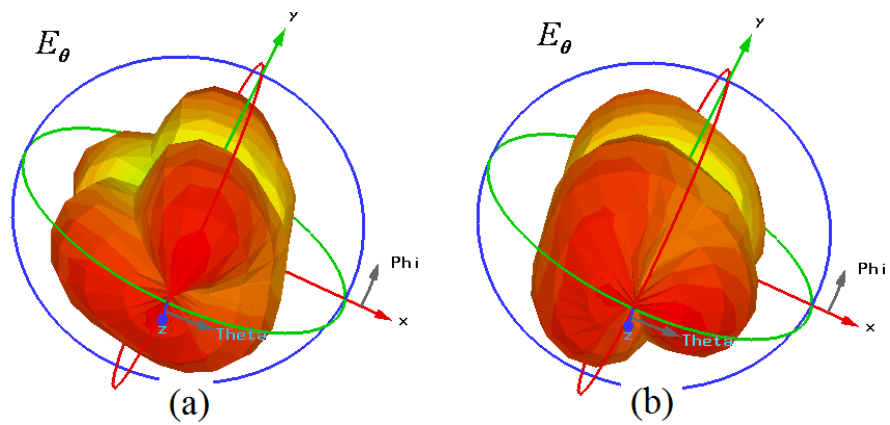


Figure.2.30- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 1 à 10GHz :

- (a) E_θ lorsque le Port1 est excité, (b) E_θ lorsque le Port2 est excité
- (c) E_ϕ lorsque le Port1 est excité, (d) E_ϕ lorsque le Port2 est excité



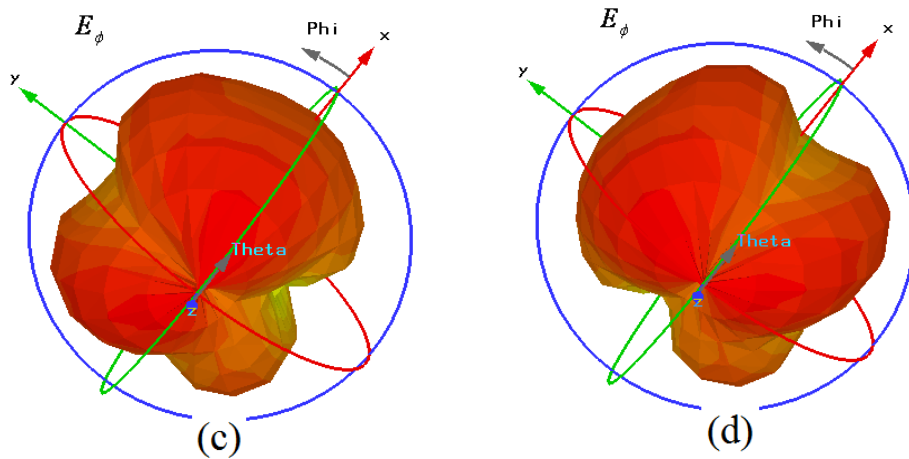


Figure.2.31- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 2 à 3GHz :
 (a) E_{θ} lorsque le Port1 est excité, (b) E_{θ} lorsque le Port2 est excité
 (c) E_{ϕ} lorsque le Port1 est excité, (d) E_{ϕ} lorsque le Port2 est excité

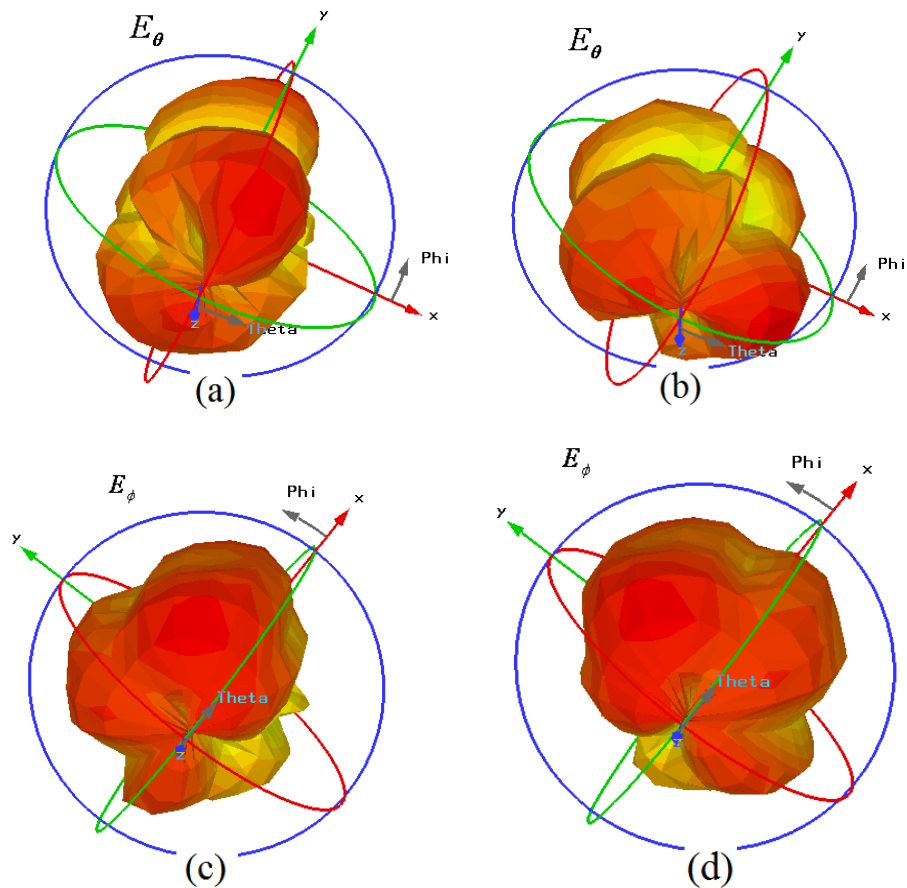


Figure.2.32- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 2 à 6GHz :
 (a) E_{θ} lorsque le Port1 est excité, (b) E_{θ} lorsque le Port2 est excité
 (c) E_{ϕ} lorsque le Port1 est excité, (d) E_{ϕ} lorsque le Port2 est excité

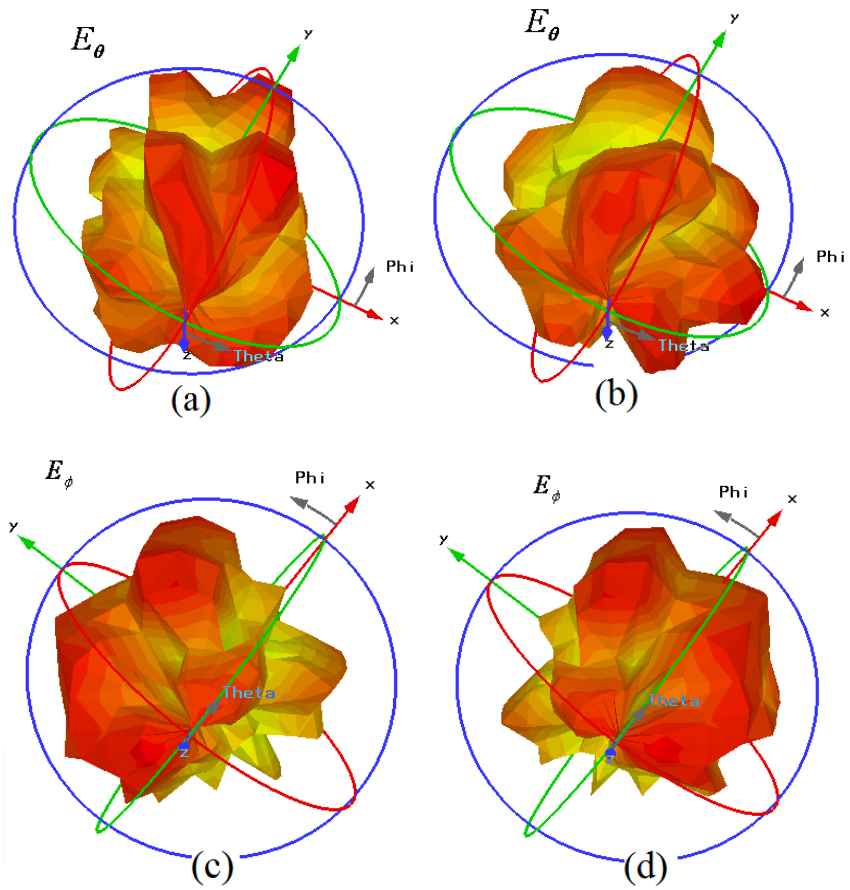
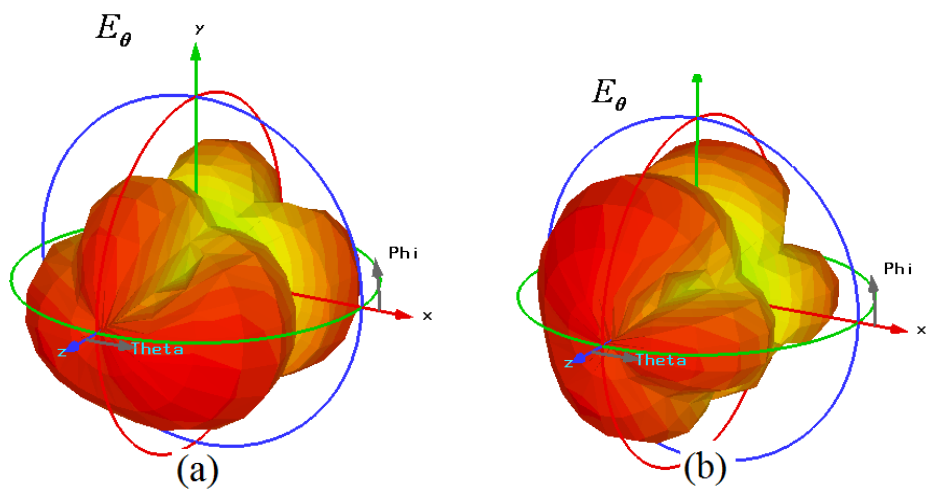


Figure.2.33- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 2 à 10GHz :

(a) E_{θ} lorsque le Port1 est excité, (b) E_{θ} lorsque le Port2 est excité

(c) E_{ϕ} lorsque le Port1 est excité, (d) E_{ϕ} lorsque le Port2 est excité



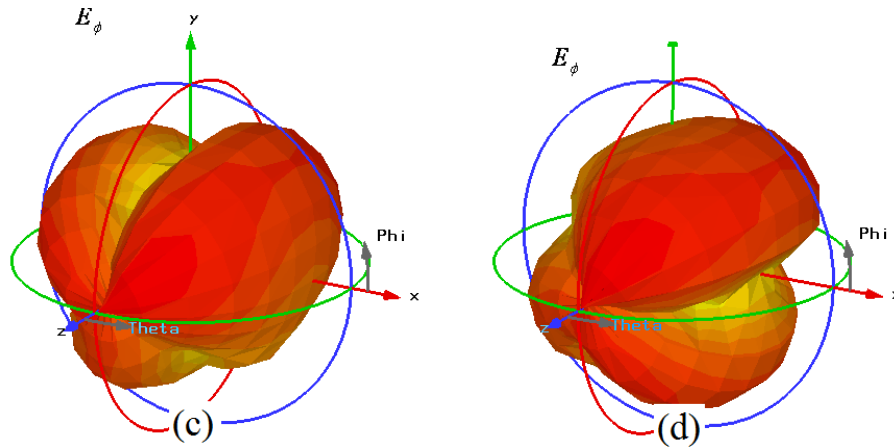


Figure.2.34- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 3 à 3GHz :
 (a) E_{θ} lorsque le Port1 est excité, (b) E_{θ} lorsque le Port2 est excité
 (c) E_{ϕ} lorsque le Port1 est excité, (d) E_{ϕ} lorsque le Port2 est excité

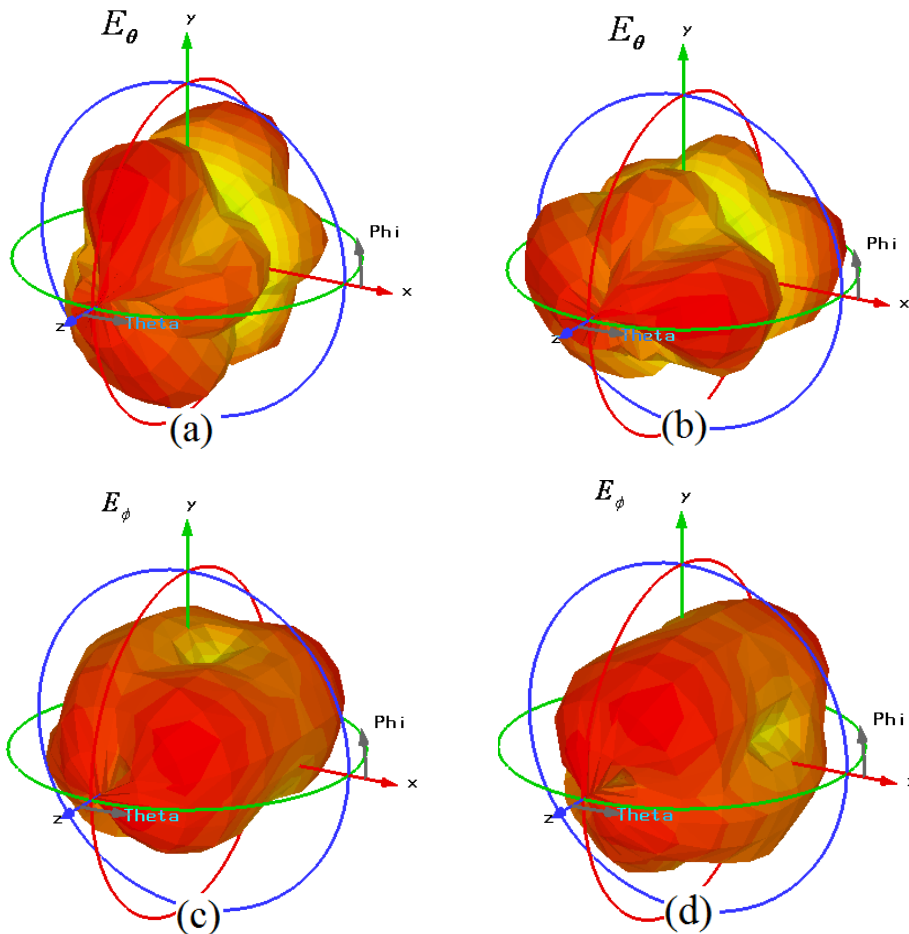


Figure.2.35- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 3 à 6GHz :
 (a) E_{θ} lorsque le Port1 est excité, (b) E_{θ} lorsque le Port2 est excité
 (c) E_{ϕ} lorsque le Port1 est excité, (d) E_{ϕ} lorsque le Port2 est excité

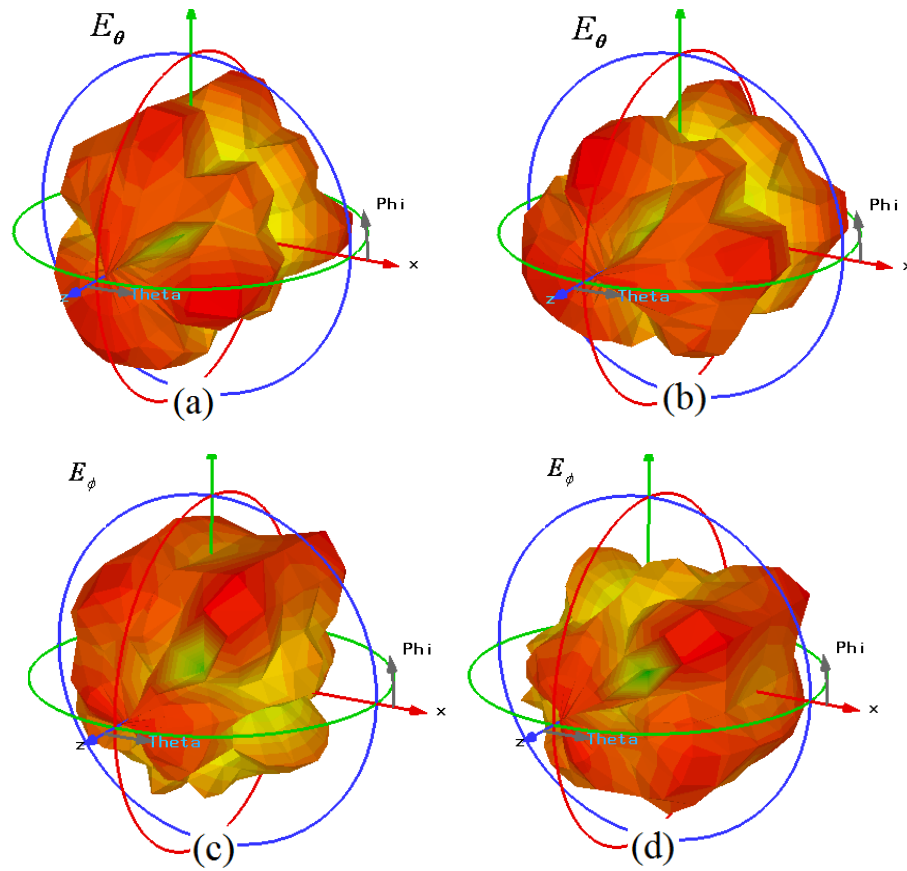


Figure.2.36- Diagrammes de rayonnement en 3D de prototype 3 à 10GHz :
 (a) E_θ lorsque le Port1 est excité, (b) E_θ lorsque le Port2 est excité
 (c) E_ϕ lorsque le Port1 est excité, (d) E_ϕ lorsque le Port2 est excité

Ces graphes montrent clairement que les diagrammes de rayonnement au Port1 et au Port2 sont similaires avec une rotation de 90° dans le plan XY (le plan où les structures sont placées), ceci prouve la capacité des antennes proposées à rayonner avec deux polarisations orthogonales sur toute la bande ULB. Nous pouvons aussi observer que les diagrammes de rayonnement commencent à se dégrader à la fréquence 10GHz. Les diagrammes de rayonnement polaires donnent une meilleure qualification du rayonnement d'antennes, et pour cette raison, ils seront présentés et analysés dans le chapitre suivant.

2.5- Conclusion

Dans ce chapitre, la méthodologie de conception qui nous a permis de développer trois antennes ULB bipolarisées a été présentée. Les structures proposées ont été optimisées en utilisant le logiciel CST. Les analyses numériques des structures des antennes conçues confirment l'efficacité des techniques utilisées et montrent qu'elles offrent une bonne performance.

CHAPITRE 3

RÉALISATION DES PROTOTYPES PROPOSÉS

3.1- Introduction

Suit à l'étude numérique présentée dans le deuxième chapitre, trois prototypes ont été fabriqués et mesurés. Ce chapitre est constitué par deux parties principales : la première partie parle de manière détaillée de la fabrication et de la mesure des antennes proposées, en présentant les différents résultats des mesures qui peuvent bien qualifier les performances de ces antennes. La deuxième partie présente une comparaison entre les résultats obtenus par les mesures et ceux obtenus par les simulations, afin de valider les prototypes fabriqués.

3.2- Fabrication

Lors de la fabrication des trois prototypes, un substrat RO4350B d'une permittivité relative $\epsilon_r = 3.48$ et une épaisseur de 0.762 mm a été utilisé. Cependant, en technologie CPW, le substrat n'a pas d'effet considérable sur la performance de l'antenne. Des connecteurs SMA de 50Ω ont été utilisés comme des transitions entre les structures et les câbles d'alimentation.

Les prototypes conçus sont basés sur la même structure (voir Figure.2.11) avec des techniques différentes dans le but d'améliorer l'isolation entre les ports. En effet, les techniques d'isolation utilisées (qui ont été déjà présentées et discutées dans le chapitre précédent) changent complètement les comportements de la structure originale, ce qui implique trois prototypes différents en termes de forme et de performance, mais ceux-ci gardent toujours les mêmes caractéristiques, telles que la caractéristique ultra large bande et la double polarisation. Des photographies des structures des prototypes fabriqués sont reproduites sur la Figure.3.1.

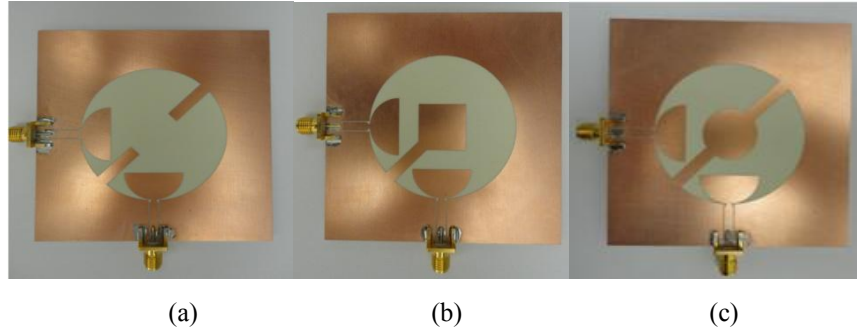


Figure.3.1- Photographies de prototypes fabriqués : (a) Prototype 1, (b) Prototype 2, (c) Prototype 3.

3.3- Mesures

Les paramètres S des prototypes proposés ont été mesurés à l'aide d'un analyseur vectoriel du réseau de type Agilent 8722ES, sur une bande de fréquences de 0 à 12GHz. Les mesures des diagrammes de rayonnement ont été effectuées dans la chambre anéchoïde de laboratoire RF de INRS.

Les prototypes mesurés sont des fentes circulaires alimentées par deux semi-disques orthogonaux, en considérant que les coordonnées sont définies par la Figure.3.2 et que les structures sont placées dans le plan XY. Les plans E et H doivent être respectivement le plan YZ ($\phi = 90^\circ$) et le plan XZ ($\phi = 0$).

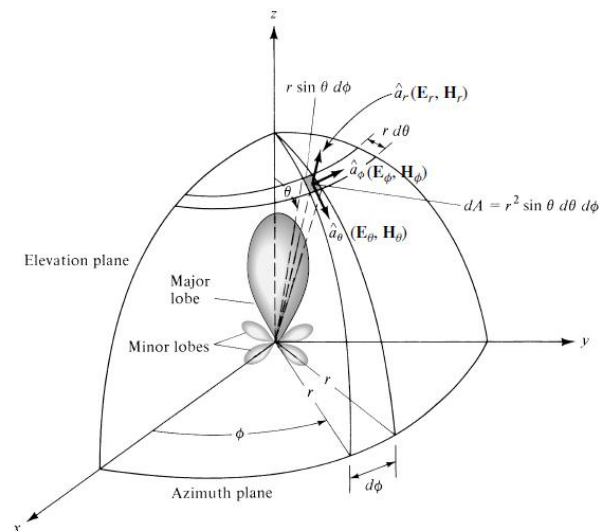


Figure.3.2- Les coordonnées sphériques [38].

Pour ce type d'antennes, les diagrammes de rayonnement prennent idéalement des formes omnidirectionnelles dans le plan H et bidirectionnelles dans le plan E. Afin de montrer les

comportements du rayonnement des antennes proposées à travers toute la bande ULB, leurs diagrammes de rayonnement ont été mesurés dans les deux plans principaux à trois fréquences différentes 3GHz, 6GHz et 10GHz.

3.4- Les résultats de mesure des prototypes fabriqués

- Prototype 1

Les paramètres S du premier prototype ont été mesurés et présentés sur la Figure.3.3, le coefficient de réflexion mesuré au Port1 et celui mesuré au Port2 montrent un bon accord entre eux et ils sont inférieurs à -10dB sur la bande de 3.8GHz à 12GHz. En ce qui concerne l'isolation entre les deux ports, les coefficients de transmission sont identiques, sauf sur certaines zones où la différence entre les deux courbes atteint 5dB mais ils restent plus bas que -22dB sur toute la bande ULB, ce qui implique que les ports sont bien isolés l'un de l'autre.

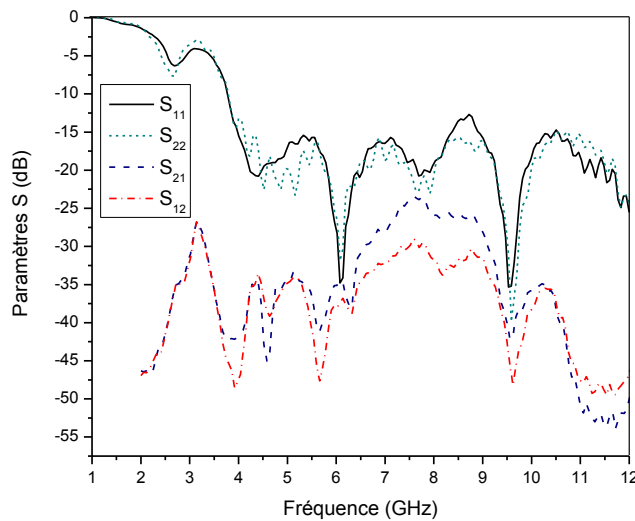


Figure.3.3- Paramètres S mesurés du prototype 1.

Les diagrammes de rayonnement du prototype 1 ont été mesurés dans les deux plans principaux E et H et présentés sur le Figure.3.4 et Figure.3.5.

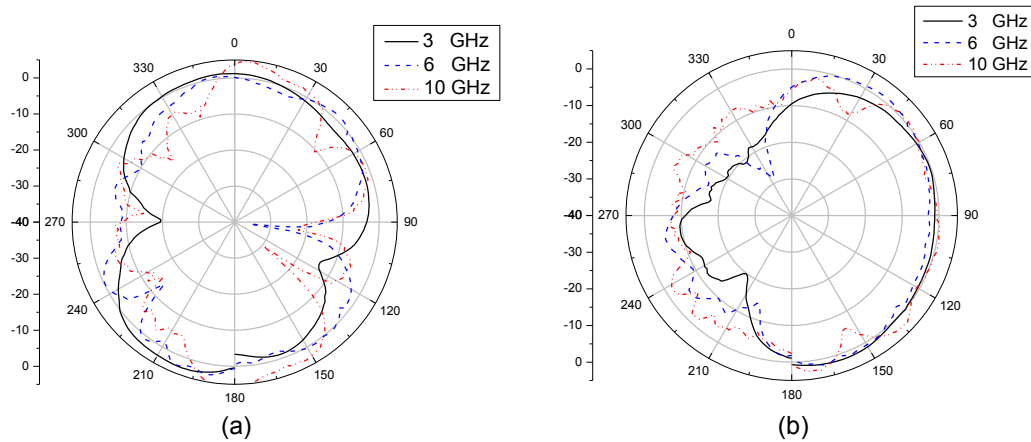


Figure.3.4- Diagrammes de rayonnement mesurés du prototype 1 dans le plan E à 3GHz, 6GHz et 10GHz :
 (a) Co-polarisation, (b) Polarisation croisée.

Ces graphes nous permettent de voir clairement les variations des diagrammes de rayonnement, soit en Co-polarisation ou en polarisation croisée à travers la bande ULB. Dans le plan E, les formes des diagrammes de rayonnement en co-polarisation tendent vers une forme bidirectionnelle avec des dégradations de plus en plus observables en hautes fréquences, en polarisation croisée, les diagrammes de rayonnement aux trois fréquences prennent la même forme et ils sont identiques, notamment entre les angles 0° et 180° . Dans le plan H, en Co-polarisation les diagrammes de rayonnement sont omnidirectionnels à la fréquence 6GHz entre les angles 0° et 180° , aux fréquences 3GHz et 10GHz, les diagrammes sont presque identiques et ils sont différents de celui mesuré à la fréquence 3GHz, en polarisation croisée les formes de diagramme sont à peu près similaires aux trois fréquences.

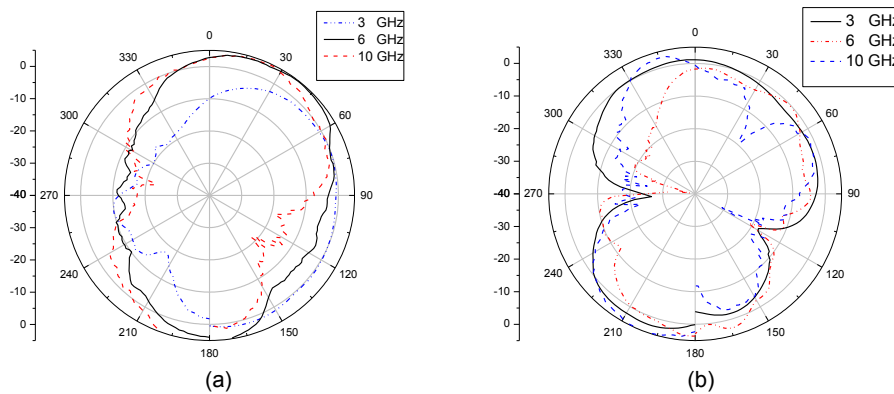


Figure.3.5- Diagrammes de rayonnement mesurés du prototype 1 dans le plan H à 3GHz, 6GHz et 10GHz :
 (a) Co-polarisation, (b) Polarisation croisée.

- Prototype 2

Le coefficient de réflexion mesuré du prototype 2 au Port1 est identique à celui mesuré au Port2 sur toute la bande sur laquelle la mesure est effectuée, et ils sont en deçà de -10dB sur la bande [3.4-12GHz]. Nous pouvons observer la même chose pour les coefficients de transmission S_{12} et S_{21} qui sont similaires et inférieurs à -25dB sur toute la bande ULB.

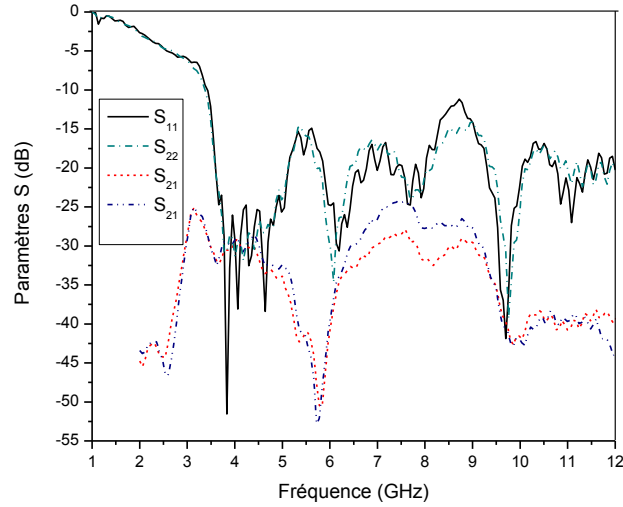


Figure.3.6- Paramètres S mesurés du prototype 2.

Pour bien visualiser les comportements du rayonnement de ce prototype, ses diagrammes de rayonnement mesurés aux trois fréquences différentes sont illustrés sur les figures suivantes.

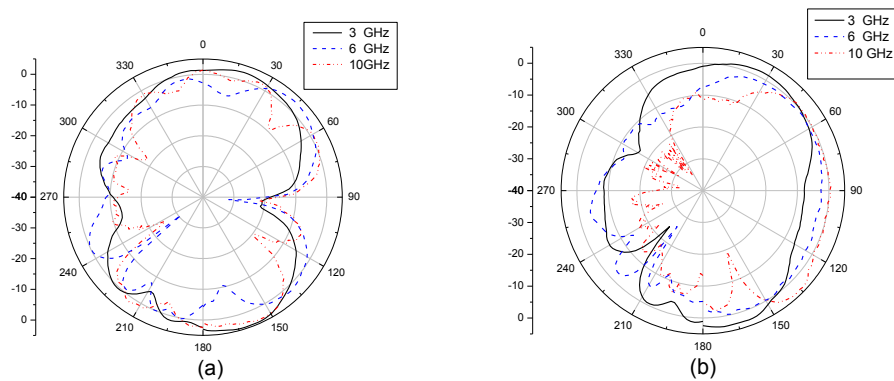


Figure.3.7- Diagrammes de rayonnement mesurés du prototype 2 dans le plan E à 3GHz, 6 GHz et 10GHz :

(a) Co-polarisation, (b) Polarisation croisée.

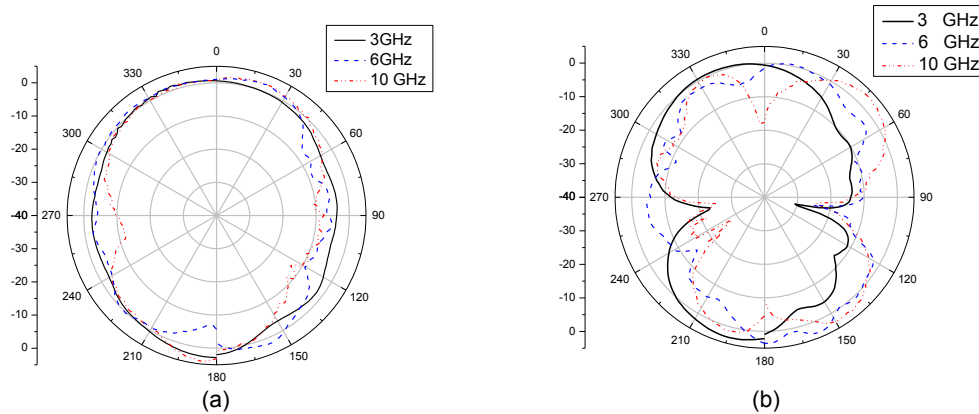


Figure.3.8- Diagrammes de rayonnement mesurés du prototype 2 dans le plan H à 3GHz, 6GHz et 10GHz :
 (a) Co-polarisation, (b) Polarisation croisée.

Ces diagrammes sont bidirectionnels dans le plan E avec certaines déformations aux différents angles, les diagrammes de rayonnement mesurés à 3GHz et à 6GHz dans ce plan sont moins déformés que celui mesuré à 10GHz. Les diagrammes de rayonnement mesurés en polarisation croisée dans le plan E ne montrent pas une grande différence entre eux. Dans le plan H, les diagrammes mesurés en co-polarisation aux fréquences 3GHz et 6GHz sont omnidirectionnels et ils coïncident à peu près, ce qui n'est pas le cas pour celui mesuré à la fréquence 10GHz. En ce qui concerne les diagrammes de rayonnement en polarisation croisée dans le plan H, ils ne montrent pas une grande variation avec la fréquence.

- Prototype 3

Une description complète de la performance du prototype 3 en termes d'adaptation et d'isolation entre ses ports peut être donnée par les mesures du coefficient de réflexion et celui de transmission à chaque port tel que l'indique la Figure.3.9. Les coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} mesurés sont égaux sur toute la bande étudiée et inférieurs à -10dB sur la bande 3.5-12GHz. Concernant les coefficients S_{12} et S_{21} , nous voyons qu'ils ont les mêmes pics vers le bas et ils sont plus bas que -25dB, ce qui nous permet de conclure qu'une bonne isolation entre les deux ports est atteinte.

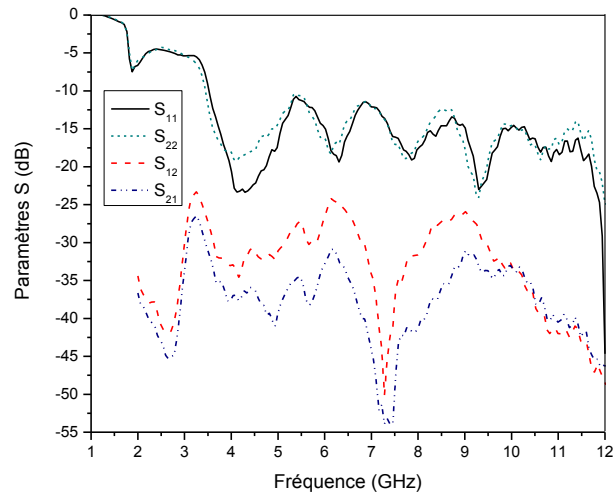


Figure.3.9- Paramètres S mesurés du prototype 3.

Les diagrammes de rayonnement mesurés de ce prototype aux trois fréquences différentes en co-polarisation et en polarisation croisée dans les deux plans principaux sont présentés sur la Figure.3.10 et la Figure.3.11.

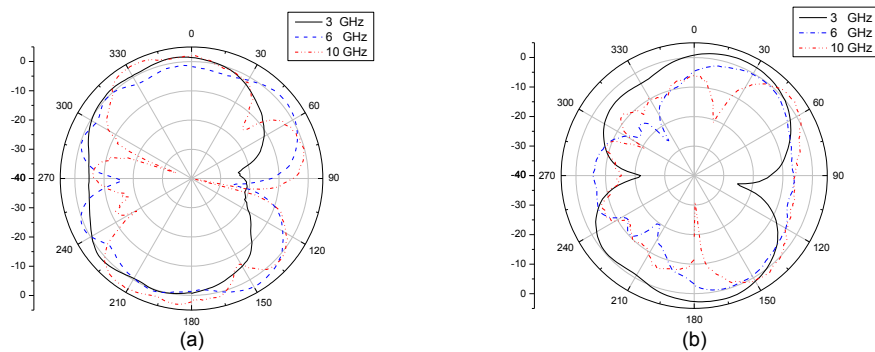


Figure.3.10- Diagrammes de rayonnement mesurés du prototype 3 dans le plan E à 3GHz, 6GHz et 10GHz : (a) Co-polarisation, (b) Polarisation croisée.

Comme nous pouvons l'observer sur la Figure.3.10, les diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan E sont également semblables à travers la bande ULB et prennent une forme bidirectionnelle en co-polarisation, et une forme déformée en polarisation croisée. Dans le plan H, les diagrammes de rayonnement mesurés en co-polarisation prennent une forme omnidirectionnelle déformée en fonction de la fréquence, ce qui est identique en polarisation croisée.

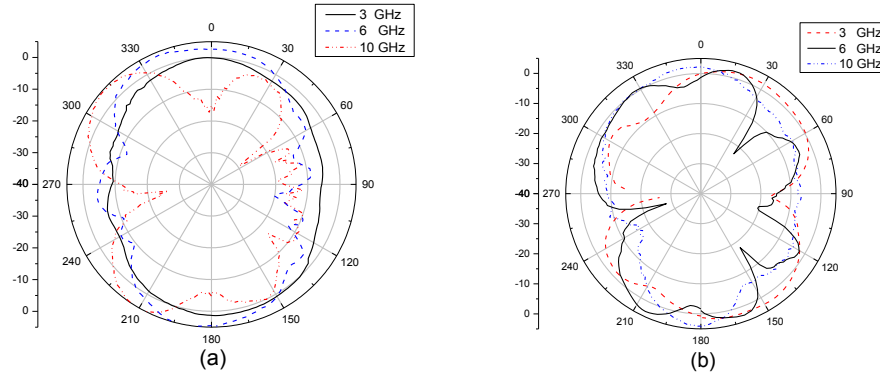


Figure.3.11- Diagrammes de rayonnement mesurés du prototype 3 dans le plan H à 3GHz, 6GHz et 10GHz : (a) Co-polarisation, (b) Polarisation croisée.

3.5- Comparaison entre les résultats de simulations et ceux de mesures

Pour bien pouvoir valider les prototypes proposés, une comparaison entre les résultats des simulations et des mesures est effectuée ci-dessous.

Prototype 1

Les résultats de simulations et de mesures montrent que le prototype 1 est bien adapté sur toute la bande ULB avec un décalage de fréquence de 0.8GHz entre le S_{11} simulé et celui mesuré causé par les erreurs de fabrication (Figure.3.12). Concernant l'isolation, le S_{12} mesuré est meilleur que S_{12} simulé qui est inférieur à -20dB sur toute la bande ULB (Figure.3.13).

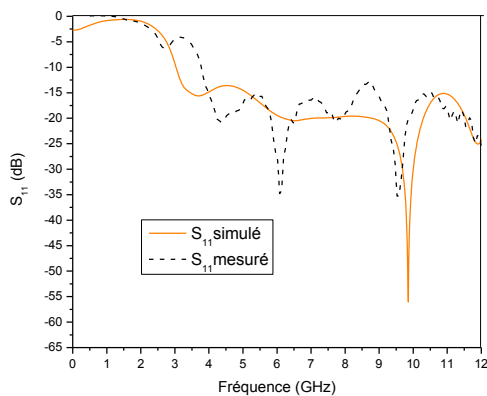


Figure.3.12- S_{11} simulé et mesuré du prototype 1.

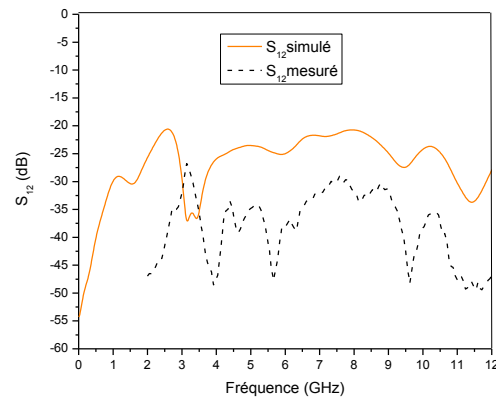


Figure.3.13- S_{12} simulé et mesuré du prototype 1.

Les diagrammes de rayonnement de prototype 1 sont présentés sur les figures suivantes : Figure.3.14, Figure.3.15 et Figure.3.16. Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés s'accordent bien et ils sont bidirectionnels dans le plan E, et omnidirectionnels dans le plan H, avec l'apparition d'un lobe secondaire entre les angles 250° et 350° à 3GHz. À la fréquence 10GHz, les diagrammes de rayonnement commencent à se dégrader.

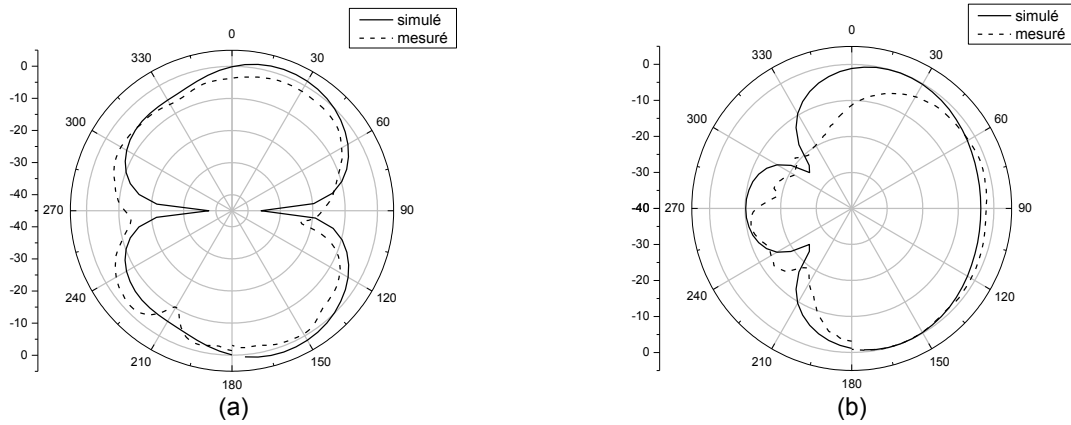


Figure.3.14- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype 1 à 3GHz, lorsque le Port1 est excité : (a) plan E, (b) plan H.

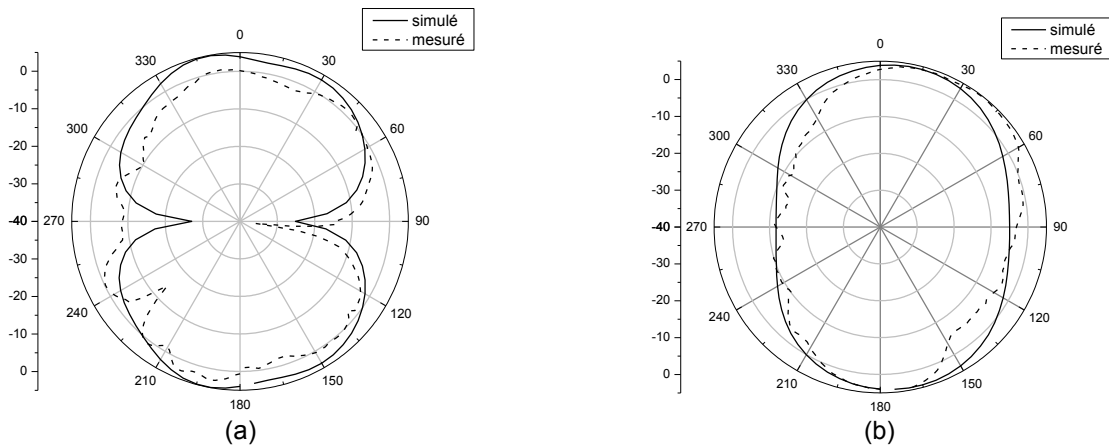


Figure.3.15- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype 1 à 6GHz, lorsque le Port1 est excité : (a) Plan E, (b) Plan H.

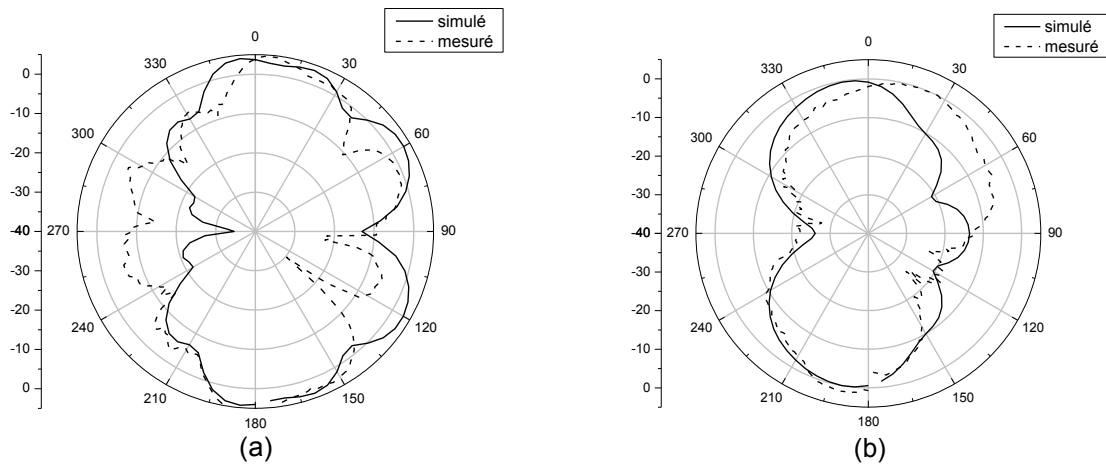


Figure.3.16- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype 1 à 10GHz, lorsque le Port1 est excité : (a) Plan E (b) Plan H.

Prototype 2

En comparant le coefficient de reflexion S_{11} mesuré avec le S_{11} obtenu par la simulation qui est plus bas que -10dB sur la bande [2.9-12 GHz], un écart de 0.5GHz est observé (Figure.3.17), ce qui peut être interprété par l'imperfection de fabrication. En termes d'isolation entre les deux ports, le coefficient de transmission S_{12} mesuré qui est inférieur à -25dB sur toute la bande étudiée est meilleur que le S_{12} simulé tel que l'illustre la Figure.3.18.

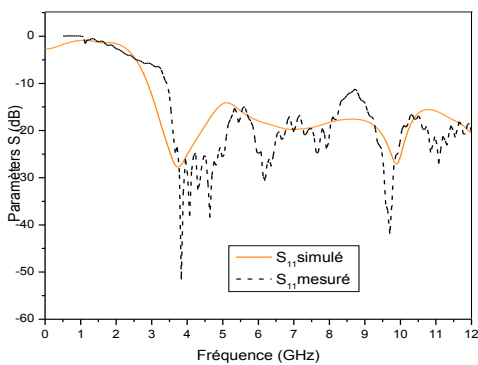


Figure.3.17- S_{11} simulé et mesuré du Prototype 2.

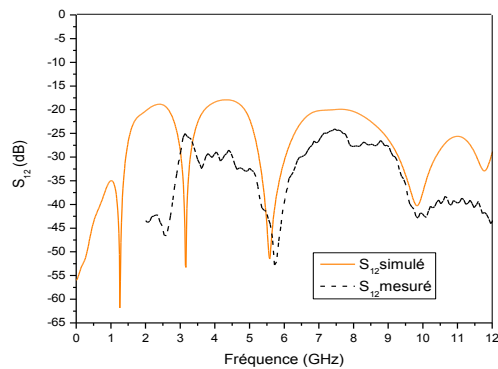


Figure.3.18- S_{12} simulé et mesuré du Prototype 2.

En consultant les diagrammes de rayonnement obtenus par les simulations et par les mesures (Figure.3.19, Figure.3.20 et Figure.3.21), nous observons de légères différences entre eux. À la fréquence 3GHz, le diagramme de rayonnement mesuré dans le plan E est

presque bidirectionnel avec des dégradations aux angles 90° , 210° et 270° par rapport à celui simulé qui est tout à fait bidirectionnel. Le diagramme de rayonnement mesuré dans le plan H est omnidirectionnel et dégradé autour de l'angle 150° . Aux autres fréquences, les diagrammes de rayonnement simulés restent omnidirectionnels dans le plan H et bidirectionnels dans le plan E, par contre les diagrammes de rayonnement mesurés sont déformés, notamment en hautes fréquences.

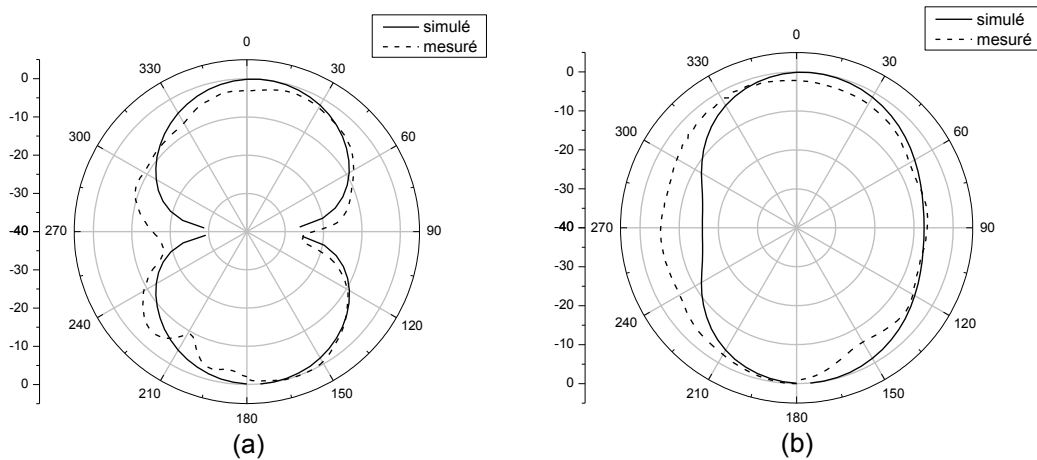


Figure.3.19- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype 2 à 3GHz, lorsque le Port1 est excité : (a) Plan E, (b) Plan H.

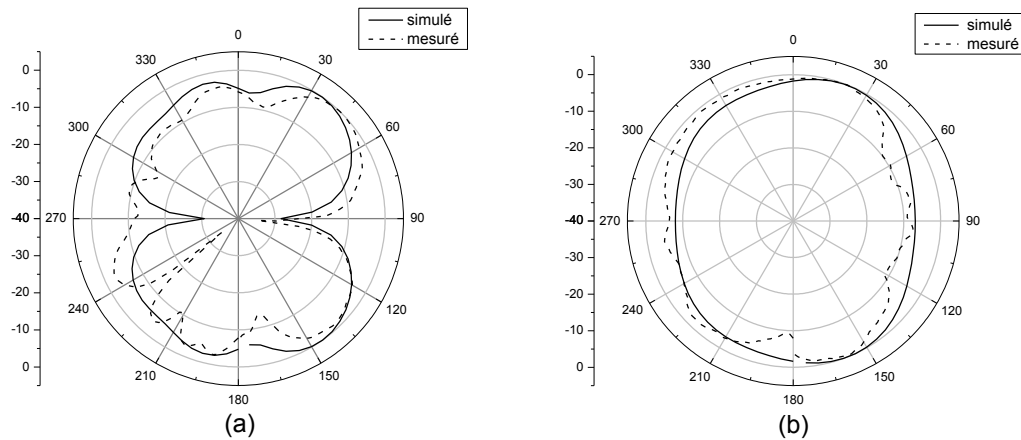


Figure.3.20- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype 2 à 6GHz, lorsque le Port1 est excité: (a) Plan E, (b) Plan H.

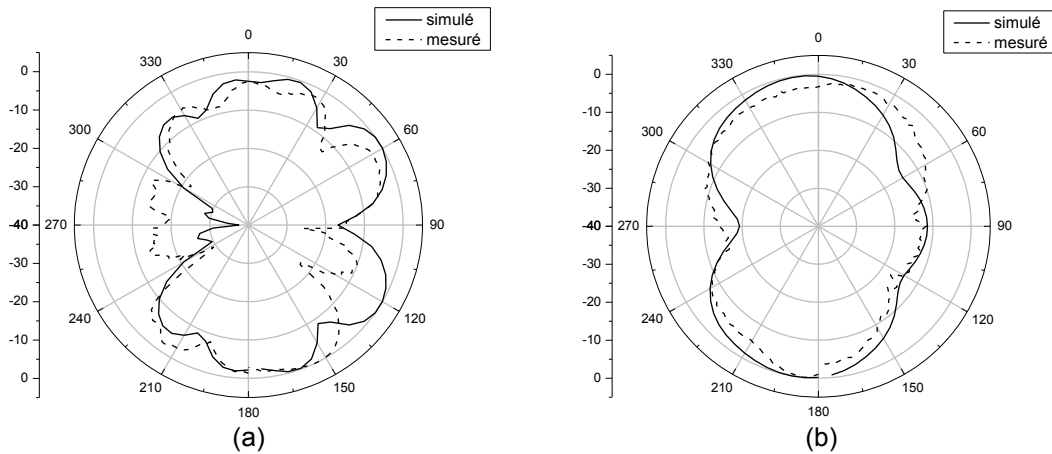


Figure.3.21: Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype 2 à 10GHz, lorsque le Port1 est excité, dans : (a) Plan E, (b) Plan H.

- Prototype 3

Selon les résultats de simulation, le prototype 3 a une bande d'impédance de 3GHz à 12GHz. D'après la mesure, le S_{11} mesuré est inférieur de -10dB sur une bande de 3.5GHz à 12GHz, la différence de 0.5GHz observée résulte des erreurs de fabrication. Le coefficient de transmission mesuré donne une meilleure isolation entre les ports avec un niveau de -25dB sur la bande de fonctionnement par rapport à celui simulé qui est plus bas que -15dB. Les figures suivantes représentent les paramètres S mesurés et simulés du prototype 3.

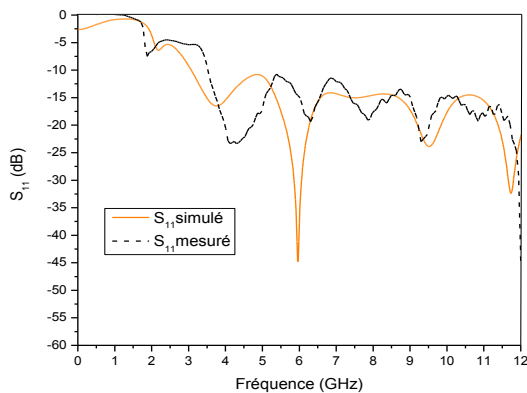


Figure.3.22- S_{11} simulé et mesuré du prototype 3.

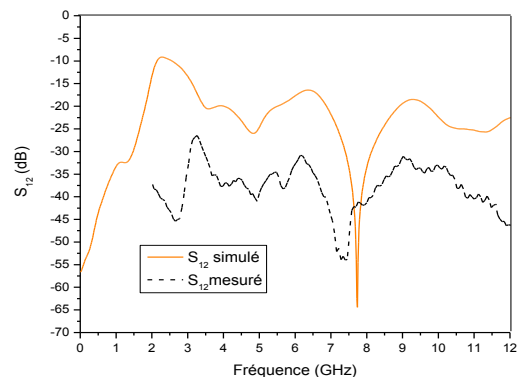


Figure.3.23- S_{12} simulé et mesuré du prototype 3.

Les diagrammes de rayonnement simulés sont omnidirectionnels dans le plan H et bidirectionnels dans le plan E, et varient avec la fréquence, ce qui est identique pour les

diagrammes mesurés mais avec des formes plus altérées. En général, les résultats de simulations et ceux de mesures concordent suffisamment sur toute la bande d'opération. Ces diagrammes sont reproduits sur les figures suivantes.

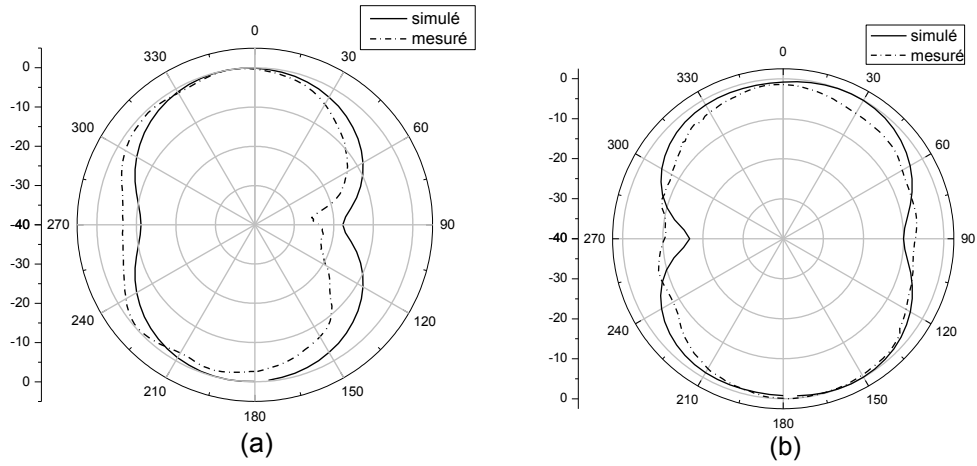


Figure.3.24- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype 3 à 3GHz, lorsque le Port1 est excité: (a) Plan E, (b) Plan H.

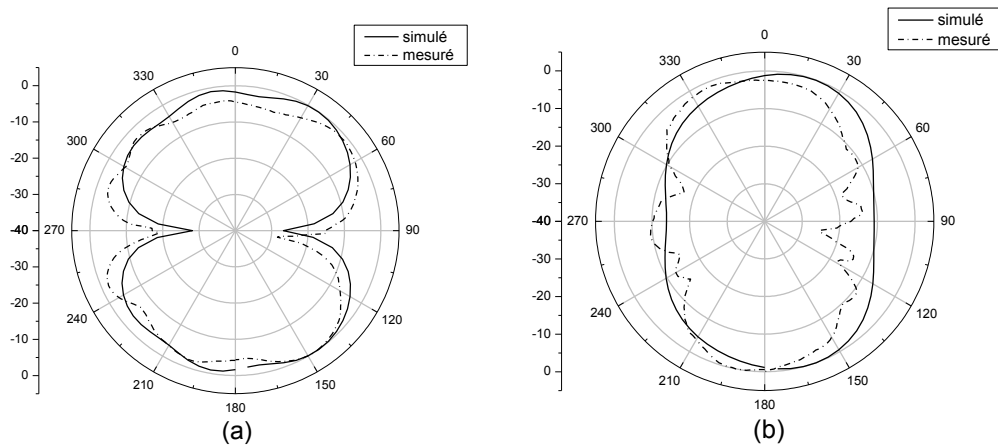


Figure.3.25- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype 3 à 6GHz, lorsque le Port1 est excité : (a) Plan E, (b) Plan H.

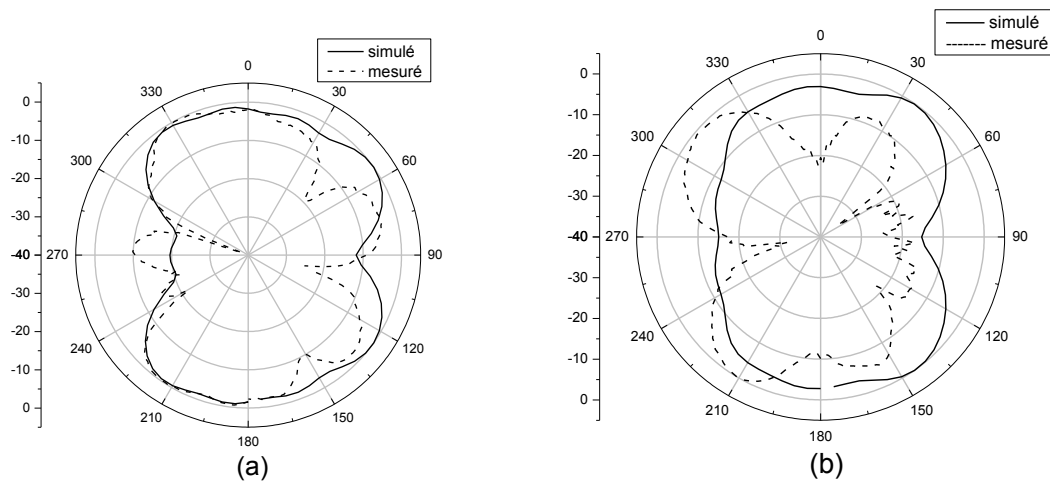


Figure.3.26- Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de prototype 3 à 10GHz, lorsque le Port1 est excité : (a) Plan E, (b) Plan H.

3.6- Conclusion

Dans ce chapitre, la fabrication et la mesure des trois prototypes proposés sont présentées et discutées en détail. Les résultats des mesures montrent que les prototypes proposés satisfont les critères demandés par les applications ULB à multi polarisation. Pour les trois prototypes, un bon accord entre les résultats obtenus par la simulation et ceux obtenus par la mesure a été atteint, hormis des petites différences qui peuvent être justifiées par l'imperfection de fabrication. Des dégradations des diagrammes de rayonnement peuvent être observées à la fréquence 10GHz, ce qui est normal dans le cas des antennes à large bande.

CONCLUSION GÉNÉRALE

La technologie ULB est l'une des technologies les plus utilisées au sein de systèmes de communication à cause de leurs caractéristiques attractives. L'intérêt de cette technologie est augmenté de manière sans précédent après la réservation de la bande [3.1-10.6 GHz] pour ses applications qui ne sont employées que des antennes opèrent sur toute cette bande, ce qui améliore la qualité de service des systèmes de communication. Certains problèmes tels que le phénomène de propagation multivoies et l'interférence entre les ondes rayonnées peuvent être surmontés en utilisant des antennes à multi polarisation. Dans cette perspective, le but de ce mémoire était la conception et la réalisation de nouvelles antennes ULB bipolarisées pour maximiser la capacité des systèmes de communication. Pour ce faire, le premier chapitre a présenté une étude générale sur les antennes ULB commençant par leurs paramètres caractéristiques en passant par leur histoire, ensuite une revue sur les différents types d'antennes ULB planaires ainsi que sur les techniques qui servent à les concevoir a été effectuée, en terminant cette étude par une classification des antennes ULB à double polarisation selon leurs méthodes de conception. À partir des connaissances acquises lors du premier chapitre, nous avons choisi une structure à fente circulaire basée sur la technologie CPW pour concevoir des antennes ULB bipolarisées en utilisant trois techniques différentes pour améliorer le niveau d'isolation entre les ports. Par conséquent, trois antennes ULB bipolarisées sont conçues. La méthodologie de conception et les résultats de l'analyse numérique de ces antennes ont été discutés en détails dans le deuxième chapitre. Afin de valider les conceptions visées, trois prototypes sont fabriqués et leurs paramètres S ainsi que leurs diagrammes de rayonnement dans les deux plans principaux à trois fréquences différentes ont été mesurés et comparés avec ceux obtenus par les simulations, comme cela a été abordé dans le troisième chapitre.

Les résultats des simulations et ceux des mesures montrent un bon accord entre eux et prouvent que les prototypes proposés sont bien adaptés avec un niveau d'isolation de l'ordre -25 dB sur toute la bande ULB, leurs diagrammes de rayonnement au Port1 et au Port2 sont similaires avec une rotation de 90° dans le plan XY, ce qui prouve sans aucun doute la capacité des prototypes proposés de rayonner avec deux polarisations orthogonales sur toute la bande ULB. Ces

diagrammes de rayonnement sont omnidirectionnels dans le plan H et bidirectionnels dans le plan E. L'efficacité des techniques d'isolation utilisées, prouvée par la distribution du courant sur les structures des antennes conçues, donne la possibilité de les utiliser dans les conceptions des autres antennes en tenant compte des particularités des structures en question.

En termes d'originalité, les structures proposées sont originales en termes de forme et de performance, car différents types d'antennes ULB à deux polarisations sont disponibles mais rarement sont les antennes qui offrent à la fois une structure compacte, une bonne adaptation et un niveau d'isolation élevé sur une large bande de fréquences. En revanche, les antennes proposées sont planaires basées sur la technologie CPW, c'est-à-dire qu'elles occupent un seul côté du substrat, ce qui facilite leur intégration aux circuits hyperfréquences.

Finalement, nous pouvons conclure que les objectifs des recherches effectuées sont atteints avec succès.

Travaux subséquents

Au cours de la conception et de la réalisation des prototypes proposés, nous avons observé que le niveau de la polarisation croisée est un petit peu élevé à travers la bande ULB. La même observation est constatée par l'étude numérique d'autres antennes à fentes bipolarisées. Certaines techniques telles que l'emploi de quatre ports sont utilisées pour avoir une pureté de polarisation élevée en réduisant le niveau de polarisation croisée, mais ces techniques peuvent détruire d'autres caractéristiques des antennes, ainsi qu'elles nécessitent l'utilisation de 4 ports. Il sera donc intéressant de développer des techniques capables de réduire le niveau de polarisation croisée en gardant les caractéristiques obtenues telles que la compacité et la symétrie des structures, la bonne adaptation, le niveau d'isolation élevé sur toute la bande ULB et la similarité des diagrammes de rayonnement.

APPENDICE

Dans le cadre de ce mémoire, des articles ont été rédigés :

Le premier article «*Design of a New Dual-polarized Ultra-wideband Planar CPW Fed Antenna*» a été présenté dans le cadre de *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, les 3-8 juillet 2011 à Washington, USA.

Le deuxième article «*Compact CPW-Fed Antenna with Ultra-Wideband and Dual Polarization*» a été accepté à *the 11th edition of the Mediterranean Microwave Symposium MMS'2011*, qui se tiendra à Hammamet, Tunisie, les 08-10 Septembre 2011.

Ces articles sont présentés dans les pages suivantes.

Ces articles ont dû être retiré en raison de restrictions liées au droit d'auteur.

Vous pouvez le consulter à l'adresse suivante :

DOI : 10.1109/APS.2011.5996837

et

DOI : 10.1109/MMS.2011.6068540

LISTE DE RÉFÉRENCES

- [1] SCHANTZ, H. G. 2005. The ART and Science of Ultra wideband Antennas. Boston: Artech House, 340 p.
- [2] DUROC, Y., Tan-phu, V., Tedjini, S. 2007. «A time/frequency model of ultra wideband antennas». IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, num. 8, p. 2342-2350.
- [3] WIESBECK, W., Adamiuk, G., Sturm, C. 2009. «Basic properties and design principles of UWB antennas». Proceeding of the IEEE, vol. 97, num. 2, p. 372-385.
- [4] SCHANTZ, H. G. 2003. «A brief history of UWB antennas». IEEE Conference on Ultra wideband Systems and Technologies 2003. p. 209-213.
- [5] PEYRO, S., M. A., Galvan-Tejada, G. M., Jardon-Aguilar, H. 2005. «State of the art in ultra-wideband antenna». 2nd International conference on Electrical and Electronics Engineering 2005, p. 101-105.
- [6] Zhi Ning Chen., Ammann, M.J., Xianming Qing., Xuan Hui Wu., See, T.S.P., Cat, A. 2006. «Planar antennas». IEEE Microwave Magazine, vol.7, num. 6, p.63-73.
- [7] SCHAUBERT, D., Kollberg, E., Korzeniowski, T., Thungren, T., Johansson, J., Yngvesson, K. 1985. «Endfire tapered slot antennas on dielectric substrates». IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 33, num. 12, p. 1392-1400.
- [8] MOKHTAARI, M. Bornemann, J. 2008. «Directional ultra-wideband antennas in planar technologie». European Microwave Conference EuMC 2008, p. 885-888.
- [9] LOCATELLI, A., D. Pigozzo, F. M. Boscolo, S. Autizi, E. De Angelis, C. Capobianco, A.D. Midrio, M. 2007. «Directional planar ultra wideband antenna for radar applications». Microwave Integrated Circuit Conference EuMIC 2007, p. 623-636.
- [10] AGRAWALL, N. P., Kumar, G., Ray, K. P. «Wide-band planar monopole antennas». 1998. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 46, num. 2, p. 294-295.
- [11] SEONG-Youp Suh., Stutzman, W., Davis, W., Waltho, A., Schiffer, J. 2004. «A novel broadband antenna, the low profile dipole planar inverted cone Antenna (LPdiPICA)». IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 1, p. 775-778.
- [12] RAMESH GARG., Prakash Bhartia., Inder Bahl., Apisak Ittipiboon. 2001. Microstrip antenna design handbook. Boston: Artech House, 843p.
- [13] ZHI Ning Chen et Michael Y. W. Chia. 2006. Broadband planar antenna, Design and

applications. Southern Gate, Chichester : John Wiley & Sons Ltd, 243p.

- [14] PELE, I., Mahe, Y., Chousseaud, A., Toutain, S., Garel, P.Y. 2004. «Antenna design with control of radiation pattern and frequency bandwidth». Antennas and Propagation Society International Symposium 2004, vol.1, p. 783-786.
- [15] LIANG, J., Guo, L., Chiau, C. C., Chen, X., Parini, C. G. 2004. «Printed circular disc monopole antenna for ultra-wideband applications». IEEE Electronics letters, vol.40, num. 20, p. 1246-1247.
- [16] LUKES, Z., Jilkova, J., Raida, Z. 2007. «Coplanar ultra-wideband modification of the low-profile inverted cone Antenna», 17th International Conference Radioelektronika 2007.
- [17] KAN, H. K., Rowe W.S.T., Abbosh. A. M. 2007. «Compact coplanar wave guide-fed ultra-wideband antenna». Electronics letters, vol. 43, num. 12, p. 654-656.
- [18] SHUN-SHI Zhong, Xian-Linng, Wei Wang. 2007. «Compact elliptical monopole antenna with impedance band width in Excess Of 21:1». IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, num. 11, p. 3082-3085.
- [19] LIU, Y. F., Lau, K. L., Xue, Q., Chan, C. H. 2004. «Experimental studies of printed wide-slot antenna for wide-band applications». IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 3, num. 3, p. 273-275.
- [20] R. Chair., A. A. Kishk et K. F. Lee. 2004. «Ultra wide-band coplanar waveguide- Fed Rectangular slot antenna». IEEE Antennas and Wireless propagation Letters, vol. 3, num. 1, p. 227-229.
- [21] T. A. Dendini et M. A. Habib. 2006. «Broadband printed CPW-fed circular slot antenna». Electronics letters, vol. 42, num. 3, p. 135-136.
- [22] PENGCHENG Li., J. Liang et X. Chen. 2006. «Study of printed Elliptical/Circular Slot antennas for Ultrawideband Applications», IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, num. 6, p. 1670-1675.
- [23] J. H. Winters., J. Salz et R. D. Gitlin. 1994. «The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems», IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 42, num. 2/3/4, p. 1740-1751.
- [24] R. G. Vaughan, J. B. Andersen. 1987. «Antenna diversity in mobile communications». IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. VT-36, num. 4, p. 149-172.
- [25] S. K. Padhi., N. C. Karmakar. Sr., C. L. Law et S. Aditya, Sr. 2003. «A Dual Polarized Aperture Coupled Circular Patch Antenna Using a C-Shaped Coupling Slot». IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 51, num. 12, p. 3295-3298.

- [26] M. BARBA. 2008. «A high-Isolation, Wideband and Dual-Linear Polarization Patch Antenna». IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, num. 5, p. 1472-1476.
- [27] C. H. LEE., S. Y. Chen et P. Hsu. 2009. «Isosceles Triangular Slot Antenna for Broadband Dual Polarization Applications». IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, num. 10, p. 3347-3351.
- [28] C. Yunlong et Z. Feng. 2009. «A Dual-polarized printed UWB antenna». Microwave and Optical Technology Letters, vol. 51, num. 5, p. 1177-1180.
- [29] Yu-Chun et Yi-Cheng Lin. 2010. «A compact dual-polarized UWB antenna with high port isolation». IEEE Antennas and propagation Society International Symposium (APSURSI) 2010.
- [30] ADAMIUK, G., T. Zwick et W. Wiesbeck. 2008. «Dual-orthogonal polarized Vivaldi Antenna for Ultra Wideband». 17th International conference on Microwaves, Radar and wireless Communications. MIKON 2008.
- [31] ADAMIUK, G., Timmermann, J., Wiesbeck, W., Zwick, T. 2009. «A novel concept of dual-orthogonal polarized ultra wideband antenna for medical applications». 3rd European conference on Antennas and propagation EuCAP 2009, p. 1860-1863.
- [32] ADAMIUK, G., Wiesbeck, W., Zwick, T. 2009. «Differential feeding as a concept for the realization of broadband dual-polarized antennas with very high polarization purity». IEEE Antennas and propagation Society International Symposium 2009.
- [33] FENG Zhou., Zuping Qian., Tingting Liu., Jiwei Han., Chan Peng. 2010. «Design of diversity Antenna for ultra wideband applications». IEEE International Conference on Ultra-wideband, vol. 1, p. 1-4.
- [34] YONG Cheng., Wen-jun Lu., Chong-hu Cheng. 2010. «Printed diversity Antenna for ultra-wideband Applications» IEEE International Conference on ultra-wideband 2010, vo.1.
- [35] Y. Cheng, W. J Lu, W. Cao, Y. Li. 2008. « Printed diversity antenna with cross shape stub for ultra-wideband applications». 11th IEEE Singapore International conference on Communication systems ICCS 2008.
- [36] A. Daviu., E. Gallo., M. cabedo-Fabrés., M. Ferrando-Bataller, M. 2010. « Novel ultra-wideband antenna for diversity applications». IEEE Antennas and propagation Society International Symposium 2009.
- [37] CONSTANTINE, A. Balanis. Antenna theory analysis and design, Third edition. Hoboken : John Wiley, 1097 p.