

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE DES FRERES MENTOURI. CONSTANTINE**

**FACULTE DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**

N° d'ordre :

Série :

**THESE**

Présentée Pour Obtenir le Diplôme de Doctorat es Sciences

En Electronique

**OPTION: HYPERFREQUENCE**

**THEME**

**ANALYSE ET REALISATION D'ANTENNES PATCH MICROBANDE  
MONTEES SUR SUBSTRAT DE FORMES CYLINDRIQUES.  
APPLICATIONS ULB**

Présentée et soutenue publiquement par :

**SAHNOUN NADJET**

Devant le jury:

<b>Président :</b>	<b>Mr M. BENSLAMA</b>	<b>Prof</b>	<b>Université des frères Mentouri. Constantine</b>
<b>Rapporteurs :</b>	<b>Mr. A. BENGHALIA</b>	<b>Prof</b>	<b>Université des frères Mentouri. Constantine</b>
	<b>Mr. T. A. DENIDNI</b>	<b>Prof</b>	<b>INRS. Université du Québec. Canada</b>
<b>Examineurs :</b>	<b>Mr. D. BENATIA</b>	<b>Prof</b>	<b>Mustapha Ben Boulaid (UMB). Batna2</b>
	<b>Mr. F. BOUTOUT</b>	<b>Prof</b>	<b>Université de Bachir El Ibrahimi Bordj Bou Arreridj</b>
	<b>Mr. A CHAABI</b>	<b>Prof</b>	<b>Université des frères Mentouri. Constantine</b>

**SESSION 2016-2017**

✚ A ma mère

✚ A mon fils Mohamed Islam

## Remerciements

Ce travail de recherche a été effectué au sein de deux laboratoires de recherche ; le laboratoire Hyperfréquence et Semiconducteurs (LHS) de l'université Constantine 1, sous la direction de Professeur **BENGHALIA Abdelmadjid**, et le laboratoire Radio-Fréquence (RF) de l'Institut National de la Recherche Scientifique INRS au Canada, sous la direction de Professeur **DENIDNI Tayeb A.**

Avant tout, j'adresse mes remerciements en premier lieu, à **ALLAH** tout puissant pour la volonté, la santé, le courage et la patience qu'il m'a donné lors des périodes difficiles durant toutes ces longues années de formation.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur **BENGHALIA Abdelmadjid**, mon directeur de thèse. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance pour la confiance qu'il m'a accordée, sa patience et de m'avoir prodigué avec une grande gentillesse.

Tous les réalisations de cette thèse n'auront jamais été accomplis au sein du laboratoire RF de l'INRS sans l'accueil chaleureux de son directeur le Professeur **DENIDNI Tayeb A** que je remercie infiniment pour ses conseils, sa disponibilité et aussi la confiance qu'il m'a accordée le long de mes stages pour réaliser ce travail. Je remercie également son group de recherche et plus particulièrement **Mr. GIJO Augustin** et **Mr. ABDELGHANI Mohamed Lamine** pour m'avoir accordée une partie de leur temps.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Mr. **BENSLAMA Malek**, Professeur à l'Université de Constantine 1, d'avoir accepté de présider le jury de ma thèse.

Mes remerciements vont également à **Mr. BENATIA Djamel**, Professeur à l'Université de Batna, à **Mr. BOUTOUT Farid**, Professeur à l'université de Bordj Bou Arreridj et à **Mr. CHAAIBI Abdelhafid**, Professeur à l'Université de Constantine 1, qui m'ont fait l'honneur de participer au jury de ma thèse et examiner ce travail.

Que **Mr. MESSAOUDENE Idris**, trouve ici l'expression de mes sincères remerciements pour les discussions enrichissantes que nous avons partagé tout au long de ce travail, son esprit d'équipe, sa disponibilité et son savoir m'on été d'un apport considérable.

Enfin je ne voudrais pas oublier de remercier toute personne qui m'a aidé de loin ou de près chacun par son nom à réaliser ce travail.

Les derniers mots vont à mon mari Ahmed. Je le remercie d'avoir toujours su trouver les mots pour m'encourager lors de moments difficiles.

## ملخص

هذا العمل يتعلق بدراسة و تصميم هوائيات غير مستوية ذات النطاق العريض و التي تستخدم من اجل الاتصالات اللاسلكي. الجزء الاول من هذه الاطروحة خصص لدراسة الهوائيات المستوية مثل هوائي ذو نطاق دقيق (MSA) و مثل هوائي ذو رنان عازل (DRA) . حيث قمنا باستعمال طريقة الفروق المحدودة في المجال الزمني (FDTD) و اتخذنا كشرط نهائية طبقات الامتصاص PML , الى جانب برنامج للمحاكاة (HFSS) لحساب الخصائص الكهرومغناطيسية لكل من الهوائيين. لقد بينت المقارنة بين النتائج ان الهوائي ذوا لرنان العازل بإمكانه توفير امكانيات عالية مثل نطاق تردد عريض و عامل جودة منخفض. في الجزء الثاني تم تصميم وتصنيع هوائيين اسطوانيين جديدين من اجل التطبيقات ذات نطاق فائق العرض (UWB) (نطاق ترددات من 3.1 غيغاهرتز الى 10.6 غيغاهرتز) . الهيكل الاول عبارة عن دمج هوائيين احدهما ذو نطاق فائق العرض من اجل للاستشعار الطيف الديناميكي والآخر لديه نطاق ضيق للنقل. هذا الهوائي يقدم معامل نقل اقل من - 20 ديسيبال مما يضمن دمج فعال. والهيكل الثاني عبارة عن هوائي ذو نطاق فائق العرض ثنائي الاستقطاب مصمم من اجل نقل واستقبال الاشارات من علي ثنائي استقطاب متعامدين مع مستوى عزلة جيد بينهما.

كلمات استدلالية : هوائيات ذات نطاق دقيق , هوائيات ذات رنان عازل , طريقة الفروق المحدودة في المجال الزمني (FDTD) , هوائيات ذات نطاق فائق العرض , هوائيات اسطوانية

## Résumé

Ce travail porte sur une contribution à l'étude, à la conception et à la réalisation des antennes ultra large bande non planes pour des communications sans fil. La première partie concerne l'étude d'antennes planes telles qu'une antenne microstrip (AMS) et une antenne à résonateur diélectrique (ARD) en se basant sur la méthode des différences finies. Les caractéristiques électromagnétiques des deux antennes sont calculées et comparées à ceux obtenues par le logiciel Ansoft HFSS. Les résultats obtenus montrent que les antennes RD offrent des performances élevées telles qu'une large bande passante et un facteur de qualité Q bas. Dans la deuxième partie, deux nouvelles antennes cylindriques ont été conçues et fabriquées pour des applications ultra large bande (ULB) (une bande passante de 3.1GHz à 10.6 GHz). La première structure intègre deux antennes; l'une a une bande UL pour la détection de spectre dynamique et l'autre a une bande étroite pour la transmission. Cette structure présente un coefficient de transmission inférieur à -20 dB assurant une intégration efficace. La deuxième structure est une antenne ULB bipolarisée pour la transmission et la réception des signaux sur deux polarisations orthogonales avec une bonne séparation entre les deux ports de polarisation.

**Mots clés : Antennes microstrip, antennes à résonateur diélectrique, méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD), antennes ultra large bande, antennes cylindriques.**

## **Abstract**

This work proposes a contribution to studying, designing of the non planar antennas having a wide band for wireless communications. The first part is concerned to study planar antennas such as microstrip antenna (MSA) and dielectric resonator antenna (DRA). The electromagnetic characteristics of both antennas are calculated by the finite difference method in the time domain using the Perfectly Matched Layer (PML) as the boundary conditions and Ansoft HFSS software. The results comparison shows that the RD antenna offer high performance such as high bandwidth and a low quality factor Q. In the second part, two new cylindrical antennas were designed and fabricated for ultra wide band applications (ULB) (a bandwidth of 3.1GHz to 10.6 GHz). The first structure integrates two antennas; one has a UW band for dynamic spectrum sensing and the other has a narrow band for transmission, this antenna has a transmission coefficient less than -20 dB which ensures effective integration. The second structure is an UWB dual-polarized antenna for transmission and reception of signals on two orthogonal polarizations with a good separation between the two polarization ports

**Keywords:** Microstrip antennas, dielectric resonator antennas, finite differences time-domain method (FDTD) ultra-wideband antennas, cylindrical antennas.

## **Production scientifique**

### **Articles Publiés dans des Revues Internationales**

1. **Nadjet Sahnoun**, Idris Messaoudene, Tayeb A. Denidni and Abdelmadjid Benghalia, 'Integrated Flexible UWB/NB Antenna Conformed on a Cylindrical Surface,' Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 55, pp. 121–128, August 2015.
2. **Nadjet Sahnoun**, Idris Messaoudene, Tayeb A. Denidni and Abdelmadjid Benghalia, 'Dual-Polarized CPW-Fed Conformal Antenna For Ultra-Wideband Applications,' ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, Vol. 11, No. 18, pp. 10915-10921, September 2016.

### **Articles Publiés dans des Conférences Internationales**

1. **Nadjet Sahnoun**, Idris Messaoudene, Tayeb A. Denidni and Abdelmadjid Benghalia, 'Dual-Polarized CPW-Fed Conformal Antenna For Ultra-Wideband Applications,' Malaysian Technical Universities Conference On Engineering And Technology (MUCET 2015), 25 August, 2015, Malaysia.
2. **Nadjet Sahnoun**, Idris Messaoudene, Djamel Khedrouche and Abdelmadjid Benghalia, 'Performance Evaluation of Omni-Directional Circular UWB Disc Antenna Conformed on a Cylindrical Surface,' IEEE International Conference ICMCS'14, 14-16 April, 2014, Marrakech, Morocco.
3. **Nadjet Sahnoun**, Idris Messaoudene, Abdelmadjid Benghalia, '3D-FDTD Analysis of Microstrip- Fed Rectangular Dielectric Resonator Antenna Using PML as Absorbing Boundary Conditions,' International conference ICNCRE'13, 22-23 September, 2013, Jijel, Algeria.

# Table des matières

<b>TABLE DES MATIERES.....</b>	<b>i</b>
<b>LISTE DES FIGURES .....</b>	<b>v</b>
<b>LISTE DES TABLEAUX.....</b>	<b>x</b>
<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE .....</b>	<b>1</b>
 <b>CHAPITRE I : Etude et analyse des antennes planes rectangulaires par la méthode FDTD</b>	
I. 1. Introduction.....	4
I. 2. Les antennes microruban planes.....	4
I. 2. 1. Applications.....	6
I. 2. 2. Avantages et inconvénients.....	6
I. 3. Les antennes à résonateur diélectrique ARD.....	7
I. 3. 1. Pourquoi une antenne ARD.....	7
I. 3. 2. Différents formes des antennes ARD.....	8
I. 3. 3. Techniques d'excitation des antennes ARD.....	12
I. 3. 4. Applications.....	12
I. 4. Analyse des antennes microruban et ARD de forme rectangulaire par la méthode FDTD.....	13
I. 4. 1. Géométries des structures proposées.....	13
I. 4. 2. Méthode de la FDTD.....	16
I. 4. 2. 1. La discrétisation des équations de Maxwell.....	17
I. 4. 2. 2. Equations implémentées dans l'algorithme de la FDTD en 3D.....	20
I. 4. 2. 3. Dispersion numérique.....	21
I. 4. 2. 4. Condition de stabilité.....	22
I. 4. 2. 5. Conditions d'absorption aux limites PML .....	22

I. 4. 2. 6. Représentation des équations du champ électromagnétique implémentées dans l'algorithme de la méthode PML- FDTD.....	23
I. 4. 2. 7. Modélisation des matériaux.....	26
I. 4. 3. Résultats et discussions.....	27
I. 4. 3. 1. Les paramètres de réflexion $S_{11}$ .....	27
I. 4. 3. 2. Les diagrammes de rayonnement.....	28
I. 4. 4 Etude paramétrique.....	30
I. 4. 4. 1. Effet de la permittivité diélectrique.....	30
I. 4. 4. 2. Effet de la position de la ligne d'excitation.....	32
I. 4. 4. 3. Effet des rapports des dimensions du résonateur $a/d$ et $b/d$ .....	32
I. 5. Conclusion.....	34
Référence bibliographiques du chapitre I.....	35

## **CHAPITRE II : Généralité sur les antennes non planes et les antennes ultra large bande**

II. 1. Introduction .....	40
II. 2. Les antennes non planes.....	40
II. 2. 1. Définition .....	41
II. 2. 2. Différentes formes des antennes non planes.....	41
II. 2. 2. 1 Les antennes cylindriques.....	42
II. 2. 2. 1. 1 Les méthodes d'analyses.....	43
II. 2. 2. 1. 2. Alimentation des antennes cylindrique.....	43
a. Alimentation par couplage par fente.....	43
b. Alimentation par une ligne coplanaire.....	44
c. Alimentation par câble coaxial.....	45
d. Alimentation par ligne microbande.....	46

---

II. 2. 2. 2. Les antennes sphériques.....	46
II. 2. 2. 3. Les antennes coniques.....	47
II. 3. Les antennes ULB.....	45
II. 3. 1. Définition.....	49
II. 3. 2. Les applications ULB .....	49
II. 3. 2. 1. Applications pour les communications sans-fil.....	50
II. 3. 2. 2. Applications pour la détection.....	50
II. 3. 2. 3. Applications pour la géolocalisation.....	50
II. 3. 3. Les signaux ULB.....	51
II. 3. 4. Les modulations ULB.....	51
II. 3. 5. Les avantages ULB.....	52
II. 3. 6. Les antennes ULB.....	53
II. 3. 6. 1. Les antennes indépendantes de la fréquence.....	53
II. 3. 6. 2. Les antennes omnidirectionnelles.....	54
II. 3. 6. 3. Les antennes directives.....	55
II. 3. 7. Les antennes multi-polarisation.....	56
II. 3. 8. Les antennes intégrées.....	59
II. 4. Conclusion.....	60
Référence bibliographiques du chapitre II.....	61

**CHAPITRE III : Conception et réalisation d’une antenne ULB cylindrique  
intégrée avec une antenne à bande étroite**

III. 1. Introduction.....	67
III. 2. Géométrie de la structure proposée.....	67
III. 3. Etude paramétrique.....	70

III. 3. 1. Effet du rayon du disque circulaire.....	72
III. 3. 2. Effet de l'espacement entre le plan de masse et le patch circulaire.....	72
III. 3. 3. Effet de longueur de la fente rayonnante.....	73
III. 3. 4. Effet de largeur de la fente rayonnante.....	74
III. 3. 5. Effet du rayon du cylindre.....	75
III. 4. Résultats et discussions.....	77
III. 4. 1. Les coefficients de réflexions S.....	78
III. 4. 2. Les caractéristiques de rayonnement.....	80
III. 5. Conclusion.....	86
Référence bibliographiques du chapitre III.....	87
 <b>CHAPITRE IV : Conception et réalisation d'une antenne ULB cylindrique à double polarisation</b>	
IV. 1. Introduction.....	89
IV. 2. Géométrie de la structure proposée.....	89
IV. 3. Etude paramétrique.....	92
IV. 3. 1. Effet de l'espacement entre le plan de masse et le demi-cercle de la ligne d'alimentation.....	92
IV. 3. 2. Effet de largeur de la ligne CPW.....	93
IV. 3. 3. Effet de longueur du ruban métallique.....	94
IV. 4. Résultats et discussions.....	97
IV. 4. 1. Les coefficients de réflexions S.....	97
IV. 4. 2. Les caractéristiques de rayonnement.....	102
IV. 5. Conclusion.....	107
Référence bibliographiques du chapitre IV.....	108

**CONCLUSION GENERALE**.....110

**ANNEXES**

**Annexe A:** Principe des différences finies centrées .....113

**Annexe B:** Mise en équations de la méthode FDTD avec PML.....114

## Liste des figures

Figure I. 1. Géométrie d'une antenne microbande.....	5
Figure I. 2. Différentes formes de l'antenne à résonateur diélectrique.....	9
Figure I. 3. Antenne RD de forme cylindrique étudiée dans: (a) la forme cylindrique, (b) le mécanisme d'excitation.....	9
Figure I. 4. Antenne RD de forme rectangulaire étudiée dans: la forme rectangulaire, (b) le mécanisme d'excitation.....	10
Figure I. 5. Antenne RD de forme hémisphérique étudiée dans: (a) la forme hémisphérique, (b) le mécanisme d'excitation.....	10
Figure I. 6. Antenne RD de forme triangulaire étudiée dans: (a) la forme triangulaire, (b) le mécanisme d'excitation.....	11
Figure I. 7. Antenne RD de forme tétraèdre étudiée dans: (a), (b) et (c) représentent différentes formes de l'antenne proposée.....	11
Figure I. 8. La géométrie de l'antenne microruban à patch rectangulaire : (a) vue latérale, (b) vue de dessus.....	14
Figure I. 9. La géométrie de l'antenne à résonateur diélectrique : (a) vue latérale, (b) vue de dessus.....	15
Figure I.10. Cellule élémentaire standard de Yee.....	19
Figure I. 11. Volume de calcul et cellule élémentaire.....	19
Figure I. 12. Discrétisation temporelle.....	20
Figure. I. 13. Paramètre $S_{11}$ de l'antenne microstrip à patch rectangulaire et l'antenne à résonateur diélectrique de forme rectangulaire.....	28
Figure. I. 14. Diagramme de rayonnement des antennes MS et RD dans le plan $\varphi=0^\circ$ pour la fréquence 3.2 GHz.....	29
Figure. I. 15. Diagramme de rayonnement des antennes MS et RD dans le plan $\varphi=90^\circ$ pour la fréquence 3.2 GHz.....	29
Figure I. 16. Effet de la permittivité du résonateur diélectrique sur le coefficient de réflexion $S_{11}$ .....	31
Figure I. 17. La bande passante de l'antenne à résonateur diélectrique en fonction de la constante diélectrique. ....	31

Figure I. 18. Effet de la position dx de la ligne d'excitation sur le paramètre $S_{11}$ .....	32
Figure I. 19. Effet du rapport a/d sur la fréquence de résonance.....	33
Figure I. 20. Effet du rapport a/d sur la fréquence de résonance.....	33
Figure II. 1. Configurations d'une antenne microstrip cylindrique alimentée par couplage par fente. ....	44
Figure II. 2. Structure de base des Antennes microbandes cylindriques.....	45
Figure II. 3. Alimentation par ligne microbande.....	46
Figure II. 4. Structure de base des antennes sphériques.....	47
Figure II. 5. Structure de base des antennes coniques.....	48
Figure II. 6. Antennes spirales: (a) antenne spirale logarithmique [33], (b) antenne à spirale d'Archimède [34] .....	53
Figure. II.7. Antennes log-périodiques: (a) antenne log périodique de forme circulaire [36], (b) antennes log-périodique de forme trapézoïdale [ 37] .....	54
Figure II. 8. Antennes biconiques: (a) antenne biconique [39], (b) antenne discône [40], antenne papillon [39].....	55
Figure II. 9. Monopoles ultra large bande: (a) le monopole circulaire [24], (b) le monopole triangulaire [42],(c) le monopole trapézoïdal [43].....	55
Figure II. 10. Antennes directives: (a) antenne cornet, (b) antenne Vivaldi antipodal, (c) antennes TSA .....	56
Figure II. 11. Quelques exemples des antennes ULB multi- polarisation: (a) antenne proposée à [50], (b) antenne proposée à [51], (c) antenne proposée à [52].....	57
Figure II. 12. technique d'isolation: (a) antenne proposée en [54], (b) antenne proposée en [55], (c) antenne proposée en [56].....	58
Figure II. 13. Exemples des antennes intégrées : (a) antenne proposée en [57], (b) antenne proposée en [58].....	59
Figure III. 1. Géométrie de la structure proposée : (a) vue en dessus, (b) vue en dessous, (c) la forme cylindrique.....	68
Figure III. 2. la distribution de courant de surface de l'antenne ULB sans l'intégration de l'antenne à bande étroite pour les fréquences : (a) 3.5 GHz, (b) 6.5 GHz et (c) 9.5 GHz.....	69

Figure III. 3. la distribution de courant de surface sur l'antenne proposée ULB/NB à la fréquence 5.8 GHz.....	70
Figure III. 4. Variation du coefficient de réflexion $S_{11}$ en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet du rayon du disque circulaire.....	72
Figure III. 5. Variation du coefficient de réflexion $S_{11}$ en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de l'espacement entre le plan de masse et le disque circulaire.....	73
Figure III. 6. Variation du coefficient de réflexion $S_{22}$ en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la longueur de la fente rayonnante .....	74
Figure III. 7. Variation du coefficient de réflexion $S_{22}$ en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la largeur de la fente rayonnante.....	75
Figure III. 8. Variation du coefficient de réflexion $S_{11}$ en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de rayon du substrat cylindrique .....	76
Figure III. 9. Variation du coefficient de réflexion $S_{22}$ en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de rayon du substrat cylindrique.....	76
Figure III. 10. Prototype du l'antenne préposée.....	77
Figure III. 11. Les paramètres de réflexion de l'antenne proposée.....	78
Figure III. 12. Les paramètres de transmission de l'antenne proposée.....	79
Figure III. 13. Diagramme de rayonnement de l'antenne ULB à 3.5 GHz .....	81
Figure III. 14. Diagramme de rayonnement de l'antenne ULB à 6.5 GHz.....	82
Figure III. 15. Diagramme de rayonnement de l'antenne ULB à 9.5 GHz.....	83
Figure III. 16. Diagramme de rayonnement de l'antenne à bande étroite à 9.5 GHz.....	84
Figure III. 17. Le gain simulé et mesuré de l'antenne ULB proposée en fonction de la fréquence.....	85
Figure IV. 1. Géométrie de la structure proposée : (a) la forme planaire, (b) le patch d'alimentation et (c) la forme cylindrique.....	90
Figure IV. 2. La distribution de courant de surface de l'antenne ULB à double polarisation pour les fréquences : (a) 3.5 GHz, (b) 6.5 GHz et (c) 10.5 GHz.....	91
Figure IV. 3. Variation du coefficient de réflexion $S_{11}$ en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de l'espacement entre le plan de masse et le demi-cercle de la ligne d'alimentation.....	93

Figure IV. 4. Variation du coefficient de réflexion $S_{11}$ en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la largeur de la ligne d'alimentation CPW.....	94
Figure IV. 5. Variation du coefficient de réflexion $S_{11}$ en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la longueur du ruban métallique.....	95
Figure IV. 6. Variation des coefficients de transmission en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la longueur du ruban métallique.....	95
Figure IV. 7. La photographie du prototype de l'antenne à double polarisation.....	97
Figure IV. 8. Les coefficients de réflexion de l'antenne proposée en fonction de la fréquence.....	98
Figure IV. 9. Les coefficients de transmission de l'antenne proposée en fonction de la fréquence.....	99
Figure IV. 10. Les coefficients $S_{11}/S_{22}$ de l'antenne cylindrique en fonction de la fréquence pour la forme plane.....	99
Figure IV. 11. Les coefficients $S_{11}/S_{22}$ de l'antenne cylindrique en fonction de la fréquence pour $R= 30\text{mm}$ .....	100
Figure IV. 12. Les coefficients $S_{11}/S_{22}$ de l'antenne cylindrique en fonction de la fréquence pour $R= 40\text{mm}$ .....	100
Figure IV. 13. Les coefficients $S_{11}/S_{22}$ de l'antenne cylindrique en fonction de la fréquence pour $R= 50\text{mm}$ .....	101
Figure IV. 14. Les coefficients $S_{11}/S_{22}$ de l'antenne cylindrique en fonction de la fréquence pour la $R=60\text{mm}$ .....	101
Figure IV. 15. Le coefficient de transmission $S_{21}$ de l'antenne cylindrique en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de $R$ .....	102
Figure IV. 16. Diagramme de rayonnement à 3.5 GHz.....	103
Figure IV. 17. Diagramme de rayonnement à 6.5 GHz.....	104
Figure IV. 18. Diagramme de rayonnement à 10.5 GHz.....	105
Figure IV. 19. Gains mesuré et simulé du port1 de l'antenne à large bande en fonction de la fréquence .....	106
Figure IV. 20. Gains mesuré et simulé du port2 de l'antenne à large bande en fonction de la fréquence .....	106
Figure A.1 : Point d'évaluation du calcul de la dérivée centrée.....	114

## **Liste des tableaux**

Tableau I. 1. Les paramètres optimisés des antennes AMS et ARD.....	20
Tableau I. 2. La fréquence de résonance et la bande passante pour différentes positions de la ligne d'alimentation.....	39
Tableau III. 1. Dimensions optimisées finales de la structure proposée.....	84
Tableau III. 2. Efficacité de l'antenne proposée à des fréquences sélectionnées.....	99
Tableau IV. 1. Dimensions optimisées finales de la structure proposée.....	111

# *Introduction Générale*

## **Introduction générale**

De nos jours, les antennes ont connus une grande diversité exigée par des différentes applications telles que : les applications de la télécommunication, radars et biomédicales...etc. Cette diversité a connu un progrès graduel correspondant aux besoins croissants des utilisateurs, ce qui nécessite un développement des systèmes de communication performant, ainsi que leur adaptation aux besoins spécifiques.

Les antennes microbandes sont largement étudiées et présentent une bande passante étroite ce qui constitue un handicap pour divers systèmes de communication. Afin de pallier à cet inconvénient une des solutions proposée est l'utilisation des résonateurs diélectriques comme un élément rayonnant.

Les antennes à résonateur diélectrique (ARD) sont le fruit des recherches effectuées durant ces dernières années, elles sont caractérisées par une taille réduite, un poids léger, une absence de perte ohmique et une bande passante importante. Elles sont présentées comme des alternatives pour des antennes microruban dans des circuits passifs comme actifs tels que les filtres et les oscillateurs.

Comme la capacité d'un système croit linéairement avec la bande passante et décroît de façon logarithmique avec le rapport signal à bruit d'après le théorème de Shannon (1948), donc le débit de transmission peut être augmenté rapidement en augmentant la largeur de la bande de fréquence. A cette effet, une nouvelle génération des antennes à été mise en lumière, dite des antennes ultra large bande (ULB).

La commission fédérale des communications (FCC) a autorisé l'utilisation de la bande de fréquence de 3.1 GHz à 10.6GHz pour les applications ULB en 2002. Depuis, la technologie ULB a mobilisé une grande attention des chercheurs et de l'industrie autour du monde. Cette technologie possède de nombreux atouts. Le plus important est celui d'une très large bande passante. De son tour, l'efficacité des antennes ULB peut être améliorée par l'utilisation des techniques de multi-polarisation ou encore de l'intégration, ceci a été bien soutenu par des divers travaux dans le monde entier.

Le choix d'un dispositif rayonnant repose sur la connaissance globale de son fonctionnement, de ses performances et de son adaptation aux applications les plus récentes. Dans certaines applications il est nécessaire que ces antennes doivent être conformes aux surfaces non planes telles que : les avions, les fusées...etc. Cependant, les antennes courbées sont les meilleures candidates, puisqu'elles ont la propriété d'être compatible avec les structures courbées où autrement dite des surfaces non planes.

Plusieurs travaux ont été rapportés portant sur les antennes courbées. Parmi celles-ci, les antennes cylindriques sont les plus populaires et les plus étudiées, en tenant compte que les substrats choisis pour ces types d'antennes présentent un bon équilibre des propriétés physiques et électriques et offrent une faible épaisseur, ce qui les rend plus souple.

L'objectif de cette thèse était d'étudier, de concevoir, de réaliser et de caractériser des antennes cylindriques utilisées pour des communications Ultras Grandes Bandes. Elles seront présentées avec deux types de technologie, la technologie d'intégration de deux antennes en une seule antenne (une pour des applications ULB, et l'autre pour des applications à bande étroite (NB : Narrow- Band)), et la technologie de multi-polarisation qui peut remplacer les antennes à une polarisation.

## **ORGANISATION DE LA THESE**

Cette thèse est organisée en quatre chapitres :

Le premier chapitre présente des généralités sur les antennes microstrip (AMS) et les antennes à résonateur diélectrique, ainsi que leurs avantages, inconvénients et applications. Ce chapitre présente également une comparaison en terme de la largeur de la bande passante, entre une antenne microruban et une antenne à RD. La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) avec les couches parfaitement adaptées (PML) et un logiciel commercial (Ansoft HFSS) ont été utilisés pour calculer les caractéristiques électromagnétiques des antennes étudiées.

Le deuxième chapitre présente des généralités sur les antennes non planes, leurs applications, avantages et inconvénients. Un aperçu sur les différentes formes de ces

antennes est également présenté et en particulier la forme cylindrique, ainsi que les différents types d'alimentation.

Une partie de ce chapitre est consacrée à la présentation de la technologie ULB à ses principales applications et aux diverses structures d'antennes ULB existantes telles que : les antennes indépendantes de la fréquence, les antennes omnidirectionnelles et les antennes directives, en soulignant les effets des techniques de l'intégration et de la multi-polarisation sur les antennes ULB.

Dans le troisième chapitre une nouvelle structure intégrant deux antennes différentes: la première a une bande ultra-large pour la détection du spectre dynamique, et la seconde a une bande étroite pour la transmission. Nous nous sommes intéressés aux calculs du coefficient de réflexion, du diagramme de rayonnement et du gain. Afin de valider les résultats obtenus par le logiciel CST Microwave Studio, un prototype de l'antenne proposée a été fabriqué et mesuré (la simulation et la réalisation ont été effectuées au sein du laboratoire RF de l'institut national de la recherche scientifique INRS, Canada).

Enfin, dans le quatrième chapitre l'étude a été élargie à la conception et à la réalisation d'une antenne ULB à double- polarisation. Les différentes simulations de l'antenne proposée telles que les paramètres S, les diagrammes de rayonnements et les gains sont effectués avec le logiciel CST Microwave Studio, ensuite un prototype de cette structure est fabriqué et mesuré (la simulation et la réalisation sont effectuées au sein du laboratoire RF de l'institut national de la recherche scientifique INRS, Canada).

*Chapitre I* \_\_\_\_\_

**Etude et analyse des antennes planes  
rectangulaires par la méthode FDTD**

## **I. 1. Introduction**

Dans ce chapitre, il sera présenté des spécificités des antennes microruban ainsi que leurs avantages, inconvénients et applications. Dans le but d'aboutir à une bande passante importante, il sera présenté également un aperçu sur les antennes à résonateur diélectrique qui peuvent être considérées comme de bons composants offrant des caractéristiques plus importantes que les antennes microruban.

Il sera présenté également une comparaison entre deux types d'antennes. Il s'agit d'une antenne microstrip à patch rectangulaire et une antenne à résonateur diélectrique de forme rectangulaire. L'étude sera effectuée en utilisant la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) avec les couches parfaitement adaptées (PML) comme des conditions aux limites absorbantes (ABCs), pour calculer leurs caractéristiques électromagnétiques. Pour valider notre code de calcul, les résultats obtenus sont comparés avec ceux des simulations par un logiciel commercial ; Ansoft HFSS (Logiciel disponible au niveau du laboratoire d'hyperfréquence et semi-conducteur LHS).

## **I. 2. Les antennes microbandes planes**

L'Institut d'ingénieurs en électricité et électronique IEEE (en anglais : Institute of Electrical and Electronics Engineers) a défini une antenne comme étant un dispositif ou un moyen destiné à rayonner ou à recevoir des ondes radioélectriques [1]. Autrement dit, une antenne est la structure de transition entre l'espace libre et un dispositif de guidage (une ligne de transmission). Ce dernier est utilisé pour transporter l'énergie électromagnétique de la source émettrice vers l'antenne, ou de l'antenne vers le récepteur. Dans le premier cas, nous avons une antenne d'émission, et dans le deuxième c'est une antenne de réception.

Pour tout système de transmission d'informations, l'antenne constitue un transducteur réciproque permettant la transformation d'une énergie électrique guidée en une énergie électromagnétique rayonnée se propageant dans l'espace environnant. Une bonne antenne doit satisfaire certaines exigences [2] ; elle doit assurer l'adaptation et le couplage entre la ligne de transmission radioélectrique et le milieu de propagation. Elle

doit concentrer l'énergie émise vers des directions exceptionnelles de façon que l'énergie émise inutilement doit être la plus faible possible et elle doit aussi transmettre les informations sans aucune distorsion.

Historiquement, les antennes microbandes sont une extension d'une ligne de transmission microbande [3], elles ont connus beaucoup de développement depuis leur apparition en 1953 [4] et jusqu'à nos jours [5-9].

Dans sa configuration géométrique [3], l'antenne microbande est composée d'un élément rayonnant de forme quelconque, située sur la face supérieure d'un substrat diélectrique. La face inférieure de ce substrat est une plaque métallisée formant le plan de masse comme le montre la figure I. 1.

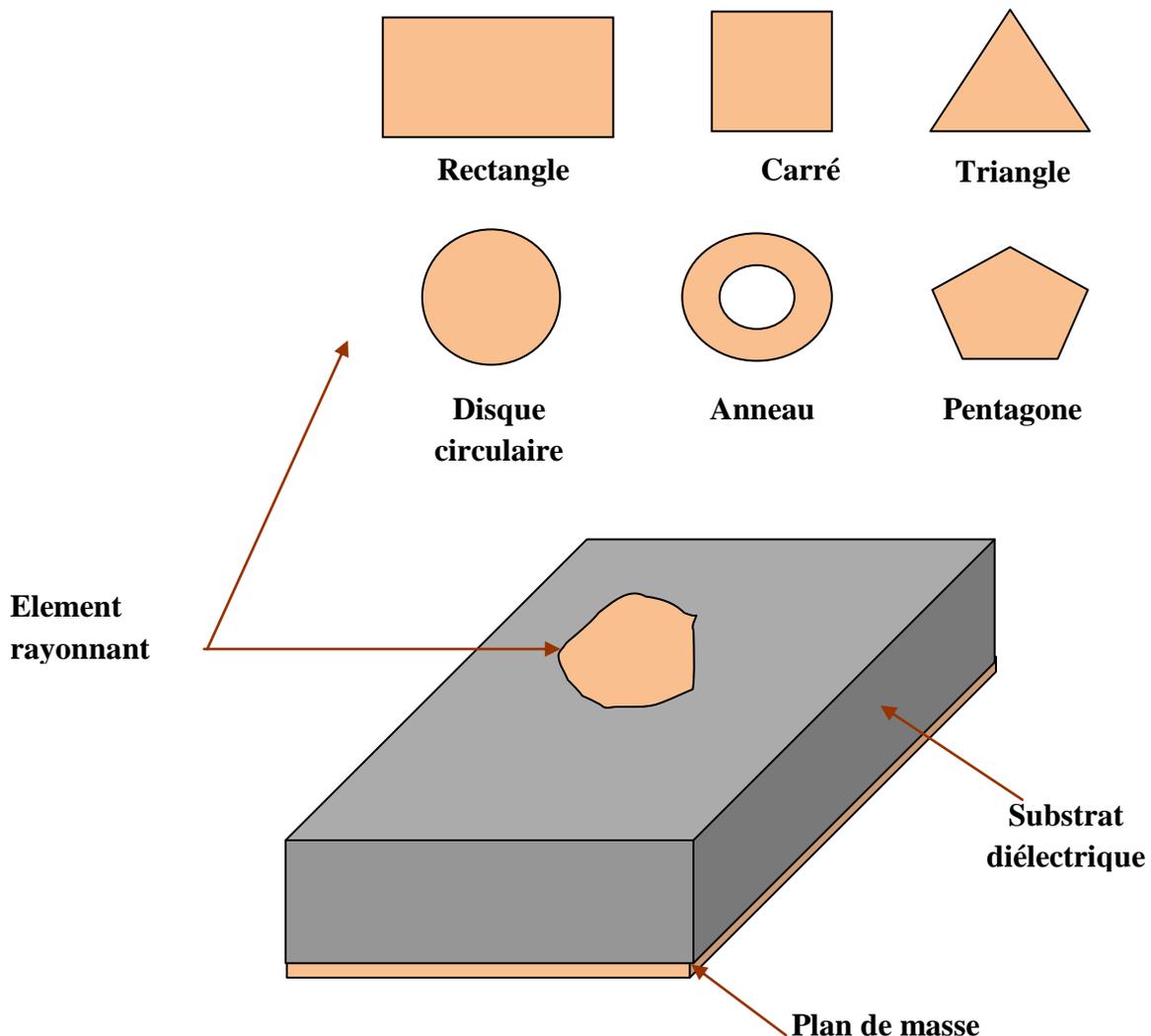


Figure I. 1. Géométrie d'une antenne microbande

L'élément rayonnant peut être de toute forme, mais les formes conventionnelles telles que : la forme d'un rectangle, un carré, un disque circulaire ou encore un triangle sont les plus utilisées.

### **I. 2. 1. Applications**

Depuis leurs apparitions et jusqu' à nos jours, les antennes microbandes ont attiré une grande attention pour une multitude d'applications privilégiées [10-12] telles que: les applications basées sur des critères bien définis comme les critères d'aérodynamiques, des limitations de poids, de volume et d'épaisseur, la surveillance de locaux y compris les carrefours routiers et la régulation du trafic routier, les télécommunications spatiales, la navigation aérienne ou terrestre, le téléguidage des missiles. Elles sont également utiles pour des applications modernes telles que : la communication mobile, la médecine ou les téléphones mobiles.

### **I. 2. 2. Avantages et inconvénients**

De nombreux systèmes de communication utilisent les antennes microbandes non seulement comme des éléments indispensables pour assurer le couplage entre les équipements et le milieu de propagation, mais aussi puisque elles offrent certains avantages [10], [11] tels que:

- Une simplicité de fabrication à cause de leurs poids léger, volume faible et profil faible.
- Un coût de fabrication faible.
- Facile à intégrer dans les circuits hyperfréquences.
- Des caractéristiques possibles à réaliser telles que : la multipolarisation, et la multibande.
- Rayonnement perpendiculaire à la surface.

Comme tous les dispositifs électroniques, ce type d'éléments présente également des inconvénients [11], [12], parmi lesquels on peut citer:

- Une excitation possible d'onde de surface.
- Un rayonnement faible.

- Un faible gain.
- Un rayonnement parasite
- Une bande passante étroite.

La bande passante reste toujours un obstacle devant des divers systèmes de communication. Une des solutions proposées afin de pallier à cet inconvénient est l'utilisation des résonateurs diélectriques.

### **I. 3. Les antennes à résonateur diélectrique ARD**

Durant ces dernières années, l'évolution quotidienne des systèmes de télécommunication a connu une naissance de nouvelles générations des antennes offrant de bonnes performances en termes de largeur de bande, de taille, de poids et d'efficacité de rayonnement, parmi elles on a les antennes à résonateurs diélectriques. Ces antennes sont de bons candidats qui permettent de pallier à un des défauts majeurs des antennes microruban, la bande passante limitée à quelques % [13-19], qui constitue un obstacle pour les communications à hauts débits.

Le développement des antennes à résonateur diélectrique a connu depuis leur apparition en 1939 des diverses étapes, ce n'est qu'au début des années soixante que ces antennes ont vu un lancement réel après la découverte de Okaya et Barash qui ont décrit la distribution et la propagation des modes d'ondes ( $TE_{xyz}$  et  $TM_{xyz}$ ) dans un corps diélectrique [19-21]. En 1983, Long et al ont démontré dans [22] qu'un résonateur diélectrique peut jouer le rôle d'une antenne, alors c'est une génération de nouveaux dispositifs à base de matériaux diélectriques qui ont pris une place très importante dans les systèmes de télécommunication moderne.

#### **I. 3. 1. Pourquoi une antenne ARD**

Les résonateurs diélectriques [14] sont des pièces en céramique isolante à forte permittivité de formes variées. En tant qu'élément rayonnant ces antennes possèdent des avantages importants et méritent d'être un bon remplaçant pour des antennes imprimées

qui souffrent d'une bande passante limitée et présentent des pertes dans le domaine des microondes. Parmi ces avantages [13-14] on peut citer :

- une mise en œuvre facile: grâce à l'adaptation possible avec toutes les techniques d'alimentation classiques des antennes imprimées (alimentation par ligne microruban, couplage par fente, sonde coaxiale, guide d'onde coplanaire, etc.) pour exciter les résonateurs diélectriques.
- une simplicité de couplage entre la ligne de transmission et le résonateur diélectrique.
- Une diversité de diagrammes de rayonnement obtenus selon les modes excités et la forme de résonateur diélectrique.
- L'obtention facile et naturelle d'une bande passante importante avoisinant les 10% en choisissant correctement les paramètres du résonateur diélectrique tels que les dimensions et la permittivité (une large gamme de 10 à 100).
- Une grande efficacité de rayonnement due à l'absence de la métallisation qui fait réduire complétement les pertes par conduction.
- Faible encombrement : comme la dimension d'un résonateur diélectrique et de l'ordre de  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ , donc le choix d'une permittivité élevée permet une réduction significative de la taille de l'antenne..

### **I. 3. 2. Différentes formes des antennes ARD**

Plusieurs travaux sont orientés vers l'étude des formes géométriques adéquates à ce type d'antenne. De ce fait, on distingue plusieurs formes [14] figure I. 2.

Les formes cylindriques sont les premières antennes à résonateur diélectrique qui ont été étudiées (figure I. 3) [22]. Après, les formes rectangulaires sont étudiées (figure I. 4) [23] et sont devenues les plus populaires en raison de leur simple réalisation, résistante à la dégénération de modes, et de plus elles sont faciles à modéliser par des formules approximées. Ceci a conduit à l'apparition d'autres formes telles que la forme hémisphérique (figure I. 5) [24], triangulaire (figure I. 6) [25], sphérique [26], anneau cylindrique [27], et tétraèdre (figure I. 7) [28].

D'autres travaux de recherches [29-31] montrent l'amélioration des caractéristiques des antennes à résonateur diélectrique.

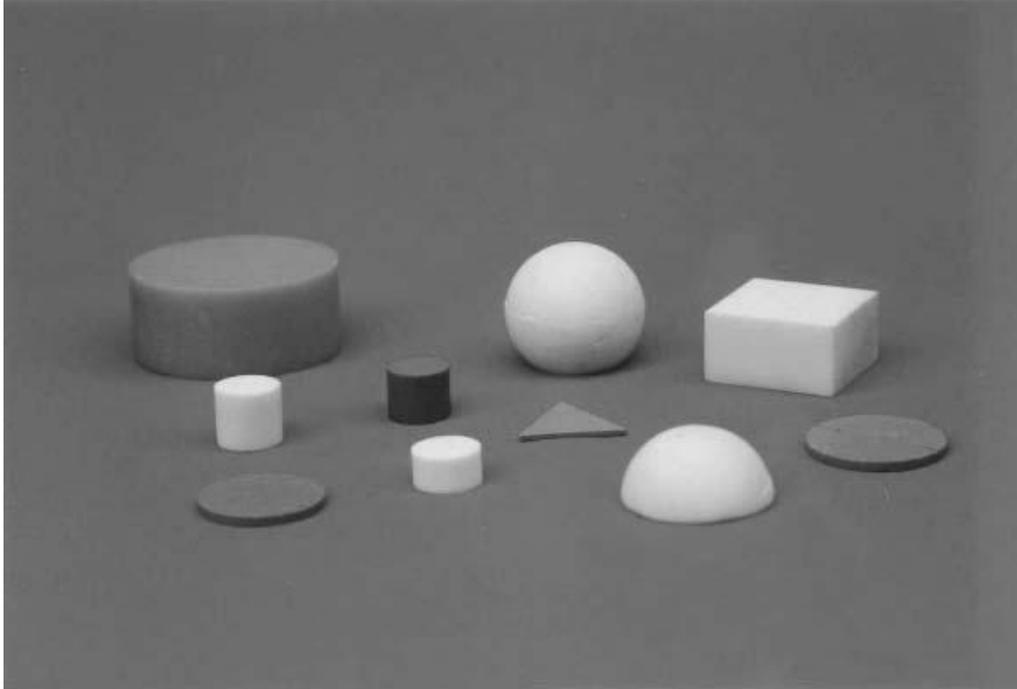


Figure I. 2. Différentes formes de l'antenne à résonateur diélectrique [14]

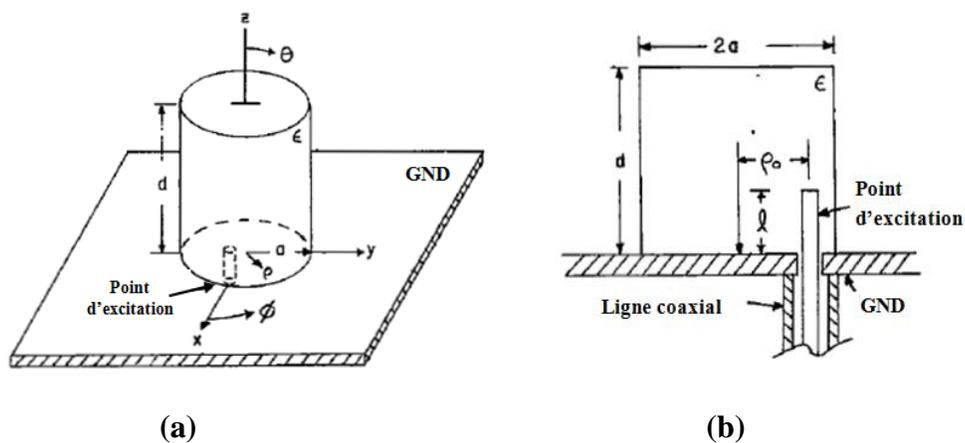


Figure I. 3. Antenne RD de forme cylindrique étudiée dans [22] : (a) la forme cylindrique, (b) le mécanisme d'excitation

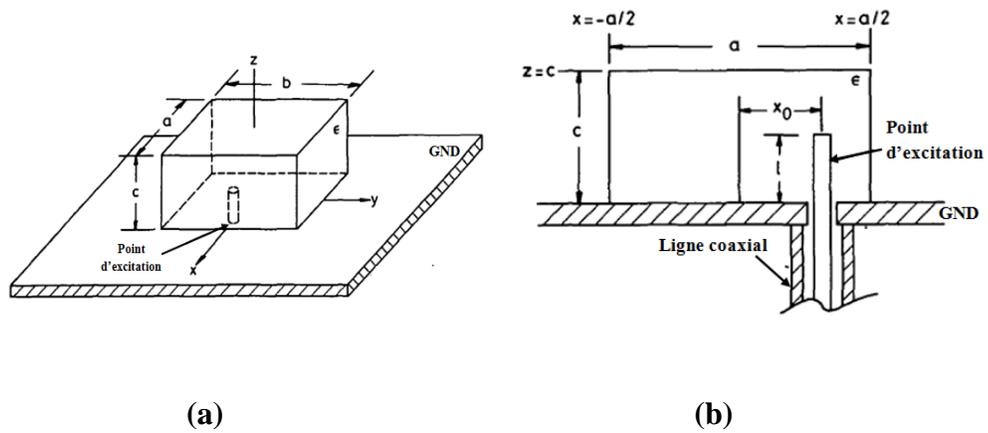


Figure I. 4. Antenne RD de forme rectangulaire étudiée dans [23] : la forme rectangulaire, (b) le mécanisme d'excitation.

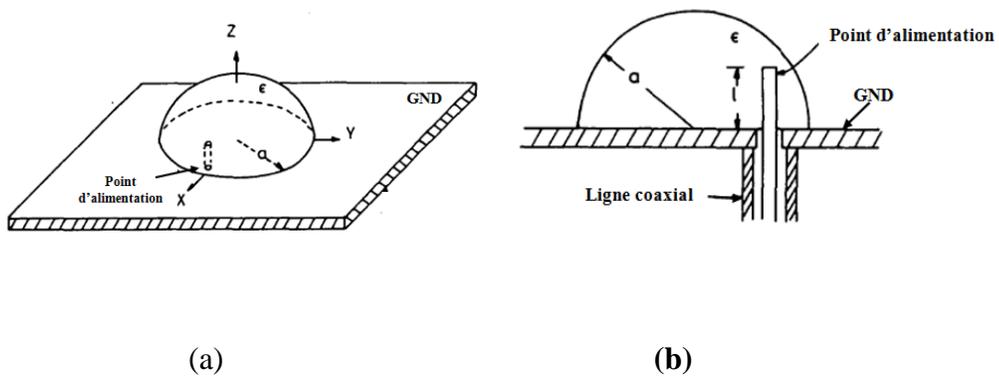


Figure I. 5. Antenne RD de forme hémisphérique étudiée dans [24] : la forme hémisphérique, (b) le mécanisme d'excitation

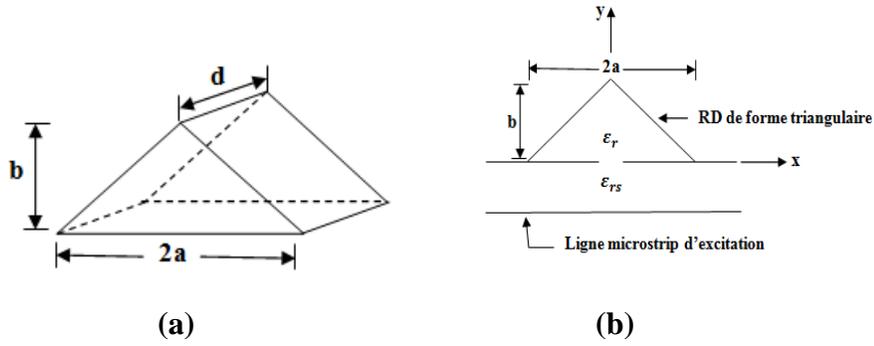


Figure I. 6. Antenne RD de forme triangulaire étudiée dans [25] : (a) la forme triangulaire, (b) le mécanisme d'excitation

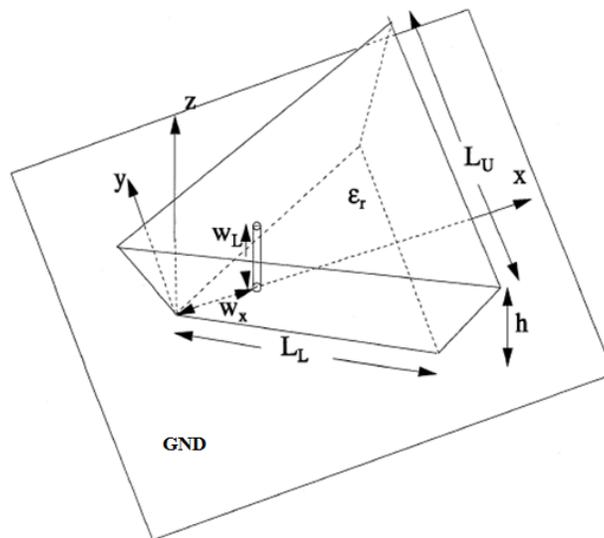
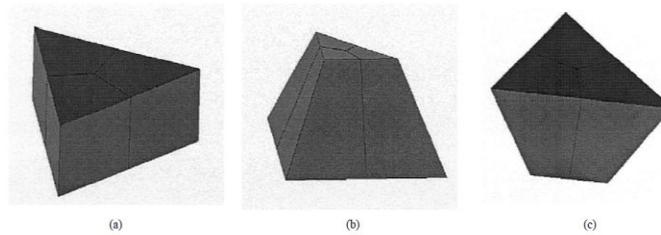


Figure I. 7. Antenne RD de forme tétraèdre étudiée dans [28] : (a), (b) et (c) représentent différentes formes de l'antenne proposée.

### **I. 3. 3. Techniques d'excitation des antennes ARD**

Afin de déterminer une position d'alimentation parfaite il est nécessaire de bien définir les champs des différents modes, cette position de source, très importante, va assurer le couplage avec le résonateur diélectrique. Pour cette raison, l'adaptation entre la charge et le résonateur diélectrique peut se faire de plusieurs manières telles que: l'alimentation par une sonde coaxiale [32], une ligne microruban [33], le couplage direct [34], le couplage par proximité [35], et le couplage par ouverture [36-37].

On peut citer également l'excitation par une ligne coplanaire CPW (Coplanar Waveguide), c'est une des plus récentes méthodes utilisée pour exciter un ARD [38], et qui offre de grandes largeurs de bandes et des gains acceptables. D'autres méthodes telles que l'alimentation par guide d'onde ou par guide d'image sont utilisées aussi pour alimenter un RD [39-40].

### **I. 3. 4. Applications**

Depuis plusieurs années, les résonateurs diélectriques occupent une place importante comme circuits résonants de base dans différents systèmes, aussi bien passifs, qu'actifs, tels que les oscillateurs et les dispositifs de filtrage [13, 14, 22].

Les résonateurs diélectriques peuvent être utilisés comme filtres permettant la sélection d'une bande de fréquence et donc peuvent servir au multiplexage des fréquences [41]. Ils peuvent être utilisés aussi dans les téléphones portables, ainsi que dans les applications GSM (Global System Mobile), UMTS (Universal Module Telecommunication System) et GPS (Global Positioning System) [41].

Ils peuvent être utilisés comme oscillateurs où le circuit résonant sert à stabiliser la fréquence d'émission de l'oscillateur. En plus, ces dispositifs peuvent être utilisés comme des convertisseurs dans les antennes paraboliques de réception de télévision par satellite [19, 41], et aussi comme des amplificateurs et tuners [18,19]

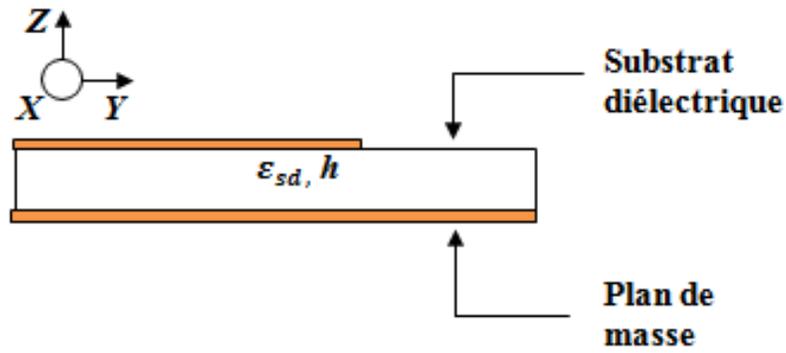
## **I. 4. Analyse des antennes microruban et ARD de forme rectangulaire par la méthode FDTD**

Dans cette partie de ce chapitre, on va présenter la mise en œuvre de la méthode FDTD pour le cas d'une antenne microruban imprimée de forme rectangulaire alimentée avec une ligne microbande, ainsi qu'une antenne à résonateur diélectrique de forme rectangulaire et alimentée de la même manière. Les résultats numériques en termes de paramètre de réflexion  $S_{11}$ , bande passante et diagramme de rayonnement tenant compte des dimensions des deux structures sont obtenus en utilisant la méthode des différences finies dans le domaine temporel FDTD avec les conditions aux limites PML (couche parfaitement adaptée pour Perfectly Matched Layer en anglais). Ces résultats sont également validés en utilisant le logiciel HFSS software.

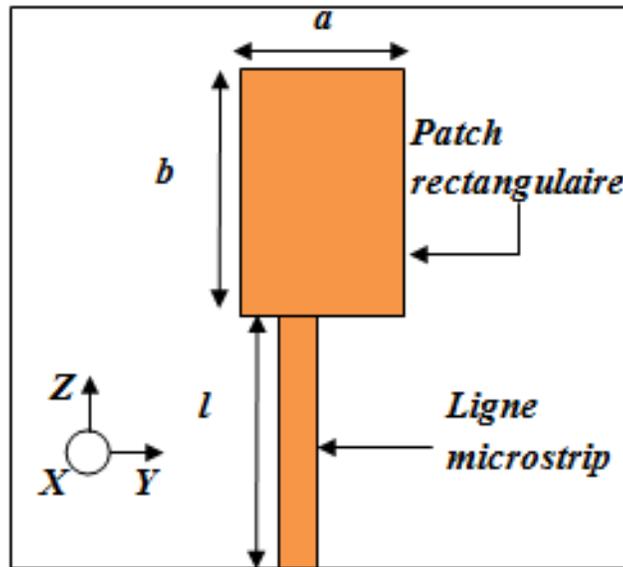
### **I. 4. 1. Géométries des structures proposées**

Les figures I. 8 et I. 9 présentent les configurations géométriques des antennes étudiées. L'antenne microstrip est constituée d'un patch de forme rectangulaire avec des dimensions  $a \times b$  alors que l'antenne à résonateur diélectrique est composée d'un résonateur diélectrique de forme rectangulaire de dimensions  $a \times b \times d$  et une constante diélectrique  $\epsilon_{rd}$ .

Les deux antennes (ARD et AMS) sont excitées par une ligne microruban à  $50 \Omega$  et de longueur  $w$ , elles sont imprimées sur un même type de substrat diélectrique de permittivité  $\epsilon_{sd}$  et de hauteur  $h$  et un plan de masse. Les dimensions de chacune de ces deux antennes sont déterminées dans le tableau I. 1.

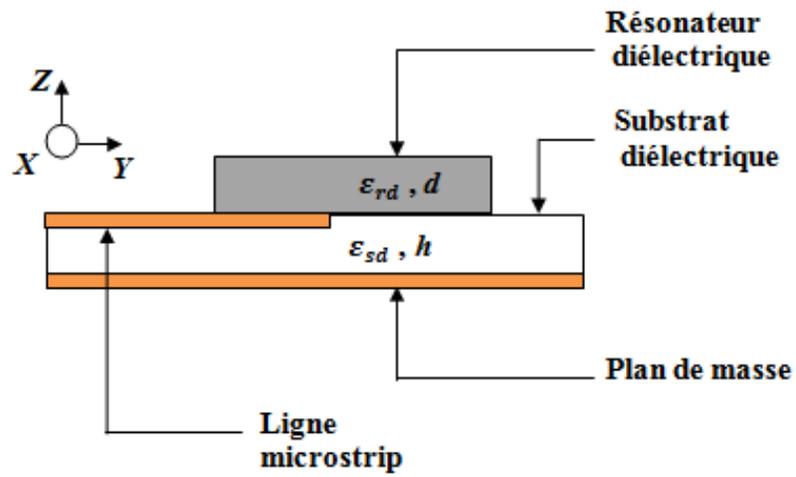


(a)

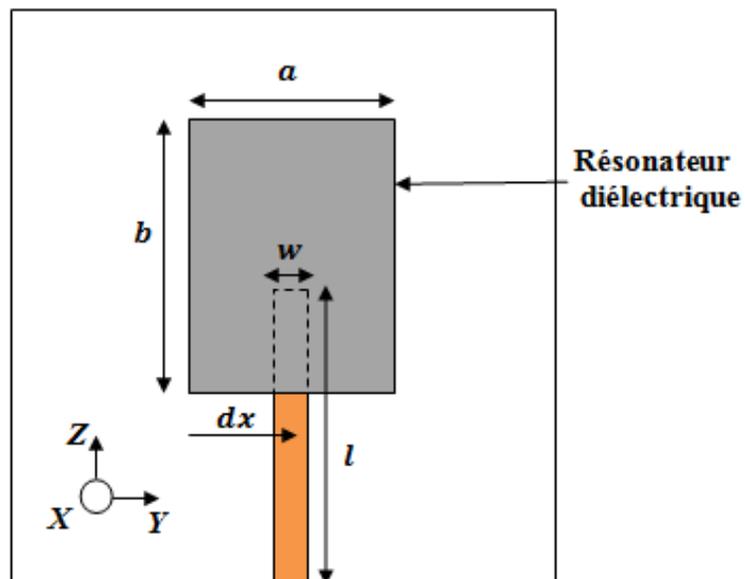


(b)

**Figure I. 8.** La géométrie de l'antenne microruban à patch rectangulaire : (a) vue latérale, (b) vue de dessus



(a)



(b)

**Figure I. 9.** La géométrie de l'antenne à résonateur diélectrique : (a) vue latérale, (b) vue de dessus

**Tableau I. 1.** Les paramètres optimisés des antennes AMS et ARD

Paramètres de l'antenne	Valeur	
	AMS	ARD
$a(mm)$	20	11.9
$b(mm)$	25.2	22.5
$d(mm)$	/	5.55
$h(mm)$	1.6	1.6
$\epsilon_{rd}$	/	48
$\epsilon_{sd}$	4.28	4.28
$l(mm)$	20	20
$w(mm)$	3	3

### I. 4. 2. La méthode des différences finies FDTD

La méthode des différences finies dans le domaine temporel est une des méthodes les plus populaires, elle a été utilisée avec succès pour résoudre une très grande variété de problèmes de l'électromagnétisme, tels que, les antennes, les circuits microbandes et l'absorption des ondes électromagnétiques par un corps humain etc.....

La simplicité de la mise en œuvre est l'avantage principal de la FDTD même pour les structures à trois dimensions.

En 1966 Yee a proposé pour la première fois un schéma numérique pour résoudre les équations de Maxwell [42], ce schéma est basé essentiellement sur la discrétisation en temps et en espace des équations de Maxwell par des différences finies centrées, permettant le calcul du champ électromagnétique en chaque point d'un espace discret pour chaque instant discret du temps. Les composantes des champs électrique et

magnétique sont décalées d'un demi-pas spatial, et calculées de manière alternative et itérative [43].

### I. 4. 2. 1. La discrétisation des équations de Maxwell

Partant de la forme locale des équations de Maxwell lorsqu'on considère un milieu linéaire, homogène, isotrope et sans perte, ces équations ont la forme suivante :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0 \quad (\text{I. 1})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{H} = 0 \quad (\text{I. 2})$$

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \times \vec{E} \quad (\text{I. 3})$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \vec{\nabla} \times \vec{H} \quad (\text{I. 4})$$

Avec :

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$$

$$\mu = \mu_0 \mu_r$$

$\vec{E}$  : Le champ électrique (volt / mètre).

$\vec{H}$  : Le champ magnétique (amper / mètre).

$\varepsilon$  : La permittivité électrique (farad / mètre).

$\mu$  : La permittivité magnétique (henry / mètre).

$\varepsilon_r$  : La permittivité relative (unité scalaire).

$\varepsilon_0$  : La permittivité dans le vide ( $8.854 \times 10^{-12}$  farad / mètre).

$\mu_r$  : La permittivité relative (sa dimension scalaire).

$\mu_0$  : La permittivité dans le vide ( $4\pi \times 10^{-7}$  henry / mètre).

Les équations différentielles de Faraday et Ampère (I.3) et (I.4) peuvent être décomposées chacune en trois équations scalaires on peut donc les réécrire dans un repère cartésien (x, y, z):

$$\frac{\partial \vec{H}_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial \vec{E}_z}{\partial y} - \frac{\partial \vec{E}_y}{\partial z} \right] \quad (\text{I.5a})$$

$$\frac{\partial \vec{H}_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial \vec{E}_x}{\partial z} - \frac{\partial \vec{E}_z}{\partial x} \right] \quad (\text{I.5b})$$

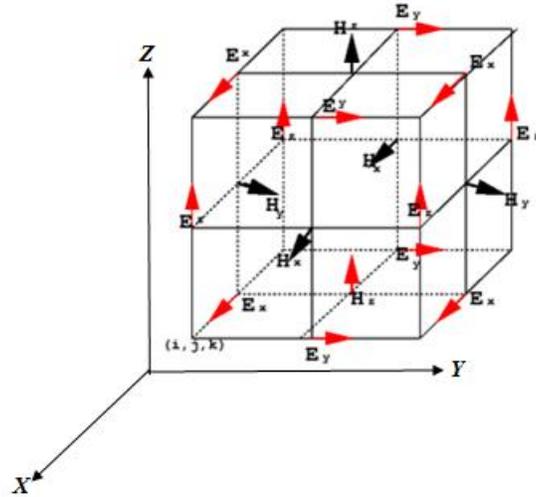
$$\frac{\partial \vec{H}_z}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial \vec{E}_y}{\partial x} - \frac{\partial \vec{E}_x}{\partial y} \right] \quad (\text{I.5c})$$

$$\frac{\partial \vec{E}_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[ \frac{\partial \vec{H}_z}{\partial y} - \frac{\partial \vec{H}_y}{\partial z} \right] \quad (\text{I.5d})$$

$$\frac{\partial \vec{E}_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[ \frac{\partial \vec{H}_x}{\partial z} - \frac{\partial \vec{H}_z}{\partial x} \right] \quad (\text{I.5e})$$

$$\frac{\partial \vec{E}_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[ \frac{\partial \vec{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \vec{H}_x}{\partial y} \right] \quad (\text{I.5f})$$

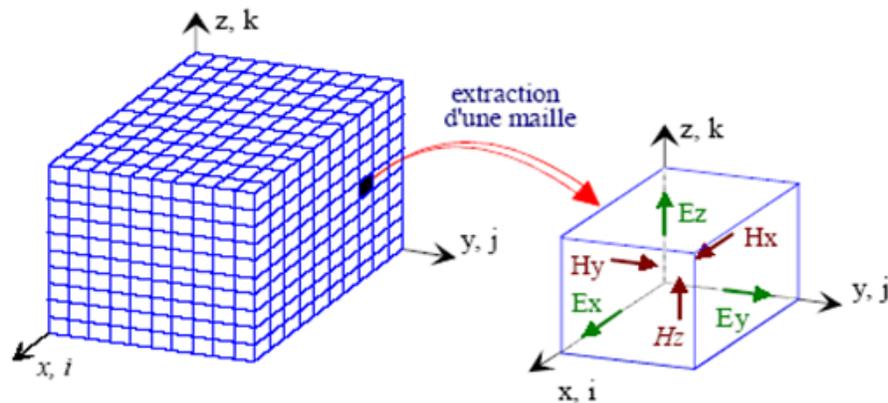
La discrétisation de ces équations à partir de l'approximation de la dérivée centrée est nécessaire avant de les implémenter dans le programme de la FDTD. Chacune de ces dérivées est une discrétisation particulière par rapport à l'espace et par rapport au temps. Cette discrétisation peut avoir plusieurs approches, la plus utilisée entre eux est celle proposée par Yee [42], [44]. Les composantes des champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  sont calculées à des points (nœuds) espacés d'un demi incrément spatial, et à des temps espacés d'un demi incrément temporel comme il est illustré dans la figure I. 10. On parle alors d'un algorithme alterné.



**Figure I.10.** Cellule élémentaire standard de Yee.

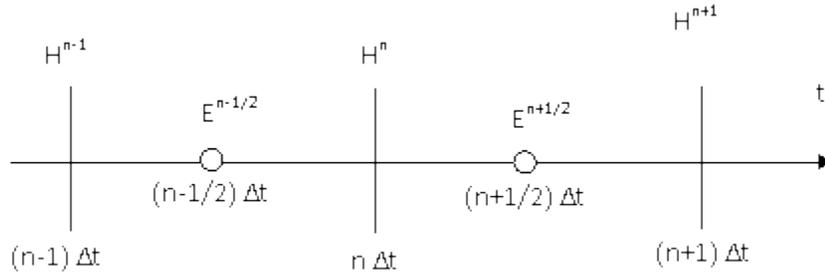
Afin de construire un maillage pour la structure à étudier, une discrétisation spatio-temporelle est donc nécessaire pour résoudre les équations de Maxwell (I. 5).

Dans le cas d'un maillage régulier, Le volume de calcul est représenté par un parallélépipède composé de  $n_x$ ,  $n_y$ ,  $n_z$ , cellules (ou mailles) élémentaires de taille  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$ . comme le montre la figure I. 11. Où  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$  sont des incréments constants appelés des pas spatiaux, ils sont choisis par l'utilisateur et dépendent de la plus petite longueur d'onde présente dans la bande de fréquence d'analyse ainsi que la géométrie de la structure à étudier.



**Figure I. 11.** Volume de calcul et cellule élémentaire

La discrétisation temporelle apparaît dans les dérivées des champs par rapport au temps. Si on prend en considération le principe de la dérivée centrée, on déduit que chaque composante du champ électrique doit être calculée entre deux instants successifs où on calcule une composante du champ magnétique. La discrétisation temporelle est effectuée avec un pas d'échantillonnage constant  $\Delta t$ , comme représenté ci-dessous.



**Figure I. 12.** Discrétisation temporelle

L'évaluation de la composante  $\vec{E}_x$  par exemple dans le maillage et à l'instant  $(n+1/2)\Delta t$  fait intervenir la même composante mais calculée à l'instant précédent  $(n-1/2)\Delta t$  et les composantes du champ magnétique  $\vec{H}_y$ ,  $\vec{H}_z$  qui l'entourent, calculées à l'instant  $(n)\Delta t$ . De la même façon, on pourra présenter la composante  $\vec{H}_x$  et toutes les autres composantes.

#### I. 4. 2. 2. Equations implémentées dans l'algorithme de la FDTD en 3D

En tenant compte de toutes les explications mentionnées dans le paragraphe précédent, on peut exprimer la forme discrète des équations de Maxwell (I. 5) dans la cellule élémentaire  $(i, j, k)$  d'une part et dans l'espace temps d'autre part. Nous donnons juste un exemple d'une composante du champ électrique et une composante du champ magnétique, le reste sera écrit de la même manière.

$$\begin{aligned}
\bar{E}_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) &= \bar{E}_x^{n-1/2}(i, j+1/2, k+1/2) \\
&+ \frac{\Delta t}{\varepsilon(i, j+1/2, k+1/2)\Delta y} \left[ \bar{H}_z^n(i, j+1, k+1/2) - \bar{H}_z^n(i, j, k+1/2) \right] \\
&- \frac{\Delta t}{\varepsilon(i, j+1/2, k+1/2)\Delta z} \left[ \bar{H}_y^n(i, j+1/2, k+1) - \bar{H}_y^n(i, j+1/2, k) \right]
\end{aligned} \tag{I. 6a}$$

$$\begin{aligned}
\bar{H}_x^{n+1}(i-1/2, j+1, k+1) &= \bar{H}_x^n(i-1/2, j+1, k+1) \\
&+ \frac{\Delta t}{\mu(i-1/2, j+1, k+1)\Delta z} \left[ \bar{E}_z^{n+1/2}(i-1/2, j+1, k+3/2) - \bar{E}_z^{n+1/2}(i-1/2, j+1, k+1/2) \right] \\
&- \frac{\Delta t}{\mu(i-1/2, j+1, k+1)\Delta y} \left[ \bar{E}_y^{n+1/2}(i-1/2, j+3/2, k+1) - \bar{E}_y^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k+1) \right]
\end{aligned} \tag{I. 6b}$$

De cette manière on complète le calcul des équations restantes. Ce calcul est très intuitif où la variation du champ électrique génère une variation du champ magnétique, qui génère à son tour une variation du champ électrique ...etc.

### I. 4. 2. 3. Dispersion numérique

La dispersion numérique de la méthode FDTD [43] est un phénomène non physique dû au passage d'un espace continu à un espace discret, elle est principalement causée d'une part, par la discrétisation qui donne une représentation approchée des signaux (distorsion, atténuation) et d'autre part, par les formulations utilisées pour approcher les dérivés partielles qui introduisent une erreur dans la solution. A cette effet la dispersion dépend de deux paramètres : la taille de la cellule  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$  par rapport à la plus petite longueur d'onde et l'ordre de l'erreur commise lors de l'évaluation des dérivées partielles qui figurent dans les équations de Maxwell [2]

Taflove dans ses travaux [45] a montré largement que pour quantifier la dispersion numérique de l'algorithme FDTD, il suffit de choisir une valeur d'incrément

spatial inférieur à la valeur  $\lambda/10$ , il paraît juste de dire que le phénomène de dispersion est négligeable.

#### **I. 4. 2. 4. Condition de stabilité**

L'algorithme de Yee [42] résultant est précis au second ordre en espace et en temps, non-dissipatif et intrinsèquement stable sous la condition de CFL (Courant-Friedrich- Levy) suivant: [45], [46]:

$$\Delta t \leq \frac{1}{c\sqrt{(1/\Delta x^2 + 1/\Delta y^2 + 1/\Delta z^2)}} \quad (\text{I. 7})$$

Où

- $\Delta x, \Delta y, \Delta z$  représentent toujours les pas de discrétisation de l'espace de modélisation.
- $c$  la vitesse de propagation d'une onde plane dans le milieu.
- $\Delta t$  le pas d'échantillonnage temporel.

Notant que dans le cas où ce critère de stabilité n'est pas respecté, l'algorithme sera divergent. Pour cette raison, on choisit  $\Delta t$  assez proche de sa valeur maximum pour réduire autant que possible le nombre d'itérations et donc la durée du calcul informatique.

#### **I. 4. 2. 5. Conditions d'absorption aux limites PML**

Malgré le développement quotidien des ressources informatiques, la mémoire d'ordinateur reste toujours limitée. Le calcul du champ électromagnétique, et surtout dans le cas d'un système ouvert pose un problème sur les limites de la zone d'étude, où tous les champs ne peuvent donc pas être calculés avec les équations classiques de la FDTD [2], [11]. Par conséquent, l'utilisation des conditions aux limites performantes est la difficulté majeure de la mise en œuvre de cette technique de calcul.

D'après les travaux de J. P. Berenger [47], la mise en place d'une couche parfaitement absorbante complexe de dimensions variables autour du volume de calcul

permet une très bonne absorption des ondes pour toutes les fréquences et pour tous les angles d'incidences. C'est la méthode "Perfectly Matched Layer" ou PML [48].

Le principe des couches parfaitement adaptées PML est dérivé de la condition d'adaptation d'impédance de deux ondes à l'interface entre deux milieux de même indice, dont l'un des deux est absorbant. Dans ce cas l'onde s'atténue dans la partie absorbante. Ces conditions sont certainement les plus performantes, elles permettent de descendre à des réflexions en amplitude du champ de l'ordre de  $10^{-5}$  [48-49], sur une très large gamme d'incidences et de fréquences.

#### I. 4. 2. 6. Représentation des équations du champ électromagnétique implémentées dans l'algorithme de la méthode PML- FDTD.

Dans cette partie on s'intéresse à implémenter la forme discrétisée des équations de Maxwell à trois dimensions avec les PML (annexe B). Les exemples dont on applique ces équations est l'objectif de ce paragraphe.

La forme finale des équations de mise à jour du champ électromagnétique utilisée dans le code FDTD est donnée pour les composantes  $\vec{E}_x$  et  $\vec{H}_z$ .

$$E_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}\right) = g_{ax}\left(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}\right) \cdot \left[ g_{i3}(j)g_{k3}(k)E_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}\right) + g_{i2}(j)g_{k2}(k)(\Delta t.c_0) \left( \begin{array}{l} \text{curl}_{lx}\left(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}\right) \\ + g_{i1}(i)I_{Ex}^n\left(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}\right) \end{array} \right) \right] \quad (\text{I. 8})$$

Avec

$$g_{ap}(i, j, k) = \frac{1}{\varepsilon_r(i, j, k)}, \quad p = x, y, z \quad (\text{I. 9})$$

$$\begin{aligned} I_{E_x}^n(i, j+1, k + \frac{1}{2}) &= \sum \text{curl}hx(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) \\ &= I_{E_x}^n(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) + \text{curl}hx(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) \end{aligned} \quad (\text{I. 10})$$

et

$$\begin{aligned} \text{curl}hx(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) &= \left( \frac{H_z^n(i, j + \frac{1}{2}, k) - H_z^n(i, j - \frac{1}{2}, k)}{\Delta y} \right) \\ &\quad - \left( \frac{H_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - H_z^n(i, j + \frac{1}{2}, k - \frac{1}{2})}{\Delta z} \right) \end{aligned} \quad (\text{I.11})$$

Le champ magnétique est alors représenté par la formule suivante:

$$\begin{aligned} H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j+1, k + \frac{1}{2}) &= f_{i3}(j) \cdot f_{k3}(k) \cdot H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j+1, k + \frac{1}{2}) \\ &\quad + g_{j2}(j) \cdot f_{k2}(k) \cdot (\Delta t \cdot c_0) \cdot \left( \begin{aligned} &\text{curl}ez(i, j+1, k + \frac{1}{2}) \\ &+ f_{i1}(i) I_{Hz}^{n+\frac{1}{2}}(i, j+1, k + \frac{1}{2}) \end{aligned} \right) \end{aligned} \quad (\text{I. 12})$$

Avec

$$\begin{aligned}
I_{H_z}^{n+1/2}(i, j+1, k+1/2) &= \Sigma \text{curlez}(i, j+1, k+1/2) \\
&= I_{H_z}^{n-1/2}(i, j+1, k+1/2) + \text{curlez}(i, j+1, k+1/2) \quad (\text{I. 13})
\end{aligned}$$

$$\text{curlez}(i, j+1, k+1/2) =$$

$$\left( \frac{E_x^{n+1/2}(i+1/2, j+1, k+1/2) - E_x^{n+1/2}(i-1/2, j+1, k+1/2)}{\Delta x} \right) \quad (\text{I. 14})$$

$$- \left( \frac{E_y^{n+1/2}(i, j+3/2, k+1/2) - E_y^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2)}{\Delta y} \right)$$

et

$$g_{m1}(m) = xn(m) \quad (\text{I. 15})$$

$$g_{m2}(m) = 1/(1+x_n(m)) \quad (\text{I. 16})$$

$$g_{m3}(m) = (1-x_n(m))/(1+x_n(m)) \quad (\text{I. 17})$$

$$f_{m1}(m+1/2) = x_n(m+1/2) \quad (\text{I. 18})$$

$$f_{m2}(m+1/2) = 1/(1+x_n(m+1/2)) \quad (\text{I. 19})$$

$$f_{m3}(m+1/2) = (1-x_n(m+1/2))/(1+x_n(m+1/2)) \quad (\text{I. 20})$$

$$x_n(m) = 0.333 \left( \frac{m}{\text{longueur du pml}} \right)^3 \quad (\text{I. 21})$$

avec

$$m = i, j, k$$

### I. 4. 2. 7. Modélisation des matériaux

Comme il est mentionné dans le paragraphe I. 4. 1, notre comparaison est effectuée entre deux structures, une antenne microstrip à patch rectangulaire et une antenne à résonateur diélectrique de forme rectangulaire.

L'antenne microstrip est composée de l'espace libre, le diélectrique du substrat, et le métal. Le substrat a une constante diélectrique relative de 4.28 et sans pertes.

- Dans le substrat diélectrique le paramètre  $g_{am}$  est défini par:

$$g_{am}(i, j, k) = 1/4.28 \quad m = x, y, z$$

- Dans le plan de masse et le patch  $g_{ax}$  et  $g_{ay}$  sont nuls.
- Sur le plan de masse  $\vec{E}_z$  est dans le substrat, donc  $g_{az} = 1/4.28$ .
- Sur le patch rectangulaire  $\vec{E}_z$  est dans l'air, donc  $g_{az} = 1$ .
- Dans l'air  $g_{am} = 1$ .

L'antenne RD est composée de l'espace libre, le diélectrique du résonateur et du substrat, et le métal. Le résonateur diélectrique a une permittivité  $\epsilon_{rd}= 48$ , alors que la permittivité du substrat  $\epsilon_{sd}=4.28$ .

Donc les paramètres  $g_{am}$  sont répartis comme suivant :

- Dans le résonateur diélectrique le paramètre  $g_{am}$  est défini par

$$g_{am}(i, j, k) = 1/48 \quad m = x, y, z$$

- Dans le substrat diélectrique le paramètre  $g_{am}$  est défini par:

$$g_{am}(i, j, k) = 1/4.28 \quad m = x, y, z$$

- Sur le plan de masse  $\vec{E}_z$  est dans le substrat  $g_{az} = 1/4.28$ .
- Entre le substrat et le résonateur

$$g_{am}(i, j, k) = 2/(4.28 + 48) \quad m = x, y, z$$

- Sur la ligne microstrip  $\vec{E}_z$  est dans l'air, donc  $g_{az} = 1$ .
- Dans l'air  $g_{az} = 1$ .
- Dans le plan de masse et la ligne microstrip  $g_{ax}$  et  $g_{ay}$  sont nuls.

### I. 4. 3. Résultats et discussions

Les résultats des deux antennes (AMS et ARD) sont obtenus en utilisant les équations calculées précédemment par la méthode FDTD sous MATLAB. Afin de valider ces résultats, une simulation des mêmes structures a été faite à base du logiciel HFSS Ansoft. La comparaison des résultats numériques obtenus de l'antenne microstrip et l'antenne à résonateur diélectrique en termes de coefficient de réflexion  $S_{11}$  et diagramme de rayonnement est présentée et discutée.

Concernant le code de la FDTD utilisé, les structures proposées sont simulées avec des pas spatiaux  $\Delta x = 0.5$  mm,  $\Delta y = 0.5$  mm,  $\Delta z = 0.4$  mm, un pas temporel  $\Delta t = 0.71$  ps qui satisfait à la condition de stabilité [42], [47], le volume du calcul est donc  $110\Delta x \times 110\Delta y \times 33\Delta z$  dans les directions  $ox$ ,  $oy$ ,  $oz$  respectivement avec un nombre d'itérations égale à 5000.

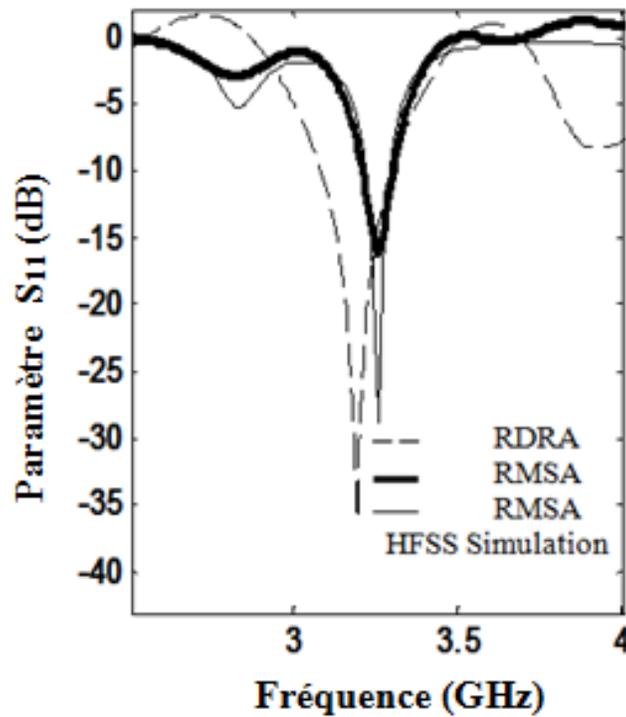
L'excitation appliquée est une gaussienne de fréquence maximale de 20 GHz [2], de demi-largeur  $T=20$  ps et un temps de retard  $T_0= 6T$ . Pour les conditions absorbantes, nous avons utilisé les couches absorbantes de type PML à six cellules sur chaque côté.

#### I. 4. 3. 1. Paramètre $S_{11}$

La figure I. 13 présente les paramètres de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne microstrip et l'antenne à résonateur diélectrique, à partir des courbes on peut voir clairement que les deux antennes fonctionnent autour de 3.2 GHz. L'antenne à résonateur diélectrique présente une bande passante de 6.89% pour un coefficient de réflexion  $S_{11}$  inférieur à -

10 dB avec un facteur de qualité  $Q=29.02$ . Tandis que, la bande de fréquence fournie par l'antenne MS est de 2.77% et un facteur de qualité  $Q=72.2$ .

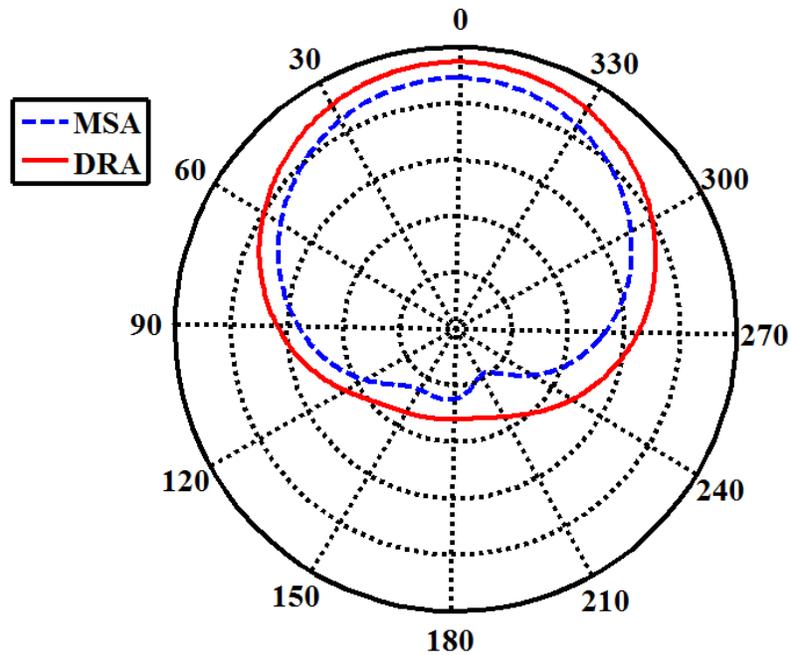
222



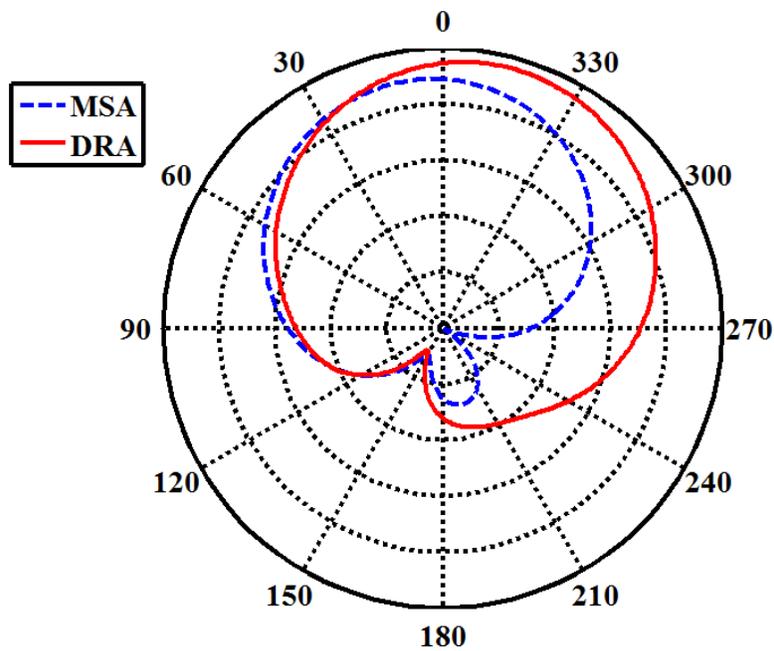
**Figure. I. 13.** Paramètre  $S_{11}$  de l'antenne microstrip à patch rectangulaire et l'antenne à résonateur diélectrique de forme rectangulaire.

#### I. 4. 3. 2 Diagramme de rayonnement

Les figures I. 14 et I. 15 montrent les diagrammes de rayonnement des deux antennes MS et RD dans les deux plans principaux  $\varphi=0^\circ$  et  $\varphi=90^\circ$  respectivement pour la fréquence 3.2 GHz. A partir de ces graphes il est clair que les deux antennes ont les mêmes diagrammes de rayonnement.



**Figure. I. 14.** Diagramme de rayonnement des antennes MS et RD dans le plan  $\varphi=0^\circ$  pour la fréquence 3.2 GHz.



**Figure. I. 15.** Diagramme de rayonnement des antennes MS et RD dans le plan  $\varphi=90^\circ$  pour la fréquence 3.2 GHz.

## I. 4. 4. Etude paramétrique

Nous avons vu dans les paragraphes précédents qu'un choix convenable des paramètres du résonateur diélectrique tels que ses dimensions et sa permittivité permet d'aboutir à une bande passante importante, pour cela, une étude paramétrique a été effectuée en agissant sur la valeur de la constante diélectrique  $\epsilon_{rd}$ , la position de la ligne microruban d'excitation  $dx$  et le rapport entre les dimensions. Les effets des différents paramètres sur les performances de l'antenne RD sont étudiés en utilisant la méthode de la FDTD sous MATLAB.

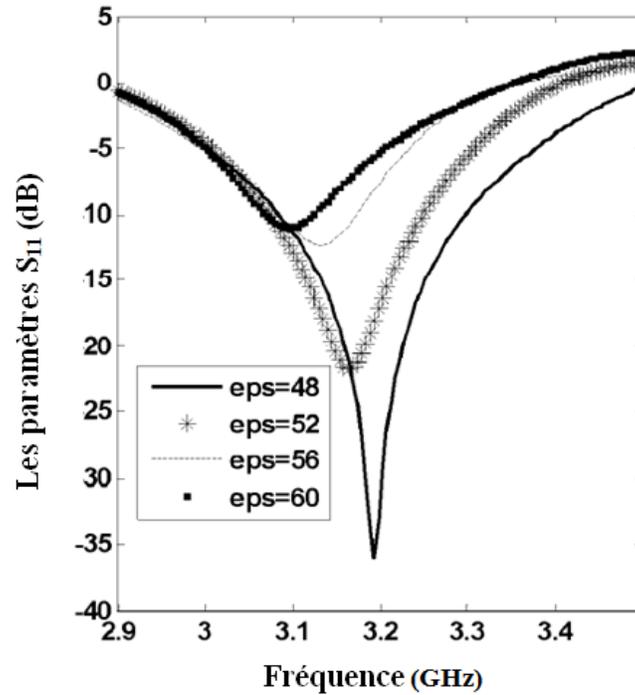
### I. 4. 4. 1. Effet de la permittivité diélectrique

La figure I. 16 représente le paramètre  $S_{11}$ , de l'antenne à résonateur diélectrique pour différentes valeurs de la permittivité diélectrique. A partir de cette figure on peut voir que l'augmentation de la permittivité crée une diminution de la fréquence de résonance. Les valeurs de la bande passante sont calculées également pour les mêmes variations de  $\epsilon_{rd}$  et sont tracées sur la figure. I. 17. Il est bien clair que la largeur de la bande de fréquence est inversement proportionnelle avec la permittivité diélectrique. La valeur choisie pour cette structure est  $\epsilon_{rd} = 48$ .

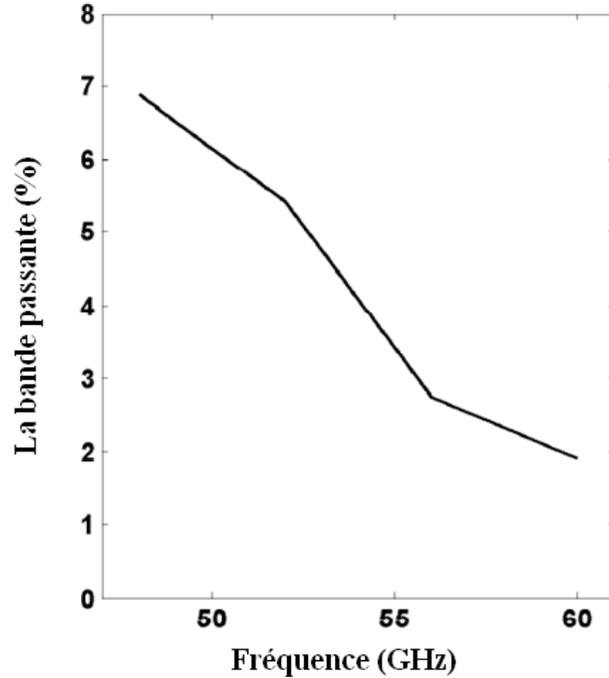
### I. 4. 4. 2. Effet de la position de la ligne d'excitation

Pour obtenir une large bande, la position de la ligne d'excitation a été optimisée selon la direction  $Y$  (figure I. 9) [49]. Dans notre cas la même idée a été exploitée mais dans la direction  $X$ , en agissant sur la valeur de  $dx$  la distance entre le centre de la ligne et le côté droit du résonateur diélectrique à la direction  $X$ . La figure I. 18 montre l'effet de la position de la ligne microruban sur le paramètre de réflexion  $S_{11}$ . Ces courbes montrent que la fréquence de résonance varie sensiblement pour certaines valeurs de  $dx$ .

Le tableau I. 2 montre les valeurs de la fréquence de résonance et la bande passante pour différentes valeurs de  $dx$ .



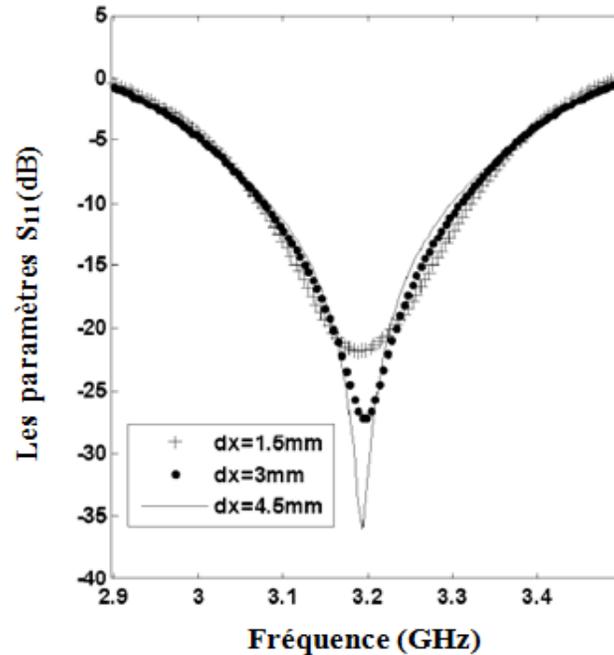
**Figure I. 16.** Effet de la permittivité du résonateur diélectrique sur le coefficient de réflexion  $S_{11}$



**Figure I. 17.** La bande passante de l'antenne à résonateur diélectrique en fonction de la constante diélectrique.

**Tableau I. 2.** La fréquence de résonance et la bande passante pour différentes positions de la ligne d'alimentation.

$dx$ (mm)	1.5	3	4.5
Fréquence de résonance (GHz)	3.188	3.198	3.193
Bande passante (%)	7.81	7.19	6.89



**Figure I. 18.** Effet de la position  $dx$  de la ligne d'excitation sur le paramètre  $S_{11}$

#### I. 4. 4. 3. Effet des rapports des dimensions du résonateur $a/d$ et $b/d$

Les figures I. 19 et I. 20 illustrent la fréquence de résonance en fonction de  $a/d$  et  $b/d$  respectivement. D'après ces courbes on peut constater que la fréquence de résonance augmente avec la diminution des dimensions  $a$  et  $b$

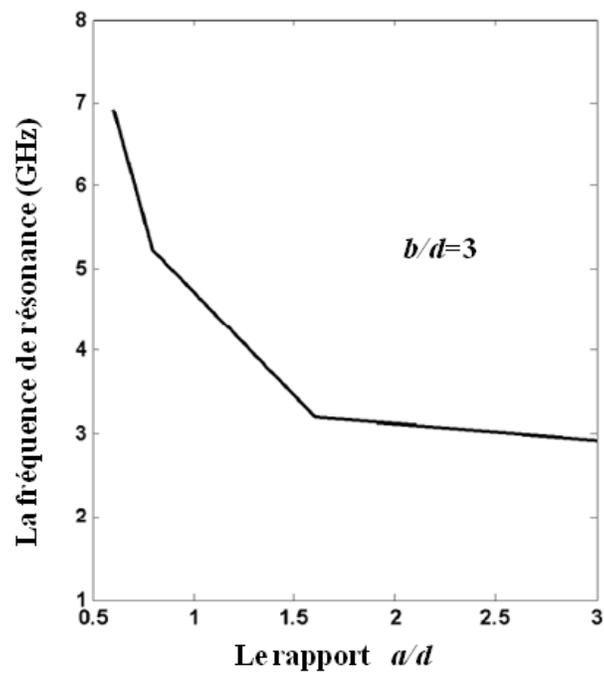


Figure I. 19. Effet du rapport  $a/d$  sur la fréquence de résonance

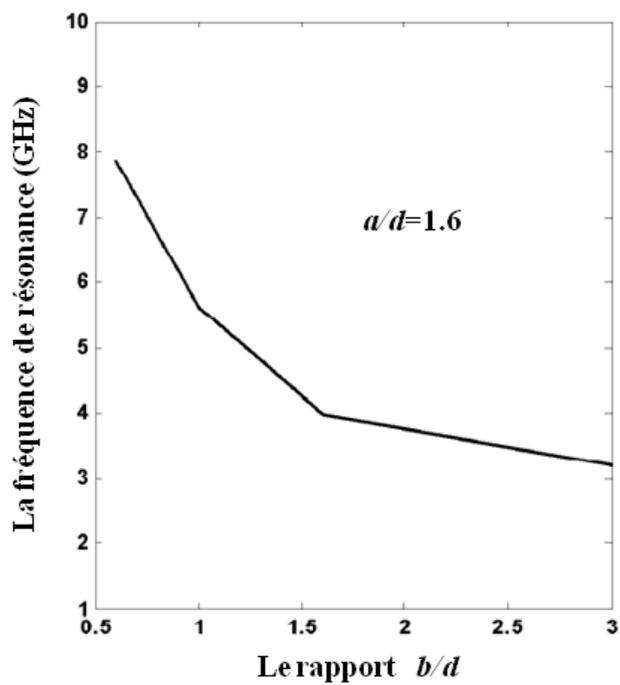


Figure I. 20. Effet du rapport  $a/d$  sur la fréquence de résonance

## **I. 5. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons rappelé les spécificités des antennes microruban et des antennes à résonateur diélectrique y compris, leurs domaines d'application, leurs avantages et leurs inconvénients.

Les caractéristiques électromagnétiques des antennes MS et RD sont calculées avec la méthode des différences finis et le logiciel HFSS. La comparaison des résultats montre que les antennes RD offrent des performances élevées telles qu'une large bande passante et un facteur de qualité Q bas. Par conséquent, ces antennes seront présentées comme des alternatives aux antennes microruban.

La majorité des antennes RD et des antennes microbandes sont des structures planes ayant des applications limitées. On s'intéresse dans le chapitre suivant à la théorie des antennes adaptées non seulement aux structures non planes mais aussi aux applications Ultra Large Bande.

## Référence bibliographique

- [1] C. A. Balanis, “Antenna Theory: A Review,” Proc. IEEE, Vol. 80, No. 1, pp. 7–23, Jan1992.
- [2] A. Hafiane, “ Etude du couplage d’antennes imprimée par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique” thèse de doctorat. Université de Marne la Vallée. France. Mars 2003.
- [3] Grieg, D.D. and H.F. Engelmann, “A new transmission technique for the kilomegacycle range,” Proc. IRE, Vol. 40, pp. 1644 - 1650.
- [4] Deschamps, G.A. "Microstrip microwave antennas" 3rd USAF Simp. Antennas, University of Illinois, Urbana, IL, 1953.
- [5] Gutton, H. and G. Baissinot, “Hat aerial for ultra high frequencies” French Patent no. 703113, 1955.
- [6] R.E. Munson, “Conformable microstrip antennas and microstrip phased arrays”, IEEE. Transactions on Antennas and Propagation, January 1974.
- [7] Robert A. Sainati, “CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications”, Artech House, Inc. 1996.
- [8] Nasimuddin, Z. N. Chen, X. Qing, “Slotted Microstrip Antennas for Circular Polarization with Compact Size”, IEEE Antennas and Propagation. vol. 55, no. 2, pp. 124 – 137, Avril 2013.
- [9] A. A. Deshmukh, V. Pandita, R. Colaco, R. Doshi, “ Dual band dual polarized modified circular microstrip antenna”, International Conference on Circuits, Systems, Communication and Information Technology Applications (CSCITA), Mumbai, India, pp. 347 – 352, Avril 2014.
- [10] R. S. Elliott, “Antenna theory and design, Revised Edition”, IEEE .Antennas & Propagation. A John Wiley & Sons, Inc. 2003.

- [11] N. Sahnoun, "Etude d'une Structure Microbande Rayonnante Par la Méthode FDTD. Application à L'Antenne Microbande Rectangulaire", mémoire de Magister es science, département de l'électronique université de Constantine 1, Algérie, 2009.
- [12] G. Kumar and K. P. Ray, "Broadband Microstrip Antennas," Artech House, Inc. 2003.
- [13] S. Fargeot, "Etude d'un résonateur diélectrique cylindre antenne. Application à la caractérisation des matériaux," Thèse du doctorat de l'université de Limoges, 1999.
- [14] K. M. Luk, K.W. Leung, "Dielectric Resonator Antennas," Electronic & Electrical Engineering Research Studies Press Ltd, 2003.
- [15] R. Chair, A.A. Kishk, K.F. Lee, D. Kajfez, "Performance comparisons between dielectric resonator antennas and printed microstrip patch antennas at X-band," Microwave Journal, vol. 49, no. 1, pp. 90-104. 2006.
- [16] S. Dhar, R. Ghatak, B. Gupta, Poddar, "D.R.A Wideband Minkowski Fractal Dielectric Resonator Antenna," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on volume: 61, Issue: 6, Page(s): 2895 - 2903, 2013.
- [17] Xiao Sheng Fang, Kwok Wa Leung, "Linear-/Circular-Polarization Designs of Dual /Wide-Band Cylindrical Dielectric Resonator Antennas," IEEE Transactions On Antennas And Propagation, vol. 60, no. 6. 2012.
- [18] I. Messaouden, "Modélisation et réalisation de nouvelles antennes diélectriques larges bandes pour les communications," Thèse de doctorat. Université de Constantine 1. Algérie. 2014.
- [19] A. Benomar, "Etude des antennes à résonateurs diélectriques. Application aux réseaux de télécommunications," Thèse de doctorat. Université de Limoges. France. 2015.
- [20] A. Okaya, "The rutile microwave resonators", Proc. IRE, v.48, (1960), 1921.
- [21] A. Okaya, F.Barash, "The dielectric microwave resonator", Proc. IRE, v.50, 2081, 1962.

- [22] S. A. Long, M. W. McAllister, and L. C. Shen, "The resonant cylindrical dielectric cavity antenna," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 31, no. 3, pp. 406-412. 1983.
- [23] M. W. McAllister, S. A. Long, and G. L. Conway, "Rectangular dielectric resonator antenna," *Electron. Lett.*, vol. 19, no. 6, pp. 218-219. 1983.
- [24] M. W. McAllister and S. A. Long, "Resonant hemispherical dielectric antenna," *Electron. Lett.*, vol. 20, no. 16, pp. 657-659. 1984.
- [25] A. Ittipiboon, R.K. Mongia, Y. M. M. Antar, P. Bhartia, M. Cuhaci, , "Aperture fed rectangular and triangular dielectric resonators for use as magnetic dipole antennas", *Electronics Letters*. Vol. 29, no. 23 , pp. 2001 - 2002, 1993.
- [26] H. T. Chen, Y. T. Cheng, S. Y. Ke , "Probe-fed section spherical dielectric resonator antennas", *Asia Pacific Microwave Conference*. vol. 2, pp. 359-362. 1999.
- [27] S. M. Shum and K.M. Luk, "Characteristics of dielectric ring resonator antenna with air gap," *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 4, pp. 111-21, Feb. 1994.
- [28] A. A. Kishk, " Wide-band truncated tetrahedron dielectric resonator antenna excited by a coaxial probe," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, , Vol. 51 , no. 10, pp. 2913 - 2917, 2003.
- [29] I. Messaoudene, T. A. Denidni, and A. Benghalia, "Ultra-wideband DRA integrated with narrowband slot antenna," *Electronics Letters*, Vol. 50, No. 3, 139–141, 2014.
- [30] Y. Wang, S. Liu, T. A. Denidni, Q. Zeng, and G. Wei, "Integrated ultra-wideband planar monopole with cylindrical dielectric Resonator antennas," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 44, 41–53, 2013.
- [31] A. Gouzoul, "Conception et réalisation d'une antenne à résonateur diélectrique à 60 GHz pour les applications souterraines," *Thèse de doctorat, Université du Québec* , 2013.
- [32] K. W. Leung, et al, "Excitation of Dielectric Resonator Antenna Using a Soldered trough Probe," *Electronics Letters*, vol. 33, No.6: 349-350. 1997.

- [ 33] K. W. Leung, "Conformal Strip Excitation of Dielectric Resonator, " IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 48, No.6, pp 961-967. 2000.
- [34] R. A. Kranenburg et S. A. Long., "Microstrip transmission line excitation of Dielectric Resonator Antenna, " Electronics Letters, vol. 24, No. 18, pp. 1156-1157. 1988.
- [35] A. Petosa, et al, "Design of Microstrip-Fed Series Array of Dielectric Resonator Antenna, " Electronic Letters, vol. 31, No.16. pp. 1306-1307. 1995.
- [36] Huang, C.Y., J. Y. Wu, et K. L. Wong "Cross-Slot-Coupled Microstrip Antenna and Dielectric Resonator Antenna for Circular Polarisation" IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 47, No. 4, pp. 605-609. 1999.
- [37] K. W. Leung, "Analysis of aperture-coupled hemispherical dielectric resonator antenna with a perpendicular feed, "IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 48, No.6, pp. 1005-1007. 2000.
- [38] R. A. Kranenburg, S. A. Long et J. T. Williams, "Coplanar waveguide excitation of dielectric resonator antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 39, no.1: 119-122. 1990.
- [39] Al Salameh, M. S., Y. M. M. Antar et G. Seguin, "Coplanar-waveguide-fed slot coupled rectangular dielectric antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 50, No. pp. 1415-1419. 2002.
- [40] A. Badev, "Matériaux diélectriques à faibles pertes utilisés comme résonateurs et filtres dans les circuits micro-ondes." Thèse de doctorat, université de Toulouse, France. 2008.
- [41] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 14, pp. 302-307, 1966.
- [42] A. Tavlove, K. R. Umashankar, B. Beker, F. A. Harfoush, and K. S. Yee, "Detailed FDTD analysis of electromagnetic fields penetrating narrow slots and lapped joints in

think conducting screens,” IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. 36, pp. 247-257. 1988.

[43] A. Taflove, S. C. Hagness, “Computational Electrodynamics: The Finite Difference Time Domain Method, Second Edition”, Artech House, Boston, London. 2000.

[44] A. Taflove, “Computational Electromagnetics: The finite difference time domain method”. Artech House, Boston, London 1995.

[45] D. M. Sullivan, “Electromagnetic simulation using the FDTD method,” IEEE. Microwave Theory and Techniques Society.2000.

[46] J. P. Berenger, “A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves”, Journal of Computational Physics IEEE Trans Antennas Propagat, vol.114, No. 2, Octobre. 1994.

[47]J. P. Berenger, “Perfectly matched layer (PML) for computational electromagnetics”, Morgan & Claypool. 2007.

[48] Z. S. Sacks, D. M. Kingsland, R. Lee, and J. F. Lee, “A perfectly matched anisotropic absorber for use as an absorbing boundary condition”. IEEE. Trans. Antennas and propagation. Vol. 43, Dec 1995.

[49] P. Mohanan et al, “ FDTD analysis of rectangular dielectric resonator antenna,”. Journal of the European Ceramic Society. Vol. 27, pp 2753-2757. 2007.

*Chapitre II* \_\_\_\_\_

**Généralités sur les antennes non  
planes et les antennes ultras larges  
bandes**

## **II. 1. Introduction**

Dans ce chapitre, il sera présenté une brève description des antennes non planes, leurs formes les plus fameuses en particulier les antennes de formes cylindriques, leurs applications, leurs avantages et leurs inconvénients. Il sera également présenté les méthodes d'analyse et les différents types d'alimentation les plus utilisés dans ce domaine.

Il sera présenté également les principaux concepts de la technologie ULB, les spécificités des antennes ULB y compris leurs domaines d'application et leurs différentes configurations les plus utilisées dans le domaine des télécommunications.

## **II. 2. Les antennes non planes**

Une antenne est un dispositif qui permet de transformer l'énergie électrique en énergie électromagnétique en émission et vis versa en réception afin d'assurer la transmission de l'information [1]. On peut les qualifier comme des adaptateurs d'impédances entre l'espace et l'émetteur ou le récepteur.

Depuis leurs apparitions dans les années 50 les antennes microbandes ont connu des progressions [1-3], mais la véritable conception a commencé vers les années 70 grâce au développement de la technologie des circuits imprimés [4].

Les antennes microbandes offrent une multitude d'avantages tels que : volume et épaisseur réduits, poids léger, fabrication facile, intégrabilité avec des circuits intégrés microonde et à ondes millimétriques, mais la majorité de ces éléments c'est des structures planes, elles ne sont pas conformes aux surfaces non planes.

Par conséquent, l'adaptation aux surfaces courbées est une des caractéristiques importante qui fait l'objectif de diverses recherches d'actualité pour des applications des antennes non planes.

## **II. 2. 1. Définition des antennes non planes.**

Une antenne non plane est une antenne qui prend la forme d'une surface quelconque, elle permet de réduire les perturbations aérodynamiques (frottement de l'air) sur ces surfaces [4].

Dans le standard IEEE [5], il existe deux définitions pour les antennes non planes :

1. C'est une antenne qui se conforme à une surface ayant une forme déterminée liée aux plusieurs considérations telles que des considérations électromagnétiques, aérodynamiques ou hydrodynamiques.

2. C'est une antenne qui inclut les réseaux imprimés planaires placés sur une surface courbée.

En général, l'antenne non plane peut prendre une forme cylindrique, sphérique, conique ou une autre forme avec un élément rayonnant imprimé sur cette surface.

## **II. 2. 2 Différentes formes des antennes non planes**

La connaissance des caractéristiques mécaniques des structures est très importante surtout pour le cas des structures aérospatiales telles que les avions, car ils sont soumis à des contraintes significatives (effet de radiation, effet de vent..). Par conséquence, la définition des formes des antennes non planes est liée aux structures mécaniques dont elles vont être intégrées.

Selon le degré de courbure [6], [7] on distingue deux grandes familles d'antennes conformes:

- légèrement incurvée: elles se comportent presque comme les antennes planaires : le rayonnement est limité à demi-plan d'espace et l'angle de couverture est égal à celui des antennes planaires

- séparément incurvée : Dans ce cas, le rayon de courbure est très grand où les éléments rayonnants sont répartis sur toute la surface de l'antenne donc elle est apte à couvrir une zone vaste tout en garantissant un angle de couverture de l'ordre de  $360^\circ$ .

## II. 2. 2. 1 Les antennes cylindriques

### Description

Les antennes cylindriques sont les types d'antennes non planes les plus populaires et par conséquent les plus étudiées. Plusieurs travaux ont été rapportés portant sur les antennes cylindriques grâce à leurs avantages tels que [5], [8]:

- Compatibles à la forme aérodynamique correspondante.
- Configuration conforme possible (elles peuvent être intégrées sur des véhicules terrestres, des avions, des fusées ou des missiles).
  - Une couverture de l'ordre de  $360^\circ$ .
  - Poids réduit, élargissement de la bande opérationnelle de quelques dizaines de pour cent.
  - Réflexions réduites et faisceaux directionnels.

Ce type d'antenne présente également des problèmes fondamentaux liés aux difficultés rencontrées lors de leur analyse et leur conception et qui empêchent leurs progressions [5], [8] parmi lesquelles on peut citer :

- Une complexité dans le résonnement mathématique causé par la non linéarité de ces éléments rayonnants.
  - La fabrication de ce type d'antennes est très compliquée surtout au niveau des composantes électroniques qui s'adaptent à des surfaces courbées. Par conséquent, ce problème est l'inconvénient majeur qui nouait au développement des antennes conformes.
  - L'existence des synthèses et des logiciels de conception pour les antennes non planes de sorte que leurs propriétés s'adaptent mieux avec ce type de structure.

## **II. 2. 2. 1. 1. Les méthodes d'analyses**

Plusieurs techniques d'analyses électromagnétiques telles que l'approche full-wave [8], le modèle de la cavité [9] et la méthode de la ligne de transmission généralisée [10], [11] ont été développées.

Les études effectuées ont montré que la méthode full-wave est numériquement inefficace [8] et une prudence particulière dans l'implémentation numérique est toujours demandée. L'analyse par la méthode full-wave devient plus difficile pour des antennes microbandes cylindriques ayant un rayon de cylindre grand (i.e., cas de petite courbure). Cependant, les solutions obtenues par le modèle full-wave sont plus exactes et sont applicables à des substrats épais.

Quant à l'analyse par le modèle de la cavité et celui de la ligne de transmission, le développement théorique et l'implémentation numérique sont plus simples que ceux réalisés par l'approche full-wave. Cependant, ces deux approches simples sont limitées au cas du substrat mince [8, 12-14].

## **II. 2. 2. 1. 2 Alimentation des antennes cylindriques**

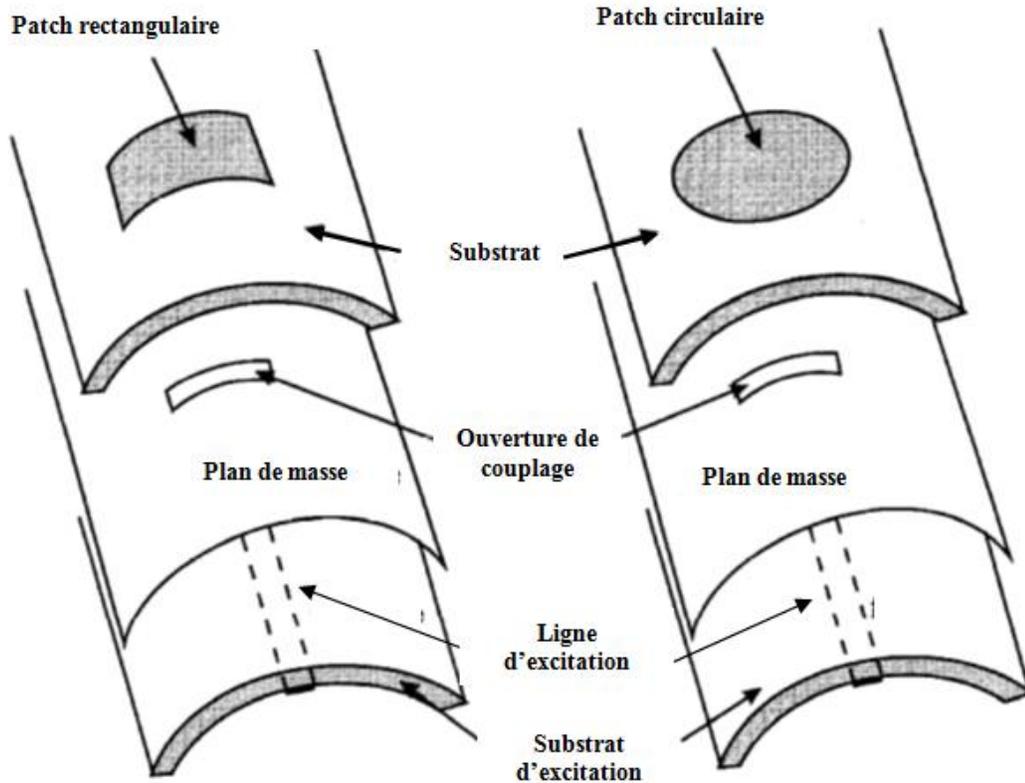
Plusieurs techniques d'excitations sont utilisées pour alimenter une antenne cylindrique, parmi lesquelles on peut citer :

### **a. Alimentation par couplage par fente**

L'alimentation par couplage par fente est un des mécanismes pour exciter une antenne cylindrique comme le montre la figure II. 1.

Ce type d'alimentation est facile à modéliser et présente un rayonnement parasite faible. Cette configuration permet une optimisation indépendante, entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant. De plus, le plan de masse isole la ligne d'alimentation de l'élément rayonnant, limite l'interférence du rayonnement parasite sur le diagramme de rayonnement, et offre ainsi une plus grande pureté de polarisation.

Malgré ces avantages l'alimentation par couplage par fente est relativement couteuse et plus difficile à mettre en œuvre.



**Figure II. 1.** Configurations d'une antenne microstrip cylindrique alimentée par couplage par fente.

### **b. Alimentation par une ligne coplanaire**

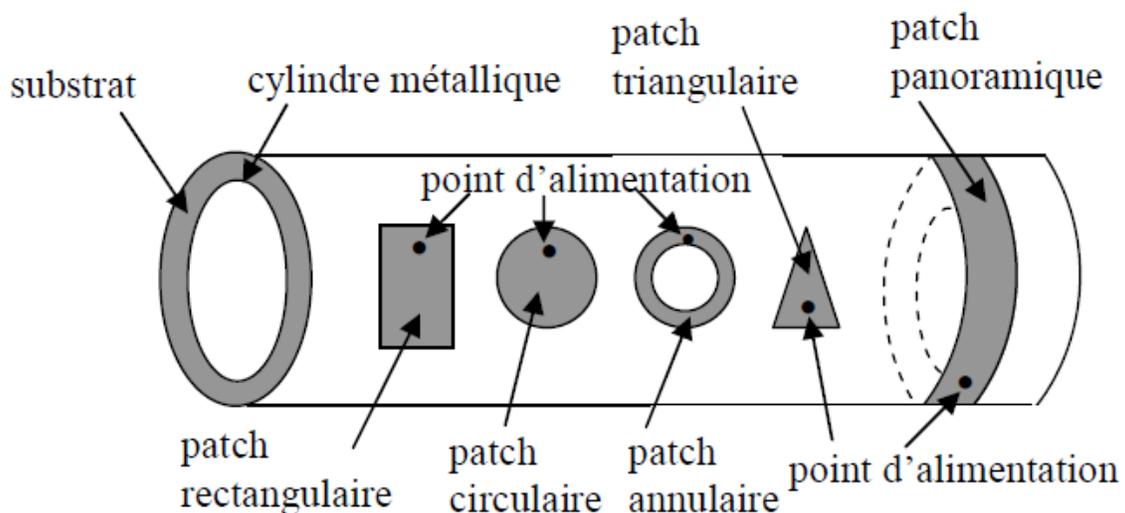
La technologie coplanaire (ou CPW en anglais, Coplanar Waveguide) tire son nom du fait que la ligne de transmission et son plan de masse sont situés sur la même face du substrat [8]. Ce type d'alimentation offre différents avantages tels que :

- Pouvoir connecter un composant sans avoir à usiner des trous métallisés à travers le substrat en limitant ainsi les effets selfiques.

- Efficacité améliorée
- Bande passante élargie
- Meilleure isolation entre le circuit d'alimentation et l'élément rayonnant.

### c. Alimentation par un câble coaxial

Les structures de base des antennes microbandes cylindriques alimentées à travers une sonde coaxiale sont montrées dans la figure II. 2. OÙ différentes formes de patch sont montrées : rectangulaire, circulaire, annulaire, triangulaire et panoramique. L'alimentation par câble coaxial a l'avantage de ne pas avoir de pertes de rayonnement dues au courant du câble coaxial et elle représente aussi la géométrie la plus simple pour l'analyse théorique et la fabrication. Les formes rectangulaire et circulaire sont les configurations les plus utilisées pour des applications générales [8].

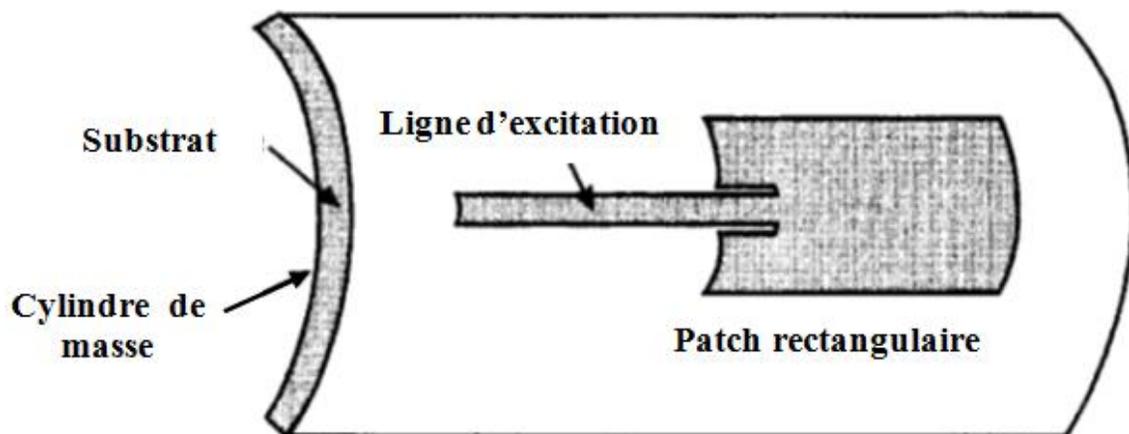


**Figure II. 2.** Structure de base des Antennes microbandes cylindriques

#### **d. Alimentation par ligne microbande**

L'alimentation par ligne microbande est une technique populaire dont le patch est directement excité par une ligne microstrip comme le montre la figure II. 3, ce qui est particulièrement adapté pour la conception des réseaux d'antennes.

Ce type d'alimentation, facile à mettre en œuvre, permet une adaptation d'impédance facile par simple positionnement du point de contact. Par contre, on a un rayonnement parasite qui peut devenir considérable [8], [15-16].



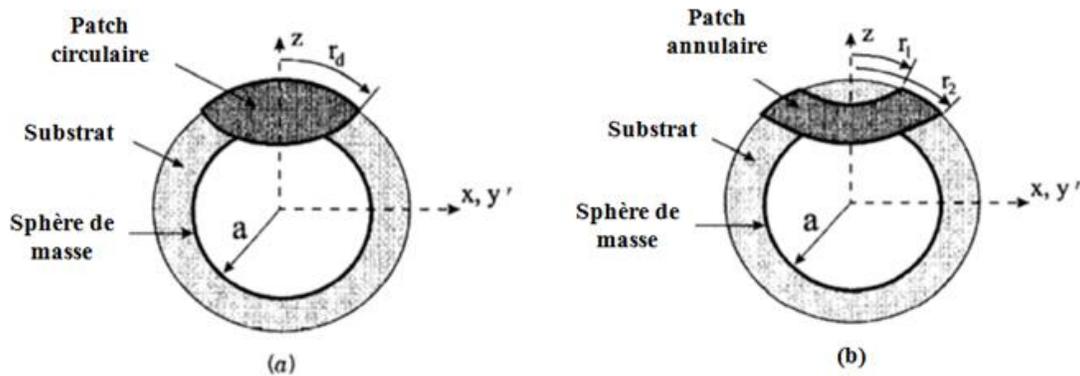
**Figure II. 3.** Alimentation par ligne microbande

#### **II. 2. 2. 2. Les antennes sphériques**

##### **Description :**

L'antenne sphérique est une autre structure conique des antennes conformes, qui peut surmonter les problèmes impliqués par les antennes planes. La figure II. 4 montre la

structure de base des antennes microstrip sphériques [8], avec différentes formes de patch. Plusieurs techniques théoriques, telles que l'approche full-wave, le modèle de la cavité et la méthode de la ligne de transmission généralisée, ont été rapportées pour l'analyse de ce type d'antenne [17-18], d'où les effets de la courbure sur les caractéristiques des patches montés sur les structures sphériques sont analysés.



**Figure II. 4.** Structure de base des antennes sphériques

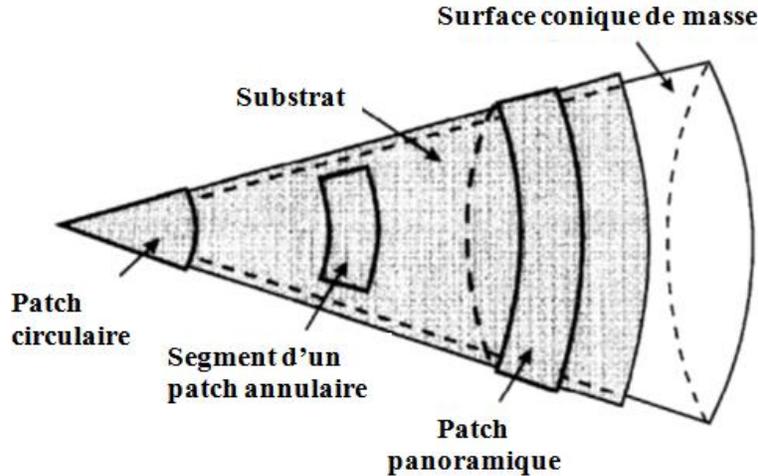
### II. 2. 2. 3 Les antennes coniques

#### Description :

La figure II. 5 présente la configuration géométrique de ce type d'antennes. Ces antennes ont été étudiées par plusieurs auteurs [19-20] et elles ont été d'un grand intérêt pour des applications telles que : les avions et les vaisseaux spatiaux qui ont des surfaces coniques sur des parties de leur corps.

Etant donné que la géométrie conique est beaucoup plus compliquée que les structures cylindriques et sphériques, l'approche full-wave ne peut pas être utilisée, et les études liées à ce type de structure sont basées principalement sur le modèle de la cavité [8].

Une antenne microruban conique est caractérisée par un diagramme de rayonnement plus élargi par rapport à celui d'une antenne microruban plane ou cylindrique [8].



**Figure II. 5.** Structure de base des antennes coniques

Il se dégage que l'antenne cylindrique est le type d'antenne courbé le plus populaire et le plus étudié en raison de sa réalisation et sa mise en équation plus simples. Actuellement, ces antennes ont connu un grand progrès accompagnant les besoins des nouvelles technologies orientées vers plusieurs applications y compris les applications ultra large bande (ULB). Un aperçu sur la technologie ULB sera donné avant de décrire les antennes cylindriques utilisées pour des communications ULB.

### **II. 3. Les antennes ultras larges bandes (ULB)**

Les antennes ULB reposent sur une technologie qui joue un rôle crucial dans les communications modernes grâce à ses performances importantes y compris une large bande passante (de 3.1 GHz à 10.6 GHz), un très haut débit (jusqu'à plusieurs centaines de M bits/s) et une immunité excellente aux interférences multivoies. Après la décision de la FCC (Commission Fédéral des communications) en 2002, autorisant l'utilisation

de la technologie ULB pour le domaine de communication aussi bien que pour le radar et les applications de sécurité [21], cette technologie a attiré une très grande attention des chercheurs et de l'industrie dans le monde. Depuis, la technologie ULB a progressé rapidement comme une technologie encourageante pour des communications sans fil et pour différentes applications.

### **II. 3. 1 Définition**

En 2002 la FCC a autorisé la commercialisation de la technologie ULB, mais aussi, elle a publié des règles générales englobant cette technologie. En conséquence, un signal est considéré ULB si sa bande relative instantanée est supérieure ou égale à 20% [21] (où égale à 25% d'après la DARPA ; Defense Advanced Research Project Agency 1990 [22]), autrement dit, si le rapport entre la bande passante de cet signal et sa fréquence centrale est supérieur à 20%, notant qu'une antenne est dite ULB si elle a fourni une bande passante supérieur a 500 MHz.

Donc on a :

$$BW_{relative} = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} = \frac{BW}{f_C} \quad (\text{II. 1})$$

Où

$f_H$  et  $f_L$  sont respectivement les fréquences limites hautes et basses du signal à -10 dB.

$f_C$  et BW sont respectivement la fréquence central et la bande passante données par les formules :

$$f_C = \frac{f_H + f_L}{2} \quad (\text{II. 2})$$

Et

$$BW = f_H - f_L \quad (\text{II. 3})$$

## **II. 3. 2. Les applications ULB**

Selon leurs propriétés, les systèmes ULB sont utilisés pour différentes applications qui peuvent être résumées dans trois grandes catégories principales.

### **II. 3. 2. 1. Applications pour les communications sans-fil**

Les systèmes ULB utilisés pour les communications sans-fil ont récemment connu le plus grand essor en technologie ULB [23]. Ils sont caractérisés par des très hauts débits d'informations à courte portée, conçus pour la bande de fréquence 3.1-10.6 GHz autorisée par la FCC en 2002. Ces systèmes peuvent être utilisés dans de nombreuses applications telles que la connexion entre les différents composants de systèmes multimédia, dans les systèmes embarqués en automobile. Ils font également un excellent concurrent pour les réseaux personnels sans –fil WPAN (Wireless Personal Area Network), WLAN (Wireless Location Area Network) ainsi que pour les équipements de téléphonie sans fil [24-25].

### **II. 3. 2. 2. Applications pour la détection**

Les systèmes ULB utilisés pour la détection ne demandent pas un gros débit d'information, mais nécessitent une bonne précision sur de grandes distances [24]. Leurs applications typiques sont [26] : radars à ondes pénétrantes (GPRs), les radars utilisés pour la détection de personnes les radars employés pour éviter les collisions dans les domaines automobiles mais aussi des avions. Ils peuvent être également utilisés en imagerie médicale pour la détection de tumeurs et les systèmes de communication secrète.

### **II. 3. 2. 3. Applications pour la géolocalisation**

Le domaine de la géolocalisation, présent dans de nombreuses applications militaires et commerciales [23], a tiré un grand profit de la technologie ULB. Comme la détection, la géolocalisation ne demande pas un gros débit d'information, mais nécessitent une bonne précision sur de grandes distances [23-25]. En effet, ces dispositifs

de dépistage peuvent servir à connaître l'emplacement d'objet de petites dimensions sur de très grandes distances, mais aussi pour l'identification radio fréquence (RFID), automobile, sécurité...etc.

### II. 3. 3. Les signaux ULB

Afin d'obtenir un signal à très large band passante, l'information est transmise via de très courtes impulsions et doit occuper la bande 3.1-10.6 GHz. Le choix de la forme de l'impulsion est primordial et prend en compte plusieurs paramètres liés au système tels que: la bande passante du récepteur, le taux d'erreur binaire, le niveau seuil de détection de l'antenne conçue.

La gaussienne, ses dérivées premières et secondaires (appelées respectivement le monocycle gaussien et le doublet gaussien) sont les formes des impulsions couramment employées dans les communications impulsionnelle LB, vu la simplicité de leurs mises en œuvre (figure II. 2). Elles sont représentées par les formules suivantes [27] :

$$p(t) = Ae^{-\left(\frac{t-T_c}{\tau}\right)^2} \quad (\text{II. 4})$$

$$p_n(t) = \frac{d^n}{dt^n} \left[ A_n e^{-\left(\frac{t-T_c}{\tau}\right)^2} \right] \quad (\text{II. 5})$$

Il existe aussi d'autres formes d'impulsions telles que : les impulsions basées sur les fonctions polynomiales d'Hermite, le monocycle Manchester, rectangulaire... etc. [28-29].

### II. 3. 4. Les modulations ULB

Les signaux ULB sont émis sous forme de train d'impulsions, qui est généralement représenté sous la forme suivante [25] :

$$S(t) = A \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[ \sum_{j=0}^{N_s-1} v(t - jT_f) \right], (i-1)T_b < t < iT_b \quad (\text{II. 6})$$

Afin d'atténuer l'effet des raies spectrales et altérer la régularité temporelle due à la transmission successive de ces impulsions dans un intervalle de temps régulier et sans modulation (avec ces conditions ces impulsions ne contiennent aucune information), des techniques de modulation peuvent être faites en amplitude, en position ou encore en phase [26]. Les plus connues parmi elles sont :

- La Modulation PPM (pulse position modulation) [23].
- La Modulation PAM (Pulse Amplitude Modulation) [23].
- La Modulation BPSK (Bi-Phase Shift Keying) [23].

### **II. 3. 5. Les avantages des ULB**

La technologie ULB a un nombre intéressant d'avantages lui permettant d'être présente dans de nombreuses applications sans concurrence par rapport aux autres technologies existantes déjà. A cet effet on peut citer :

- Un niveau faible de densité spectrale de puissance sur une très large bande de fréquence. Il permet à la technologie ULB de ne pas interférer avec d'autres systèmes à bande étroite [23-25].

- Une très large bande de fréquence.
- Les fréquences basses du spectre sont importantes en communication, en radar et dans les applications médicales. Elles permettent aux ondes EM de pénétrer dans les matériaux, les sols, les tissus biologiques. Tandis que, les fréquences hautes du signal émis offrent à elles de bonnes résolutions pour ces applications [25].

- La propriété impulsionnelle est également intéressante en communication et dans les applications de localisation [26].

- Les dispositifs ULB sont de poids légers, de tailles réduites, de faibles couts.

- Utilisation d'une architecture ULB commune dans de nombreuses applications.

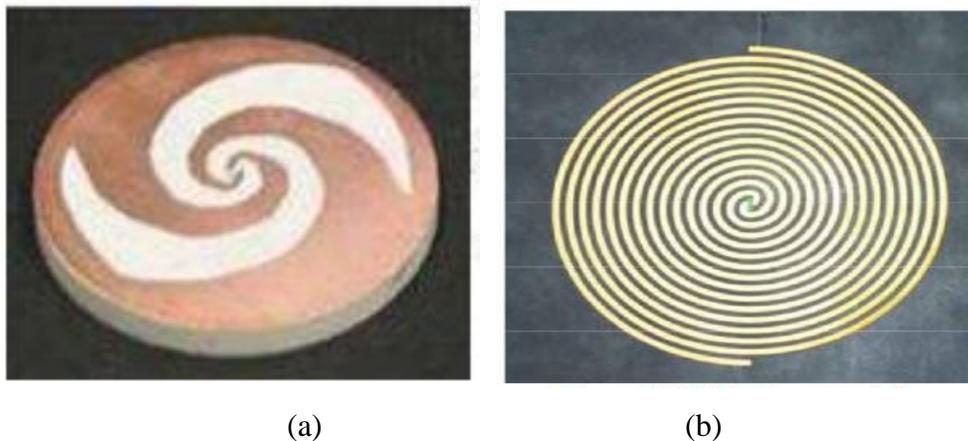
## II. 3. 6. Les antennes ULB

Le domaine des antennes ULB est largement étudié dans plusieurs travaux. Ce domaine est très vaste. Il a connu une variété importante de structure que l'on peut classer selon certaines propriétés telles que : les particularités géométriques, la spécificité du diagramme de rayonnement. Par conséquent, trois catégories principales de ces antennes vont être exposées brièvement dans les paragraphes suivants.

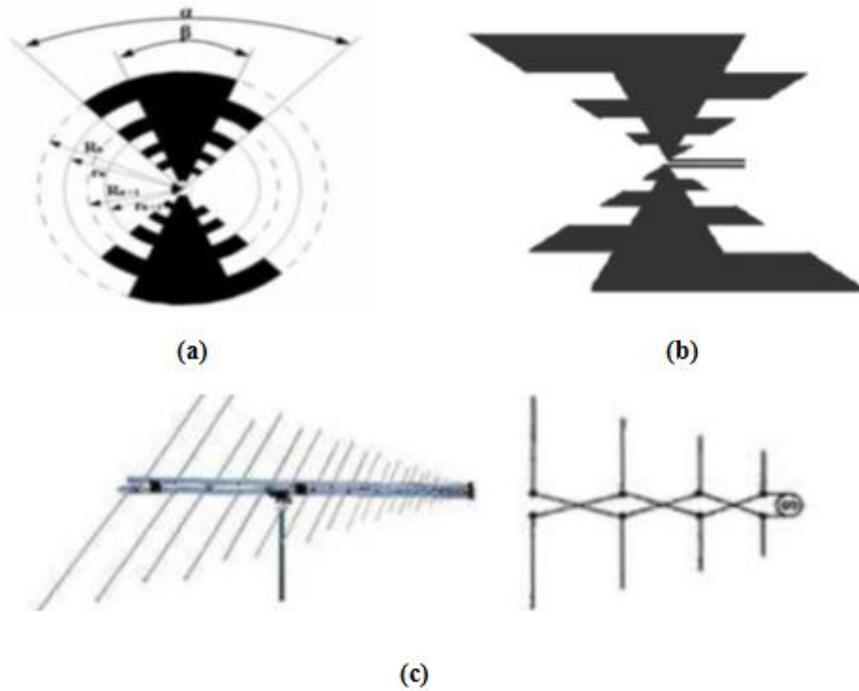
### II. 3. 6. 1. Les Antennes indépendantes de la fréquence

Ces antennes sont connues depuis longtemps. Définies par Rumsley et Dyson en 1957 [31], elles sont entièrement définies par leurs dimensions angulaires. Les performances en termes de diagramme de rayonnement et d'impédance d'entrée sont totalement indépendantes de la fréquence [30]. Il existe deux catégories :

- Les antennes spirales [32] telles que : les antennes spirales logarithmiques [33], les antennes à spirale d'Archimède [34].
- Les antennes log-périodiques [35] telles que : les antennes log périodiques de forme circulaire [36], les antennes log-périodiques de forme trapézoïdale [37], les antennes LPDA (log periodic dipole array) [38].



**Figure. II. 6.** Antennes spirales : (a) antenne spirale logarithmique [33], (b) antenne à spirale d'Archimède [34]

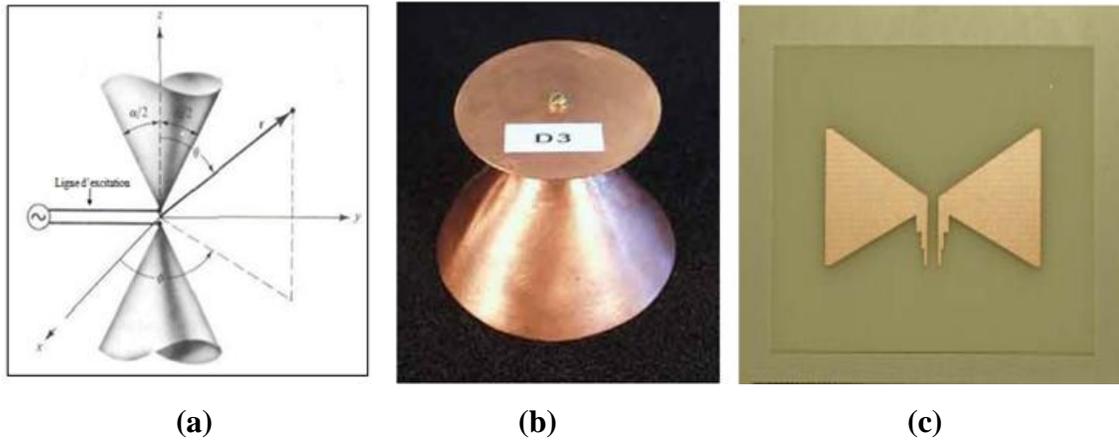


**Figure. II. 7.** Antennes log-périodiques : (a) antenne log périodique de forme circulaire [36], (b) antennes log-périodique de forme trapézoïdale [ 37], (c) antenne LPDA [38].

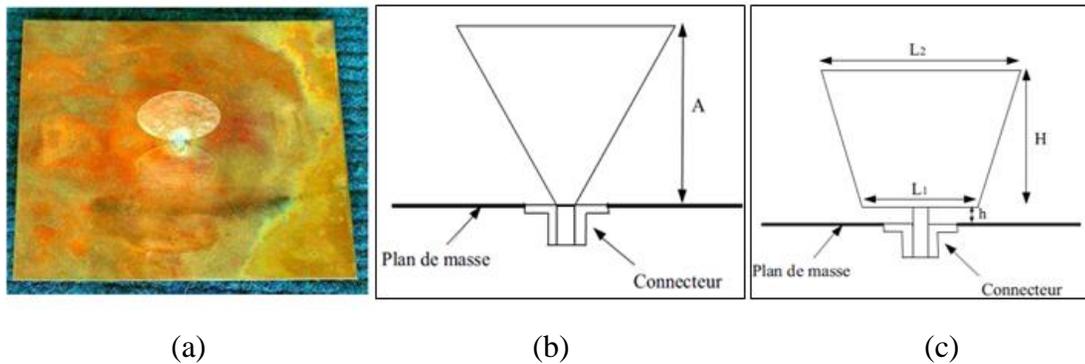
### II. 3. 6. 2. Les antennes omnidirectionnelles

Cette catégorie d'antennes ULB est la plus utilisée en télécommunications. Elles sont caractérisées principalement par un rayonnement omnidirectionnel et par la variation de leur bande passante qui augmente en fonction du diamètre et donc de la surface de leur cylindre rayonnant [25]. Plusieurs formes géométriques ont été conçues y compris : les formes évasées, coniques, rondes, elliptiques, triangulaires et rectangulaires. Ces antennes sont compactes et conservent les principes de dimensionnement des antennes monopôles et dipôles. Parmi ces antennes on peut citer :

- Antennes biconiques et ses dérivées telles que : l'antenne biconique [39], discône [40], papillon [39].
- Dipôles et monopoles électriques ultra large bande telles que le monopole : circulaire [24], elliptique [41], triangulaire [42], trapézoïdal [43].



**Figure II. 8.** Antennes biconiques : (a) antenne biconique [39], (b) antenne discône [40], antenne papillon [39].



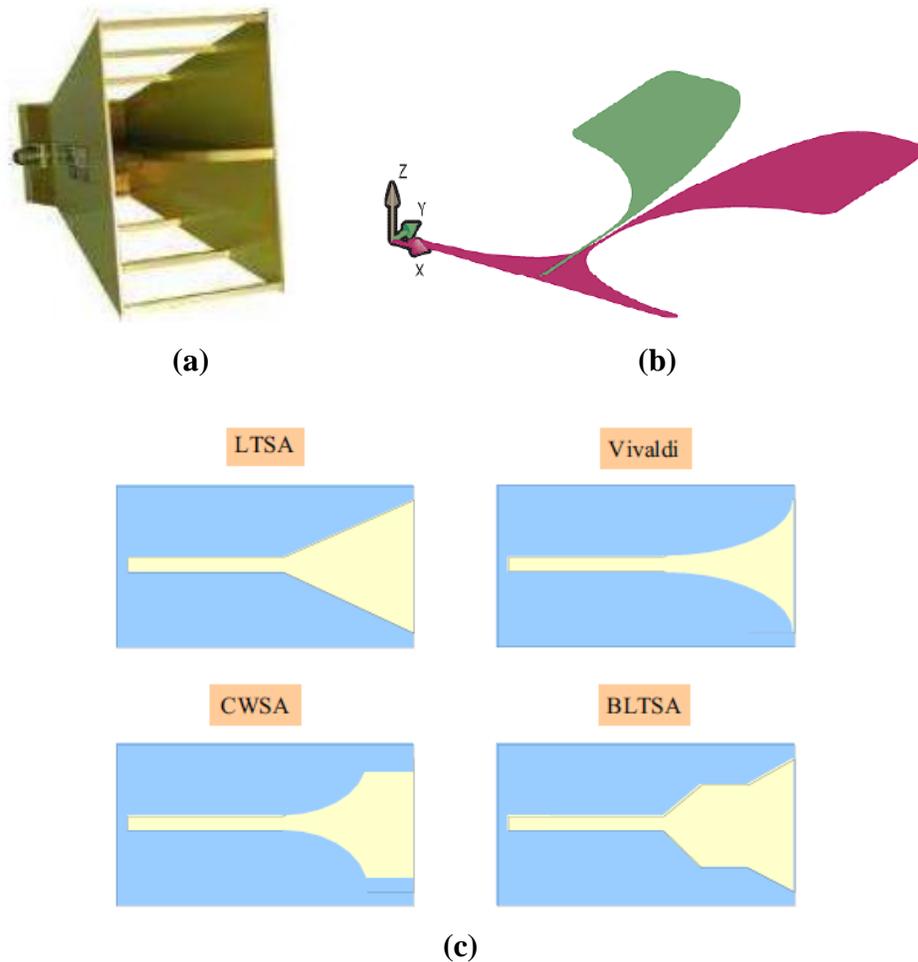
**Figure II. 9.** Monopoles ultra large bande: (a) le monopole circulaire [24], (b) le monopole triangulaire [42],(c) le monopole trapézoïdal [43].

### II. 3. 6. 3. Les antennes directives

Les antennes directives sont considérées comme des dispositifs de transition entre un guide d'onde (ou tout système d'alimentation) et l'espace libre [23].

Partant des lignes de transmission ayant une impédance caractéristique constante le long de la bande de fréquence, ces lignes s'élargissent pour adapter graduellement la structure à l'impédance de l'espace libre. Les bornes de ces antennes sont également optimisées pour rayonner efficacement les ondes guidées [23-25]. Parmi ces antennes on a :

- Antenne cornet qui est constituée d'un guide d'onde rectangulaire ou circulaire et d'une transition (adaptateur d'impédance) [44].
- Antenne à fente à transition progressive TSA (en anglais : Tapered Slot Antenna) : elles sont composées d'une ligne à fente s'élargissant suivant un profil, ce dernier peut prendre une de ces formes : profil linéaire (antenne LTSA), profil constant (antennes CWSA), profil linéaire par morceau (BLTSA) ou encore profil exponentiel (antenne Vivaldi).



**Figure II. 10.** Antennes directives : (a) antenne cornet, (b) antenne Vivaldi antipodal, (c) antennes TSA

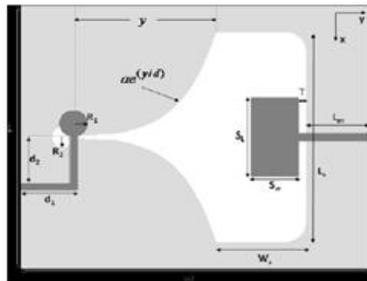
### II. 3.7. Les antennes à multi-polarisation

Dans le but de remplacer les antennes à une polarisation dans une même application, de nombreuses recherches ont été effectuées pour développer des antennes à

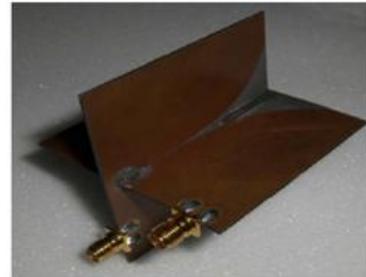
multi- polarisation. La technique de multi-polarisation est une des améliorations modernes qui a été largement étudiée ces dernières années [45-48] pour minimiser l'effet du phénomène de propagation multivoies, de surmonter le problème de l'interférence et par conséquence de maximiser la capacité des systèmes de communication [22].

En conservant les performances des antennes ULB, diverses structures à double polarisation ont été proposées, certaines d'entre elles sont caractérisées par :

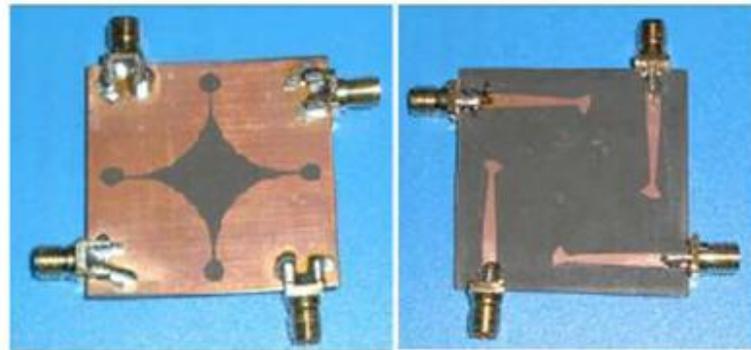
- Une combinaison des deux antennes dans le même substrat [49-50].
- Mettre deux antennes similaires orthogonales [51]
- Utilisation de quatre ports pour fabriquer une antenne à double polarisation [52-53].



(a)



(b)

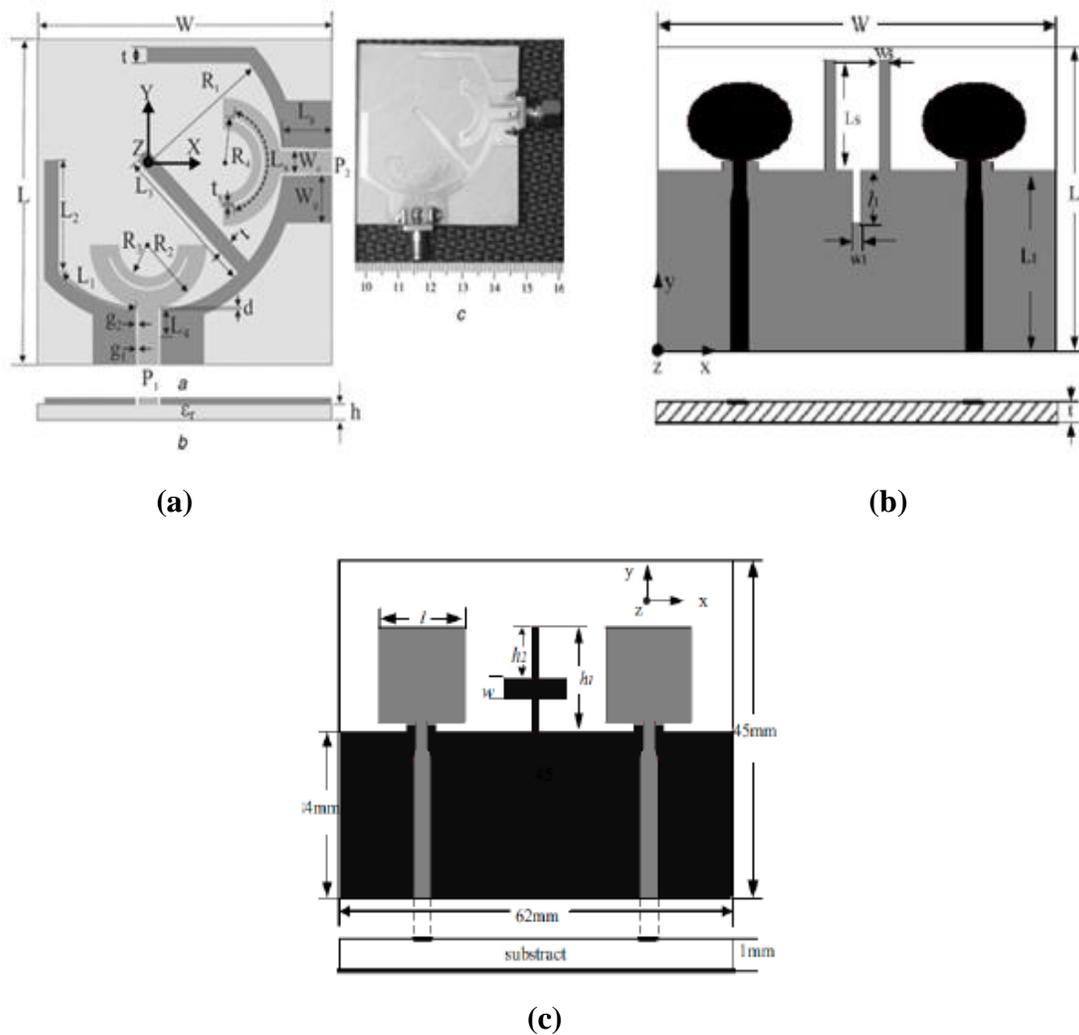


(c)

**Figure II. 11.** Quelques exemples des antennes ULB multi- polarisation :  
(a) antenne proposée à [50], (b) antenne proposée à [51], (c) antenne proposée à [52],

La réduction du couplage mutuelle entre les ports est un élément critique pour les antennes à double polarisation. Afin de maximiser le niveau d'isolation entre les ports de l'antenne, plusieurs techniques d'isolation ont été suggérées [54-56]:

- L'insertion d'un ruban métallique entre les deux éléments de rayonnement [54].
- L'insertion de deux rubans et une fente dans le plan de masse [55].
- L'insertion de deux rubans croisés [56].

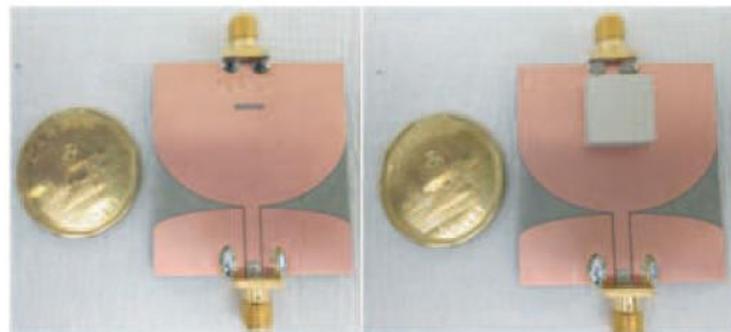


**Figure II. 12.** technique d'isolation : (a) antenne proposée en [54], (b) antenne proposée en [55], (c) antenne proposée en [56].

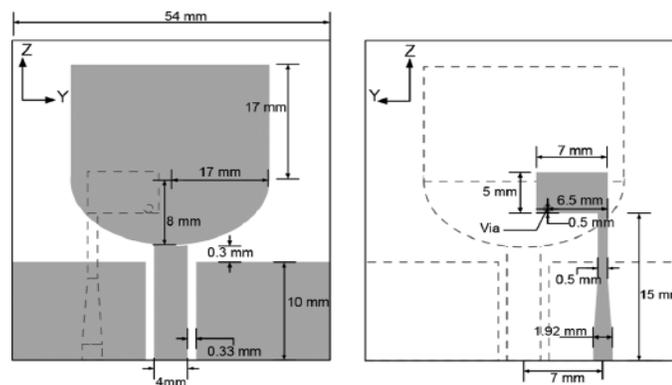
### II. 3. 8. Les antennes ULB intégrées

Le principe d'intégration de deux antennes différentes dans un même espace est une des innovations modernes qui améliore avec un grand succès les capacités des antennes. L'une de ces antennes est utilisée pour des applications ULB et l'autre est consacrée pour des applications à bande étroite ou multi-bande.

La mise en la lumière de cette technique est renforcée par plusieurs travaux [57-58]. Comme la technique de multi- polarisation, le niveau d'isolation est un des paramètres critique pour ses antennes. En effet, il diffère d'une application à une autre, par exemple, un coefficient de transmission  $S_{12}$  plus inférieur à -25 dB est suffisant pour des application médicale et celle de MIMO [22].



(a)



(b)

**Figure II. 13.** Exemples des antennes intégrées : (a) antenne proposée en [57], (b) antenne proposée en [58].

## **II. 4. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons rappelé les spécificités des antennes conformes y compris leurs domaines d'applications, leurs avantages et leurs inconvénients. Nous avons rappelé aussi les formes des antennes conformes les plus fameuses dans la littérature et spécifiquement la forme cylindrique. Dans le but d'étudier cette structure nous avons rappelé les concepts fondamentaux liés à la technologie ultra large bande (ULB) ainsi que les antennes ULB. A cet effet, il sera effectué dans les chapitres suivants la conception et la réalisation de nouvelles structures des antennes cylindriques pour des applications ULB.

## **Référence bibliographique**

- [1] D. D. Grieg, and H. F. Engelmann, "A new transmission technique for the kilomegacycle range," Proc. IRE, Vol. 40, pp. 1644 - 1650.
- [2] G. A. Deschamps, "Microstrip microwave antennas" 3rd USAF Simp. Antennas, Université de Illinois, Urbana, IL, 1953.
- [3] H. Gutton, and G. Baissinot, "Hat aerial for ultra high frequencies" French Patent no. 703113, 1955.
- [4] R. E. Munson, "Conformable microstrip antennas and microstrip phased arrays", IEEE. Transactions on Antennas and Propagation, January 1974.
- [5] L. Josefsson and P. Persson, "Conformal array antenna theory and design", Canada, John Wiley & Sons, 2006.
- [6] S. Silver, "Microwave antenna theory and design, " First Edition. Mowgraw- Hill Book Company, INC. USA. 1949.
- [7] E. Pointereau, "Etude d'antennes à bande interdite électromagnétique omnidirectionnelles en azimut," these de doctorat, Université de Limoges. France. 2007.
- [8] K. L. Wong, "Design of nonplanar microstrip antennas and transmission lines" Canada, John Wiley & Sons, 1999.
- [9] Y. T. Lo, D. Soloman, and W. F. Richards, "Theory and experiment on microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propugut., vol. 27, pp. 137-145, Mar. 1979.
- [10] H. Pues and A. Van de Capelle, "Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna," ZEE Proc., pt. H, vol. 131, pp. 334-340, Dec. 1984.
- [11] A. K. Bhattacharyya and R. Garg, "Generalised transmission line model for microstrip patches," ZEE Proc., pt. H., vol. 132, pp. 93-98, Apr. 1985.

- [12] K. L. Wong and S. T. Fang, "Cavity-model solutions of cylindrical triangular microstrip patch antennas," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 15, pp. 377-380, Aug. 20, 1997.
- [13] K. L. Wong, Y. H. Liu, and C. Y. Huang, "Generalized transmission line model for cylindrical rectangular microstrip antenna," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 7, pp. 729-732, Nov. 1994.
- [14] D. Khedrouche " " Modelisation des antennes microbandes par une analyse tridimensionnelle rigoureuse en utilisant une methode integrale," Thèse de doctorat es science. Département d'Electronique, Université de Constantine, Algérie, 2009.
- [15] Jean François Zürcher, Fred E. Gardiol, "Broadband patch antennas," Artech House, Inc. 1995.
- [16] R. E. Collin, "Foundations for microwave engineering second edition," Mc Graw-Hill, Inc. 1992.
- [17] W. Y. Tam and K. M. Luk, "Patch antennas on a spherical body," *ZEE Proc.*, pt. H, vol. 138, pp. 103-108, Feb. 1991.
- [18] H. T. Chen and K. L. Wong, "Analysis of probe-fed spherical-circular microstrip antennas using the cavity model theory," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 7, pp. 205-207, May 1994.
- [19] J. R. Descardecı and A. J. Giarola, "Microstrip antenna on a conical surface," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, pp. 460-463, Apr. 1992.
- [20] D. N. Meeks and P. F. Wahid, "Input impedance of a wraparound microstrip antenna on a conical surface," *IEEE AP-S International Symposium Digest*, pp. 676-679. 1996.
- [21] FCC, First Report and Order 02-48. February 2002.
- [22] R. Yahya, " " L'étude et la réalisation des antennes ultra large bande à double polarisation," Mémoire présenté pour l'obtention du grade de maitre es sciences en télécommunications, INRS-EMT. Québec.

[23] N. Fortino, “Conception et caractérisation d’antennes imprimées pour systèmes Ultra- Large- Bande impulsionnels”, Université Nice Sophia Antipolis, Français. 2006.

[24] J. Liang, “Antenna study and design for ultra wideband communication applications” Thèse de doctorat en philosophie. Département d’Electronique, Université de London. UK. 2006.

[25] L. Babour, “Etude et conception d’antennes ultra large bande miniaturisées en Impulsionnel”, Thèse de doctorat de l’institut polytechnique de Grenoble. Mai 2009.

[26] A. Chami, “Miniaturisation et intégration d’antennes imprimées pour systèmes communicants ULB pulsés”, Electromagnétisme. Université Nice Sophia Antipolis, France 2011.

[27] B. Allen, S.A. Ghorashi, M. Ghavarm, "A review of pulse design for impulse radio", IEE seminar on Ultra Wideband Communications Technologies and System Design, pp. 93-97, July 2004.

[28] J.T Conroy, J.L. LoCicero, D.R, Ucci, “Communication techniques using monopulse waveforms”, IEEE proceedings Military communications conference, Vol. 2, pp. 181-185, March 1999.

[29] M. Ghavani, L. B. Michael and R. Kohno, “Hermit Function Based Orthogonal pulses for UWB Communications”, Proc. Wireless Personal Multimedia conference 2001, Aalborg, Denmark, pp.437-440, Sept. 2001.

[30] A. C. Balanis, “Antenna Theory: Analysis and Design, third edition”, John Wiley Sons, Hoboken, New Jersey, Etats-Unis, 2005.

[31] V.H Ramsey, "Frequency independent antennas", IRE International Convention Record Vol. 5, pp. 114-118, March 1957.

[32] J. D Dyson, "The equiangular spiral antennas", *IRE on antennas and propagation*, pp. 181-187, 1959.

- [33] Y. Zhang, A.K. Brown, "Archimedean and equiangular slot spiral antennas for UWB communications", European Microwave conference, pp. 1578-1581, September 2006.
- [34] B. Rulf, G. A. Robertshaw, "Understanding antennas for radar, communications, and avionics," Van Nostrand Reinhold Company ed., pp. 231-268, 1987.
- [35] H D. Rumsley and E. I. Dyson, "Broadband Logarithmically periodic antenna structure," IRE International Convention Record, Vol. 5, Part 1, pp 119–128, 1957.
- [36] C. Ulysse, A. Meraj, A. Gaugue, C. Letrou, A. Kreisler, "Antenne planaire logpériodique très large bande (4 - 160 GHz)", 16è Colloque International Optique Hertzienne et Diélectrique, 2001.
- [37] Z. N. Chen, Y. W. M. Chia, "Impedance characteristics of trapezoidal planar monopole antennas," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 27, No. 2, pp. 120-122, 2000.
- [38] DE Isabell, "log periodic dipole Arrays", IRE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.8, No. 3, pp. 260-267, 1960.
- [39] A. C. Balanis, "Antenna Theory analysis and design", Second Edition, John Wiley and Sons, 1997.
- [40] N. P. Agrawall, G. Kumar, K.P. Ray, "New wideband monopole antennas", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol.1, pp. 248-251, 1997.
- [41] H.G. Schantz, "Planar elliptical element ultra wideband dipole antennas", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 3, pp. 44-47, 2002.
- [42] G. H. Brown, O. M. Woodward, "Experimentally determined radiation characteristics of conical and triangular antennas," RCA review, pp. 425-452, 1952.
- [43] Z. N. Chen, "Impedance characteristic of trapezoidal planar monopole antenna," Microwave and optical technology letters, Vol. 27, No. 2, 2000.
- [44] L. N. Brillouin, "Broad band antenna," U. S. Patent 2, pp. 454-766, 1948.

- [45] R. G. Vaughan, J. B. Andersen, "Antenna diversity in mobile communications," IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 36, No. 4, pp. 149-172. 1987.
- [46] S. K. Padhi., N. C. Karmakar. Sr., C. L. Law et S. Aditya, Sr. "A Dual Polarized Aperture Coupled Circular Patch Antenna Using a C-Shaped Coupling Slot, " IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 51, No. 12, pp. 3295-3298. 2003.
- [47] M. Barba, "A high-Isolation, Wideband and Dual-Linear Polarization Patch Antenna," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 56, No. 5, pp. 1472-1476. 2008.
- [48] C. H. Lee., S. Y. Chen and P. Hsu, "Isosceles Triangular Slot Antenna for Broadband Dual Polarization Applications," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 57, No. 10, pp. 3347-3351. 2009.
- [49] Y. Chun and Y. Cheng Lin, "A compact dual-polarized UWB antenna with high port isolation," IEEE Antennas and propagation Society International Symposium (APSURSI) 2010.
- [50] G. Adamiuk, T. Zwick and W. Wiesbeck, "Dual-orthogonal polarized Vivaldi Antenna for Ultra Wideband," 17th International conference on Microwaves, Radar and wireless Communications. MIKON 2008.
- [51] G. Adamiuk, J. Timmermann, W. Wiesbeck and T. Zwick, , "A novel concept of dual-orthogonal polarized ultra wideband antenna for medical applications," 3rd European conference on Antennas and propagation EuCAP 2009, pp. 1860-1863. 2009.
- [52] G. Adamiuk, W. Wiesbeck and T. Zwick, "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.
- [53] F. Zhou, Z. Qian., T. Liu, J. Han and C. Peng, "Design of diversity Antenna for ultra wideband applications," IEEE International Conference on Ultra-wideband, Vol. 1, pp. 1-4. 2010.

[54] P. Bybi, A. Gijo, T. A. Denidni, “Uniplanar polarisation diversity antenna for ultra-wideband systems,” IET Microw. Antennas Propag., Vol. 7, No. 10, pp. 851-857, 2012.

[55] Y. Cheng, W. J Lu, W. Cao and Y. Li, “Printed diversity antenna with cross shape stub for ultra-wideband applications,” 11th IEEE Singapore International conference on Communication systems ICCS 2008.

[56] A. Daviu., E. Gallo., M, C. Fabrés., M. F. Bataller, “ Novel ultrawideband antenna for diversity applications,” IEEE Antennas and propagation Society International Symposium 2009.

[57] I. Messaoudene, T. A. Denidni and A. Benghalia, “Experimental investigations of ultra-wide- band antenna integrated with dielectric resonator antenna for cognitive radio applications,” PIER C? Vol. 45, pp. 33-42, 2013.

[58] E. Ebrahimi, J. R. Kelly, P. S. Hall, “Integrated Wide-Narrowband Antenna for Multi-Standard Radio, ” IEEE Transactions on Antenna and Propagation, Vol. 59, No. 7, pp. 2628- 2635, 2011.

*Chapitre III* \_\_\_\_\_

**Conception et réalisation d'une  
antenne ULB cylindrique intégrée  
avec une antenne à bande étroite**

*intégrée avec une antenne à bande étroite***III. 1. Introduction**

Au cours des dernières années, une des plus importantes innovations dans la technologie des antennes modernes est l'incorporation de deux antennes dans un même espace limité: la première antenne a une bande ultra-large pour une détection de spectre dynamique, et la seconde est une antenne à bande étroite pour la transmission.

Cette conception a attiré beaucoup d'attention, et de nombreuses études également ont été rapportées dans la littérature [1- 7]. La plupart de ces travaux sont montés sur des substrats plans, et principalement proposés pour les systèmes radar, l'imagerie médicale à micro-ondes, les applications de radio cognitive et les systèmes de détection d'arme [8- 9]. D'autre part, certaines applications nécessitent des formes non planes, et donc, les antennes utilisées dans ce cas, doivent avoir des caractéristiques supplémentaires telles que: un faible poids, une épaisseur du substrat mince, et surtout une flexibilité pour se conformer à des surfaces non planes [10]. Cependant, plusieurs travaux ont été rapportés sur les antennes adaptées aux surfaces courbées, parmi celles-ci, les antennes cylindriques sont les plus étudiées et par conséquent les plus populaires [11- 15].

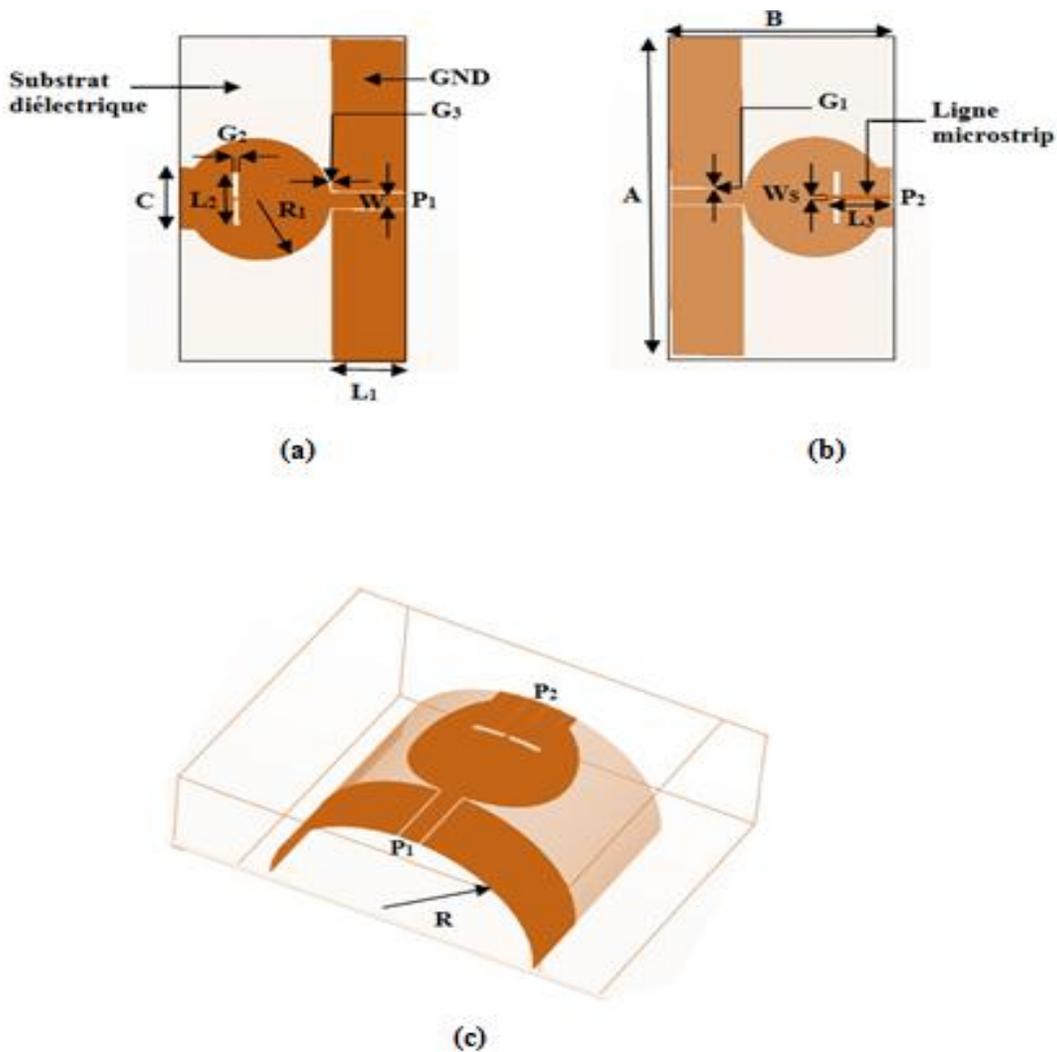
Dans ce chapitre, on propose une nouvelle structure cylindrique qui intègre deux parties d'antenne sur le même substrat: une antenne ULB alimentée par un guide d'onde coplanaire (CPW) à partir du port 1 couvrant une bande de 2.12 GHz à 12 GHz et une antenne à bande étroite excitée par l'intermédiaire d'une ligne microruban à partir du Port 2 pour fonctionner autour de la fréquence 5.8 GHz. Les deux antennes sont adaptées à la courbure du support cylindrique. Les caractéristiques électromagnétiques de la structure proposée en termes de paramètres S, de diagrammes de rayonnement et de gains sont présentées et comparées.

**III. 2. Géométrie de la structure proposée.**

La figure III. 1. montre la configuration de l'antenne proposée. Cette structure se compose de deux antennes intégrées avec deux ports: la première est une antenne ULB qui se compose d'un disque monopôle circulaire associé à un patch rectangulaire qui forme le plan de masse, excitée par l'intermédiaire du port 1 d'une ligne de transmission CPW à 50Ω.

intégrée avec une antenne à bande étroite

Comme illustré sur la figure III. 1. (a). La seconde est une antenne à fente rectangulaire excitée à partir du Port 2 à travers une ligne microruban à  $50\Omega$  imprimée sur la face arrière du substrat, comme il est représenté sur la figure III. 1. (b). Les deux antennes sont imprimées sur un substrat flexible Rogers RO3003 avec une permittivité relative  $\epsilon_r=3$ , une épaisseur  $h=0.254$  mm et une tangente de perte de 0.0013. L'antenne est courbée sur un support demi cylindrique de type Styrofoam ( $\epsilon_{rs}= 1.03$ ) avec un rayon  $R= 20$  mm, comme il est illustré dans la figure III. 1. (c).

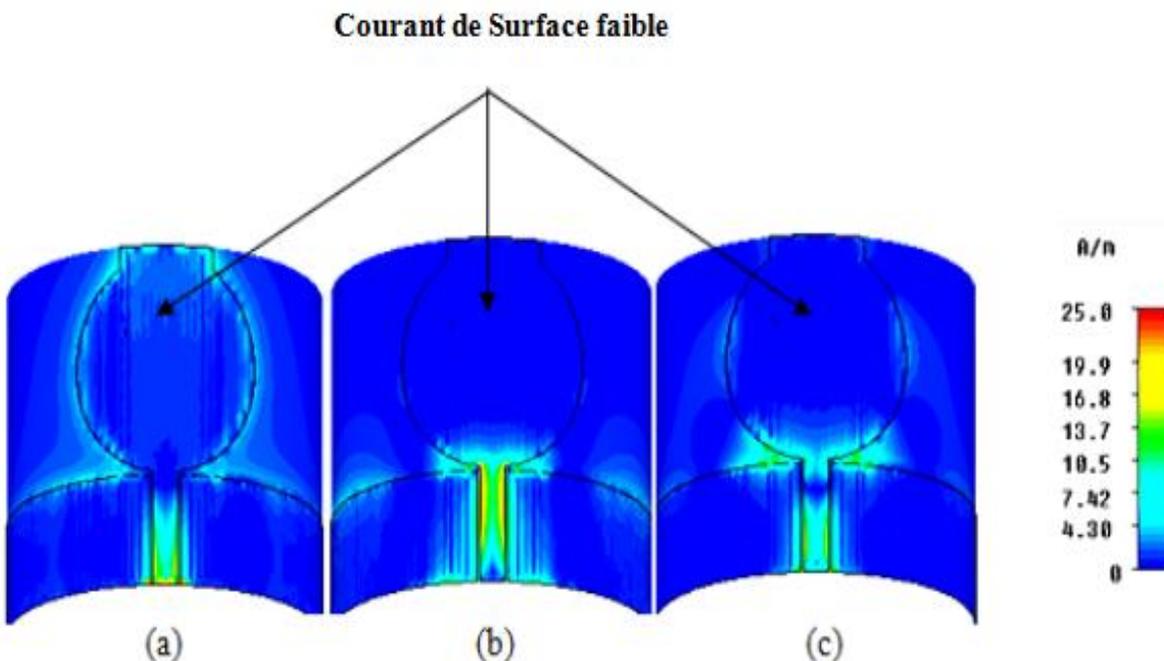


**Figure III. 1.** Géométrie de la structure proposée : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous, (c) la forme cylindrique.

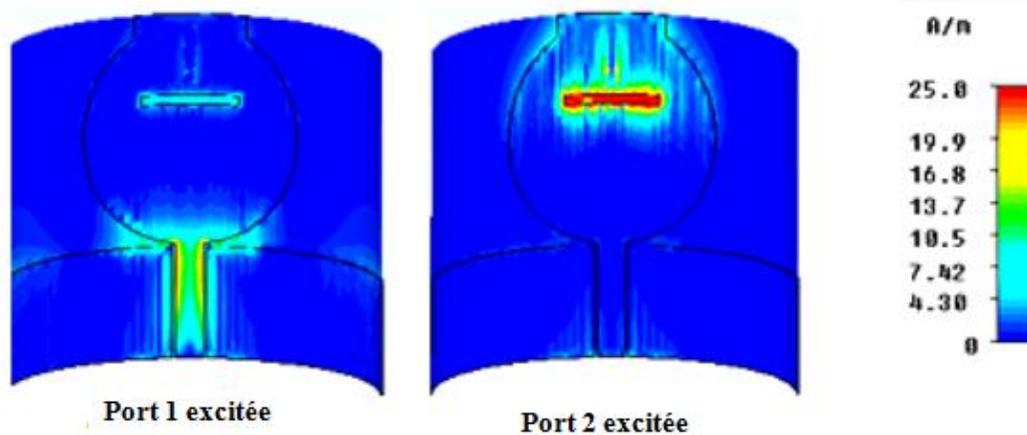
intégrée avec une antenne à bande étroite

Lors de l'intégration de multiples antennes dans un même espace, le défi le plus important est de réduire le couplage mutuel entre les deux ports de ces antennes. A cet effet, pour étudier le principe de l'isolement, une analyse de distribution de courant de surface est utilisée. La figure III. 2 représente la simulation de distribution de courant surfacique de l'antenne ULB sans l'intégration de la fente rectangulaire aux fréquences 3,5 GHz, 6.5GHz, et 9,5 GHz respectivement. A partir de cette figure, on peut observer clairement que la densité de courant surfacique sur l'extrémité du disque circulaire est très faible, ce qui permet d'utiliser cette zone pour l'intégration d'une deuxième antenne.

La figure III. 3 montre que la distribution de courant de surface à la fréquence 5.8 GHz des deux antennes intégrées lorsque le port 1 est excité et Port 2 terminé avec 50Ω et vice versa, sont très faibles, ce qui conduit à une intégration efficace des deux antennes avec une bonne isolation.



**Figure III. 2.** la distribution de courant de surface de l'antenne ULB sans l'intégration de l'antenne à bande étroite pour les fréquences : (a) 3.5 GHz, (b) 6.5 GHz et (c) 9.5 GHz.

intégrée avec une antenne à bande étroite

**Figure III. 3.** la distribution de courant de surface sur l'antenne proposée ULB/NB à la fréquence 5.8 GHz.

### III. 3. Etude paramétrique

L'objectif principal de cette étude est de développer des caractéristiques d'une antenne flexible qui intègre deux types différents d'antenne dans un même espace pouvant être compatible à des surfaces non planes. Certaines exigences telles que la bande passante, une bonne adaptation d'impédance et une isolation efficace entre les ports de l'antenne doivent être atteintes. Pour cette raison, les effets de différents paramètres sur les performances de l'antenne sont étudiés en utilisant le logiciel CST.

Cette étude a été effectuée en agissant d'abord pour l'antenne ULB sur le rayon du patch circulaire  $R_1$ , la hauteur entre le disque monopole et le plan de masse  $G_3$  et le rayon du cylindre  $R$ . Pour l'antenne à bande étroite, l'étude est effectuée sur la longueur de la fente rayonnante  $L_2$  et sa largeur  $G_2$ .

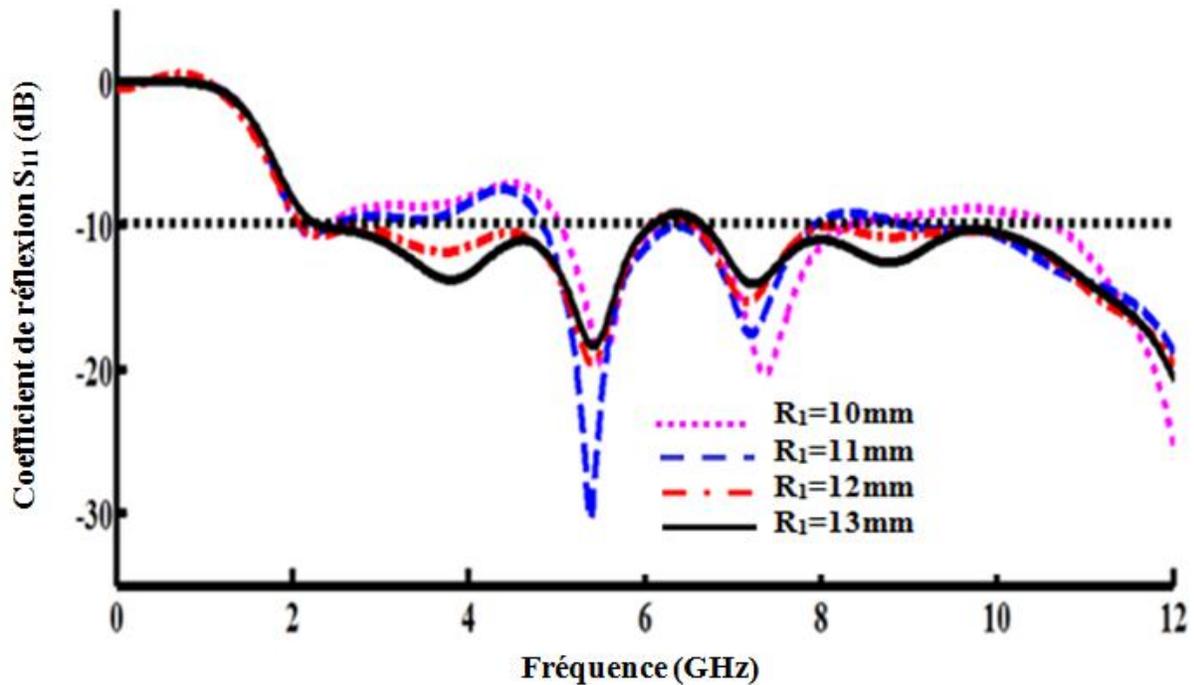
Les valeurs optimales des paramètres de l'antenne qui donnent les meilleures performances sont résumées dans le tableau III. 1.

intégrée avec une antenne à bande étroite**Tableau III. 1.** Dimensions optimisées finales de la structure proposée.

Paramètre	Valeur (mm)
A	63.6
B	37
$L_1$	12
$L_2$	10.4
$L_3$	10
$G_1$	0.2
$G_2$	1
$G_3$	0.2
R	20
$R_1$	12
$W_s$	0.64
W	3

intégrée avec une antenne à bande étroite**III. 3. 1. Effet du rayon du disque circulaire**

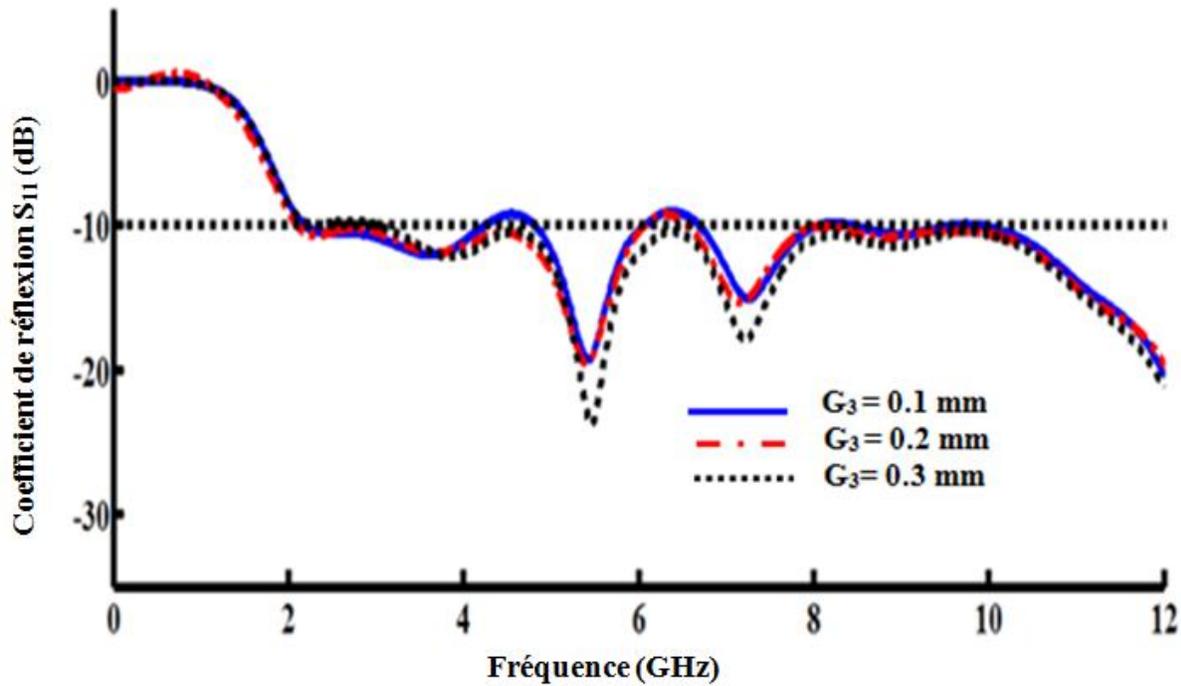
L'effet du rayon du disque circulaire sur le coefficient de réflexion est montré dans la figure III. 4, à partir de cette figure on peut voir que plus le rayon du patch circulaire est grand plus la bande passante est élargie. La valeur optimale de ce paramètre est  $R_1 = 12\text{mm}$ .



**Figure III. 4.** Variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet du rayon du disque circulaire.

**III. 3. 2. Effet de l'espacement entre le plan de masse et le patch circulaire.**

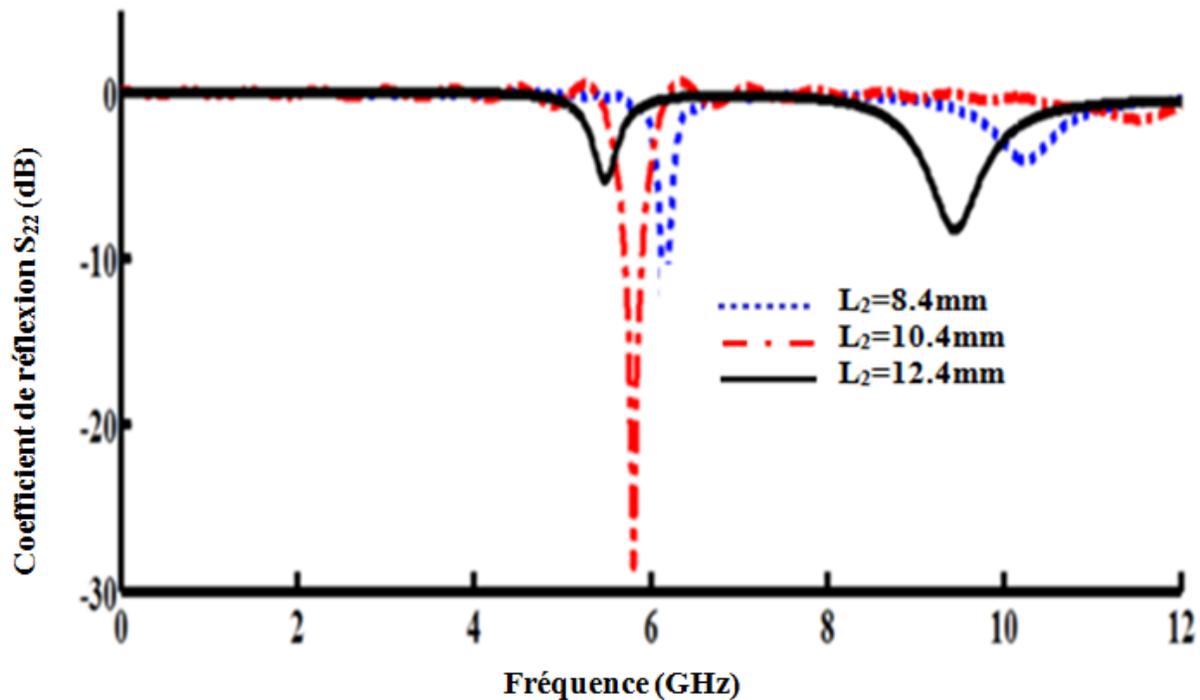
La figure III. 5, présente les variations du paramètre  $S_{11}$  pour des différentes valeurs de la hauteur entre le disque circulaire et le plan de masse, d'après ces courbes, on remarque que la bande de fréquence opérationnelle varie sensiblement pour des légères modifications des valeurs de ce paramètre. La valeur optimale de cet espacement est égal à  $0.2\text{mm}$ .

intégrée avec une antenne à bande étroite

**Figure III. 5.** Variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de l'espacement entre le plan de masse et le disque circulaire

### III. 3. 3. Effet de la longueur de la fente rayonnante

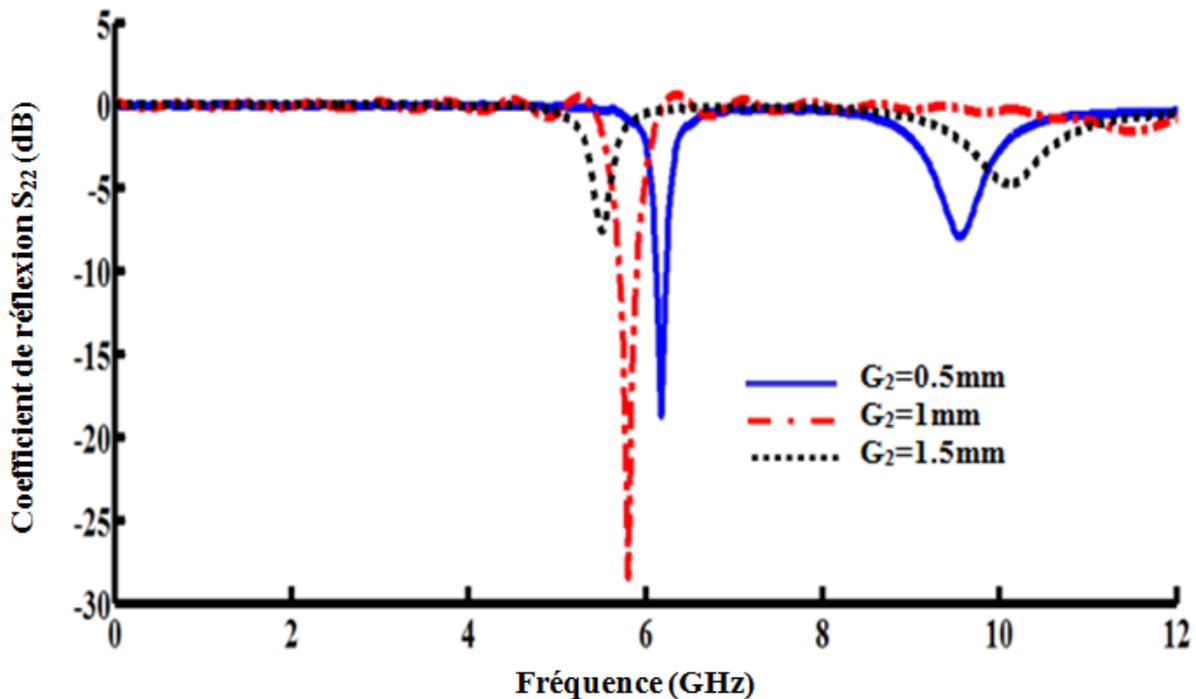
L'influence de la longueur de la fente rayonnante sur les performances de l'antenne à bande étroite est tracée dans la figure III. 6. Comme il est observé dans cette figure, la diminution des valeurs de  $L_2$  crée une légère croissance de la fréquence de résonance de l'antenne à bande étroite. De plus, le paramètre de réflexion devient faible. Alors que, pour des valeurs élevées, la fréquence de résonance diminue légèrement avec une très faible réflexion. Par conséquent, la longueur de la fente optimisée utilisée est  $L_2 = 10.4$  mm.

intégrée avec une antenne à bande étroite

**Figure III. 6.** Variation du coefficient de réflexion  $S_{22}$  en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la longueur de la fente rayonnante

### III. 3. 4. Effet de la largeur de la fente rayonnante

La figure III.7, illustre l'effet de la largeur de la fente rayonnante  $G_2$  sur les performances de l'antenne à bande étroite. De cette figure, on peut conclure que la diminution de ce paramètre fait augmenter légèrement la fréquence de résonance et le coefficient  $S_{22}$  devient faible ce qui est remarqué aussi pour des valeurs élevées mais avec une diminution légère de la fréquence de résonance. La valeur optimale de ce paramètre utilisé est égale à 1mm.

intégrée avec une antenne à bande étroite

**Figure III. 7.** Variation du coefficient de réflexion  $S_{22}$  en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la largeur de la fente rayonnante

### III. 3. 5. Effet du rayon du cylindre

L'influence du rayon du substrat cylindrique  $R$  sur les paramètres de réflexion de l'antenne proposée est représentée dans les figures III. 8 et III. 9. Comme il est montré sur la figure III. 8, la variation de ce paramètre autour de sa valeur optimum (20mm) fait diminuer la largeur de la bande ULB alors que la fréquence de résonance est légèrement augmentée avec la diminution des valeurs de rayon ceci est bien illustrée dans la figure III. 9. Le rayon du cylindre a une influence modeste sur les performances de l'antenne proposée et sa valeur optimisée est égale à 20mm.

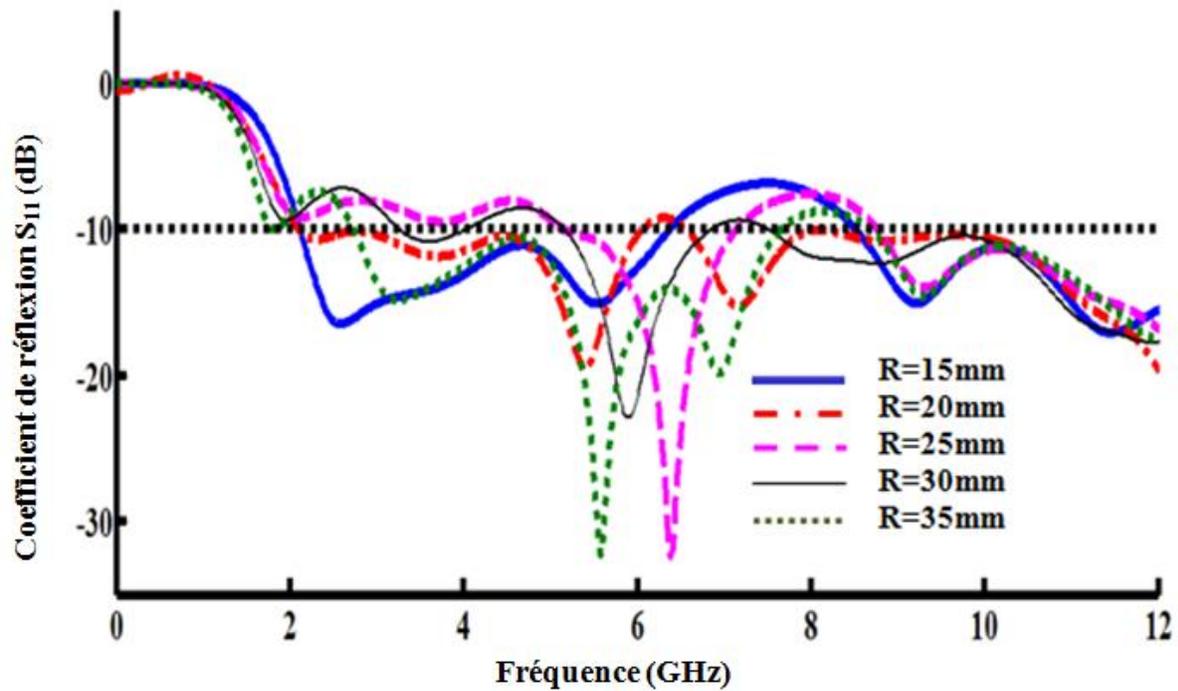
intégrée avec une antenne à bande étroite

Figure III. 8. Variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de rayon du substrat cylindrique.

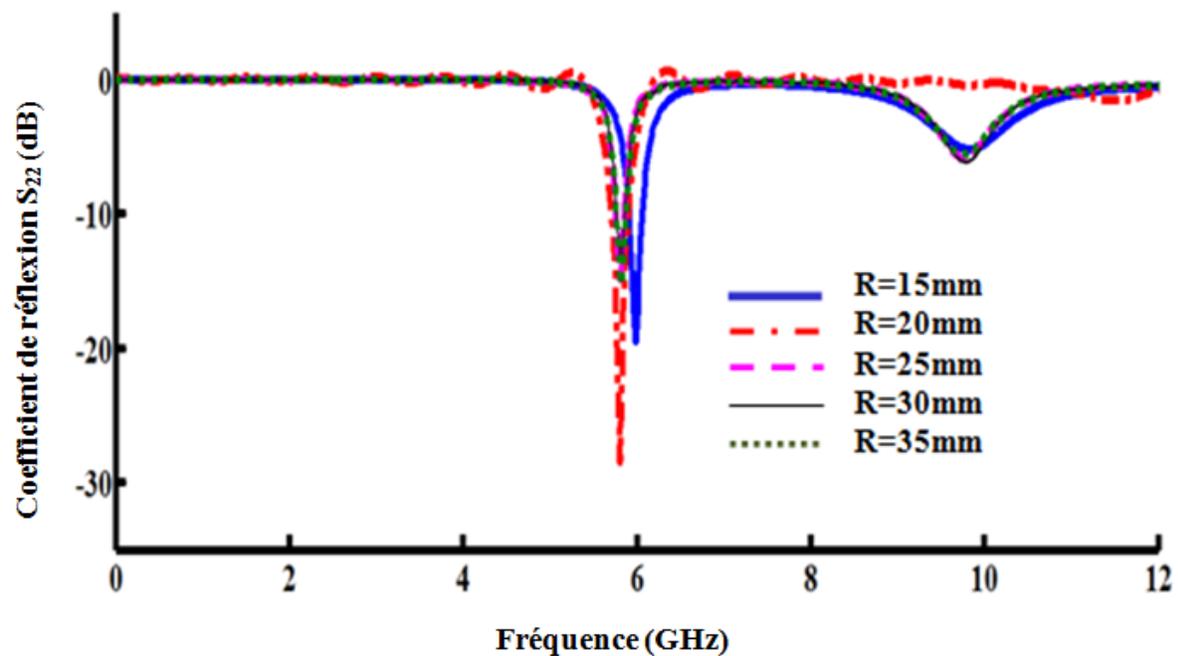
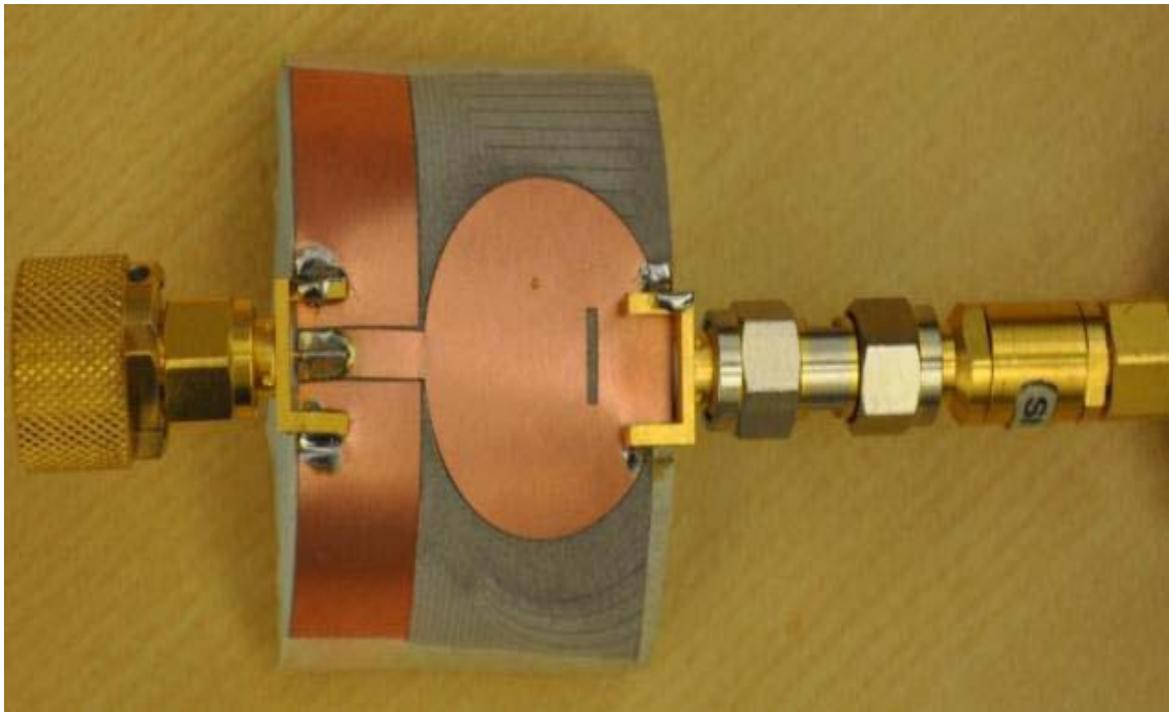


Figure III. 9. Variation du coefficient de réflexion  $S_{22}$  en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de rayon du substrat cylindrique.

### **III. 4. Résultats et discussions**

La simulation a été réalisée à l'aide du simulateur électromagnétique commercial le CST Microwave Studio qui est basé sur la technique d'intégration finie dans le domaine temporel (FIT). Pour valider les résultats de simulation, un prototype expérimental de l'antenne proposée est fabriqué comme le montre la figure III. 10. Les paramètres S et les caractéristiques de rayonnement sont respectivement mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau Agilent 8722ES et une chambre anéchoïde (la simulation et la réalisation sont effectuées au sein du laboratoire RF de l'institut national de la recherche scientifique INRS, Canada).

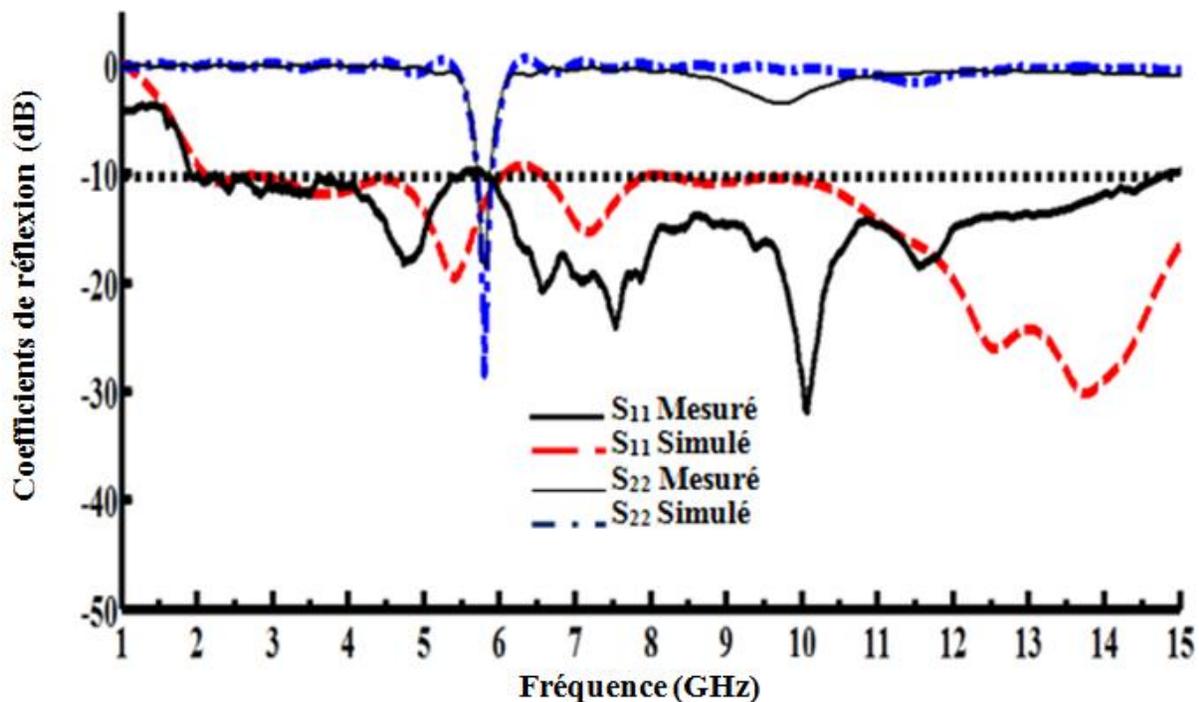


**Figure III. 10.** Prototype de l'antenne proposée.

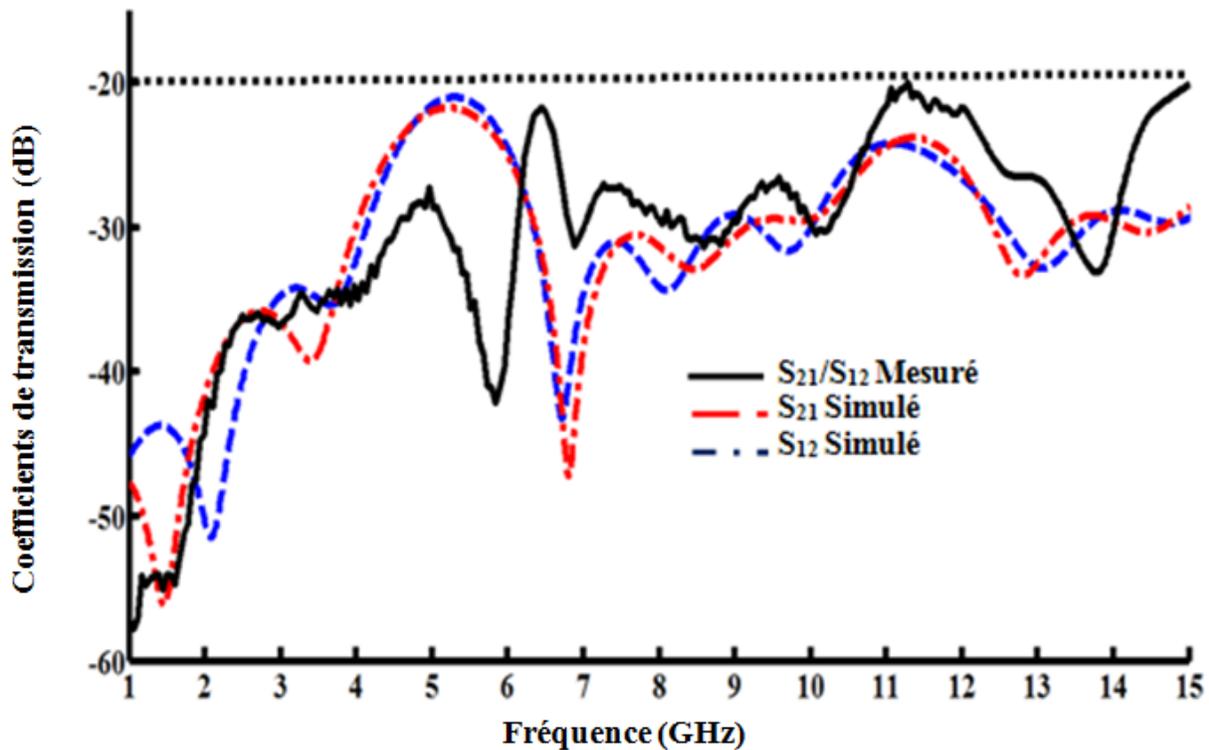
intégrée avec une antenne à bande étroite**III. 4. 1. Les coefficients de réflexions S**

La figure III.11 présente les résultats de simulation et de mesure des paramètres de réflexion de l'antenne proposée (ULB/NB) en fonction de la fréquence.

A partir de ces graphes, on peut observer clairement que les résultats mesurés de l'antenne à large bande présentent une bande passante de 2 GHz à plus de 12 GHz pour un coefficient de réflexion  $S_{11}$  inférieur à -10 dB, et de 2.12 GHz à plus de 12 GHz pour les résultats de simulation, ce qui est suffisant pour couvrir les applications ULB fonctionnant dans la bande 3.1 à 10.6 GHz. de plus, la fente rayonnante fonctionne autour de 5.8 GHz et fournit une bande passante entre 5.7 GHz et 5.9 GHz pour un coefficient de réflexion  $S_{22}$  inférieur à -10 dB, ce qui est adéquat pour les communications WLAN.



**Figure III. 11.** Les coefficients de réflexion de l'antenne proposée en fonction de la fréquence.

intégrée avec une antenne à bande étroite

**Figure III. 12.** Les coefficients de transmission de l'antenne proposée en fonction de la fréquence.

A partir de la figure III. 12, on peut voir que les coefficients de transmission ( $S_{12}/S_{21}$ ) et qui représentent la quantité du couplage mutuel entre les deux ports de l'antenne étudiée, sont inférieurs à -20 dB dans toute la bande opérationnelle finale pour les deux résultats obtenus par la simulation et également pour celles de la mesure. Ces résultats assurent une bonne isolation entre les deux ports d'antenne ce qui conduit à une intégration efficace.

Les résultats des paramètres S mesurés et simulés sont en accord raisonnable. Cependant, la faible différence est principalement causée par l'imperfection de la fabrication et le câble RF de l'analyseur de réseau, ce qui affecte légèrement les mesures de cette antenne.

*intégrée avec une antenne à bande étroite***III. 4. 2. Les diagrammes de rayonnement, gains et efficacité.**

Les diagrammes de rayonnement ont été mesurés et simulés à des fréquences sélectionnées pour évaluer le comportement de l'antenne à travers la bande de fonctionnement.

Les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés de l'antenne à large bande sont représentés dans les figures III. 13, III. 14 et III. 15 dans les deux principaux plans (E et H) aux fréquences 3.5 GHz, 6.5 GHz et 9.5 GHz respectivement. Alors que, la figure III. 16 montre les diagrammes de rayonnement à 5.8 GHz pour la fente rectangulaire.

A partir de ces figures, Il peut être observé que les diagrammes de rayonnement du disque circulaire mesurés dans le plan H sont stables à travers toute la bande de fréquence avec des diagrammes omnidirectionnels dans des régions à basses fréquences, alors qu'il y a une légère distorsion dans des régions des fréquences élevées causée par les effets des modes d'ordre supérieure.

Dans le plan E, on peut dire que l'antenne patch comporte des diagrammes de rayonnement presque omnidirectionnels dans toute la bande de fréquence de résonance.

Les diagrammes de rayonnement présentés par l'antenne à bande étroite sont similaires à ceux de l'antenne à large bande.

Les gains de l'antenne à large bande simulés et mesurés en fonction de la fréquence sont également présentés dans la figure III. 17, à partir de ce graphe, on peut constater que le gain de l'antenne ULB varie de 1.298 dB à 4.997 dB pour les résultats de mesure et de 2.108 dB à 5.707 dB pour les résultats de simulation.

Les résultats mesurés en termes de diagramme de rayonnement en champ lointain et de gain sont en bon accord avec ceux des simulations.

intégrée avec une antenne à bande étroite

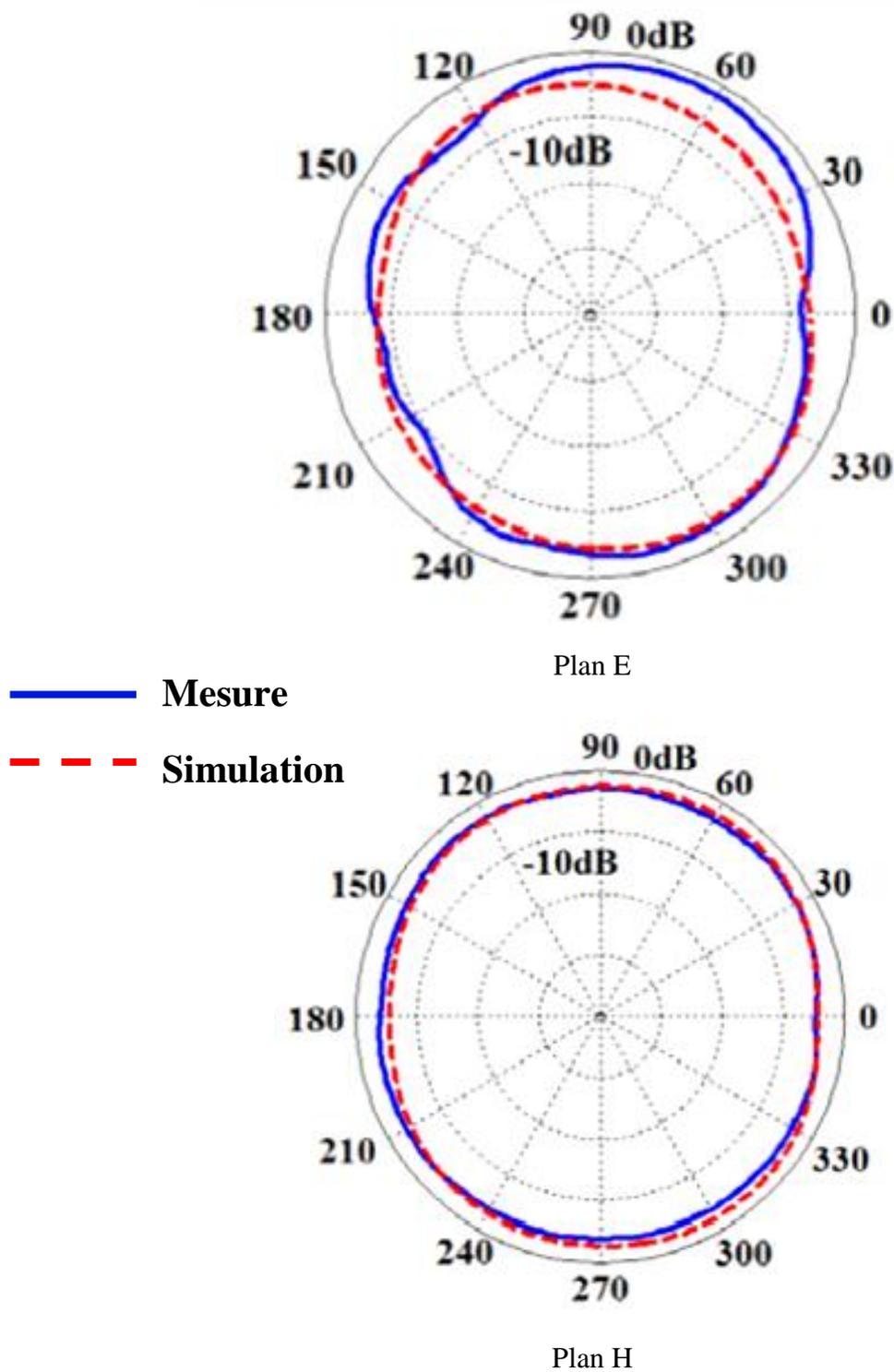
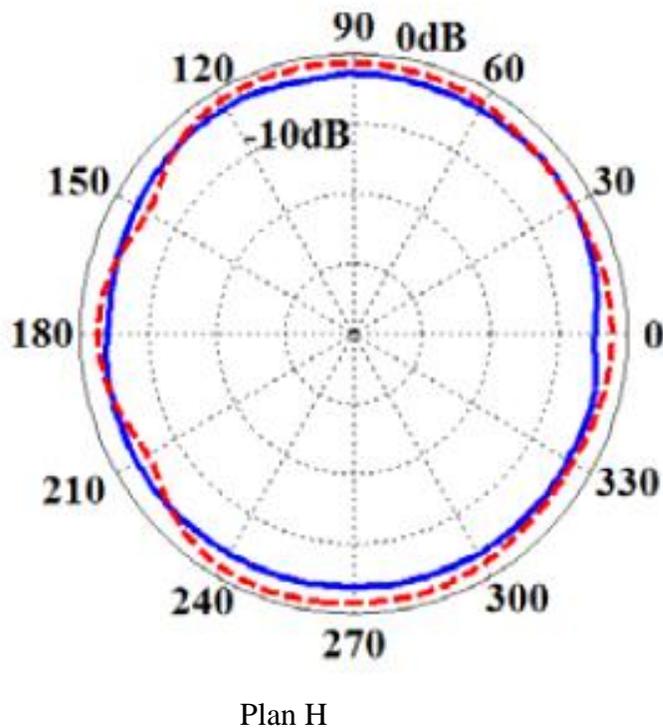
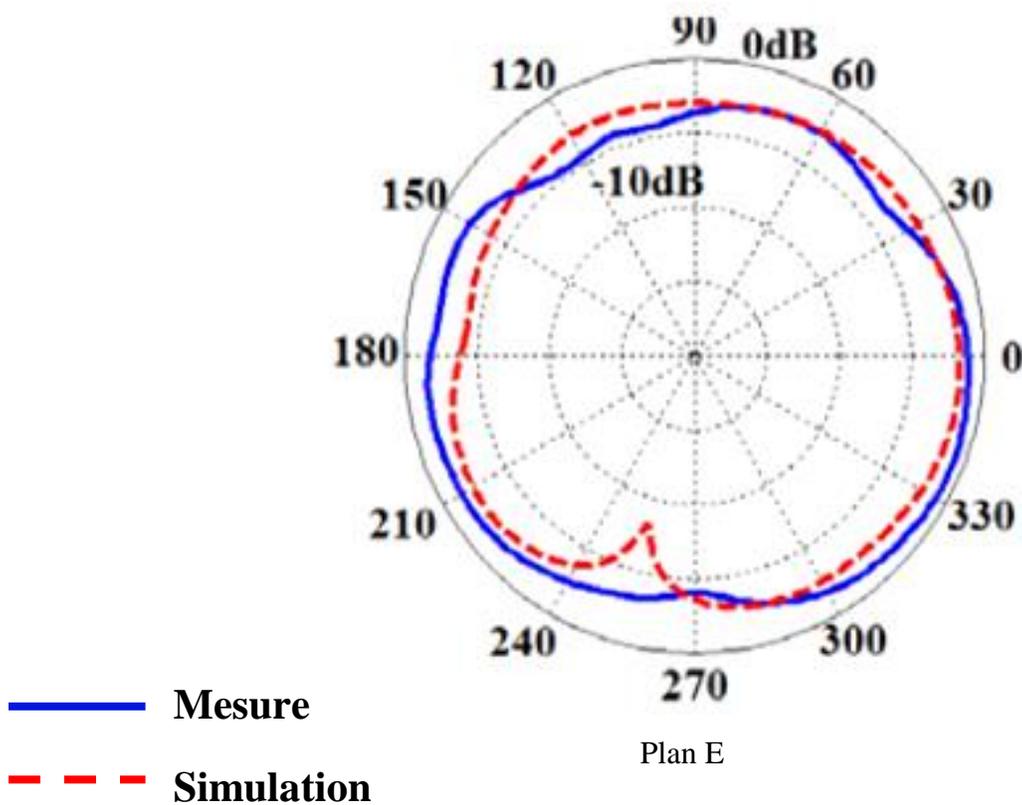


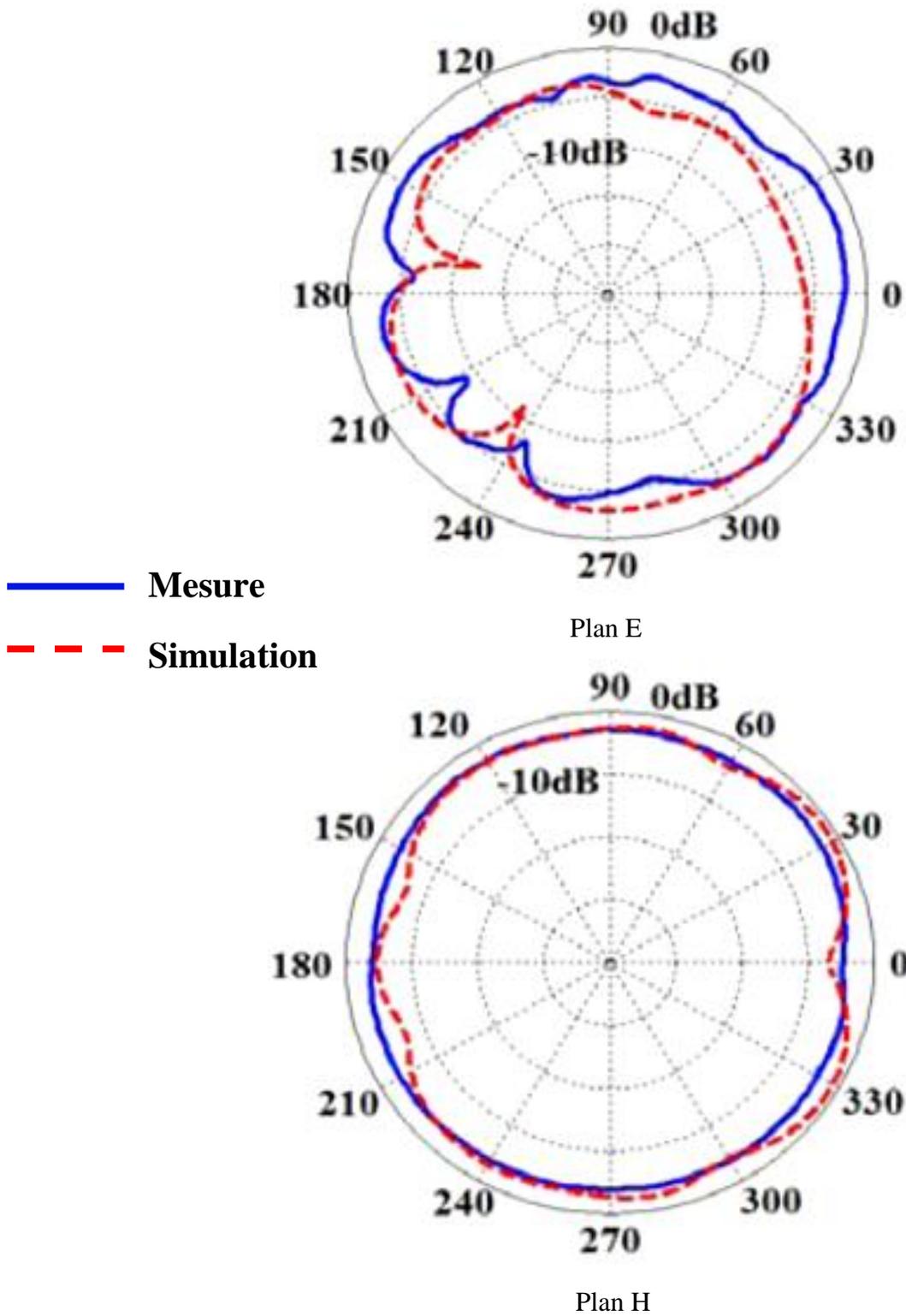
Figure III. 13. Diagramme de rayonnement de l'antenne ULB à 3.5 GHz

intégrée avec une antenne à bande étroite



**Figure III. 14.** Diagramme de rayonnement de l'antenne ULB à 6.5 GHz

intégrée avec une antenne à bande étroite



**Figure III. 15.** Diagramme de rayonnement de l'antenne ULB à 9.5 GHz

intégrée avec une antenne à bande étroite

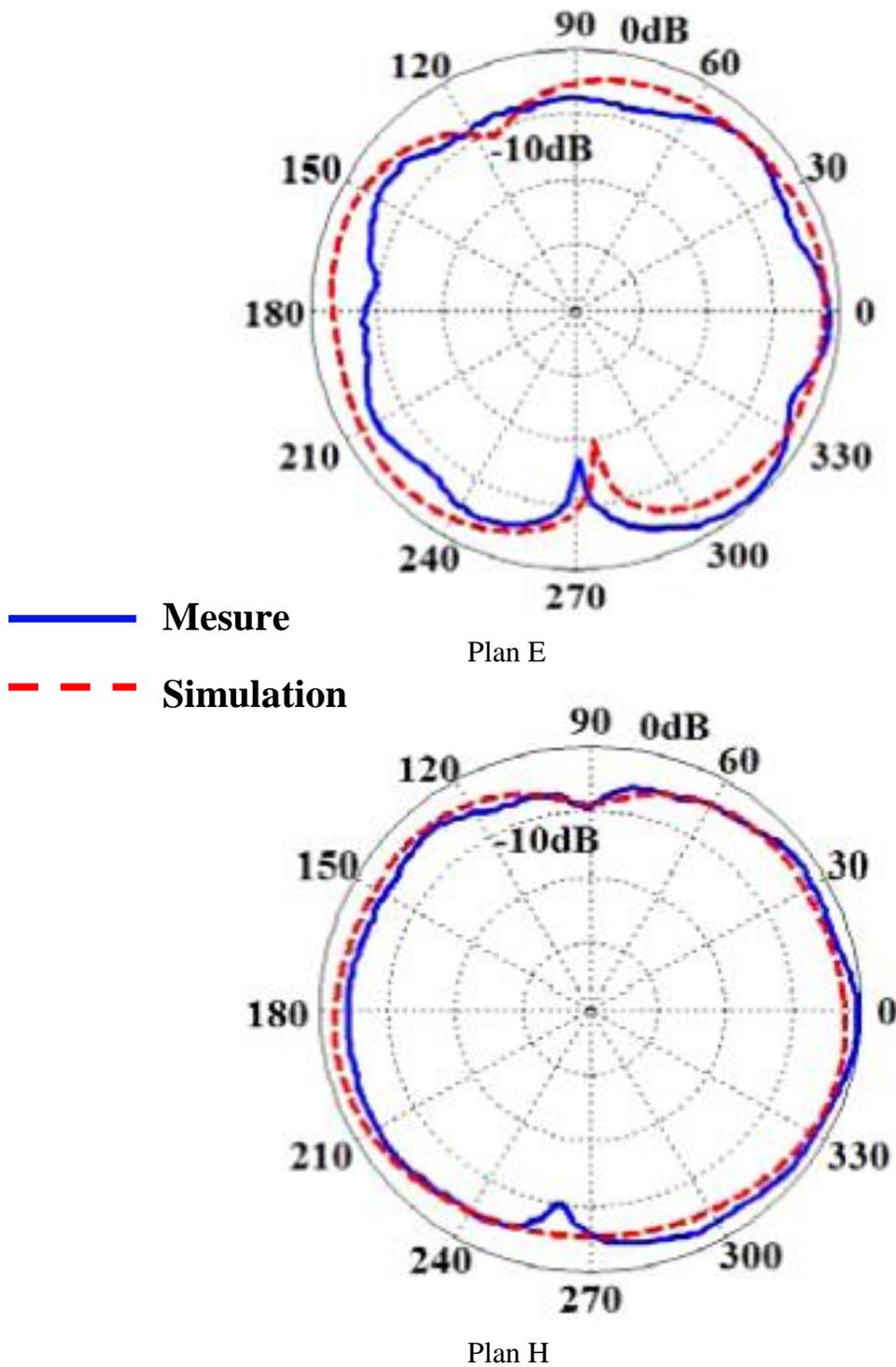
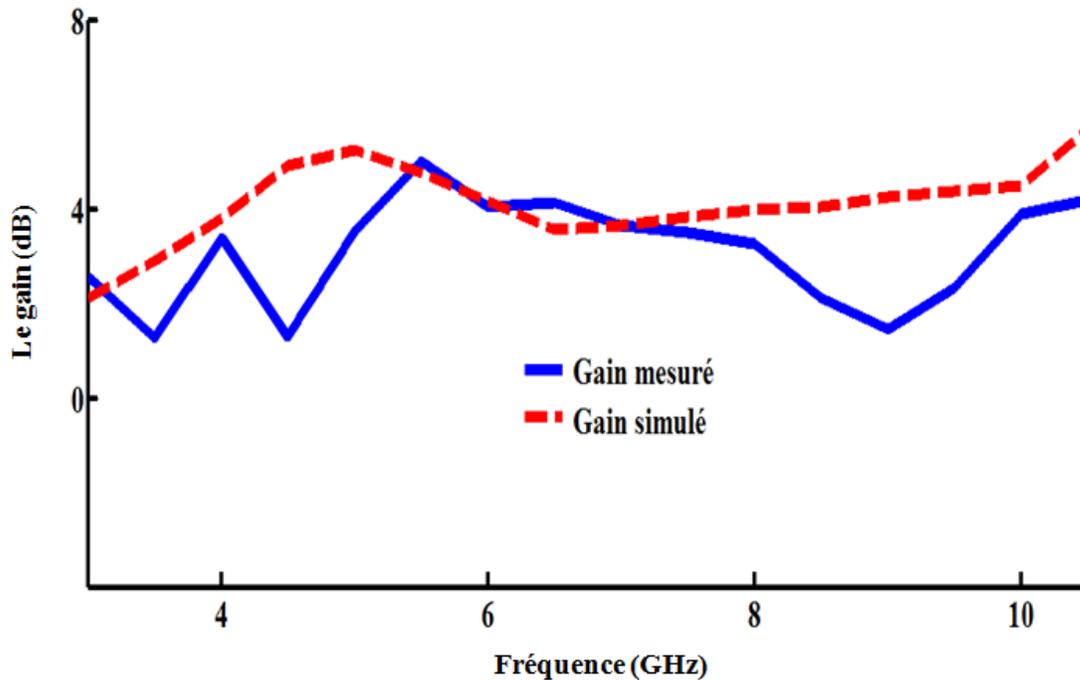


Figure III. 16. Diagramme de rayonnement de l'antenne à bande étroite à 9.5 GHz.

intégrée avec une antenne à bande étroite

**Figure III. 17.** Le gain simulé et mesuré de l'antenne ULB proposé en fonction de la fréquence.

L'efficacité du rayonnement de l'antenne à large bande et à bande étroite à des fréquences sélectionnées est représentée dans le tableau III. 2. On peut dire qu'à sa fréquence de résonance, la fente rayonnante offre une efficacité de rayonnement élevée supérieure à 76%, alors que l'antenne ULB présente une efficacité moyenne de 79.28%.

**Tableau III. 2.** Efficacité de l'antenne proposée à des fréquences sélectionnées.

Fréquence (GHz)	Efficacité de rayonnement, $\eta$ (%)	
	Antenne à large bande	Antenne à bande étroite
3.5	69.23	/
5.8	/	76.92
6.5	83.33	/
9.5	85.29	/

*intégrée avec une antenne à bande étroite***III. 5. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle structure qui intègre deux antennes imprimées sur un substrat de forme cylindrique. Une étude paramétrique a été également faite pour aboutir à des paramètres optimisés de l'antenne proposée.

Afin de valider les résultats de simulation, un prototype expérimental a été réalisé et mesuré. Les résultats obtenus sont présentés et comparés. Il se dégage que l'antenne à large bande couvre une bande de fréquence de 2 à 12 GHz, ce qui est largement suffisant pour détecter le spectre ULB. Ainsi que, l'antenne à bande étroite fonctionne à 5.8 GHz et les diagrammes de rayonnement sont stables à travers toute la bande de fréquence. De plus, l'antenne proposée assure une intégration efficace entre ces deux ports. Les résultats issus de la simulation sont en bon accord avec ceux mesurés.

### **Référence bibliographique**

- [1] E. Erfani, J. Nourinia, C. Ghobadi, M. Niroo-Jazi, and T. A. Denidni, "Design and implementation of an integrated UWB/reconfigurable-slot antenna for cognitive radio applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, Vol. 11, pp. 77–80, 2012.
- [2] I. Messaoudene, T. A. Denidni, and A. Benghalia, "Ultra-wideband DRA integrated with narrowband slot antenna," *Electronics Letters*, Vol. 50, No. 3, pp. 139–141, 2014.
- [3] Y. Wang, S. Liu, T. A. Denidni, Q. Zeng, and G. Wei, "Integrated ultra-wideband planar monopole with cylindrical dielectric Resonator antennas," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 44, pp. 41–53, 2013.
- [4] E. Ebrahimi, J. R. Kelly, and P. S. Hall, "Integrated wide-narrowband antenna for multi-standard radio," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 7, pp. 2628–2635, 2011.
- [5] I. Messaoudene, T. A. Denidni, and A. Benghalia, "A hybrid integrated ultra wideband/dual band antenna with high isolation," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, available on CJO2015, doi: 10.1017/S1759078715000033.
- [6] I. Messaoudene, T. A. Denidni, and A. Benghalia, "Experimental investigations of ultra-wideband antenna integrated with dielectric resonator antenna for cognitive radio applications," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 45, pp. 33–42, 2013.
- [7] E. Ebrahimi, J. R. Kelly and P. S. Hall, "Integrated wide- narrowband antenna for multi-standard radio," *IEEE Trans. Antennas propag.* Vol. 59, no.7, pp 2628-2635, 2011.
- [8] O. M. H. Ahmed, A. R. Sebak, and T. A. Denidni, "Size reduction and bandwidth enhancement of a UWB hybrid dielectric resonator antenna for short-range wireless communications," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 19, pp. 19–30, 2010.
- [9] G. Augustin, B. P. Chacko, and T. A. Denidni, "Electronically reconfigurable uni-planar antenna for cognitive radio applications," *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 8, No. 5, pp. 367–376, 2014.

*intégrée avec une antenne à bande étroite*

- [10] S. Nikolaou, M. M. Tentzeris, and J. Papapolymerou, "Study of a conformal UWB elliptical monopole antenna on Flexible organic substrate mounted on cylindrical Surfaces," The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07), pp. 1–4, 2007.
- [11] D. Khedrouche, F. Bouttout, T. Fortaki, and A. Benghalia, "Spectral-domain analysis of multilayer cylindrical–rectangular microstrip antennas," *Engineering Analysis with Boundary Elements*, Vol. 33, pp. 930–939, 2009.
- [12] A. Y. Svezhentsev, "Some far Field features of cylindrical microstrip antenna on an electrically small cylinder," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 7, 223–244, 2008.
- [13] M. Pirai and H. R. Hassani, "L-probe fed circular polarized wideband planar patch antenna on cylindrical structure," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 3, 161–167, 2008.
- [14] S. A. Emad, "Conformal band-notch UWB monopole antenna on finite cylindrical substrates," *ETASR — Engineering, Technology and Applied Science Research*, Vol. 3, No. 3, 440–445, 2013.
- [15] D. K. Das, M. Ahmed, and A. Rahman, "Study of conformal self-complimentary dipole antenna designed on various non-planar surfaces," *IEEE, International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 207–210, 2013.

*Chapitre IV*

---

---

**Conception et réalisation d'une  
antenne ULB cylindrique à double  
polarisation**

## IV. 1. Introduction

Comme on a vu dans le chapitre précédent certains groupes de recherche ont concentré leurs travaux dans l'étude des concepts des antennes cylindriques pour des applications ULB [1- 2], tel que le concept de l'intégration qui a réussi à intégrer plusieurs antennes dans un même espace limité.

Dans le but de réduire toujours le nombre des antennes en une antenne, la technique de multi- polarisation est un autre concept qui a attiré beaucoup d'attention [3-7]. De nombreuses recherches ont été également effectuées pour développer des antennes à multi- polarisation. C'est une caractéristique adaptée pour minimiser l'effet du phénomène de propagation multivoie, surmonter le problème de l'interférence et par conséquent, maximiser la capacité des systèmes de communication [8].

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle antenne cylindrique à deux polarisations pour des applications ULB. Cette antenne est composée d'une fente circulaire imprimée sur un substrat de forme cylindrique alimentée par deux lignes CPW orthogonales et identiques. Pour atteindre une isolation élevée entre les deux ports, un ruban métallique est inséré diagonalement dans le plan de masse. Les caractéristiques électromagnétiques de la structure proposée sont présentées et comparées.

## IV. 2. Géométrie de la structure proposée.

La figure IV. 1 montre la configuration de l'antenne proposée. Cette structure se compose d'une fente circulaire excitée par deux lignes CPW orthogonales et identiques, chacune de ces lignes à  $50 \Omega$  est terminée par un patch demi- cercle positionné de la même dimension par rapport au centre de la fente rayonnante. La fente également a été modifiée de façon que les deux cotés soient fermés, formant ainsi un cœur, comme il est illustré dans les figures IV. 1 (a) et IV. 1 (b).

Les performances d'isolation entre les deux ports de l'antenne jouent un rôle crucial. Pour cette raison, il existe de nombreuses techniques d'isolation [9-10], parmi

celle-ci, on a choisi d'insérer un ruban métallique entre les deux patches d'alimentation pour obtenir un faible couplage mutuel entre les deux ports de l'antenne.

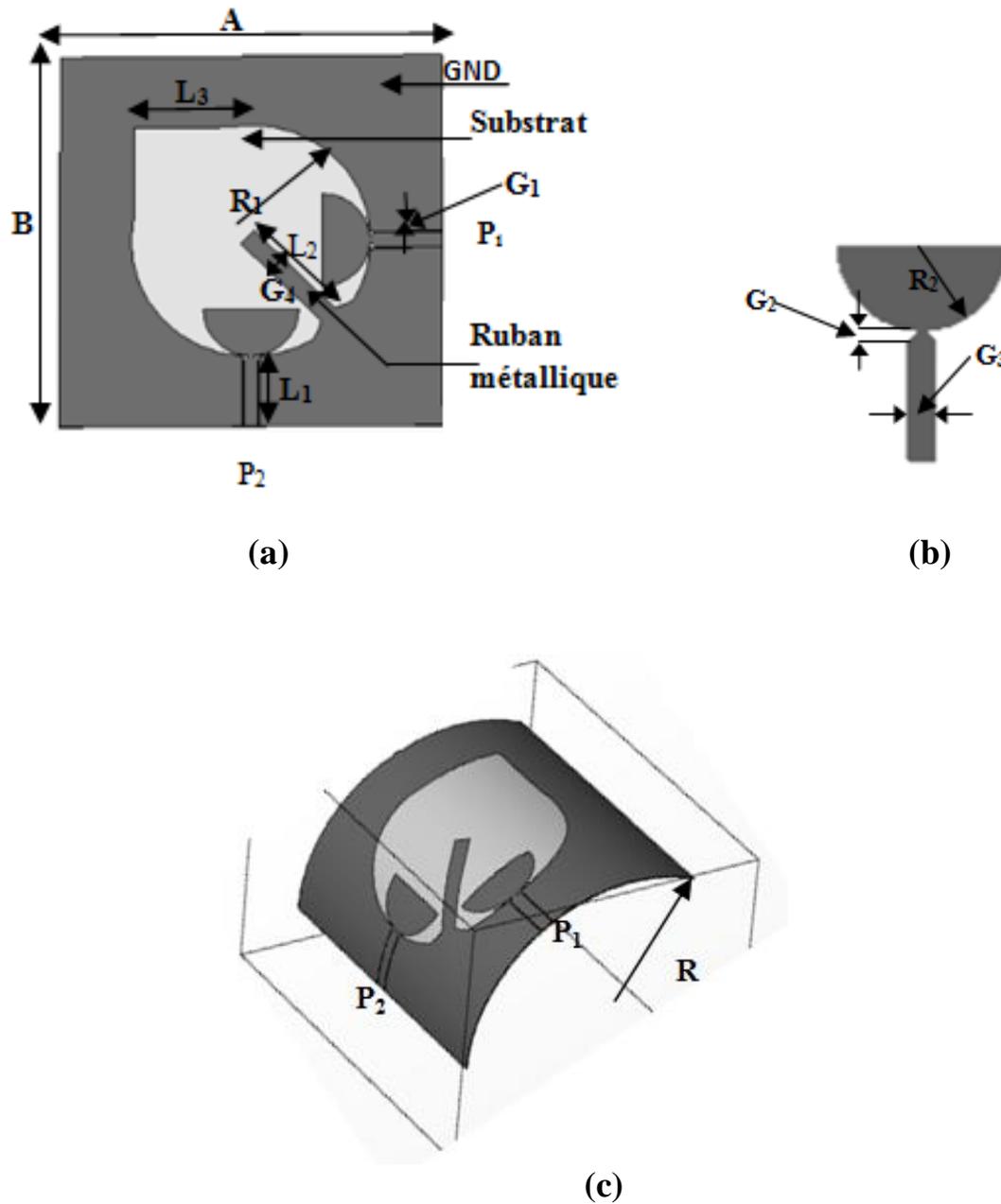
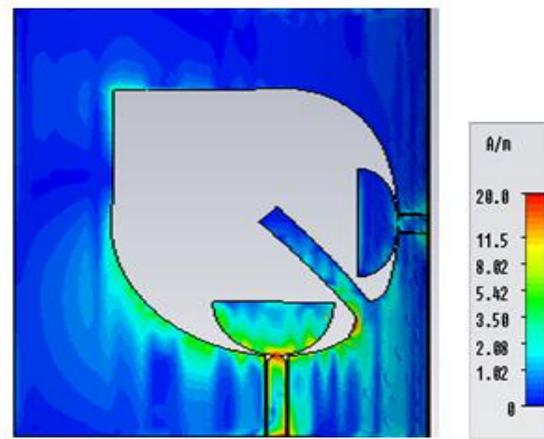
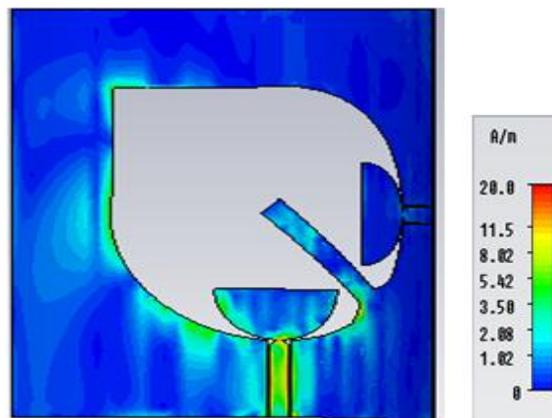


Figure IV. 1. Géométrie de la structure proposée : (a) la forme planaire, (b) le patch d'alimentation et (c) la forme cylindrique.



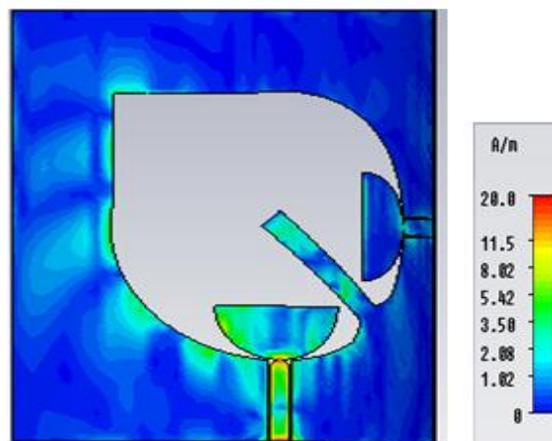
$P_1$

(a)



$P_1$

(b)



$P_1$

(c)

**Figure IV. 2.** La distribution de courant de surface de l'antenne ULB à double polarisation pour les fréquences : (a) 3.5 GHz, (b) 6.5 GHz et (c) 10.5 GHz.

L'antenne proposée est imprimée sur un substrat flexible Rogers RO3003 avec une permittivité relative  $\epsilon_r=3$ , une épaisseur  $h=0.254$  mm et une tangente de perte de 0.0013, L'antenne est courbée sur un support demi cylindrique de type Styrofoam ( $\epsilon_{rs}= 1.03$ ) avec un rayon  $R= 40$  mm comme il est montré dans la figure IV. 1 (c).

La simulation de la distribution de courant surfacique sur l'antenne ULB à des fréquences sélectionnées 3.5 GHz, 6.5GHz et 10.5GHz est illustrée dans les figures IV. 2. (a), IV. 2. (b) et V. 2. (c) respectivement. A partir de ces figures, on peut voir que l'utilisation du ruban métallique sert à réduire le courant sur le plan de masse autour de port  $P_2$  quant le port  $P_1$  est excité (et vis à versa quand  $P_2$  est excité), résultant d'une isolation efficace entre les deux ports et améliore la performance de la diversité.

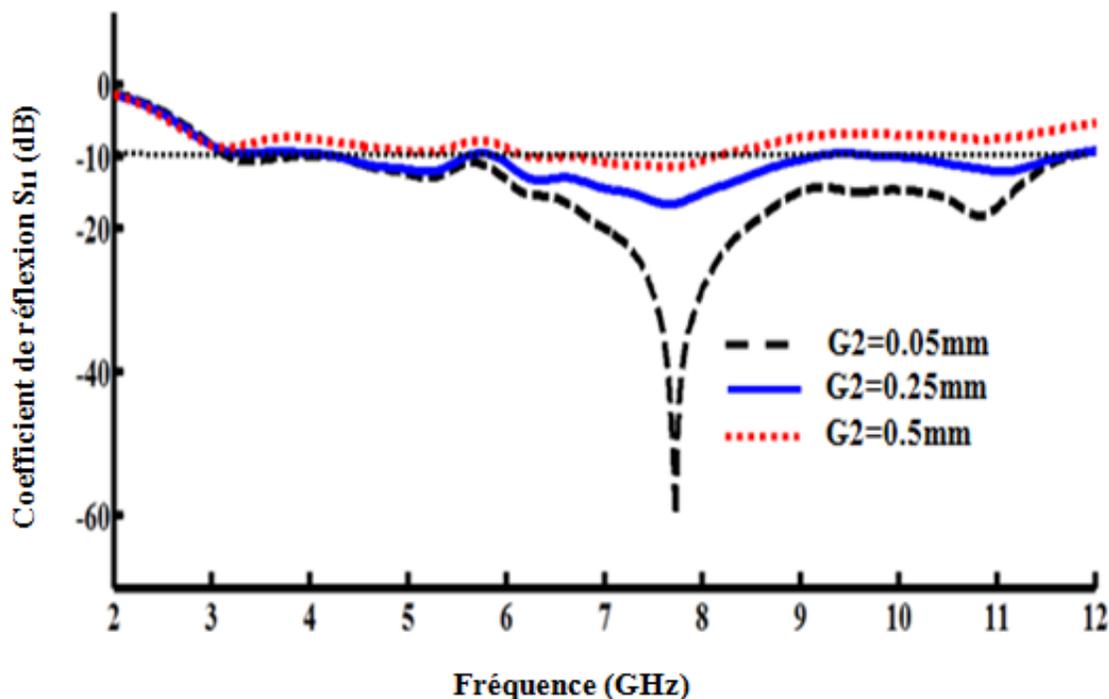
### IV. 3. Etude paramétrique

Afin d'étudier les effets des paramètres de l'antenne sur ces performances, une étude paramétrique a été effectuée en agissant sur l'espacement entre le plan de masse et le demi cercle de la ligne d'alimentation  $G_2$ , la largeur de la ligne d'excitation  $G_3$  et la longueur du ruban métallique  $L_2$ . L'effet du rayon du substrat cylindrique sera étudié dans le paragraphe IV. 4. Les effets de différents paramètres sur les performances de l'antenne sont étudiés en utilisant le logiciel CST.

Les valeurs optimales des paramètres de l'antenne qui donnent les meilleures performances sont résumées dans le tableau IV. 1.

#### IV. 3. 1. Effet de l'espacement entre le plan de masse et le demi cercle de la ligne d'alimentation.

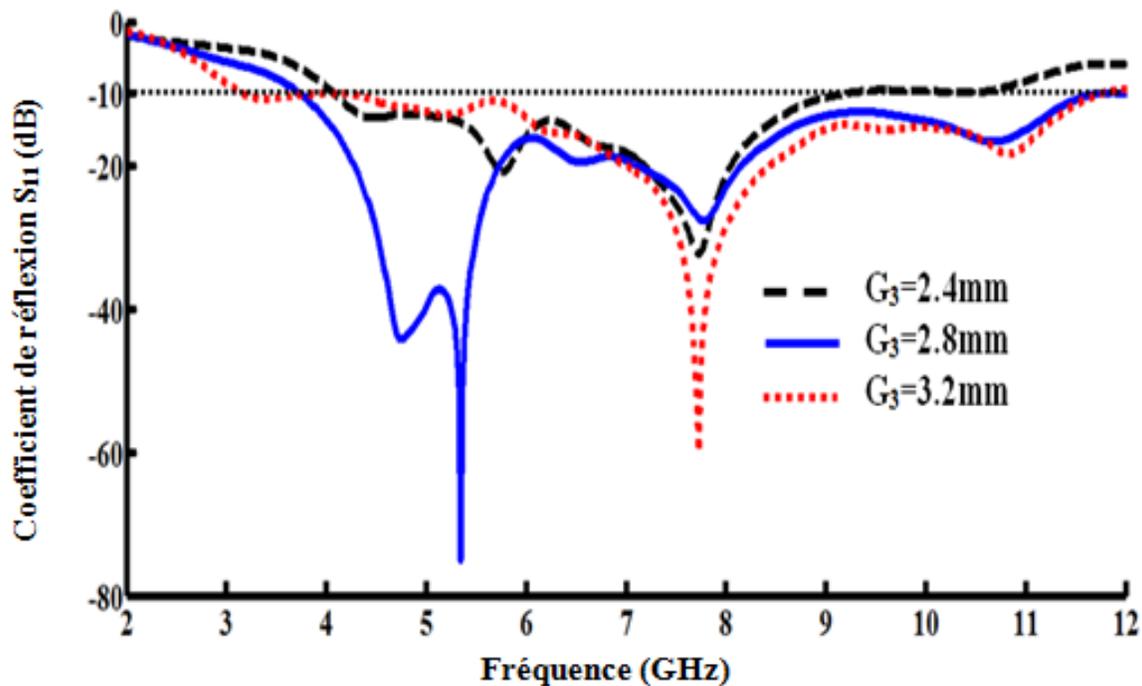
La figure IV. 3, présente les variations du paramètre  $S_{11}$  pour différentes valeurs de l'espacement entre le demi cercle de la ligne d'alimentation et le plan de masse, d'après ces courbes, on remarque que la bande de fréquence d'opération devient très étroite pour des valeurs élevées de ce paramètre. La valeur optimale de l'espacement utilisé est égale à 0.05mm.



**Figure IV. 3.** Variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de l'espacement entre le plan de masse et le demi-cercle de la ligne d'alimentation.

#### IV. 3. 2. Effet de la largeur de la ligne CPW.

L'effet de la largeur de la ligne d'excitation CPW sur les performances de l'antenne à bande étroite est tracé dans la figure IV. 4. Comme il est observé dans cette figure, l'influence de ce paramètre sur la largeur de la bande passante est très sensible. En diminuant la valeur de  $G_3$ , l'adaptation d'impédance devient faible aux basses fréquences et vice versa. Par conséquent, la largeur de la ligne d'excitation CPW optimisée est  $G_3 = 3.2\text{mm}$ .



**Figure IV. 4.** Variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la largeur de la ligne d'alimentation CPW.

### IV. 3. 3. Effet de la longueur du ruban métallique

La figure IV. 5, montre l'influence de la longueur du ruban métallique d'isolation  $L_2$  sur les paramètres S de l'antenne proposée. Il est bien clair que au-delà de la valeur  $L_2=16\text{mm}$ , la bande de fréquence d'opération devient étroite aux basses fréquences, alors que, les coefficients de transmission entre les deux ports de cette antenne sont représentés par la figure IV. 6.

Il se dégage que la valeur optimisée de  $L_2$  qui assure une meilleure isolation est égale à 16mm.

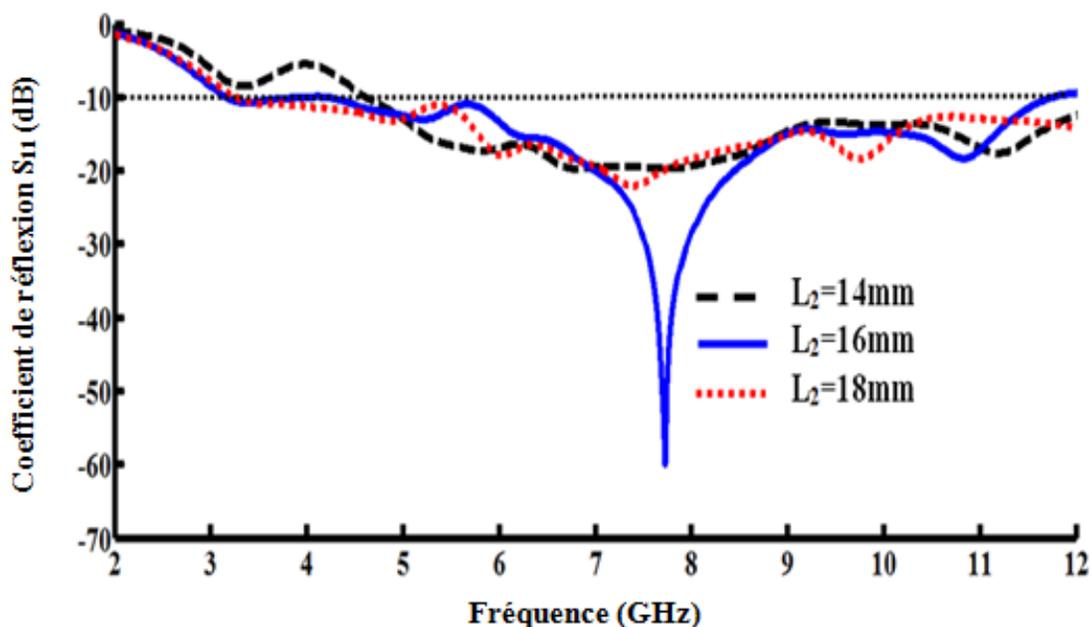


Figure IV. 5. Variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la longueur du ruban métallique

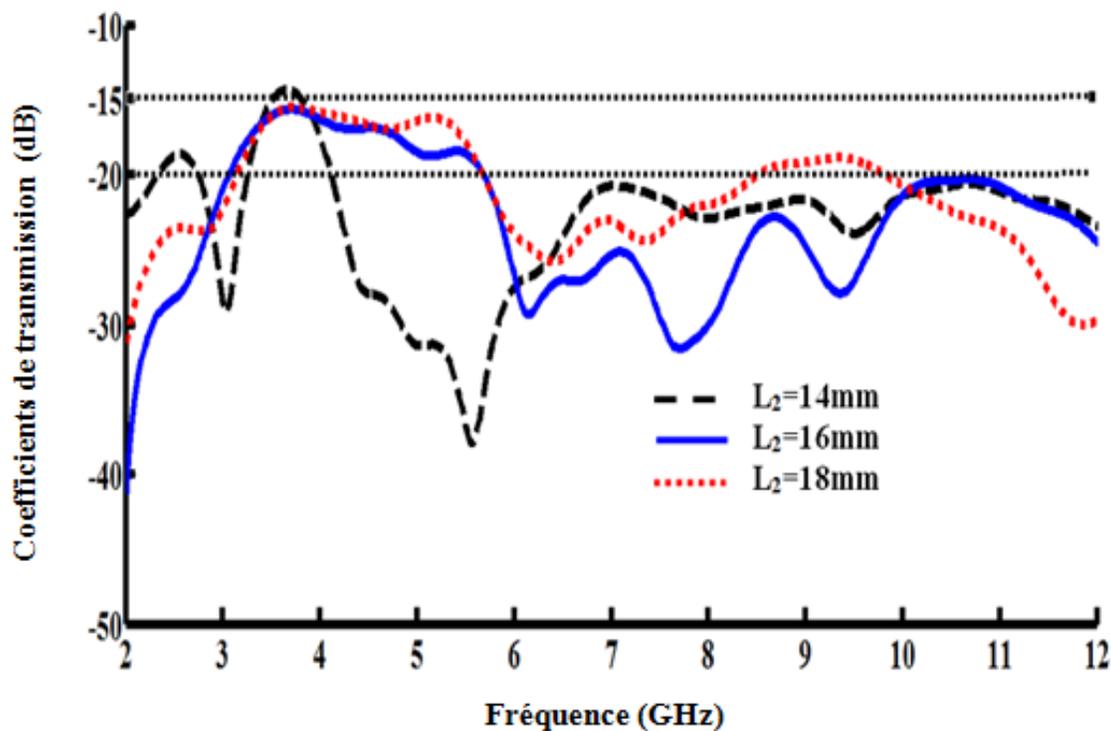


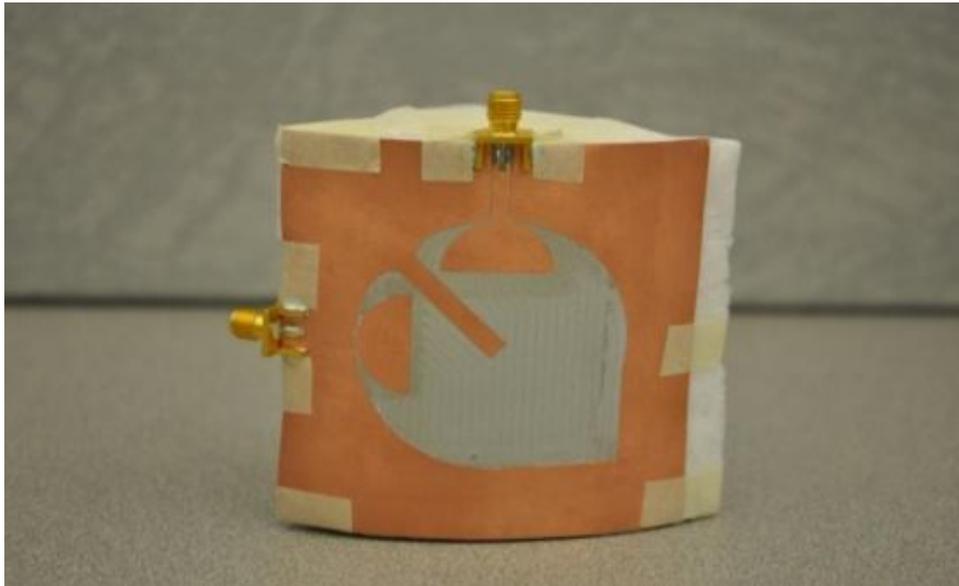
Figure IV. 6. Variation des coefficients de transmission en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la longueur du ruban métallique

**Tableau IV. 1.** Dimensions optimisées finales de la structure proposée.

<b>Paramètre</b>	<b>Valeur (mm)</b>
<b>A</b>	<b>80</b>
<b>B</b>	<b>80</b>
<b>L<sub>1</sub></b>	<b>15.1</b>
<b>L<sub>2</sub></b>	<b>16</b>
<b>L<sub>3</sub></b>	<b>35</b>
<b>G<sub>1</sub></b>	<b>0.2</b>
<b>G<sub>2</sub></b>	<b>0.05</b>
<b>G<sub>3</sub></b>	<b>3.2</b>
<b>G<sub>4</sub></b>	<b>4</b>
<b>R<sub>1</sub></b>	<b>25</b>
<b>R<sub>2</sub></b>	<b>10</b>
<b>R</b>	<b>40</b>

## IV. 4. Résultats et discussions

La simulation a été réalisée à l'aide du simulateur électromagnétique commercial le CST Microwave Studio. Afin de valider les résultats de simulation, un prototype expérimental de l'antenne proposée est fabriqué comme le montre la figure IV. 7. Les paramètres S et les caractéristiques de rayonnement sont respectivement mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau Agilent 8722ES et une chambre anéchoïde.



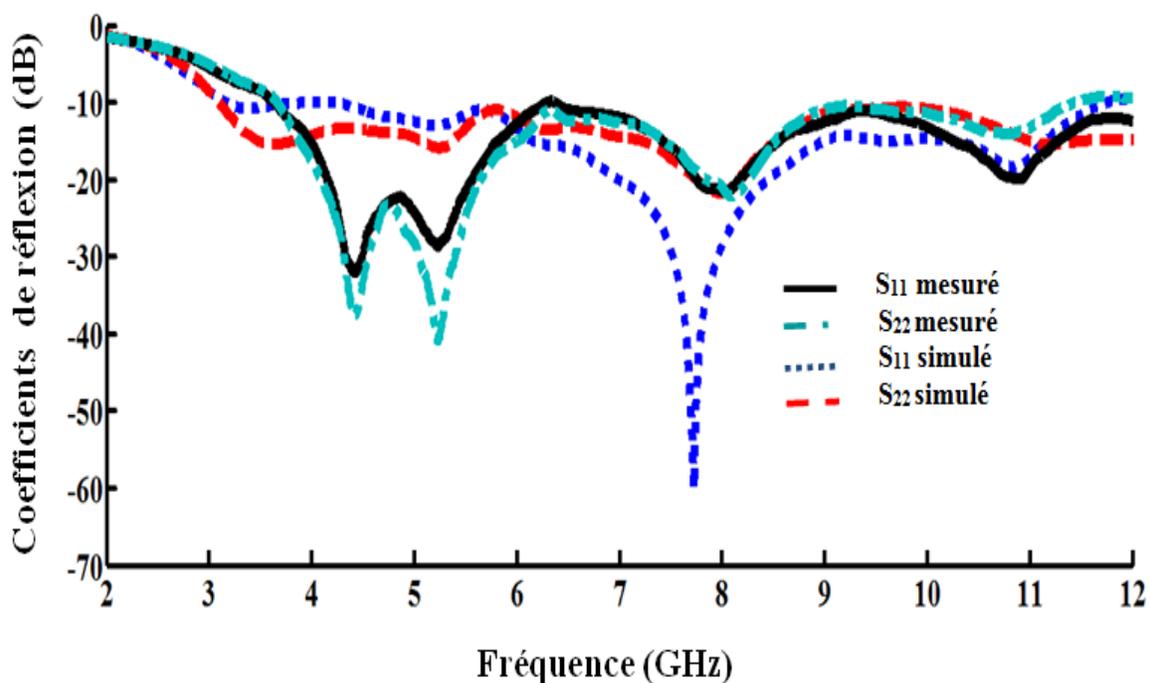
**Figure IV. 7.** La photographie du prototype de l'antenne à double polarisation.

### IV. 4. 1. Paramètres de répartition S

La figure IV. 8, présente les résultats de simulation et de mesure des paramètres de réflexion de l'antenne à double polarisation en fonction de la fréquence. A partir de ces graphes, on peut voir clairement que les résultats mesurés de l'antenne à large bande présentent une bande passante de 3.8 GHz à 11.49 GHz pour un coefficient de réflexion  $S_{11}$  inférieur à -10 dB, et de 3.1 GHz à 12 GHz pour les résultats de simulation, ce qui est suffisant pour couvrir les applications ULB fonctionnant dans la bande 3.1 à 10.6 GHz. De plus, l'utilisation du ruban d'isolation à une position optimale réduit efficacement le couplage mutuel entre les deux ports comme il est illustré dans la figure

IV. 9. A partir de cette figure, il est clair que les paramètres de transmissions ( $S_{12}/S_{21}$ ) entre les deux ports de l'antenne proposée sont similaires, inférieur à -15 dB entre 3.1 GHz – 5.7GHz et inférieur à -20 dB dans le reste de la bande de fréquence, ce qui assure une bonne isolation entre les deux ports de l'antenne.

La divergence observée entre les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  simulés est causée principalement par l'effet du rayon quand la fente est courbée sur le substrat cylindrique, cela indique qu'il y a une légère asymétrie entre les paramètres géométriques les plus sensibles correspondant au port 1 et port 2 comme le montrent les figures IV. 10, 11, 12, 13 et 14. On note que le seul cas qui a donné une meilleure isolation est pour  $R=40$ mm comme le montre la figure IV. 15



**Figure IV. 8.** Les coefficients de réflexion de l'antenne proposée en fonction de la fréquence.

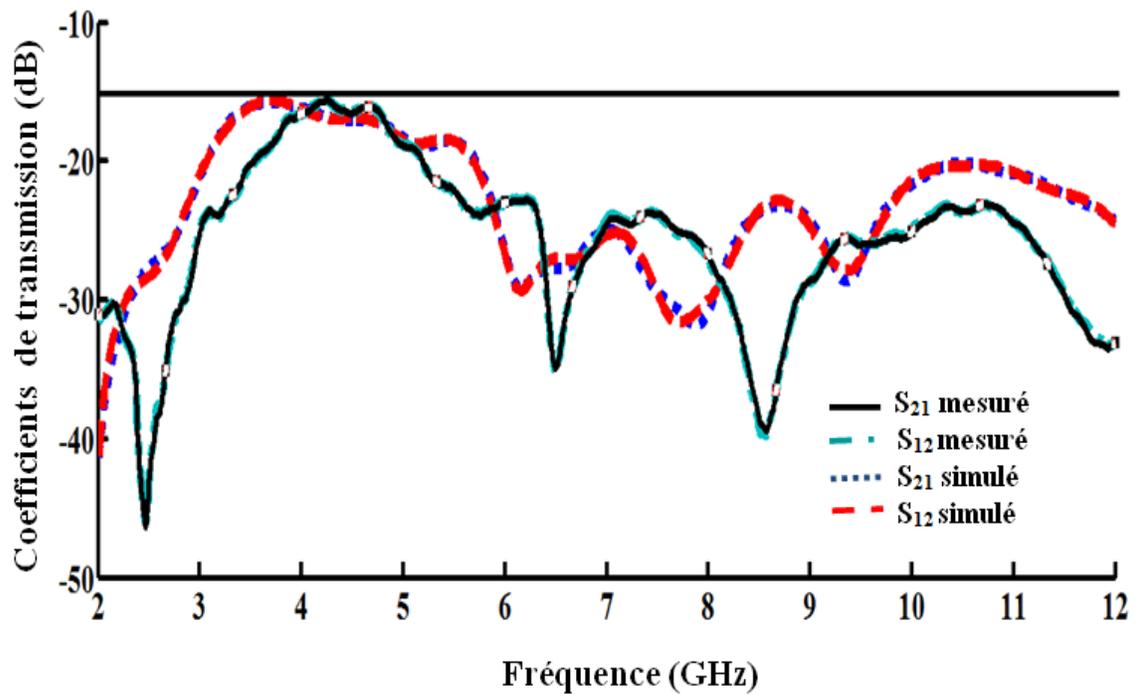


Figure IV. 9. Les coefficients de transmission de l'antenne proposée en fonction de la fréquence.

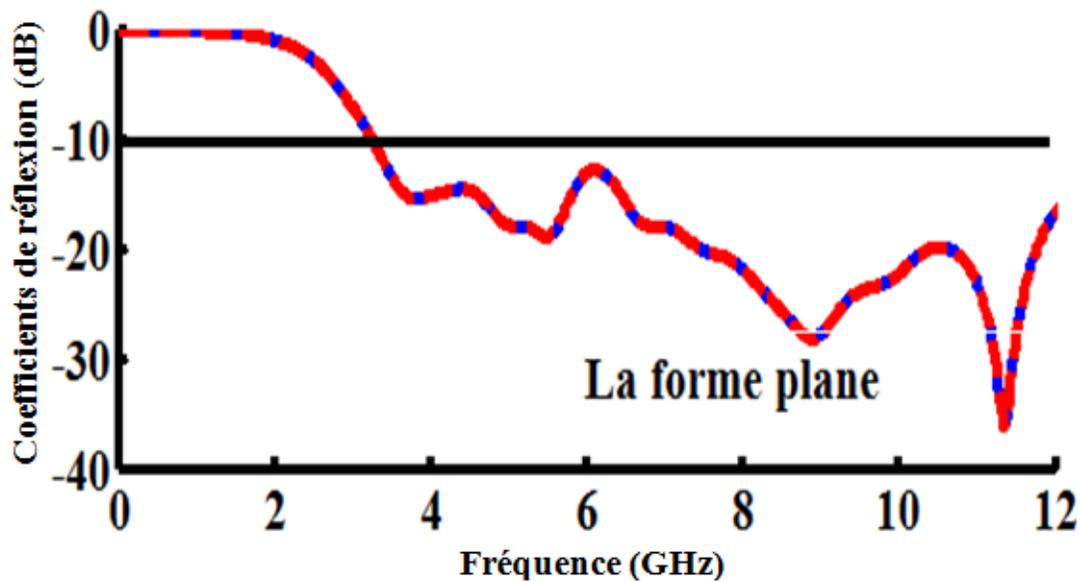


Figure IV. 10. Les coefficients  $S_{11}/S_{22}$  de l'antenne cylindrique en fonction de la fréquence pour la forme plane.

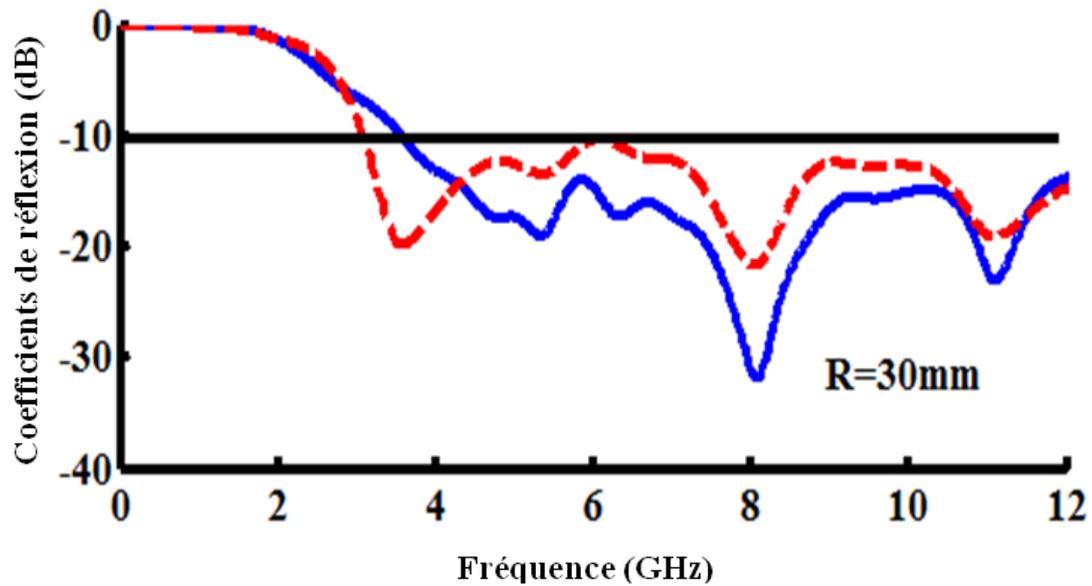


Figure IV. 11. Les coefficients  $S_{11}/S_{22}$  de l'antenne cylindrique en fonction de la fréquence pour  $R= 30\text{mm}$ .

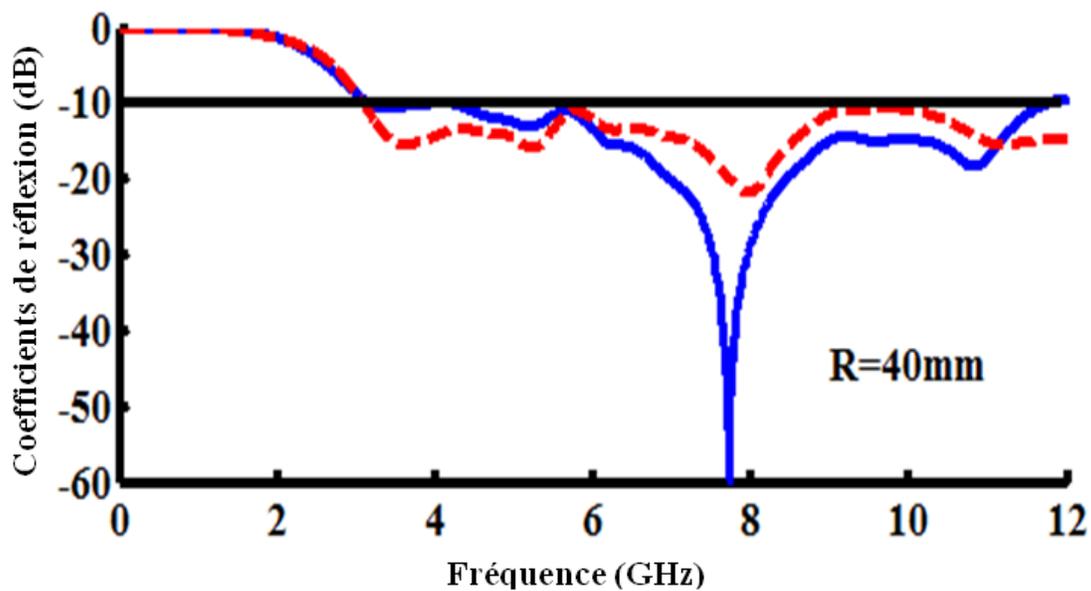


Figure IV. 12. Les coefficients  $S_{11}/S_{22}$  de l'antenne cylindrique en fonction de la fréquence pour  $R= 40\text{mm}$ .

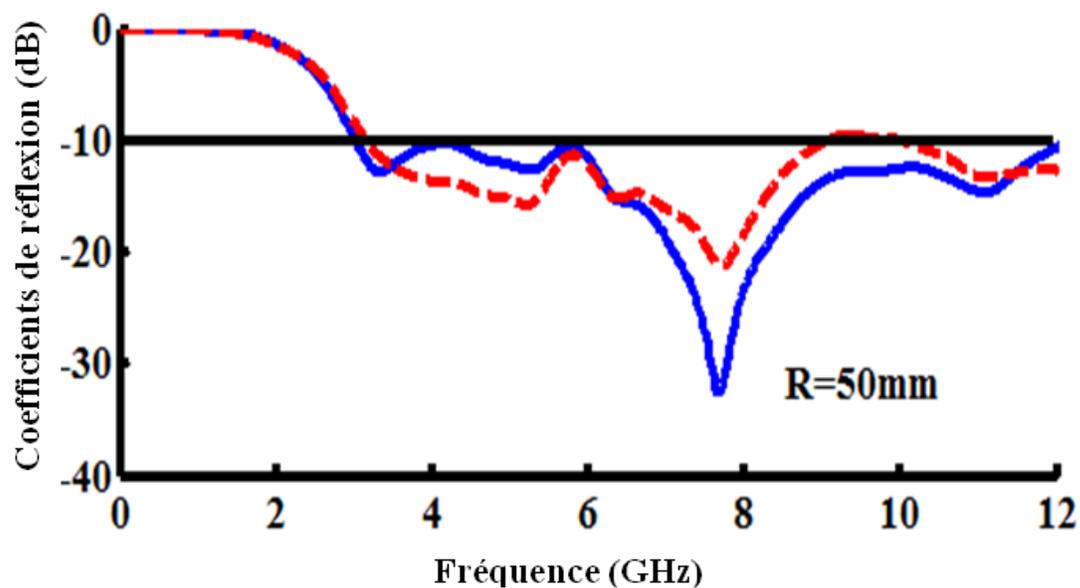


Figure IV. 13. Les coefficients  $S_{11}/S_{22}$  de l'antenne cylindrique en fonction de la fréquence pour  $R=50\text{mm}$ .

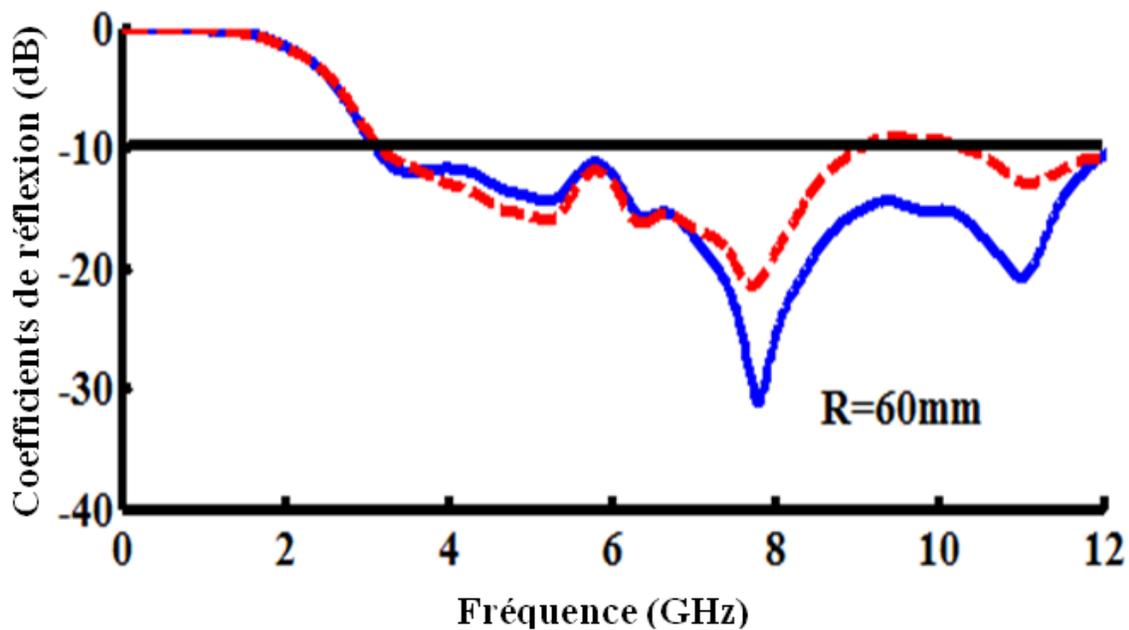
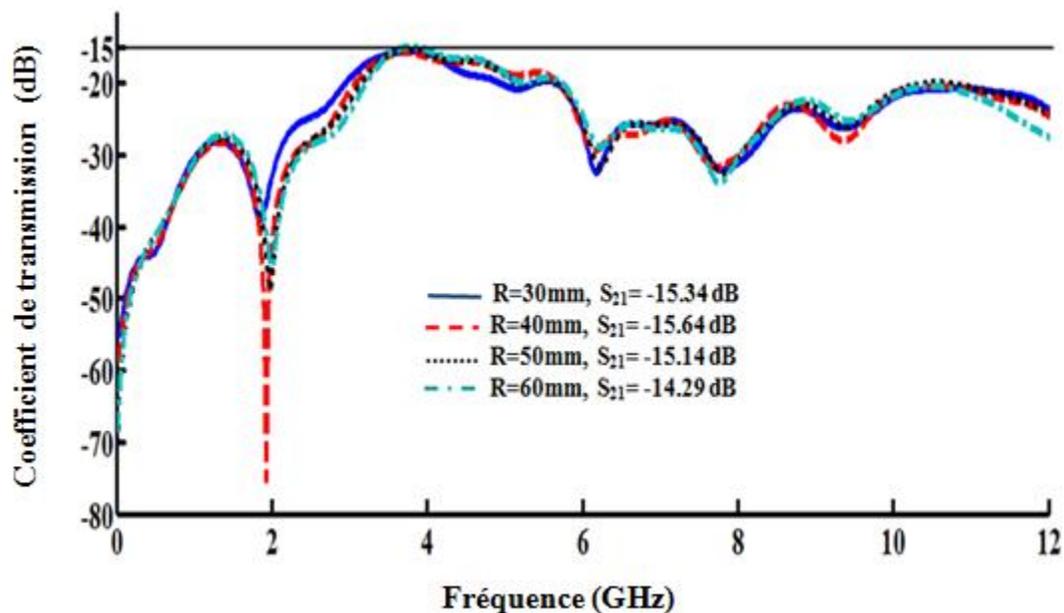


Figure IV. 14. Les coefficients  $S_{11}/S_{22}$  de l'antenne cylindrique en fonction de la fréquence pour  $R=60\text{mm}$ .



**Figure IV. 15.** Les paramètres de transmission  $S_{21}$  de l'antenne cylindrique en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de  $R$

#### IV. 4. 2 les caractéristiques de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement dans les deux principaux plans ( $E$  et  $H$ ) de l'antenne proposée sont simulés et mesurés à des fréquences sélectionnées 3.5 GHz, 6.5 GHz et 10.5 GHz comme les montrent les figures IV. 16, IV. 17 et IV. 18. Des diagrammes de rayonnement omnidirectionnels déformés sont observés dans des régions à basses fréquences, alors que dans les régions des fréquences élevées les diagrammes ont une légère distorsion due à l'effet des modes d'ordre supérieur.

Les gains simulés et mesurés des deux ports de l'antenne à large bande sont présentés dans les figures IV. 19 et IV. 20. A partir de ces courbes, on constate que le gain de l'antenne ULB au port 1 varie de 2.069 dB à 8.108 dB pour les résultats mesurés et de 3.1472 dB à 7.249 dB pour ceux de la simulation. Alors que, le gain au port 2 varie de 2.005 dB à 8.155 dB pour les résultats mesurés et de 3.161 dB à 8.703 dB pour ceux de la simulation.

Les résultats mesurés en termes de diagramme de rayonnement en champ lointain et de gain sont en bon accord avec ceux des simulations.

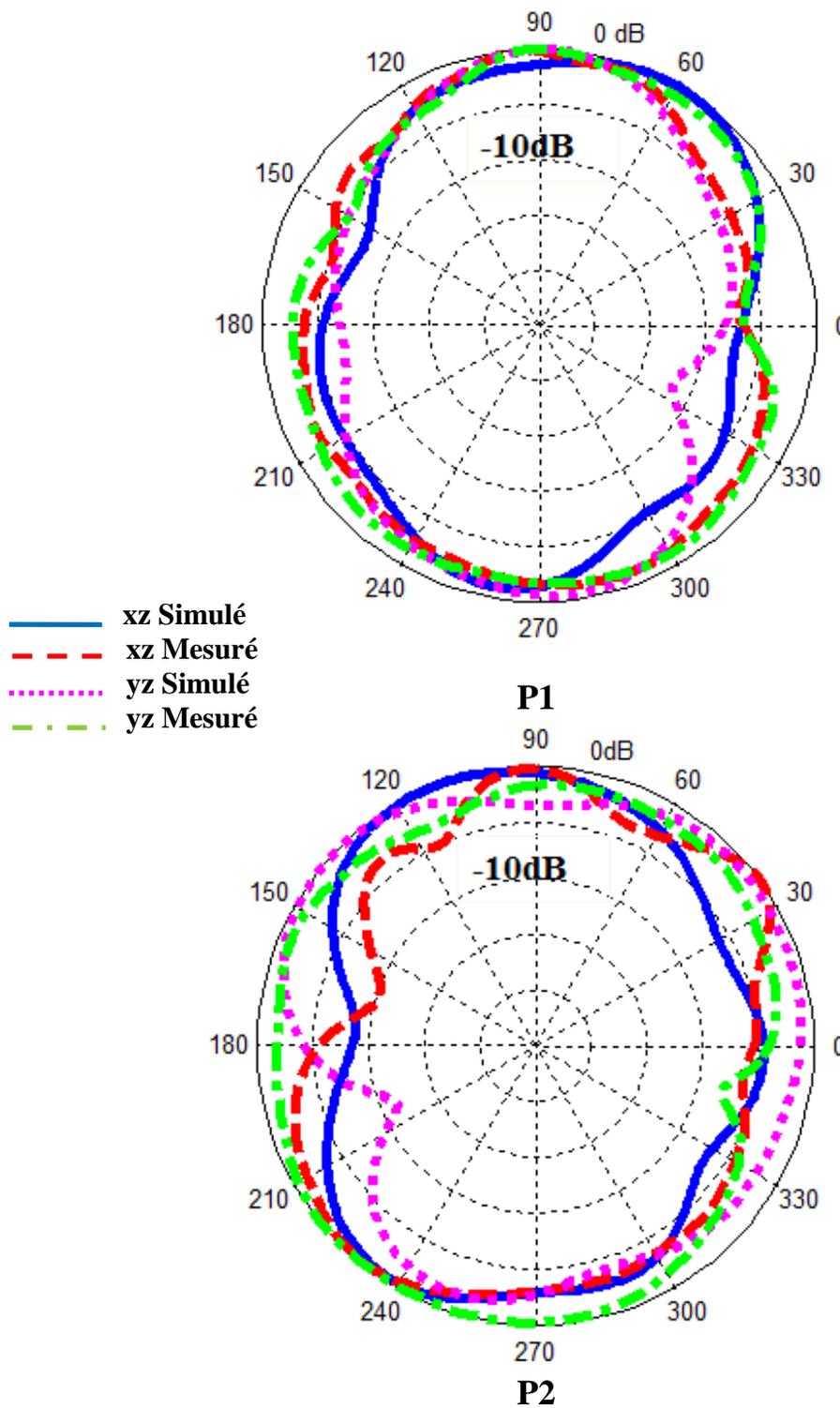


Figure IV. 16. Diagramme de rayonnement à 3.5 GHz

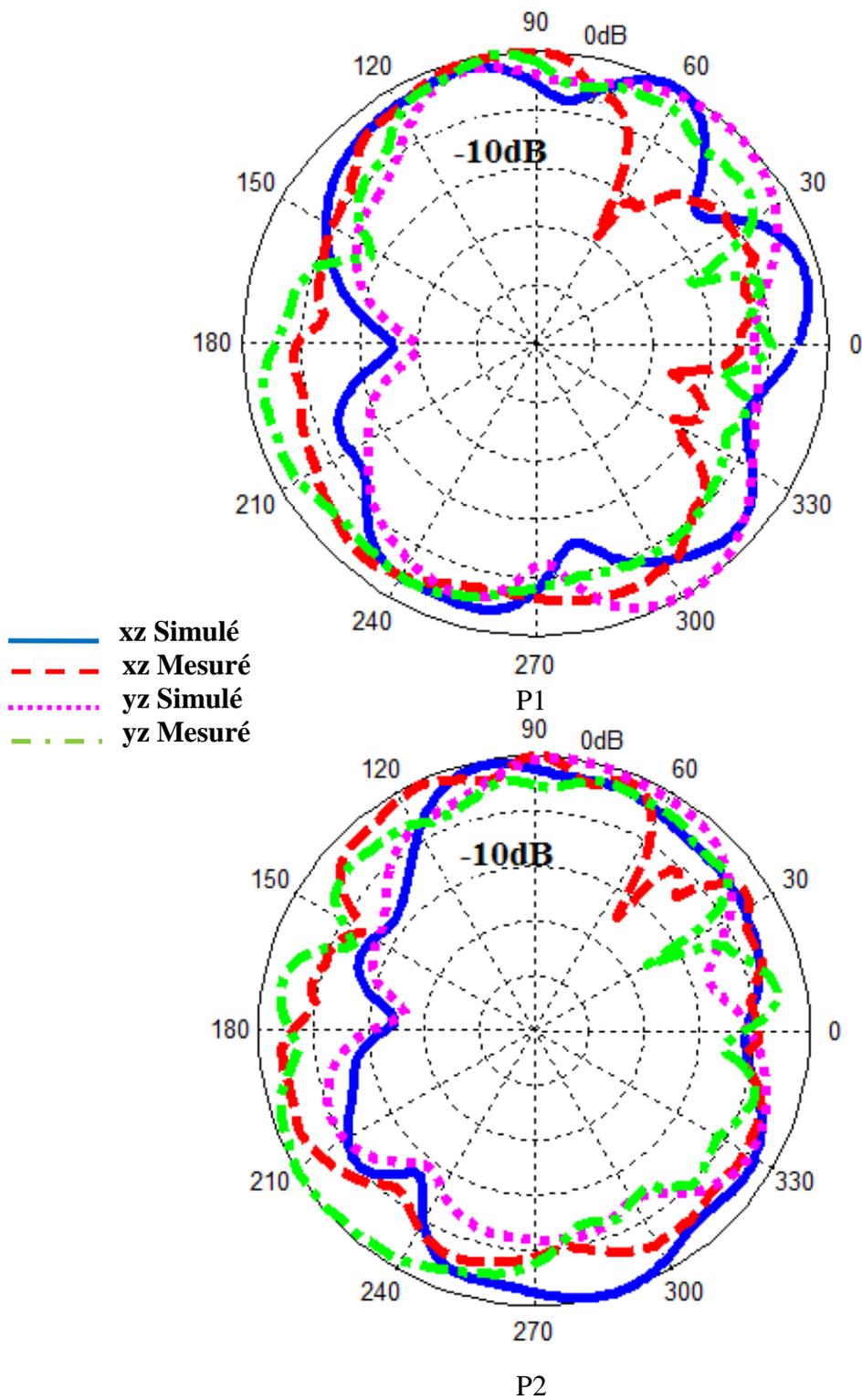


Figure IV. 17. Diagramme de rayonnement à 6.5 GHz

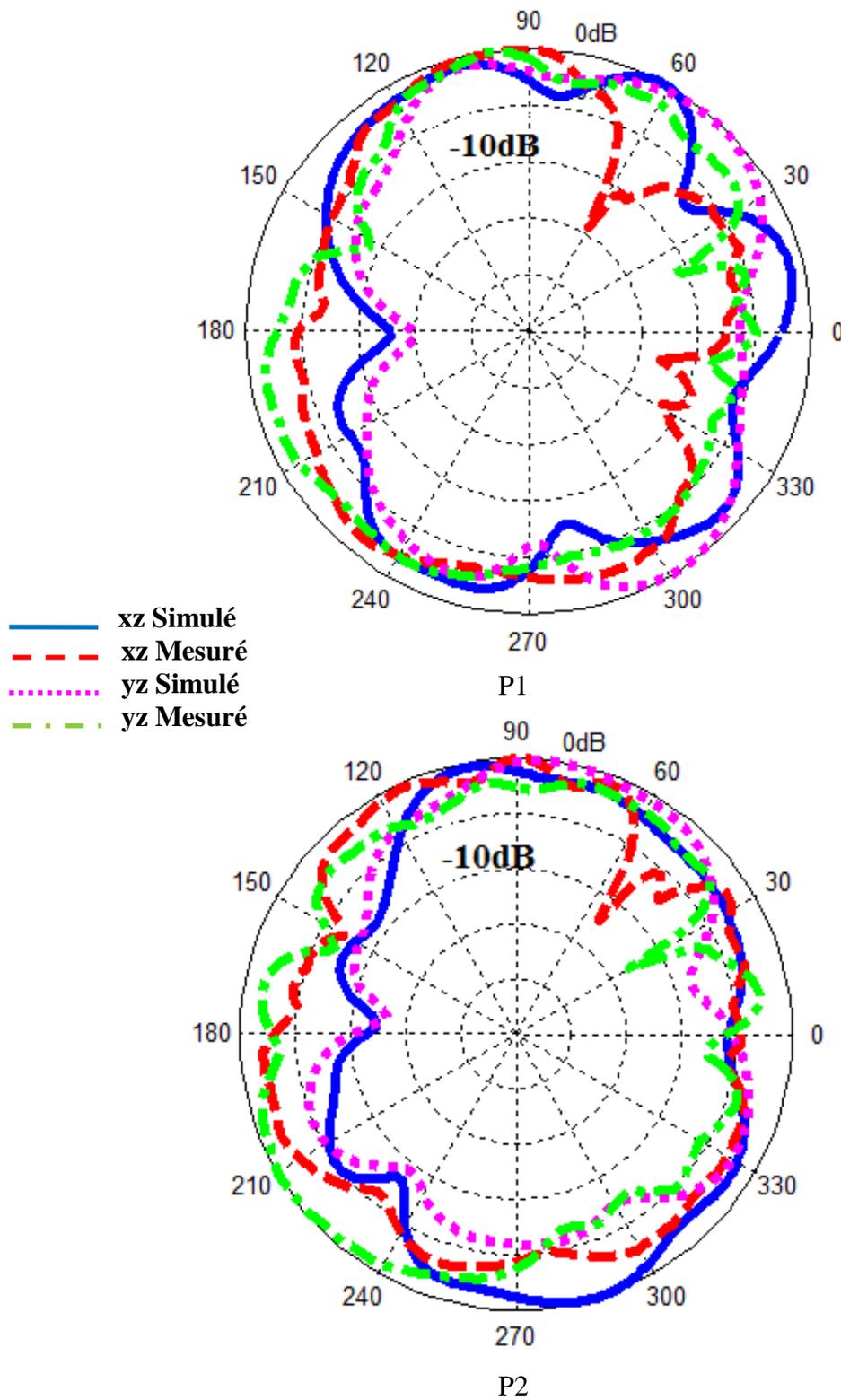


Figure IV. 18. Diagramme de rayonnement à 10.5 GHz

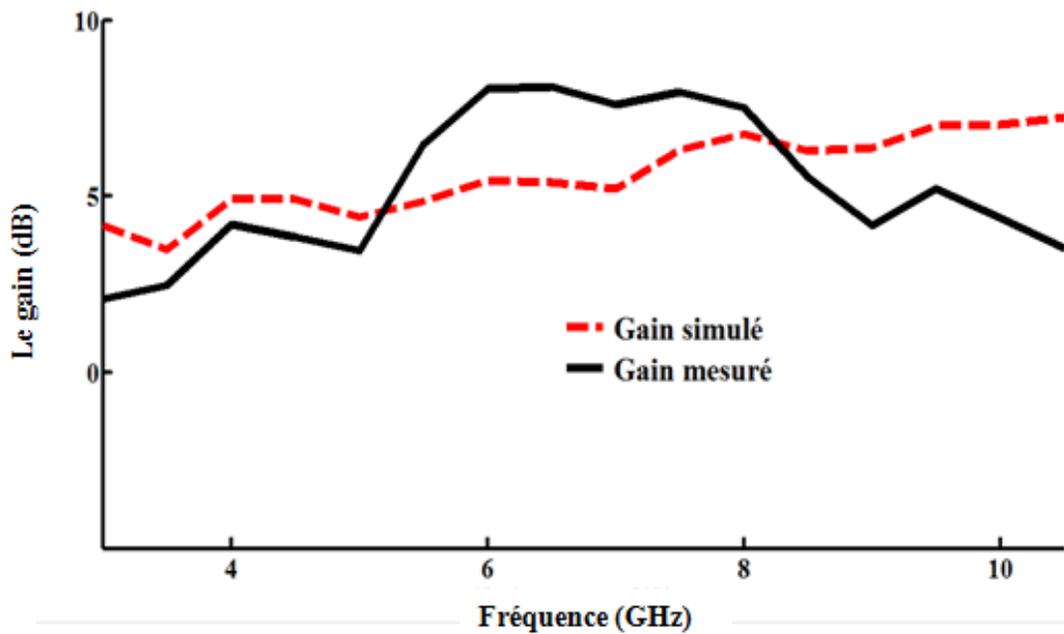


Figure IV. 19. Gains mesuré et simulé du port1 de l'antenne à large bande en fonction de la fréquence.

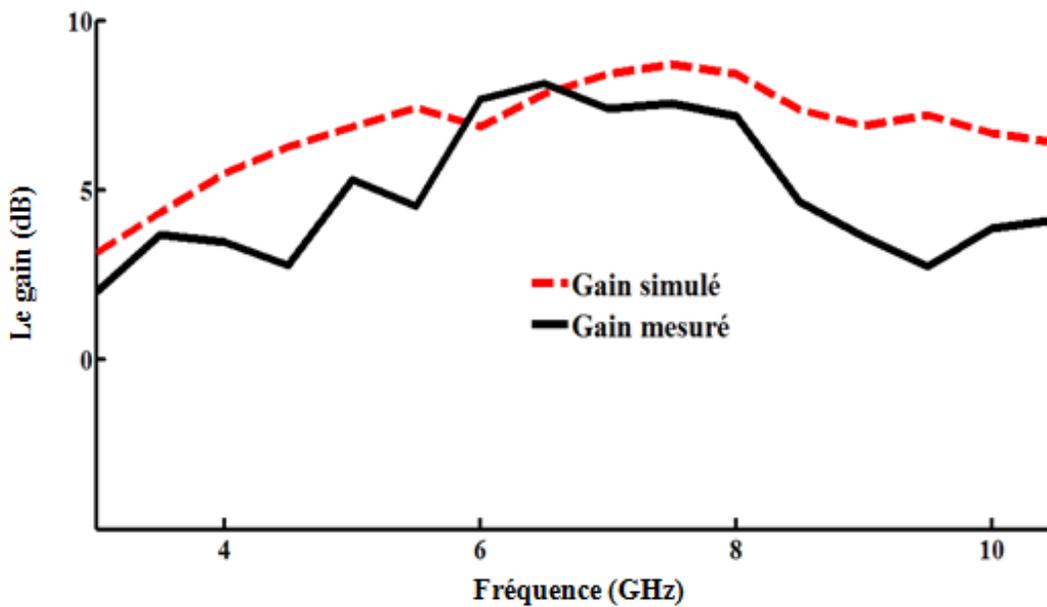


Figure IV. 20. Gains mesuré et simulé du port2 de l'antenne à large bande en fonction de la fréquence.

## **IV. 5. Conclusion**

Dans cette partie de ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle structure ULB à double polarisation courbée sur un substrat de forme cylindrique. Tout d'abord une étude paramétrique a été faite pour étudier l'effet de certains paramètres sur les performances de l'antenne. Pour valider les résultats de simulation, un prototype expérimental a été réalisé et mesuré. Les résultats obtenus en termes des paramètres S, des diagrammes de rayonnements et des gains sont présentés et comparés. Ces résultats montrent que l'antenne proposée présente une ultra large bande de 3.1 GHz à 12 GHz avec un coefficient de transmission inférieur à -15 dB à travers une partie de la bande d'opération et inférieur à -20 dB dans le reste de cette bande, ce qui assure une bonne isolation entre les deux ports de l'antenne.

## Référence bibliographique

- [1] S. Nikolaou, M. M. Tentzeris, and J. Papapolymerou, "Study of a conformal UWB elliptical monopole antenna on Flexible organic substrate mounted on cylindrical Surfaces," The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07), pp1–4, 2007.
- [ 2] D. K. Das, M. Ahmed, and A. Rahman, "Study of conformal self-complimentary dipole antenna designed on various non-planar surfaces," IEEE, International Workshop on Antenna Technology (iWAT), pp 207–210, 2013.
- [3] S. k. Padhi, N. C. Karmakar, Sr. C. L. Law, S. Sr. Aditya, "A dual- polarized aperture coupled circular patch antenna using a c-shaped coupling slot", IEEE Trans on Antenna and Prop, Vol,51, NO.12, December 2003.
- [ 4] L. Yue, Z. Zhijun, C. Wenhua, F. Zhenghe, and M. F. Iskander, "A Dual-Polarization slot antenna using a compact CPW feeding structure", Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, vol. 9,pp. 191-194, 2010.
- [5] Y. C. Lu, Y. C. Lin, "A compact dual- polarization UWB antenna with high port isolation", Antennas and propagation society international symposium (APSURSI) IEEE 2010.
- [6] G. Adamiuk, T. Zwick, W. Wiesbeck, "Compact, dual-polarized UWB-antenna, embedded in a dielectric", IEEE Trans. Antennas Propag. 58, (2), pp. 279–286, 2010.
- [7] H. K. Yoon, Y. J. Yoon, H. Kim, , C. H. Lee, "Flexible ultra-wideband polarization diversity antenna with band-notch function", IET Microw Antennas Propag. 5, (12), pp. 1463–1470, 2011.
- [ 8] R. Yahya, T. A. Denidni, "Design of new dual- polarized ultra- wideband planar CPW fed antenna", IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp., Spokane, Washington, USA, pp. 1770–1772, July 2011.

[9] R. Yahya, T. A. Denidni, "Compact CPW-Fed Antenna with Ultra-Wideband and Dual Polarization", 11th Edition Of The Mediterranean Symposium (MMS'2011), Tunisia, September 2011.

[10] B. P. Chacko, G. Augustin, T. A. Denidni, "Uniplanar polarization diversity antenna for ultra-wideband systems", IET Microw. Antennas Propag. Vol. 7, Iss. 10, pp. 851–857, 2013.

# *Conclusion Générale*

## **Conclusion générale**

Pour une application donnée, le choix de l'antenne dépend d'un certain nombre de critères parmi lesquels nous soulignons la largeur de la bande passante. Ces dernières années plusieurs scénarios ont été suggérés non seulement pour développer les antennes mais aussi pour aboutir à une bande passante de plus en plus large que celle des antennes classiques. Certaines applications des antennes exigent qu'elles soient adaptées aux surfaces courbées. Dans cette perspective, l'objectif de cette thèse était la modélisation, la conception et la réalisation de nouvelles antennes cylindriques pour des communications ultra large bande (ULB).

Après avoir présenté les antennes microruban et les antennes à résonateur diélectrique y compris leurs avantages, inconvénients et applications, nous nous sommes intéressés à l'étude et à la comparaison entre une antenne rectangulaire microruban et une antenne à RD de forme rectangulaire en terme de la largeur de la bande passante. A cette effet les caractéristiques électromagnétiques essentielles telles que : les paramètres S et les diagrammes de rayonnement sont calculées par la méthode FDTD avec les couches parfaitement adaptées (PML) et le logiciel commercial ; Ansoft HFSS.

Ensuite, nous avons jugé utile de donner un aperçu sur les antennes possédant des caractéristiques d'adaptation aux surfaces non planes, leurs avantages, inconvénients, applications ainsi que leurs formes et spécifiquement la forme cylindrique. Etant donné le grand intérêt que suscite aujourd'hui la conception des antennes ULB et le nombre de publications proposant de nouvelles structures dans ce domaine, il est donc également présenté un aperçu sur la technologie ULB, ses principales applications et les diverses antennes existantes. Afin de surmonter les problèmes de phénomène de propagation multivoies, de l'interférence entre les ondes rayonnées, et de minimiser le nombre des antennes dans une même application, des techniques d'intégration et de multipolarisation ont été introduites sur les antennes ULB de forme cylindriques. Dans cette perspective deux nouvelles structures sont simulées et réalisées, couvrant une bande de fréquence largement suffisante pour détecter le spectre ULB (3.1GHz-10.6GHz).

La première structure consiste à la conception et la fabrication d'une nouvelle antenne cylindrique intégrant deux antennes sur le même substrat ; une antenne ULB composée d'un disque monopôle circulaire alimentée par un guide d'onde coplanaire (CPW), utilisée pour la détection du spectre et une antenne à bande étroite composée d'une fente rectangulaire excitée par l'intermédiaire d'une ligne microruban pour la transmission de l'information. Les résultats des simulations et ceux des mesures sont en bon accord et prouvent que l'antenne à large bande couvre une bande de fréquence largement suffisante pour détecter le spectre ULB et que les diagrammes de rayonnement sont stables à travers toute la bande de fréquence. De plus, le prototype proposé est bien adapté avec un niveau d'isolation de l'ordre de -20 dB sur toute la bande ULB.

La deuxième structure est basée sur la description et l'exploitation de la technique de multi-polarisation des antennes ULB. L'antenne proposée est composée d'une fente circulaire imprimée sur un substrat de forme cylindrique alimentée par deux lignes CPW orthogonaux et identiques. Pour bien isoler les deux ports, un ruban métallique est inséré diagonalement dans le plan de masse. L'antenne proposée assure une isolation efficace entre ces deux ports sur toute la bande ULB (inférieur à -15 dB à travers une partie de la bande d'opération et inférieur à -20 dB dans le reste de cette bande).

Les prototypes proposés dans cette thèse sont simulés, réalisés et mesurés au sein du laboratoire RF de l'institut national de la recherche scientifique INRS à Montréal, Canada.

## **Perspectives**

Au cours de la conception et la réalisation de l'antenne ULB cylindrique à double- polarisation, nous avons remarqué qu'il y avait une divergence entre les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$ , ceci est expliqué par la non symétrie qui est dûe principalement à la courbure de l'antenne sur le substrat cylindrique. A cet effet, il serait souhaitable par ailleurs de continuer ce travail pour pallier à ce défaut.

Dans une deuxième étude, il serait également souhaitable de concevoir et d'optimiser une antenne directive montée sur un conducteur magnétique artificiel CMA (Artificial Magnétiques Conductors AMC) de forme cylindrique pour des applications à bande étroite. Cette étude peut être élargie à l'étude d'un réseau d'antennes.



## Principe des différences finies centrées

L'approximation centrée est un outil fondamental de calcul utilisé dans la méthode FDTD pour discrétiser les dérivées partielles, spatiales et temporelles présentes dans les équations de Maxwell.

Soit  $f(x)$ , une fonction continue et dérivable, il est possible d'obtenir une approximation pour la dérivée au point  $x_0$ , le développement en série de Taylor de la différenciation à droite limitée au deuxième ordre est donné par

$$f\left(x_0 + \frac{h}{2}\right) = f(x_0) + \frac{h}{2} f'(x_0) + \frac{h^2}{8} f''(x_0) + \dots \quad (1)$$

Le développement en série de Taylor de la différenciation à gauche est donnée par :

$$f\left(x_0 - \frac{h}{2}\right) = f(x_0) - \frac{h}{2} f'(x_0) + \frac{h^2}{8} f''(x_0) + \dots \quad (2)$$

On soustrait les deux formulations (1) et (2), on parvient facilement à une relation donnant la dérivée première à l'ordre supérieur, soit

$$f'(x_0) = \frac{f\left(x_0 + \frac{h}{2}\right) - f\left(x_0 - \frac{h}{2}\right)}{h} + O(h^2) \quad (3)$$

Cette relation représente la différence finie centrée, avec  $O(h^2)$  est l'erreur d'ordre 2 commise, sera négligée par la suite.

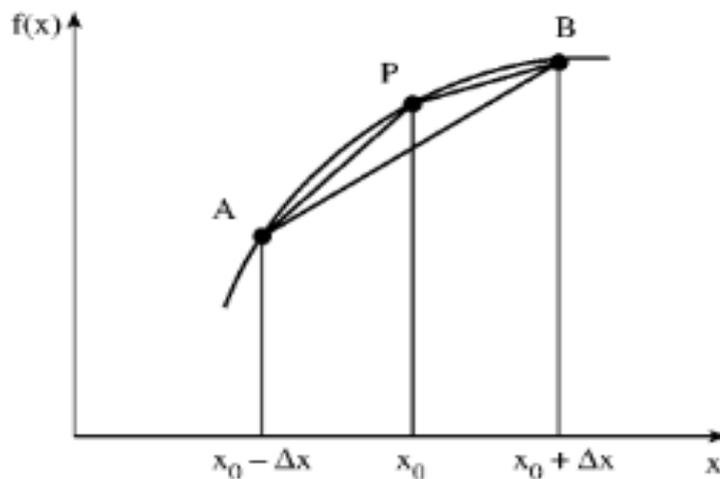
Notant que l'approximation de la dérivée centrée offre des résultats plus précis en comparaison avec ceux donnés par d'autres types d'approximations dites droites ou gauches, dont les formules (4) et (5) sont décrites respectivement ci-dessous :

$$f'(x_0) = \frac{f(x_0 + h) - f(x_0)}{h} + O(h) \quad (4)$$

$$f'(x_0) = \frac{f(x_0) - f(x_0 - h)}{h} + O(h) \quad (5)$$

$O(h)$  représente l'erreur d'ordre 1, elle est moins précise par rapport à  $O(h^2)$ , ce qui permet d'utiliser l'approximation centrée dans notre étude.

Le calcul de la dérivée centrée d'une fonction au centre d'un intervalle est basé sur ces valeurs (de la fonction) aux extrémités comme il est montré sur la figure A. 1.



**Figure A.1** : Point d'évaluation du calcul de la dérivée centrée

Par conséquent, les six équations de Maxwell seront exprimées sur chaque intervalle à partir de cette approximation.

*Annexe B* \_\_\_\_\_

**Mise en équations de la  
méthode FDTD avec PML**

## Représentation des équations du champ électromagnétique implémentées dans l'algorithme de la méthode PML- FDTD:

Partant d'un milieu linéaire, homogène, isotrope et sans perte, la forme la plus générale des équations de Maxwell Faraday et Maxwell Ampère est représentée par les formules suivantes :

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \vec{\nabla} \times \vec{H} \quad (1)$$

$$D(\omega) = \varepsilon_0 \varepsilon_r^*(\omega) \cdot E(\omega) \quad (2)$$

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu_0} \vec{\nabla} \times \vec{E} \quad (3)$$

Notant que  $D$  est l'induction électrique, et l'équation (2) est écrit dans le domaine fréquentiel pour faciliter le calcul.

Plusieurs approches ont présenté dans la littérature pour traiter un problème avec la méthode de la FDTD, dans notre cas en suit l'approche présentée par Sullivan.

Les formulations proposé par D. Sullivan dans son algorithme sont différentes des formulations classiques de la FDTD des équations de Maxwell au sens suivant :

- les champs propagés ne sont plus directement les champs  $\vec{E}$  et  $\vec{B}$  mais leurs correspondants  $\vec{D}$  et  $\vec{H}$ .
- les champs  $\vec{D}$  et  $\vec{H}$  sont décomposés sur l'ensemble du domaine de discrétisation afin d'éliminer la transition entre la grille FDTD et les PML.

Et donc La manière dont les champs sont mis à jour est la suivante :

$$\vec{H} = FDTD(\vec{E}) \rightarrow \vec{D} = FDTD(\vec{H}) \rightarrow \vec{E} = FDTD(\vec{D})$$

On va d'abord normaliser les équations précédentes en utilisant le système suivant :

$$\tilde{\mathbf{E}} = \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \cdot \mathbf{\bar{E}} \quad (4)$$

$$\tilde{\mathbf{D}} = \sqrt{\frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0}} \cdot \mathbf{\bar{D}} \quad (5)$$

Ce système est appelé l'unité Gaussian, qui est souvent utilisé par les physiciens pour simplifier les formulations. Substituant les équations (4) et (5) dans les équations de Maxwell Faraday et Ampère et on obtient :

$$\frac{\partial \tilde{\mathbf{D}}}{\partial t} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \nabla \times \mathbf{\bar{H}} \quad (6)$$

$$\tilde{\mathbf{D}}(\omega) = \varepsilon_r^*(\omega) \cdot \tilde{\mathbf{E}}(\omega) \quad (7)$$

$$\frac{\partial \mathbf{\bar{H}}}{\partial t} = -\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \nabla \times \tilde{\mathbf{E}} \quad (8)$$

On réécrit ces équations dans le domaine fréquentiel, dont la théorie de Fourier indique que  $\frac{\partial}{\partial t}$  est devenu  $j\omega$ , et donc on a :

$$j\omega \tilde{\mathbf{D}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \nabla \times \mathbf{\bar{H}} \quad (9)$$

$$\tilde{\mathbf{D}}(\omega) = \varepsilon_r^*(\omega) \cdot \tilde{\mathbf{E}}(\omega) \quad (10)$$

$$j\omega \mathbf{\bar{H}} = -\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \nabla \times \tilde{\mathbf{E}} \quad (11)$$

L'astuce consiste ensuite à définir des permittivités diélectriques fictives et perméabilités magnétiques fictives  $\varepsilon_{Fm}^*$  et  $\mu_{Fm}^*$  comme le montrent les formulations suivantes.

$$j\omega \tilde{D} \cdot \varepsilon_{Fx}^*(x) \varepsilon_{Fy}^*(y) \varepsilon_{Fz}^*(z) = c_0 \nabla \times \vec{H} \quad (12)$$

$$\tilde{D}(\omega) = \varepsilon_r^*(\omega) \tilde{E}(\omega) \quad (13)$$

$$j\omega \vec{H} \cdot \mu_{Fx}^*(x) \mu_{Fy}^*(y) \mu_{Fz}^*(z) = -c_0 \nabla \times \vec{E} \quad (14)$$

$\varepsilon_{Fm}^*$  et  $\mu_{Fm}^*$  ont définis par les équations suivantes :

$$\varepsilon_{Fm}^*(m) = \left[ \varepsilon_{Dm}^*(m) + \frac{\sigma_{Dm}(m)}{j\omega\varepsilon_0} \right] \quad (15)$$

$$\mu_{Fm}^*(m) = \left[ \mu_{Hm}^*(m) + \frac{\sigma_{Hm}(m)}{j\omega\mu_0} \right] \quad (16)$$

Avec :  $m = x, y, z$ .

On note que :

- la valeur de  $\varepsilon_F$  est associé à l'induction électrique D et non pas au champ électrique E.
- les valeurs fictifs rajoutées aux équations précédentes pour implémenter les PML, non aucune relation avec la valeur réel de  $\varepsilon_r^*(\omega)$  qui définit le milieu.

Sacks et al [32], [28], montrent que il faut deux conditions pour former les PML ;

- L'impédance progressée entre le domaine de calcul et les PML doit être constante;

$$Z_m = Z_{PML} = \sqrt{\frac{\mu_{Fm}^*}{\varepsilon_{Fm}^*}} = 1 \quad (17)$$

- pour chaque direction perpendiculaire aux bords, les permittivités diélectriques et les perméabilités doivent être opposées au ceux des autres directions, par exemple dans la direction  $x$  on a :

$$\varepsilon_{Fx}^* = \frac{1}{\varepsilon_{Fy}^*} \quad \text{and} \quad \varepsilon_{Fx}^* = \frac{1}{\varepsilon_{Fz}^*} \quad (19)$$

$$\mu_{Fx}^* = \frac{1}{\mu_{Fy}^*} \quad \text{and} \quad \mu_{Fx}^* = \frac{1}{\mu_{Fz}^*} \quad (20)$$

Le choix suivant des paramètres satisfait les équations (19) et (20) :

$$\varepsilon_{Fm}^* = \mu_{Fm}^* = 1 \quad (21)$$

$$\frac{\sigma_{Dm}}{\varepsilon_0} = \frac{\sigma_{Hm}}{\mu_0} = \frac{\sigma_D}{\varepsilon_0} \quad (22)$$

On substitue les équations (15), (16), (21) et (22) dans l'équation de (17) on obtient :

$$Z_m = Z_{PML} = \sqrt{\frac{\mu_{Fm}^*}{\varepsilon_{Fm}^*}} = \sqrt{\frac{1 + \sigma_D(m)/j\omega\varepsilon_0}{1 + \sigma_D(m)/j\omega\varepsilon_0}} = 1 \quad (23)$$

Cela satisfait la première exigence, si  $\sigma_D$  croit progressivement comme il passe dans les PML. Les équations (12), (13) et (14) vont causer l'atténuation des champs  $D$  et  $H$ . Alors les six équations de Maxwell correspondent aux équations (21), (22) tenant compte les modifications précédentes sont :

$$j\omega \left(1 + \frac{\sigma_D(x)}{j\omega\varepsilon_0}\right)^{-1} \left(1 + \frac{\sigma_D(y)}{j\omega\varepsilon_0}\right) \left(1 + \frac{\sigma_D(z)}{j\omega\varepsilon_0}\right) \tilde{D}_x = c_0 \left( \frac{\partial \tilde{H}_z}{\partial y} - \frac{\partial \tilde{H}_y}{\partial z} \right) \quad (24)$$

$$j\omega \left(1 + \frac{\sigma_D(x)}{j\omega\varepsilon_0}\right) \left(1 + \frac{\sigma_D(y)}{j\omega\varepsilon_0}\right)^{-1} \left(1 + \frac{\sigma_D(z)}{j\omega\varepsilon_0}\right) \tilde{D}_y = c_0 \left( \frac{\partial \tilde{H}_x}{\partial z} - \frac{\partial \tilde{H}_z}{\partial x} \right) \quad (25)$$

$$j\omega \left(1 + \frac{\sigma_D(x)}{j\omega\epsilon_0}\right) \left(1 + \frac{\sigma_D(y)}{j\omega\epsilon_0}\right) \left(1 + \frac{\sigma_D(z)}{j\omega\epsilon_0}\right)^{-1} \tilde{D}_z = c_0 \left( \frac{\partial \tilde{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \tilde{H}_x}{\partial y} \right) \quad (26)$$

$$j\omega \left(1 + \frac{\sigma_D(x)}{j\omega\epsilon_0}\right)^{-1} \left(1 + \frac{\sigma_D(y)}{j\omega\epsilon_0}\right) \left(1 + \frac{\sigma_D(z)}{j\omega\epsilon_0}\right) \tilde{H}_x = c_0 \left( \frac{\partial \tilde{E}_y}{\partial z} - \frac{\partial \tilde{E}_z}{\partial y} \right) \quad (27)$$

$$j\omega \left(1 + \frac{\sigma_D(x)}{j\omega\epsilon_0}\right) \left(1 + \frac{\sigma_D(y)}{j\omega\epsilon_0}\right)^{-1} \left(1 + \frac{\sigma_D(z)}{j\omega\epsilon_0}\right) \tilde{H}_y = c_0 \left( \frac{\partial \tilde{E}_z}{\partial x} - \frac{\partial \tilde{E}_x}{\partial z} \right) \quad (28)$$

$$j\omega \left(1 + \frac{\sigma_D(x)}{j\omega\epsilon_0}\right) \left(1 + \frac{\sigma_D(y)}{j\omega\epsilon_0}\right) \left(1 + \frac{\sigma_D(z)}{j\omega\epsilon_0}\right)^{-1} \tilde{H}_z = c_0 \left( \frac{\partial \tilde{E}_x}{\partial y} - \frac{\partial \tilde{E}_y}{\partial x} \right) \quad (29)$$

Pour appliquer un schéma FDTD on va choisir une de ces six équations, par exemple l'équation (26)

Pour un plan de PML normal à la direction  $x$ , l'équation (26) se réécrit sous la forme suivante :

$$j\omega \left(1 + \frac{\sigma_D(x)}{j\omega\epsilon_0}\right) \tilde{D}_z = c_0 \left( \frac{\partial \tilde{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \tilde{H}_x}{\partial y} \right) \quad (30)$$

Partant par le membre à droite:

$$j\omega \left(1 + \frac{\sigma_D(x)}{j\omega\epsilon_0}\right) \tilde{D}_z = j\omega \tilde{D}_z + \frac{\sigma_D(x)}{\epsilon_0} \tilde{D}_z \quad (31)$$

Retournant au domaine temporel en remplaçant  $(j\omega)$  par  $\left(\frac{\partial}{\partial t}\right)$  d'après la théorie de Fourier,

Ensuite on applique l'approximation des différences finies, on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \tilde{D}_z}{\partial t} + \frac{\sigma_D(i)}{\varepsilon_0} \tilde{D}_z &= \frac{\tilde{D}_z^{n+1/2}(i, j) - \tilde{D}_z^{n-1/2}}{\Delta t} + \frac{\sigma_D(i)}{\varepsilon_0} \frac{\tilde{D}_z^{n+1/2}(i, j) + \tilde{D}_z^{n-1/2}}{2} \\ &= \tilde{D}_z^{n+1/2}(i, j) \frac{1}{\Delta t} \left[ 1 + \frac{\sigma_D(i) \Delta t}{2 \varepsilon_0} \right] - \tilde{D}_z^{n-1/2}(i, j) \frac{1}{\Delta t} \left[ 1 - \frac{\sigma_D(i, j) \Delta t}{2 \varepsilon_0} \right] \end{aligned} \quad (32)$$

Substituant cette équation dans (31), tenant compte l'application de l'approximation de la dériver centrée sur le second membre, alors on obtient:

$$\begin{aligned} \tilde{D}_z^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k+1) &= g_{i3}(i) \cdot \tilde{D}_z^{n-1/2}(i-1/2, j+1/2, k+1) + \\ &g_{i2}(i) \cdot (\Delta t \cdot c_0) \cdot \text{curl}_{hz}(i-1/2, j+1/2, k+1) \end{aligned} \quad (33)$$

Pour un plan de PML normal à la direction  $y$ , l'équation (26) se réécrit sous la forme suivante :

$$j\omega \left( 1 + \frac{\sigma_D(y)}{j\omega \varepsilon_0} \right) \tilde{D}_z = c_0 \left( \frac{\partial \tilde{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \tilde{H}_x}{\partial y} \right) \quad (34)$$

Suivant les mêmes étapes du calcul précédant, on obtient :

$$\begin{aligned} \tilde{D}_z^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k+1) &= g_{j3}(j) \cdot \tilde{D}_z^{n-1/2}(i-1/2, j+1/2, k+1) + \\ &g_{j2}(j) \cdot (\Delta t \cdot c_0) \cdot \text{curl}_{hz}(i-1/2, j+1/2, k+1) \end{aligned} \quad (35)$$

Pour un plan de PML normal à la direction  $z$ , l'équation (26) se réécrit sous la forme suivante :

$$j\omega \left( 1 + \frac{\sigma_D(z)}{j\omega \varepsilon_0} \right)^{-1} \tilde{D}_z = c_0 \left( \frac{\partial \tilde{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \tilde{H}_x}{\partial y} \right) \quad (36)$$

Alors :

$$j\omega.\tilde{D}_z = \left(1 + \frac{\sigma_D(z)}{j\omega\epsilon_0}\right) c_0 \left(\frac{\partial\bar{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial\bar{H}_x}{\partial y}\right) \quad (37)$$

Tenant compte l'approximation de la dérivé centrée, on trouve :

$$\tilde{D}_z^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k+1) = \tilde{D}_z^{n-1/2}(i-1/2, j+1/2, k+1) + \Delta t.c_0 \left[ \begin{array}{l} \text{curlhz}(i-1/2, j+1/2, k+1) + \\ f_{k1}(k).I_{D_z}^n(i-1/2, j+1/2, k+1) \end{array} \right] \quad (38)$$

Avec :

$$I_{D_z}^n(i-1/2, j+1/2, k+1) = I_{D_z}^{n-1}(i-1/2, j+1/2, k+1) + \text{curlh}(i-1/2, j+1/2, k+1) \quad (39)$$

Et

$$\text{curlhz}(i-1/2, j+1/2, k+1) = \left( \frac{\bar{H}_y^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1) - \bar{H}_y^{n+1/2}(i-1, j+1/2, k+1)}{\partial x} \right) - \left( \frac{\bar{H}_x^{n+1/2}(i-1/2, j+1, k+1) + \bar{H}_x^{n+1/2}(i-1/2, j, k+1)}{\partial y} \right) \quad (40)$$

Le réarrangement des équations (33), (35) et (38) nous donne le résultat suivant :

$$\begin{aligned} \tilde{D}_z^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k+1) &= g_{i3}(i) \cdot g_{j3}(j) \tilde{D}_z^{n-1/2}(i-1/2, j+1/2, k+1) + \\ &g_{i2}(i) \cdot g_{j2}(j) \cdot (\Delta t \cdot c_0) \cdot [\text{curl}h_z(i-1/2, j+1/2, k+1) + g_{k1}(k) I_{D_z}^n(i-1/2, j+1/2, k+1)] \end{aligned} \quad (41)$$

Les paramètres unidimensionnels  $g$  sont définis comme :

$$g_{m1}(m) = \frac{\sigma_D(m) \Delta t}{2 \cdot \varepsilon_0} \quad (42)$$

$$g_{m2}(m) = \frac{1}{1 + \sigma_D(m) \cdot \Delta t / (2 \cdot \varepsilon_0)} \quad (43)$$

$$g_{m3}(m) = \frac{1 - \sigma_D(m) \cdot \Delta t / (2 \cdot \varepsilon_0)}{1 + \sigma_D(m) \cdot \Delta t / (2 \cdot \varepsilon_0)} \quad (44)$$

Avec :  $m = i, j, k$

Suivant les même étapes de calcul, le champ magnétique  $\vec{H}_x$  s'exprime par :

$$\begin{aligned} \vec{H}_x^{n+1}(i, j+1, k+1/2) &= f_{i3}(i) \cdot f_{j3}(j) \vec{H}_x^n(i, j+1, k+1/2) + \\ &f_{i2}(i) \cdot f_{j2}(j) \cdot \Delta t \cdot c_0 \cdot [\text{curl}e_x(i, j+1, k+1/2) + f_{k1}(k) I_{H_z}^{n+1/2}(i, j+1, k+1/2)] \end{aligned} \quad (45)$$

Avec :

$$I_{H_z}^{n+1/2}(i, j+1, k+1/2) = I_{H_z}^{n-1/2}(i, j+1, k+1/2) + \text{curl}e_x(i, j+1, k+1/2) \quad (46)$$

Et

$$\begin{aligned} \text{curl}_x(i, j+1, k+1/2) &= \left( \tilde{E}_y^n(i-1/2, j+1, k+3/2) - \tilde{E}_y^n(i-1/2, j+1, k+1/2) \right) / \partial z - \\ & \left( \tilde{E}_z^n(i-1/2, j+3/2, k+1) + \tilde{E}_z^n(i-1/2, j+1/2, k+1) \right) / \partial y \end{aligned} \quad (47)$$

Les paramètres unidimensionnels  $f$  sont définis comme :

$$f_{m1}(m) = \frac{\sigma_D(m+1/2)\Delta t}{2.\varepsilon_0} \quad (48)$$

$$f_{m2}(m+1/2) = \frac{1}{1 + \sigma_D(m+1/2)\Delta t / (2.\varepsilon_0)} \quad (49)$$

$$f_{m3}(m+1/2) = \frac{1 - \sigma_D(m+1/2)\Delta t / (2.\varepsilon_0)}{1 + \sigma_D(m+1/2)\Delta t / (2.\varepsilon_0)} \quad (50)$$

avec :  $m = i, j, k$

Les paramètres unidimensionnels  $g$  et  $f$  dépendent aussi de l'épaisseur des couches PML, on peut alors les réécrire avec les expressions suivantes :

$$g_{m1}(m) = x_n(m) \quad (51)$$

$$g_{m2}(m) = 1 / (1 + x_n(m)) \quad (52)$$

$$g_{m3}(m) = (1 - x_n(m)) / (1 + x_n(m)) \quad (53)$$

$$f_{m1}(m+1/2) = x_n(m+1/2) \quad (54)$$

$$f_{m_2}(m+1/2) = 1/(1+x_n(m+1/2)) \quad (55)$$

$$f_{m_3}(m+1/2) = (1-x_n(m+1/2))/(1+x_n(m+1/2)) \quad (56)$$

Où :  $m = i, j, k$

et le paramètre  $x_n(m)$ :

$$x_n(m) = 0.333 \left( \frac{m}{\text{longueur du pml}} \right)^3 \quad (57)$$

Le calcul de chacune des deux autres composantes électromagnétiques se fait de la même manière, par la modification de façon homogène des indices (x, y, z).

Si on considère que les pas spatiaux sont égaux, le facteur  $\Delta t.c_0$  se réduit à (0.5) par la relation :

$$\frac{\Delta t}{\partial x} c_0 = \frac{\Delta t}{\partial y} c_0 = \frac{\Delta t}{\partial z} c_0 = \frac{\partial x / (2.c_0)}{\partial x} = 0.5 \quad (58)$$