Thèse de Doctorat

Hedi RAGAD

Mémoire présenté en vue de l'obtention
du grade de Docteur de l'Université de Tunis El Manar – Tunisie

du grade de Docteur de l'Université de Nantes - France
Sous le label de l'Université Nantes Angers Le Mans

Discipline : Electronique
Spécialité : Télécommunications
Laboratoire : IETR UMR 6164

Soutenance le 22 novembre 2013

École doctorale Sciences et Technologies de l'Information et Mathématiques (STIM) - France

Etude et conception de nouvelles topologies d'antennes à résonateur diélectrique dans les bandes UHF et SHF

JURY

Président :	**M. Abdelkader MAMI**, Professeur, Université de Tunis El Manar, Tunisie
Rapporteurs :	**M. Jean-Marc RIBERO**, Professeur, Université de Nice Sophia Antipolis
	M. Hichem TRABELSI, Professeur, Université de Carthage, Tunisie
Directeurs de Thèse :	**M. Ali GHARSALLAH**, Professeur, Faculté de Science, Université de Tunis El Manar, Tunisie
	M. Tchanguiz RAZBAN, Professeur, Ecole polytechnique de l'université de Nantes, France
Encadrant :	**M. Mohamed LATRACH**, Professeur ESEO, Angers, France
Invités :	**M. Henri BAUDRAND**, Professeur Emérite, INPT-ENSEEIHT, Toulouse, France
	M. Shah Nawaz BUROKUR, Maître de Conférences, Université Paris Ouest Nanterre la Défense, France

Remerciements

Ce travail a été effectué à l'École Supérieure d'Électronique de l'Ouest « ESEO » en collaboration avec l'école polytechnique de Nantes Atlantique et la faculté des Sciences de Tunis. Je tiens à remercier Monsieur Jacky CHARRUAULT, directeur de l'ESEO, pour son accueil durant cette thèse.

Je tiens à remercier mes deux directeurs de thèse, Messieurs Ali GHARSALLAH (Faculté des sciences de Tunis) et Tchanguiz RAZBAN (Ecole polytechnique de Nantes), pour leurs conseils, leur disponibilité. J'exprime ma profonde reconnaissance à mon encadrant Monsieur Mohamed LATRACH pour la confiance qu'il m'a accordée et les connaissances qu'il m'a transmises en encadrant ces trois années de recherche. Sa disponibilité et son esprit critique ont été pour moi une grande richesse tout au long de la thèse et ont permis un travail fructueux.

Je remercie Monsieur Jean-Marc RIBERO, Professeur à l'Université de Nice Sophia Antipolis, Hichem TRABELSI, professeur à l'Ecole Supérieure des Technologies et d'Informatiques de Tunis, d'avoir accepté d'être rapporteurs de ce travail et leur suis particulièrement reconnaissant pour l'intérêt qu'ils lui ont accordé.

Je souhaite vivement remercier Monsieur le Professeur Abdelkader MAMI de la faculté des sciences de Tunis pour avoir accepté de présider le jury de thèse.

Je remercie également Monsieur Henri BAUDRAND, Professeur émérite à l'INPT-ENSEEIHT, Toulouse, ainsi que Monsieur Shah Nawaz BUROKUR, maitre de conférences, Université de Paris Ouest Nanterre la Défense, de m'avoir fait l'honneur de bien vouloir participer au jury de cette thèse.

Je remercie également Sylvain PERPOIL et Benoît LECOMTE pour leur participation à la réalisation des prototypes. Monsieur Bilel BENBOUBAKER et Mademoiselle Aya MABROUKI Enseignants-Chercheurs à l'ESEO pour leur aide et leur soutien.

Je remercie chaleureusement tous les doctorants que j'ai pu côtoyer au sein du l'ESEO Mohamad, Lhadjji, Zaher, Sjoerd, Estelladi et Mohamed. Sans oublier mes amis Hedi, Zied, Hakim, Kamel, Khalifa et Mohamed, mes cousins, Bessem, Wissen et Achraf.

Enfin, une pensée particulière à ma famille, ma femme et mes filles Asma, Arwa et Oumaya.

Résumé:

Cette thèse propose l'étude et la conception des nouvelles topologies d'antennes à résonateurs diélectriques dans les bandes UHF et SHF. Une première partie est consacrée à l'état de l'art et aux caractéristiques fondamentales de ce type d'antennes. La deuxième partie s'est portée sur la conception des nouvelles formes d'antennes issues des formes canoniques dans le but d'élargir leurs bandes de fonctionnement en vue d'une utilisation multistandards, sans modifier pour autant leur rayonnement dans l'espace environnant. Ensuite notre intérêt s'est porté sur la réalisation des antennes multi-bandes dont la première structure est basée sur l'excitation de deux modes d'un résonateur diélectrique rectangulaire, à deux fréquences différentes. La deuxième structure est constituée d'un élément rayonnant formé de deux résonateurs concentriques et à permittivités différentes. L'excitation de ces derniers, chacun sur son mode fondamental permet d'avoir un fonctionnement bi-bande. Dans la dernière partie de l'étude, nous nous sommes intéressés à la conception des ARDs pour des applications en RFID UHF, le but est de réaliser des antennes miniatures à fort gain permettant de réduire l'encombrement des stations de base. Nous avons utilisé, dans ce cas, des matériaux à permittivité élevée et nous avons placé une couche de métamateriaux au-dessus du résonateur pour améliorer le gain.

Abstract:

This thesis proposes the study and design of new topologies of dielectrics resonators antennas in the UHF and SHF bands. The first part is devoted to the state of the art and to the fundamental characteristics of these antennas. The second part is focused on the design of new types of antennas from the canonical shapes in order to expand their bandwidth for multi-standard applications without changing the distribution of their radiation pattern in free space. Then our interest is focused on the realization of multiband antennas. The first structure is based on the excitation of two modes of a rectangular dielectric resonator antenna, at two different frequencies. The second one is a dielectric resonator antenna (DRAs) with two concentric resonators with different permittivities. They are excited each one on its fundamental mode to obtain a bi-band behavior.

In the last part of the study, we are interested in the design of miniature DRAs for UHF RFID applications. We use in this case, materials with high permittivity and we place a layer of metamaterial over the resonator to improve the gain.

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE **18**

1. CONTEXTE DE L'ETUDE ET ETAT DE L'ART **22**

1.1. Contexte de l'étude **22**

1.2. Les antennes à résonateur diélectrique **23**

1.2.1. Introduction 23

1.2.2. Généralités sur les résonateurs diélectriques 23

1.2.2.1. Définition 23

1.2.2.2. Principe de fonctionnement 24

1.2.3. Les antennes à résonateurs diélectriques 25

1.2.3.1. Les avantages des Antennes à Résonateurs Diélectriques (ARD) 25

1.2.3.2. Différentes formes des ARD 27

1.2.3.3. Techniques de couplage employées dans les antennes à résonateurs diélectriques 28

1.2.3.4. Techniques d'amélioration de la bande passante 28

1.2.3.5. Antennes à résonateurs diélectriques multi-bandes 29

1.2.3.6. Les ARD à polarisation circulaire 30

1.2.3.7. La miniaturisation des ARD 31

1.3. Les paramètres fondamentaux des antennes **32**

1.3.1. Impédance 32

1.3.2. L'adaptation 33

1.3.3. La bande passante 33

1.3.4. Le coefficient de qualité 33

1.3.5. Directivité 34

1.3.6. Gain 35

1.3.7. Angle d'ouverture d'une antenne 35

1.3.8. Efficacité de rayonnement 35

1.3.9. Diagramme de rayonnement 36

1.3.10. Polarisation 37

1.4. Outils de simulation et de mesures **37**

1.4.1. La conception des antennes 37

1.4.2. La caractérisation expérimentale 37

1.4.2.1. Mesure du coefficient de réflexion 38

1.4.2.2. Mesure du gain 38
1.4.2.3. Mesure du diagramme de rayonnement 39

1.5. Conclusion 40

2. LES ANTENNES A RESONATEURS DIELECTRIQUES 42

2.1. Introduction 42

2.2. Antennes à résonateurs diélectriques cylindriques 43
2.2.1. Nomenclature 44
2.2.2. Cartes des champs 45
2.2.2.1. Le mode $TE_{01\delta}$ 45
2.2.2.2. Le mode $TM_{01\delta}$ 46
2.2.2.3. Le mode $HEM_{11\delta}$ 47
2.2.3. Fréquences de résonance 48
2.2.3.1. Le mode $TE_{01\delta}$ 48
2.2.3.2. Le mode $TM_{01\delta}$ 49
2.2.3.3. Le mode $HEM_{11\delta}$ 50

2.3. Antennes à résonateurs diélectriques rectangulaires 52
2.3.1. Introduction 52
2.3.2. Fréquences de résonance 54
2.3.3. Le facteur de qualité 55

2.4. Les techniques de couplage 55
2.4.1. La ligne microruban 56
2.4.2. La sonde coaxiale 57
2.4.3. Ligne coplanaire 58
2.4.4. Fente rectangulaire 58

2.5. Etude d'une antenne à résonateur diélectrique cylindrique 59
2.5.1. Introduction 59
2.5.2. Structure de l'antenne 60
2.5.4. Performances simulées et résultats de mesures 66
2.5.4.1. Coefficient de réflexion 66
2.5.4.2. Gain et diagramme de rayonnement 67
2.5.4.3. Efficacité de rayonnement 68
2.6.1. Etude de l'antenne sans résonateur (antenne fente) 69

2.6.2. Antenne fente à 3.5GHz 71

2.7. Conclusion 72

3. ANTENNES A RESONATEURS DIELECTRIQUES LARGE BANDE 74

3.1. Introduction 74

3.2. Antenne à résonateur diélectrique conique 75

3.2.1. Introduction 75

3.2.2. Antenne à résonateur diélectrique cylindrique 75

3.2.3. Présentation de la structure cylindrique modifiée 77

3.2.4. Géométrie de l'antenne conique 78

3.2.5. Optimisation et étude paramétrique 79

3.2.5.1. Variation du rayon supérieur ($r2$) du résonateur diélectrique 79

3.2.5.2. Variation de la hauteur (h) du résonateur diélectrique 80

3.2.6. Conclusion de l'étude paramétrique 81

3.2.7. Validation expérimentale 81

3.2.7.1. Prototype réalisé 81

3.2.7.2. Impédance 82

3.2.7.3. Adaptation 83

3.2.7.4. Diagramme de rayonnement 83

3.2.7.5. Gain 85

3.2.8. Conclusion 86

3.3. Antenne à résonateur diélectrique conique fonctionnant en polarisation circulaire 86

3.3.1. Introduction 86

3.3.2. Généralités sur la polarisation circulaire 87

3.3.3. Structure de l'antenne à polarisation circulaire 90

3.3.4. Résultats de mesures et de simulations 90

3.3.4.1. Adaptation: 91

3.3.4.2. Rapport axial: 92

3.3.4.3. Digramme de rayonnement 93

3.3.5. Conclusion 93

3.4. Antenne Yagi à résonateur diélectrique 94

3.4.1. Introduction 94

3.4.2. Méthodologie utilisée 94

3.4.3. Structure de l'antenne 94
3.4.4. Étude paramétrique 95
3.4.4.1. Effet du nombre de résonateurs sur la bande passante 95
3.4.4.2. Effet du nombre de résonateurs sur le gain de l'antenne 96
3.4.5. Réalisation et caractérisation du prototype 97
3.4.5.1. Prototype réalisé 97
3.4.5.2. Adaptation 98
3.4.5.3. Gain 99
3.4.5.4. Diagramme de rayonnement 99
3.4.6. Conclusion 100

3.5. Antenne papillon à résonateur diélectrique 101
3.5.1. Introduction 101
3.5.2. Structure de l'antenne 101
3.5.3. Étude paramétrique 102
3.5.3.1. Influence de la fente de couplage 102
3.5.3.1.1. Effet de la longueur de la fente (L_f) 103
3.5.3.1.2. Largeur de la fente (W_f) 103
3.5.3.2. Influence de la permittivité du résonateur diélectrique 104
3.5.4. Validation expérimentale de l'antenne papillon réalisée 105
3.5.4.1. Adaptation 105
3.5.4.2. Gain mesuré 106
3.5.4.3. Diagramme de rayonnement 106
3.5.5. Conclusion 107

3.6. Bilan et comparaison 108

3.7. Conclusion 108

4. ANTENNES A RESONATEURS DIELECTRIQUES MULTI-BANDES 110

4.1. Introduction 110

4.2. ARD multi-bande 110
4.2.1. Introduction 110
4.2.2. Configuration du champ électrique pour les modes TE_{111} et TE_{113} 111
4.2.3. Géométrie de la structure 111
4.2.4. Optimisation de la structure étudiée 112

4.2.4.1. Effet de la permittivité du RD 113
4.2.4.2. Effet de la longueur de la fente 114
4.2.4.3. Effet de l'extension de l'alimentation L 115
4.2.5. Validation expérimentale de la structure 116
4.2.5.1. Adaptation 117
4.2.5.2. Gain simulé et mesuré 117
4.2.5.3. Diagramme de rayonnement 118
4.2.6. Conclusion 120

4.3. ARD cylindrique multi-bande 120
4.3.1. Introduction 120
4.3.2. Géométrie de l'antenne 121
4.3.3. Étude paramétrique 121
4.3.3.1. Effet de la permittivité du résonateur intérieur 121
4.3.3.2. Effet de la permittivité du résonateur extérieur 122
4.3.3.3. Effet du rayon du résonateur intérieur 123
4.3.3.4. Effet de la hauteur du résonateur interne 124
4.3.4. Conclusion de l'étude paramétrique 125
4.3.5. Résultats de simulation et de mesure 126
4.3.6. Synthèse 127

4.4. Conclusion 127

5. ANTENNES A RESONATEURS DIELECTRIQUES MINIATURES POUR LES LECTEURS RFID 128

5.1. Introduction 128
5.1.1. Généralités sur la RFID 129
5.1.1.1. Aspect historique de la RFID 129
5.1.1.2. Les systèmes RFID 129
5.1.1.3. Le lecteur 131
5.1.1.4. Antenne pour le lecteur 131
5.1.1.5. Normalisation des systèmes RFID 132

5.2. Conception et réalisation d'une ARD demi-cylindrique 133
5.2.1. Introduction 133
5.2.2. Étude théorique 133
5.2.3. Présentation de l'antenne 134

5.2.4. Mode excité 135
5.2.5. Étude paramétrique 136
5.2.6. Conclusion de l'étude paramétrique 138
5.2.7. Réalisation et mesures 138
5.2.7.1. Adaptation 139
5.2.7.2. Gain et directivité 140
5.2.7.3. Étude comparative avec une antenne du commerce 141
5.2.8. Conclusion 141

5.3. ARD rectangulaire 142
5.3.1. Introduction 142
5.3.2. ARD rectangulaire à polarisation linéaire 142
5.3.2.1. Géométrie de la structure 142
5.3.2.2. Résultats de simulations et de mesure 143
5.3.2.3. Adaptation 143
5.3.2.4. Gain et directivité 144
5.3.3. ARD rectangulaire à polarisation circulaire 145
5.3.3.1. Introduction 145
5.3.3.2. Géométrie de la structure 145
5.3.3.3. Optimisation des dimensions du ruban métallique 146
5.3.3.4. Résultats de simulations et de mesures 149
5.3.3.5. Adaptation 149
5.3.3.6. Gain et directivité 149
5.3.3.7. Rapport axial 150

5.4. ARD rectangulaire avec métamatériaux 150
5.4.1. Rappel sur les métamatériaux 150
5.4.2. Structure de l'antenne 153
5.4.3. Etude paramétrique 154
5.4.4. Résultats de simulation 155

5.5. Conclusion 157

CONCLUSION GENERALE 158

Liste de figures

FIGURE 1.1. RESONATEUR DIELECTRIQUE COUPLE AVEC UNE LIGNE MICROBANDE 24
FIGURE 1.2. L'ANTENNE PUBLIEE DANS [5] .A) CONFIGURATION DU ADR CYLINDRIQUE. B) CONFIGURATION DU MSA A PATCH CIRCULAIRE 26
FIGURE 1.3. COMPARAISON ENTRE LES COEFFICIENTS DE REFLEXION D'UNE MSA ET D'UNE ARD [5] 26
FIGURE 1.4. NOMBRE DES PUBLICATIONS IEEE SUR LES ANTENNES PATCH ET ARD [6] 27
FIGURE 1.5. FORMES DE RESONATEURS DIELECTRIQUES COMMERCIALISES 27
FIGURE 1.6. REPARTITIONS POSSIBLES DE L'ENERGIE RAYONNEE DANS L'ESPACE PAR LES ANTENNES 34
FIGURE 1.7. DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE DIRECTIVE 36
FIGURE 1.8. ANTENNE CORNET DE REFERENCE 39
FIGURE 1.9. CHAMBRE ANECHOÏDE DE L'ESEO: (A) SYNOPTIQUE, (B) PHOTO 40
FIGURE 2.1. CONFIGURATIONS D'ARD LES PLUS POPULAIRES : (A) ARDH COUPLEE PAR UNE LIGNE MICRORUBAN, (B) ARDR COUPLEE PAR UNE SONDE COAXIALE ET (C) ARDC COUPLE A TRAVERS UNE FENTE. 42
FIGURE 2.2. ANTENNE A RESONATEUR DIELECTRIQUE CYLINDRIQUE: (A) VUE EN 3D, (B) VUE DE DESSUS. 44
FIGURE 2.3. CARTES DE CHAMPS DU MODE $TE_{01\Delta}$: (A) DISTRIBUTION DU CHAMP MAGNETIQUE, (B) DISTRIBUTION DU CHAMP ELECTRIQUE. 46
FIGURE 2.4. CARTES DE CHAMPS DU MODE $TE_{01\Delta}$: (A) DISTRIBUTION DU CHAMP MAGNETIQUE, (B) DISTRIBUTION DU CHAMP ELECTRIQUE 47
FIGURE 2.5. CARTES DE CHAMPS DU MODE $HEM_{11\Delta}$:(A) DISTRIBUTION DU CHAMP MAGNETIQUE ET (B) DISTRIBUTION DU CHAMP ELECTRIQUE. 47
FIGURE 2.6. VARIATION DE (K_0A) EN FONCTION, DU RAPPORT (A / H) DANS LE CAS DU $TE_{01\Delta}$ ET POUR DIFFERENTES PERMITTIVITES. 49
FIGURE 2.7. VARIATION DE $(k0a)$ EN FONCTION, DU RAPPORT (ah) POUR LE MODE $TM_{01\Delta}$ ET POUR DIFFERENTES VALEURS DE LA PERMITTIVITE. 50
FIGURE 2.8. VARIATION DE $(k0a)$ EN FONCTION DU RAPPORT (ah)POUR LE MODE $HEM_{11\Delta}$ ET POUR DIFFERENTES VALEURS DE LA PERMITTIVITE 51
FIGURE 2.9. STRUCTURES RECTANGULAIRES : (A) GUIDE D'ONDE DIELECTRIQUE RECTANGULAIRE, (B) RDR ISOLE, (C)ARDR 53
FIGURE 2.10. DISTRIBUTION DES CHAMPS DU MODE TE_{111} :(A) CHAMP ELECTRIQUE, (B) CHAMP MAGNETIQUE 54
FIGURE 2.11. COUPLAGE AVEC UNE LIGNE MICRORUBAN POUR EXCITER LE MODE $HEM_{11\Delta}$ D'UN RDC 57
FIGURE 2.12. RESONATEUR DIELECTRIQUE EXCITE PAR UNE SONDE COAXIALE 57
FIGURE 2.13. RD EXCITE PAR UNE LIGNE COPLANAIRE. 58
FIGURE 2.14. RD EXCITE PAR UNE FENTE COPLANAIRE 59
FIGURE 2.15. STRUCTURE DE L'ANTENNE ETUDIEE (A) VUE GLOBE 60

FIGURE 2.16. INFLUENCE DE PERMITTIVITE DE RESONATEUR SUR LA FREQUENCE DE RESONANCE..... 62
FIGURE 2.17. INFLUENCE DE PERMITTIVITE DE RESONATEUR SUR LA BANDE PASSANTE 62
FIGURE 2.18. VARIATION DE LA FREQUENCE DE RESONANCE EN FONCTION DU RAYON (R) 63
FIGURE 2.19. VARIATION DE LA FREQUENCE DE RESONANCE EN FONCTION DE LA HAUTEUR (H) 63
FIGURE 2.20. INFLUENCE DE LA LONGUEUR L_F SUR LA FREQUENCE DE RESONANCE 65
FIGURE 2.21. INFLUENCE DU LARGUEUR DE LA FENTE W_F SUR LA FREQUENCE DE RESONANCE 65
FIGURE 2.22. PHOTO D'UNE ANTENNE A RESONATEUR DIELECTRIQUE CYLINDRIQUE..... 66
FIGURE 2.23. SIMULATION ET MESURE DU COEFFICIENT DE REFLEXION S11 DU PROTOTYPE 67
FIGURE 2.24. VARIATION DE GAIN EN FONCTION DE FREQUENCE..... 68
FIGURE 2.25. DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT SIMULE EN 3D POUR F = 3.5 GHZ..... 68
FIGURE 2.26. VARIATION DE L'EFFICACITE DE RAYONNEMENT EN FONCTION DE LA FREQUENCE 69
FIGURE 2.27. ANTENNE SANS RESONATEUR DIELECTRIQUE (ANTENNE FENTE) 70
FIGURE 2.28. COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ANTENNE FENTE 70
FIGURE 2.29. COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ANTENNE FENTE FONCTIONNE A 3.5GHZ 71
FIGURE 3.1. ANTENNE A RESONATEUR DIELECTRIQUE CYLINDRIQUE..... 76
FIGURE 3.2. COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ANTENNE CYLINDRIQUE 77
FIGURE 3.3. LE PASSAGE DE LA FORME CYLINDRIQUE A LA FORME CONIQUE 78
FIGURE 3.4. STRUCTURE DE L'ANTENNE CONIQUE..... 78
FIGURE 3.5. COEFFICIENT DE REFLEXION POUR DIFFERENTES VALEURS DE RAYON $r2$ 79
FIGURE 3.6. COEFFICIENT DE REFLEXION POUR DIFFERENTES VALEURS DE LA HAUTEUR DU RESONATEUR 80
FIGURE 3.7. PROTOTYPE DE L'ANTENNE REALISEE: (A) VUE GENERALE; (B) VUE DE DESSOUS..... 82
FIGURE 3.8. PARTIES REELLE ET IMAGINAIRE DE L'IMPEDANCE D'ENTREE DE L'ARD CONIQUE 82
FIGURE 3.9. MODULE DU COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ANTENNE: COMPARAISON SIMULATION-MESURE 83
FIGURE 3.10. COMPOSANTE PRINCIPALE ET CROISEE DU CHAMP MESURE DANS LES PLANS E (A GAUCHE) ET H (A DROITE) A 3.7, 4.5 ET 5.6 GHZ..... 84
FIGURE 3.11. GAIN MESURE EN FONCTION DE LA FREQUENCE 85
FIGURE 3.12. GAIN TOTAL SIMULE EN 3D A 4.5 GHZ 86
FIGURE 3.13. ELLIPSE DE POLARISATION 88
FIGURE 3.14. DIFFERENTES DEFORMATIONS D'UNE ANTENNE IMPRIMEE. 90
FIGURE 3.15. STRUCTURE D'ARD A POLARISATION CIRCULAIRE 90
FIGURE 3.16. PHOTO DU PROTOTYPE DE L'ANTENNE REALISEE..... 91
FIGURE 3.17. COEFFICIENTS DE REFLEXION MESURE ET SIMULE 91
FIGURE 3.18. RAPPORT AXIAL MESURE 92
FIGURE 3.19. DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE REALISEE DANS LES DEUX PLAN E (A) ET H (B) A 4.3 ET 5 GHZ 93
FIGURE 3.20. STRUCTURE DE L'ANTENNE YAGI ETUDIEE..... 95
FIGURE 3.21. VARIATION DU COEFFICIENT DE REFLEXION EN FONCTION DU NOMBRE DE RESONATEURS..... 96

FIGURE 3.22. VARIATION DU GAIN DE L'ANTENNE EN FONCTION DU NOMBRE DE RESONATEURS 96
FIGURE 3.23. MESURES DE L'ANTENNE DANS LA CHAMBRE ANECHOÏDE DE L'ESEO 98
FIGURE 3.24. MODULE DU COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ANTENNE : COMPARAISON SIMULATIONS-MESURE 98
FIGURE 3.25. GAIN MESURE EN FONCTION DE LA FREQUENCE 99
FIGURE 3.26. DIAGRAMME DE GAIN TOTAL EN 3D SIMULE A 5.5 GHZ 100
FIGURE 3.27. DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT MESURES DANS LES DEUX PLANS E ET H A 5.5 GHZ: 100
FIGURE 3.28. STRUCTURE D'UNE ANTENNE PAPILLON 102
FIGURE 3.29. VARIATION DU COEFFICIENT DE REFLEXION POUR DIFFERENTES VALEURS DE L_F 103
FIGURE 3.30. VARIATION DE BANDE PASSANTE EN FONCTION DE LA LARGEUR DE LA FENTE W_F 104
FIGURE 3.31. VARIATION DE LA BANDE PASSANTE EN FONCTION DE LA VALEUR DE PERMITTIVITE 104
FIGURE 3.32. PHOTOGRAPHIE DE L'ANTENNE PAPILLON REALISEE 105
FIGURE 3.33. MODULE DU COEFFICIENT DE REFLEXION MESURE ET SIMULE 105
FIGURE 3.34. VARIATION DU GAIN MESURE EN FONCTION DE LA FREQUENCE 106
FIGURE 3.35. DIAGRAMME DE RAYONNEMENT MESURE DANS LES DEUX PLANS E ET H 107
FIGURE 4.1. CONFIGURATION DU CHAMP ELECTRIQUE: (A) LE MODE TE111, (B) LE MODE TE113 111
FIGURE 4.2. GEOMETRIE DE L'ANTENNE A RESONATEUR DIELECTRIQUE RECTANGULAIRE 112
FIGURE 4.3. VARIATION DU COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ANTENNE EN FONCTION DE LA VALEUR DE PERMITTIVITE 113
FIGURE 4.4. VARIATION DU COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ANTENNE EN FONCTION DE LA LONGUEUR DE LA FENTE LF 114
FIGURE 4.5. VARIATION DU COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ANTENNE POUR DIFFERENTES VALEURS DE L. . 115
FIGURE 4.6. PHOTO DU PROTOTYPE DE L'ANTENNE A RESONATEUR DIELECTRIQUE RECTANGULAIRE 116
FIGURE 4.7. COMPARAISON ENTRE LA SIMULATION ET LA MESURE DU COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ANTENNE 117
FIGURE 4.8. EVOLUTION DU GAIN SIMULE ET MESURE EN FONCTION DE LA FREQUENCE 118
FIGURE 4.9. DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT MESURES DE L'ANTENNE BI-BANDE AUX FREQUENCES: (A) 1.8 GHZ, (B) 2.4 GHZ. 119
FIGURE 4.10. GEOMETRIE DE L'ANTENNE ETUDIEE, (A) VUE D'ENSEMBLE, (B) VUE DE DESSUS. 121
FIGURE 4.11. VARIATION DU PARAMETRE S_{11} EN FONCTION DE LA PERMITTIVITE DU RESONATEUR INTERIEUR 122
FIGURE 4.12. VARIATION DU PARAMETRE S_{11} EN FONCTION DE LA PERMITTIVITE DU RESONATEUR INTERIEUR 123
FIGURE 4.13. VARIATION DU COEFFICIENT DE REFLEXION EN FONCTION DU RAYON DE RESONATEUR INTERIEUR 124
FIGURE 4.14. VARIATION DU COEFFICIENT DE REFLEXION EN FONCTION DE LA HAUTEUR DU RESONATEUR INTERIEUR 125

FIGURE 4.15. MODULE DU COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ANTENNE SIMULE ET MESURE 126
FIGURE 4.16. ÉVOLUTION DU GAIN MESURE EN FONCTION DE LA FREQUENCE 127
FIGURE 5.1. DIFFERENTES FORMES DE TAGS ET DE LECTEURS RFID 130
FIGURE 5.2. RELATION MAITRE-ESCLAVE DANS LA COMMUNICATION RFID 131
FIGURE 5.3. CONFIGURATION DE L'ANTENNE ETUDIEE 135
FIGURE 5.4. DISTRIBUTION DU CHAMP MAGNETIQUE DANS LE PLAN XY 135
FIGURE 5.5. COEFFICIENT DE REFLEXION A L'ENTREE POUR DIFFERENTES VALEURS DE PERMITTIVITE 136
FIGURE 5.6. COEFFICIENT DE REFLEXION A L'ENTREE POUR DIFFERENTES VALEURS DE LA HAUTEUR H 137
FIGURE 5.7. COEFFICIENT DE REFLEXION A L'ENTREE POUR DIFFERENTES VALEURS DE LA LONGUEUR DE LA FENTE 138
FIGURE 5.8. PHOTOGRAPHIE DE LA STRUCTURE REALISEE 139
FIGURE 5.9. COEFFICIENTS DE REFLEXION SIMULE ET MESURE EN FONCTION DE LA FREQUENCE 140
FIGURE 5.10. EVOLUTION DU GAIN ET DE LA DIRECTIVITE EN FONCTION DE LA FREQUENCE 140
FIGURE 5.11. GEOMETRIE DE LA CONFIGURATION ETUDIEE 143
FIGURE 5.12. PHOTOGRAPHIE DE LA STRUCTURE REALISEE 143
FIGURE 5.13. COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ARDR 144
FIGURE 5.14. VARIATION DU GAIN ET DE LA DIRECTIVITE DE L'ANTENNE ETUDIEE EN FONCTION DE LA FREQUENCE 144
FIGURE 5.15. EVOLUTION DU GAIN TRIDIMENSIONNEL A 866MHZ 145
FIGURE 5.16. STRUCTURE D'ANTENNE A RESONATEUR DIELECTRIQUE A POLARISATION CIRCULAIRE 146
FIGURE 5.17. VARIATION DE S_{11} EN FONCTION DE LA LARGEUR DE RUBAN METALLIQUE 147
FIGURE 5.18. VARIATION DU RAPPORT AXIAL EN FONCTION DE LA LARGEUR DE RUBAN METALLIQUE W_P 147
FIGURE 5.19. VARIATION DE S_{11} EN FONCTION DE LA LONGUEUR DE RUBAN METALLIQUE 148
FIGURE 5.20. VARIATION DU RAPPORT AXIAL EN FONCTION DE LA LONGUEUR DE RUBAN METALLIQUE L_P ... 148
FIGURE 5.21. VARIATION FREQUENTIELLES DU COEFFICIENT DE REFLEXION SIMULE ET MESURE 149
FIGURE 5.22. VARIATION DU GAIN ET DE LA DIRECTIVITE DE L'ANTENNE EN FONCTION DE LA FREQUENCE ... 149
FIGURE 5.23. EVOLUTION DU RAPPORT AXIAL EN FONCTION DE LA FREQUENCE 150
FIGURE 5.24. FIGURE 5.24. STRUCTURE DE MATERIAUX ARTIFICIELS UTILISES EN HYPERFREQUENCES 151
FIGURE 5.25. (A) CELLULE ELEMENTAIRE DU MATERIAU MAIN GAUCHE - (B) DIMENSIONS DU SRR ET DES TIGES METALLIQUES 151
FIGURE 5.26. (A) COEFFICIENTS DE REFLEXION (S_{11}) ET DE TRANSMISSION (S_{21}) SIMULES SOUS HFSS (B) IMPEDANCE D'ONDE CALCULEE EN UTILISANT LA METHODE NRW 152
FIGURE 5.27. INDICE DE REFRACTION (N_{EFF}), PERMITTIVITE ($\varepsilon_{\varepsilon FF}$) ET PERMEABILITE ($\mu_{EFF}$) EFFECTIFS DU MATERIAU MAIN GAUCHE SIMULE - (A) PARTIE REELLE « RE » (B) PARTIE IMAGINAIRE « IM » 153
FIGURE 5.28. STRUCTURE DE L'ANTENNE ETUDIEE AVEC UNE COUCHE DE METAMATERIAUX (A) VUE GENERALE, (B) VUE DE COTE 154
FIGURE 5.29. VARIATION DE COEFFICIENT DE REFLEXION EN FONCTION DE LA HAUTEUR H_M 154

FIGURE 5.30. EVOLUTION DU GAIN REALISE EN FONCTION DE LA HAUTEUR H_M 155
FIGURE 5.31. COEFFICIENT DE REFLEXION SIMULE DE LA STRUCTURE EN PRESENCE DE LA COUCHE DE METAMATERIAUX 156
FIGURE 5.32. VARIATION DU GAIN SIMULE EN FONCTION DE LA FREQUENCE 156
FIGURE 5.33. VARIATION DU GAIN TRIDIMENSIONNEL A LA FREQUENCE 866 MHZ 157

Introduction générale

Dans la dernière décennie, la demande mondiale pour les communications sans fil a augmenté très rapidement. Aujourd'hui, les systèmes sans fil jouent un rôle très important dans notre vie quotidienne, comme, les communications mobiles, TV, satellite etc. Avec le développement des communications sans fil, la gamme de fréquences des systèmes sans fil a augmenté progressivement à partir de la bande des micro-ondes inférieure (0,3 ~ 30 GHz) à la bande d'ondes millimétriques plus élevé (30 ~ 300 GHz).

Dans un système de communication, l'antenne constitue un maillon important pour établir une liaison entre deux ou plusieurs points, là où les supports de communication habituels (câbles, fibres optiques…) sont difficiles voire impossibles à mettre en œuvre. Elle assure ainsi les fonctions d'émission et de réception des ondes électromagnétiques véhiculant le signal dans l'espace libre. Différents types d'antennes peuvent être utilisés tels que les antennes imprimés et les antennes à résonateurs diélectriques. Dans cette thèse nous nous sommes intéressés à l'étude et la conception des Antennes à Résonateurs Diélectriques (ARD).

Traditionnellement, les résonateurs diélectriques (RDs) ont été utilisés principalement pour la conception des filtres et des oscillateurs. En 1983, Long et al. ont démontré dans [1] qu'un résonateur diélectrique peut jouer le rôle d'une antenne. Depuis, les antennes à résonateurs diélectriques (ARD) ont reçu beaucoup d'attention en raison d'un certain nombre d'avantages et caractéristiques dont-elles bénéficient. Parmi lesquels, nous citons leur faible encombrement, leurs faibles pertes, leur facilité d'usinage et leur capacité potentielle d'excitation par l'intermédiaire de simples dispositifs de couplage [1, 2]. Plusieurs techniques ont été mises en œuvre dans le but d'améliorer les performances de ce type d'antennes et notre étude s'inscrit dans le cadre d'une continuité de ces travaux de recherche et se focalise sur les bandes UHF et SHF.

Ce manuscrit comporte cinq chapitres développant les divers aspects du sujet abordé, précédés par une introduction générale, et suivis par une conclusion générale.

Nous débutons ***le premier chapitre*** par un contexte général exposant l'objectif du travail mené. Ensuite, nous présentons l'état de l'art des antennes à résonateurs diélectriques en introduisant un bref rappel historique ainsi que les principaux travaux développés sur ce type d'antenne. Enfin, un succinct rappel sur les caractéristiques fondamentales des antennes et les outils de simulation et de mesures clôture ce chapitre.

Le second chapitre traite la théorie de base des antennes à résonateurs diélectriques. Le fonctionnement et les propriétés des résonateurs diélectriques seront examinés, leurs modes de propagation seront déterminés ainsi que les théories de détermination de leurs fréquences de résonance seront développés pour les formes cylindrique et rectangulaire. Ensuite, les différentes techniques d'excitation les plus couramment utilisés seront présentées**.** Enfin, une analyse paramétrique d'une antenne à résonateur diélectrique cylindrique, sa comparaison avec une antenne à fente rectangulaire et son étude expérimentale sont présentées.

Le troisième chapitre concerne l'étude des antennes à base de résonateurs diélectriques (ARD) non canoniques, et dont les formes peuvent être considérées comme des variations géométriques des résonateurs cylindriques.

Le but étant de concevoir des structures pouvant avoir des bandes passantes importantes et des caractéristiques de rayonnement stables. L'influence des différents paramètres sur ces caractéristiques sera analysée et commentée. La première partie de ce chapitre présente une nouvelle antenne à résonateur diélectrique en forme conique à polarisation linéaire excitée avec une fente rectangulaire. La deuxième partie s'attachera à mettre au point une méthode simple permettant et à la même antenne de rayonner en polarisation circulaire. Dans la troisième partie de ce chapitre, deux nouveaux types d'antennes à résonateurs diélectriques pour des applications large bande et à polarisation linéaire sont présentées et analysées. On présente la conception directive, dans un premier temps, puis, une seconde en forme de papillon. La directivité de cette structure est liée à l'assemblage de trois résonateurs diélectriques coniques l'un sur l'autre, à la manière d'une antenne Yagi. Le fonctionnement de deux structures sera expliqué, et leurs principales caractéristiques telle que les coefficients de réflexion, le diagramme de rayonnement et le gain seront analysées.

Des réalisations pratiques ainsi que des tests expérimentaux ont été faites dans les différents cas d'étude. Une comparaison des résultats expérimentaux avec les résultats simulés est également incluse dans ce chapitre.

Le quatrième chapitre est dédié à la conception des antennes à résonateurs diélectrique bi-bande. Dans la première partie, une antenne est constituée d'un résonateur diélectrique rectangulaire, à permittivité relative élevée, en vue d'une miniaturisation de sa taille globale. L'excitation de deux modes (TE_{111} *et* TE_{113}) du résonateur nous a permis de couvrir les deux bandes DCS (1710–1880MHz) et WLAN (2400–2484MHz). Les résultats simulés obtenus moyennant les logiciels Ansys HFSS et CST, ont été comparés et confrontés aux résultats expérimentaux. La deuxième est consacrée à l'étude d'une structure dont l'élément rayonnant est formée de deux résonateurs cylindriques concentriques et excités sur le mode $HEM_{11\delta}$. Les deux résonateurs, par leurs différents volumes et permittivités, résonnent à deux fréquences différentes, constituant ainsi une antenne rayonnante bi-bande.

Le dernier chapitre, présente la conception des deux structures d'antennes à résonateurs diélectriques miniatures, développées pour des lecteurs RFID UHF (865MHz - 868MHz). L'élément rayonnant de la première est formé d'un résonateur diélectrique en forme de demi-cylindrique et de permittivité relative de 30. Dans la deuxième partie nous avons conçue, dans un premier temps, une ARD rectangulaire à polarisation linéaire couplée à la ligne microruban d'amenée via une fente rectangulaire. Puis, nous avons ajouté sur l'un des côtés du résonateur un ruban métallique pour concevoir une ARD à polarisation circulaire. La dernière partie est consacrée à l'ajout d'une couche de métamatériaux au-dessus du résonateur en vue d'améliorer le gain.

CHAPITRE I:

1. Contexte de l’étude et état de l’art

1.1. Contexte de l’étude

De nos jours, les réseaux sans fil ne cesse de se développer en terme de nombre de connexions et de nombre d’applications couvertes, aussi bien qu’en qualité de liaisons. Le support principal de cette génération de télécommunications est l’onde électromagnétique au lieu des câbles et des liaisons filaires. La qualité de ces réseaux est totalement dépendantes des performances des éléments les constituant, en particulier : les équipements d'extrémité ou antennes. En effet, pour chaque application, une antenne spécifique est normalement nécessaire.

En fonction de la fréquence d’émission, du débit de données ou de la portée d’émission, plusieurs topologies et/ou technologies d’antennes sont possibles. Les caractéristiques de celles-ci doivent donc être optimisées au cas par cas. Par exemple pour résoudre le problème de l’augmentation du débit de transmissions, qui demande un élargissement de la bande de fréquence des systèmes, l’antenne utilisée devra bien entendu, présenter une large bande passante. Pour augmenter la taille des cellules de couverture en téléphonie mobile et diminuer le nombre de stations, il faut concevoir des antennes avec des gains élevés. Par ailleurs, établir une liaison correcte nécessite une antenne à polarisation circulaire que ce soit à l’émission et/ou à la réception.

De point de vue industriel on s’intéresse à des critères d’antennes bien souvent incompatibles, à savoir : un grand gain, un faible encombrement, un fonctionnement dans une large bande de fréquence et un faible coût.

Notre objectif est donc de concevoir de topologies d’antennes simples de réalisation, à faible encombrement et à gain relativement élevé avec un fonctionnement large bande et/ou multibande. Pour cela nous nous sommes orientés vers des antennes à résonateur diélectrique. Le sujet est un réel challenge car la réduction de l’encombrement et plus particulièrement de la longueur et largeur des antennes pourrait permettre leurs intégrations dans des plates-formes de petite taille tout en maintenant de bonnes performances électromagnétiques (qualité des diagrammes de rayonnement, rendement, adaptation, etc.).

1.2. Les antennes à résonateur diélectrique

1.2.1. Introduction

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

A cet égard, nous faisons le point d'abord sur les résonateurs diélectriques isolés et plus particulièrement des résonateurs cylindriques qui constituent la forme de base pour la majorité des antennes étudiées dans le cadre de cette thèse. On commence par un bref historique, puis on définit leurs principes de fonctionnement.

La deuxième partie, est consacrée à l'état de l'art sur les antennes à résonateurs diélectriques. On rappel tout d'abord les avantages des antennes à résonateurs diélectriques, les différentes formes et les techniques d'excitation les plus utilisées. Puis on citera les différentes techniques d'élargissement de la bande passante, de miniaturisation, de création de la polarisation circulaire et du fonctionnement en multibande.

Finalement, nous présentons les caractéristiques des antennes, et les procédures de conception et de mesure suivies par les différentes topologies conçues dans les différentes parties de ce mémoire.

1.2.2. Généralités sur les résonateurs diélectriques

1.2.2.1. Définition

Les résonateurs diélectriques sont des pastilles céramiques polycristallines nues ou métallisées, utilisées dans le domaine des hyperfréquences comme circuits résonants de base dans la réalisation, par exemple, de filtres, des oscillateurs etc... Utilisés comme filtres, ils permettent la sélection d'une bande de fréquence et peuvent servir au multiplexage des fréquences comme dans les stations de base de radiotéléphone, la séparation des voies d'émission et de réception etc. Et dans le cas des oscillateurs, l'utilisation d'un résonateur

diélectrique (ou plus) permet une meilleure pureté spectrale et une stabilisation de la fréquence du signal généré.

1.2.2.2. Principe de fonctionnement

Le terme résonateur diélectrique est apparu en 1939 lorsque Richtmyer a montré que des objets diélectriques non métallisés pouvaient fonctionner en tant qu'éléments résonants aux hyperfréquences [1]. Plus tard, en 1953, Schlike a rapporté l'existence de matériaux de permittivité ε_r supérieure à 100 [2]. Au début des années soixante, Okaya et Barash ont étudiés la propagation et la distribution des modes d'ondes (TE_{xyz} et TM_{xyz}) dans un barreau diélectrique [3,4].

Dans les premières configurations, les guides d'ondes représentaient des tubes métalliques rectangulaires de section 35 x 15mm, et les résonateurs étaient des cavités dont le volume dépendait de la fréquence de travail. Ces dimensions étaient donc relativement grandes pour des fréquences inférieures à 3 GHz. Le domaine des télécommunications s'étant beaucoup développé les dix dernières années, avec l'effort accompli dans la miniaturisation des composants passifs comme actifs. Les guides d'ondes métalliques ou classiques sont remplacés le plus souvent par des étroites bandes métalliques gravés sur un support diélectrique, et les volumineuses cavités métalliques par des pastilles diélectriques de de forte permittivité ($20 \leq o_r \leq 40$ dans le cas des oscillateurs). La Figure 1.1 montre le cas d'un résonateur diélectrique cylindrique positionné au voisinage du ruban conducteur d'une ligne microbande.

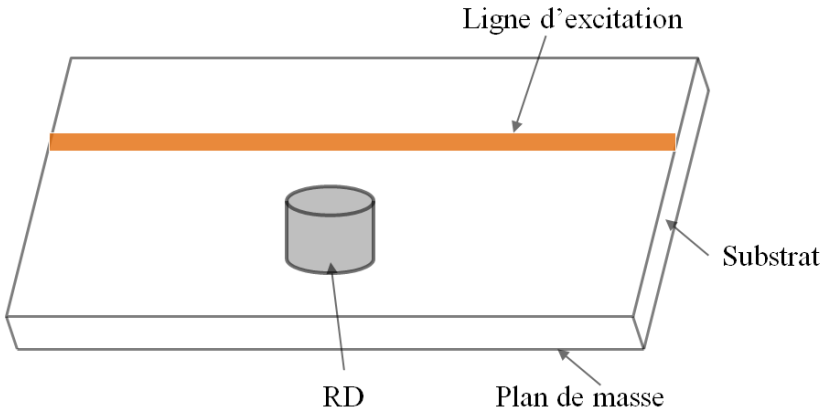


Figure 1.1. Résonateur diélectrique couplé avec une ligne microbande

1.2.3. Les antennes à résonateurs diélectriques

La découverte en 1983 qu'un objet diélectrique non métallisé placé dans un environnement ouvert pouvait rayonner a dégagé la perspective d'un nouveau type d'antennes : les antennes à résonateurs diélectriques. Ce nouveau type d'antennes composé principalement de résonateurs de formes variées constitue une alternative intéressante aux antennes imprimés qui offrent une bande passante limitée et présentent des pertes dans le domaine des microondes.

1.2.3.1. Les avantages des Antennes à Résonateurs Diélectriques (ARD)

Le résonateur diélectrique en tant qu'élément rayonnant possède des avantages importants, parmi lesquelles on peut citer:

1. Efficacité de rayonnement : l'élément rayonnant n'étant pas métallisé, les pertes par conduction sont réduites. Il en résulte une plus grande efficacité de rayonnement.
2. Faible encombrement : la dimension d'un résonateur diélectrique est de l'ordre de $1/\sqrt{\varepsilon_r}$, le choix d'une permittivité élevée permet une réduction significative des dimensions de l'antenne.
3. Excitation facile : Toutes les techniques d'alimentation d'antennes imprimées (alimentation par ligne microruban, couplage par fente, sonde coaxiale, guide d'onde coplanaire, etc.) sont utilisables pour exciter un résonateur diélectrique.
4. Variété de diagrammes de rayonnement : Selon les modes excités, différents diagrammes de rayonnement sont obtenus. On augmente ainsi le nombre d'applications. Les performances de diagramme de rayonnement et de directivité sont plus élevées en comparaison à ceux des antennes microrubans, fonctionnant sur les mêmes fréquences, que ce soit dans la gamme des ondes millimétrique [5] ou centimétriques.
5. Bande passante importante : Par rapport à l'antenne microruban, l'ARD à une bande passante beaucoup plus large (Figures 1.2 et 1.3). Par exemple, une antenne à résonateur diélectrique d'une constante diélectrique relative de ~ 10, a une bande passante avoisinant les 10% et une efficacité de rayonnement est de plus de 98%. Au cours de ces dernières années de nombreuses techniques ont été proposées pour augmenter plus la bande passante de l'ARD.

6. Simplicité de couplage : Par exemple, le couplage entre une ligne de transmission et un résonateur diélectrique peut être facilement contrôlé en faisant varier la position de ce dernier par rapport à la ligne. La performance de l'ARD peut être donc facilement optimisée expérimentalement.
7. De plus, sa large gamme de permittivité (de 10 à100) permet de contrôler facilement la taille et la bande passante de l'antenne.

Durant la dernière décennie et jusqu'à maintenant, les antennes à résonateurs diélectriques ont suscité une grande attention académique. Ce qui démontre l'orientation des recherches vers ce domaine. Nous pouvons voir les détails de cette évolution à travers la Figure 1.4 qui présente les nombres des articles dans les revues IEEE.

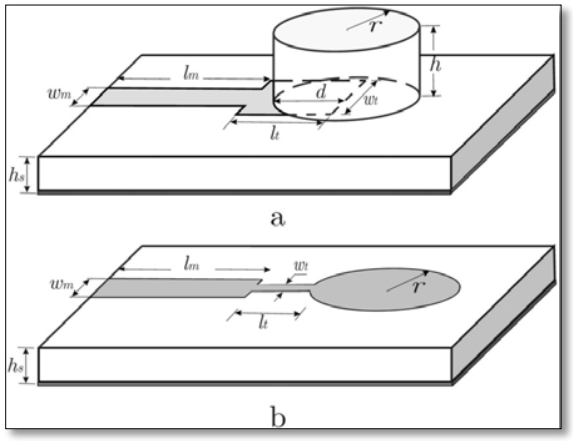


Figure 1.2. L'antenne publiée dans [5] .a) configuration du ADR cylindrique. b) configuration du MSA à patch circulaire

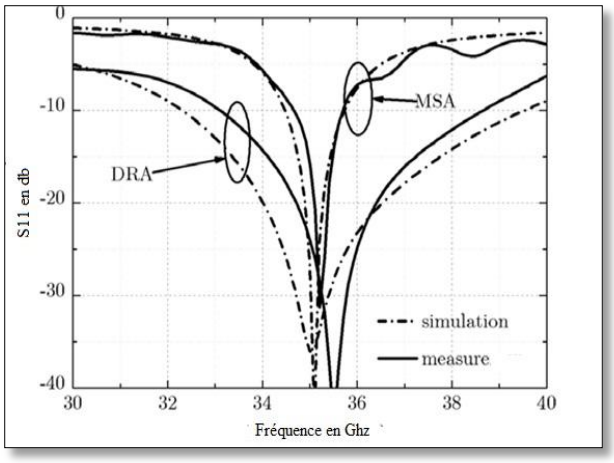


Figure 1.3. Comparaison entre les coefficients de réflexion d'une MSA et d'une ARD [5]

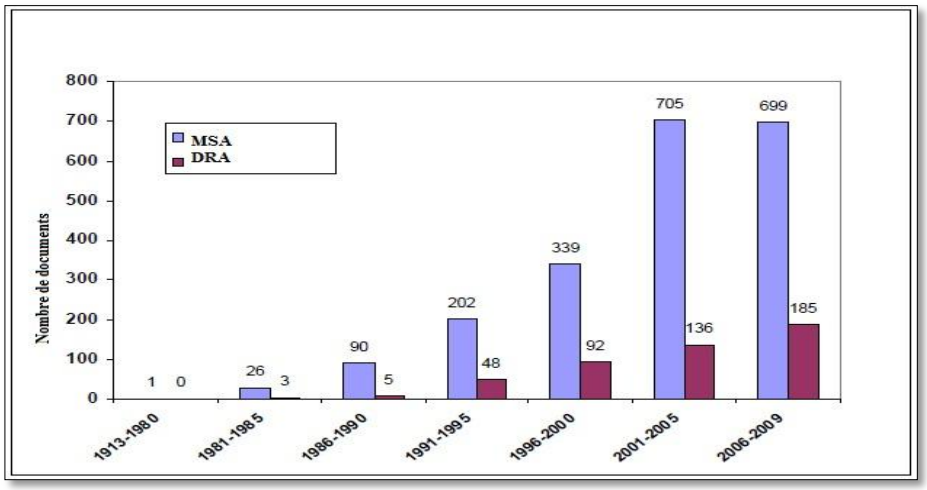


Figure 1.4. Nombre des publications IEEE sur les antennes patch et ARD [6]

1.2.3.2. Différentes formes des ARD

Après les antennes à résonateurs diélectriques cylindriques [6], Long et ses collègues ont étudié les formes rectangulaires [7] et hémisphériques [8]. Ce travail a créé la fondation pour les futures recherches sur les ARD. Beaucoup d'autres formes, telles que triangulaire [9], sphérique [10], anneau cylindrique [11], et tétraèdre [12] ont également été étudiées. La liste des topologies des antennes ne semble pas être arrêtée, elle est entraînée par de nombre considérable de recherches effectuées dans ce domaine à travers le monde afin d'améliorer les caractéristiques des ARD. La Figure 1.5 présente les formes géométriques des résonateurs diélectriques commercialisés.

Figure 1.5. Formes de résonateurs diélectriques commercialisés

1.2.3.3. Techniques de couplage employées dans les antennes à résonateurs diélectriques

Le couplage électromagnétique entre la source (respectivement la charge) et le résonateur diélectrique peut se faire de plusieurs manières. On peut citer essentiellement le couplage avec une fente [13], une sonde coaxiale [14], une ligne microruban (ou microbande) [15] ou avec une ligne coplanaire [16]. Ces mécanismes de couplage peuvent avoir un impact important sur la fréquence de travail et la qualité de rayonnement. Nous reviendrons sur ces méthodes dans le deuxième chapitre.

1.2.3.4. Techniques d'amélioration de la bande passante

Les antennes à résonateurs diélectriques sont caractérisées par un coefficient de qualité important et par conséquent d'une bande passante étroite, ce qui explique que la majorité des études menés s'intéresse le plus souvent à l'élargissement de la bande passante.

Ces recherches ont commencés en 1990 lorsque Junker et al ont montré que de laisser un gap d'air entre le plan de masse et le résonateur diélectrique permet l'élargissement de la bande passante [17-18]. En effet, la présence du gap d'air permet de réduire le facteur de qualité (Q) du résonateur diélectrique et d'augmenter par conséquent la bande fréquentielle de fonctionnement. Plus tard, A. Ittipiboon a réussi à augmenter la bande passante par la conception d'une antenne à base d'un résonateur diélectrique rectangulaire évidé en son centre et excité par une fente rectangulaire [19]. Cette méthode a permis l'obtention d'une bande passante relative de 28%. Cette démarche a été motivée par le travail de M. Verplanken et al. [20], qui ont montré que le facteur de qualité de certains modes d'une antenne à résonateur diélectrique en forme d'anneau est inférieur à celui d'ARD cylindrique.

L'utilisation de deux résonateurs ou plus permet l'excitation de leurs modes fondamentaux résonants aux différentes fréquences, ce qui facilite la conception des antennes à résonateurs diélectriques multi-bandes et/ou larges bandes. En choisissant correctement la valeur de la permittivité et les dimensions du chaque résonateur diélectrique, les fréquences de résonance correspondant aux modes excités peuvent se rapprocher afin d'augmenter la bande passante. Kishk et al. ont montré qu'un résonateur diélectrique de faible permittivité empilé au-dessus d'un RD à permittivité plus élevée pourrait fournir une bande passante de 25 % [21,22]. D'autres modèles d'antennes à résonateurs diélectriques empilés ont été étudiés à

la fois expérimentalement et numériquement [23]. Une autre méthode étudiée dans [24,25] consiste à utiliser deux résonateurs diélectriques avec différentes valeurs de permittivité séparés par une plaque métallique du même taille que la surface du résonateur à permet d'obtenir une bande passante beaucoup plus large.

Pour simplifier les procédés ci-dessus et minimiser les contraintes de fabrication, les chercheurs ont eu recours par la suite à l'utilisation de structures simples. Ces dernières consistent à superposer plusieurs résonateurs diélectriques de même permittivité, sous la forme d'une pyramide inversée ou en escalier, L inversée, T et triangle équilatéral [26], [27], [28]. Une bande passante maximale de 40% est trouvée.

D'autres formes étudiées par la suite ont permet un élargissement important de la bande passante. On cite par exemples les formes elliptiques [29], Fractales [30], pyramidales [31], en U et en Z [32,33] et coniques [34]. Cependant, l'inconvénient de ces géométries c'est qu'ils présentent des dimensions importantes, en particulier en hauteur.

Par ailleurs, la modification de la géométrie d'alimentation (ou de dispositif du couplage) s'est avérée être une méthode intéressante pour améliorer l'adaptation et la bande passante de l'antenne. Luk et al. ont utilisé une plaque métallique verticale prolongeant la ligne microruban [38] ou la sonde coaxiale [39] d'excitation. Cette méthode a permis d'améliorer la bande passante dans les cas étudiés d'antennes à résonateurs diélectriques cylindriques et rectangulaires. En outre, il a été montré qu'on pouvait améliorer l'adaptation d'impédance. D'autres techniques d'alimentation, comme l'utilisation des microrubans en forme de L [40] et en forme de T [41], ont également été utilisées pour améliorer la bande passante de fonctionnement.

1.2.3.5. Antennes à résonateurs diélectriques multi-bandes

L'utilisation, de plus en plus croissante, des systèmes multistandards ne fait qu'augmenter l'intérêt des antennes multi-bandes. En effet, le fonctionnement en multi-bandes permet de réduire le nombre d'antennes embarquées en associant plusieurs applications sur une même antenne. Des nombreuses études sont faites sur les antennes à résonateurs diélectriques pour créer le fonctionnement en multi-bande. Le travail sur les résonateurs diélectriques superposés pour des applications large bande [42] était une

conséquence de la conception des antennes à résonateurs diélectriques double bande en choisissant des dimensions de RDs différentes.

Récemment, une nouvelle technique de couplage par fente des antennes à résonateurs diélectriques hybrides est développée pour un fonctionnement multifréquences [43-46]. L'ajout d'un élément rayonnant supplémentaire gravé sur le plan de masse de la structure peut nous permettre aussi d'avoir un fonctionnement en double fréquence. Ce principe est mis en œuvre dans [47] où un résonateur diélectrique cylindrique et une fente sont alimentés ensemble par une autre fente circulaire permettant ainsi le rayonnement des deux aux résonances respectives. En fin, la possibilité d'excitation de deux modes (HEM_{111} et HEM_{113}) à la fois dans un résonateur diélectrique cylindrique a permis aussi le fonctionnement en double bande [48].

1.2.3.6. Les ARD à polarisation circulaire

Pendant longtemps, les études sur les antennes à résonateurs diélectriques se sont limitées à un fonctionnement en polarisation linéaire, en raison de la nature de l'élément rayonnant (le résonateur diélectrique). Cependant, pour plusieurs systèmes communicants, l'utilisation de la polarisation circulaire est préférée car il est insensible aux orientations de l'émetteur et du récepteur.

La première antenne à résonateur diélectrique fonctionnant en polarisation circulaire (PC) a été présentée en 1985 par *Haneishi* et *Takazawa* [49]. Ces derniers ont proposé, par analogie avec les antennes patchs, une antenne constituée d'unrésonateur diélectrique de forme rectangulaire et dont deux des coins opposés ont été tronqués. Une dizaine d'années plus tard, *Mongia* et *al* [50] ont publié une nouvelle étude sur l'ARD à polarisation circulaire. La polarisation circulaire est obtenue par l'excitation de deux plans orthogonaux, de résonateur cylindrique, via un coupleur 3dB en quadrature. L'avantage de la méthode d'excitation en quadrature est d'avoir un rapport axial (AR) correct dans une large bande fréquentielle, avec tout fois l'inconvénient d'une augmentation sensible de la taille de l'antenne et/ou d'une complication de réseau d'alimentation.

Une antenne à résonateur diélectrique excité par une fente rectangulaire dont la position est inclinée de 45° par rapport à la ligne d'amenée pour produire la polarisation circulaire sur une bande relative de 3.4% est étudiée en [51]. Une autre fente en forme de

croix a été utilisée pour produire la polarisation circulaire d'une antenne à résonateur diélectrique cylindrique sur 3.91% de la bande passante [52]. Enfin, une conception d'antenne avec alimentation à double bande conforme à celle de l'article [53] peut également produire de la polarisation circulaire et sur une large bande passante de 20%.

Une ARD cylindrique alimentée par une fente en forme d'anneau [54] a permis d'atteindre une bande relative, d'un rapport axial inférieur à 3 dB, de 3,4 %. Dans cette étude, une cavité de forme hémisphérique a été utilisée pour éviter le rayonnement arrière.

Une étude similaire à l'étude de l'article [51] est faite en [55] où une ligne microruban parasite est attachée en diagonale au sommet d'un résonateur diélectrique rectangulaire excitée par une fente. Cette méthode a été employée également pour un réseau d'antenne à résonateur diélectrique de quatre éléments. Dans l'article [58] une largeur de bande de 4.7% a été réalisée en utilisant une fente sous forme de croix pour le couplage d'un RD cylindrique. Récemment, les études ont portés sur la création de polarisation circulaire sur une large bande passante, comme le cas dans l'article [60] où un résonateur diélectrique en forme de trapèze a été excité par une fente inclinée de 45°. Encore un résonateur diélectrique cylindrique, excité par une spire de largeur fixe, a créé une polarisation circulaire sur une large bande passante [61]. Le but de notre étude est de produire une polarisation circulaire sur une plus large passante.

1.2.3.7. La miniaturisation des ARD

L'incroyable essor des télécommunications et les avancées dans le domaine de l'intégration des circuits radiofréquences ont conduit au cours des dernières années au développement rapide de multiples technologies sans-fil telles que wifi, Bluetooth, RFID, Wimax, téléphonie mobile où l'antenne joue un rôle important dans l'encombrement global et la qualité de transmission des données. Pour rendre ces systèmes plus compacts, la miniaturisation des systèmes antennaires est donc primordiale.

Outre l'utilisation des matériaux à haute permittivité, Mongia [62] a inséré un cylindre métallique au centre d'un RD cylindrique pour réduire la taille de l'antenne. Également la taille de l'ARD peut être réduite par l'utilisation d'une plaque de métal perpendiculaire au plan de masse conducteur [63, 64]. Une ARD demi cylindrique a été placée contre la plaque métallique verticale, de ce fait la taille de l'antenne à résonateur diélectrique a été réduite de

moitié [65]. Le fait de déposer une couche diélectrique au-dessus du résonateur diélectrique d'une hauteur $\lambda/4$ a permis de réduire la taille de l'antenne de 75% [66] malgré l'ajout d'un volume d'une hauteur de plus que $\lambda/4$.

1.3. Les paramètres fondamentaux des antennes

Dans cette partie, nous allons présenter les principaux paramètres fondamentaux des antennes. Nous allons nous intéresser aux paramètres de rayonnement et électriques.

1.3.1. Impédance

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

$$Za = Ra + jXa \tag{1.1}$$

La partie réelle est constituée de la résistance de rayonnement R_r et de la résistance de pertes $R_{l,}$ *et* dont l'expression est donnée par la relation (1.2). L'énergie dissipée par R_r correspond à l'énergie rayonnée par l'antenne. L'énergie dissipée par R_l correspond aux pertes de conduction, aux pertes diélectriques et aux pertes d'onde de surface de l'antenne.

$$R_a = R_r + R_l \tag{1.2}$$

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

$$Zg = Rg + jXg \tag{1.3}$$

Dans la plus part des cas on a : $R_g = 50\Omega$ et $X_g=0\Omega$.

1.3.2. L'adaptation

L'adaptation est un procédé qui permet à l'antenne, en émission par exemple, d'accepter le maximum de la puissance fournie par le générateur. Elle est caractérisée généralement par le paramètre S_{11} qui est le rapport entre l'onde incidente (P_{inc}) appliquée à l'entrée de l'antenne et l'onde réfléchie (P_{ref}) vers la source. Il s'exprime en fonction de l'impédance de sortie du générateur et l'impédance d'entrée de l'antenne. Ce paramètre est jugé satisfaisant généralement à partir d'une valeur seuil de 0.1 en linéaire ou de -10 dB. Les expressions (1.4) et (1.5) expriment la valeur de S_{11} en linéaire et en dB.

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_{ref}}{P_{inc}} \tag{1.4}$$

$$S_{11}(dB) = 10\ log\ \frac{P_{ref}}{P_{inc}} \tag{1.5}$$

1.3.3. La bande passante

La bande passante est définie comme étant une plage de fréquences sur laquelle les performances d'un dispositif électronique sont conformes à certaines spécifications. Dans le domaine des antennes en applications terrestres, la bande passante correspond généralement à la plage de fréquences sur laquelle 90% de la puissance incidente est transmise, ce qui correspond à S_{11} = -10dB, et sous condition que le diagramme de rayonnement, ou la répartition de l'énergie rayonné, ne change pas sur cette bande.

1.3.4. Le coefficient de qualité

Le coefficient de qualité d'un circuit résonant est défini comme étant égal à 2π multiplié par le rapport de l'énergie emmagasinée divisée par l'énergie perdue. Pour une antenne l'énergie perdue correspond à l'énergie rayonnée et à l'énergie dissipée par les pertes de conduction et par les pertes diélectriques. La formule est exprimée par la relation (1.6).

$$Q = 2\pi\ \frac{énergie\ stoquée}{énergie\ rayonnée\ et\ dissipée} \tag{1.6}$$

Il indique l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Une bonne approximation du facteur de qualité est donnée par l'expression:

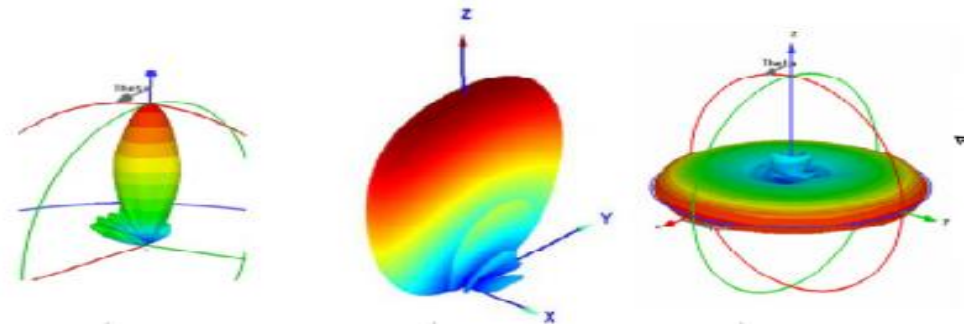
$$Q = \frac{fr}{\Delta f} \tag{1.7}$$

où f_r est la fréquence de résonance, Δf *la bande passante*

Un fort coefficient de qualité implique un rayonnement très efficace de l'antenne sur une bande de fréquences très étroite, ce qui limite les interférences hors bande. Un faible coefficient de qualité indique un fonctionnement large bande de l'antenne et donc un possible collecte du bruit présent dans la bande, dégradant ainsi le rapport signal sur bruit en réception.

1.3.5. Directivité

La directivité *D (θ, φ)* d'une antenne dans une direction (θ, φ) donnée est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée P (θ, φ) et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes. Avec cette définition, une antenne fortement directive admet une faible ouverture de rayonnement, et une antenne faiblement directive admet une large ouverture de rayonnement. La Figure 1.6 présente la répartition de l'énergie rayonnée dans l'espace par trois types d'antennes.



Antenne directive **antenne sectorielle** **Antenne omnidirectionnelle**

Figure 1.6. Répartitions possibles de l'énergie rayonnée dans l'espace par les antennes

1.3.6. Gain

Le gain *G (θ, φ)* d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée P (θ, φ) et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope ayant les mêmes pertes. En général, le gain G correspond au gain dans la direction de rayonnement maximal P (θ_0, φ_0). Cette propriété caractérise la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans une direction donnée.

On notera :

P (θ, φ): la densité de puissance moyenne rayonnée par l'antenne (W/m^2).

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

$$G\ (\theta, \varphi)\ = \frac{P\ (\theta, \varphi)}{P0} \tag{1.8}$$

1.3.7. Angle d'ouverture d'une antenne

L'angle d'ouverture d'une antenne est l'angle de direction pour lequel la puissance rayonnée est la moitié (-3dB) de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable.

1.3.8. Efficacité de rayonnement

L'efficacité de rayonnement totale, e_t, d'une antenne est utilisée dans le but de prendre en compte les pertes à l'entrée de l'antenne et dans sa structure. Les pertes peuvent être causées par les réflexions provenant d'une mauvaise adaptation de l'antenne au circuit qui lui est associée, mais aussi par les propriétés des matériaux diélectriques et conducteurs. e_t est donnée par l'expression ci-dessous :

$$e_t = e_r + e_c + e_d \tag{1.9}$$

Où e_r e_c e_d, sont respectivement les efficacités dues à la désadaptation, aux pertes de conduction et aux pertes diélectrique.

Connaissant le gain et la directivité on peut déduire l'efficacité de l'antenne sous test à partir de la relation (1.10) suivante :

$$G(\theta,\varphi) = e_t.D(\theta,\varphi) \tag{1.10}$$

1.3.9. Diagramme de rayonnement

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

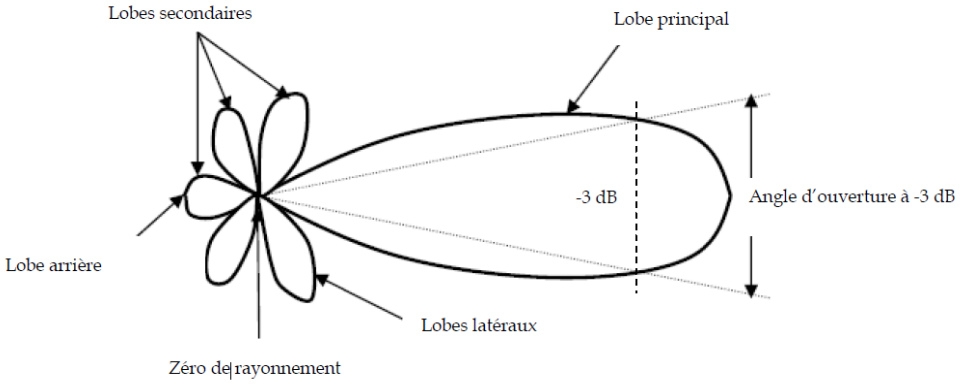


Figure 1.7. Diagramme de rayonnement d'une antenne directive

Tel que le montre la Figure 1.7, le diagramme de rayonnement est constitué :

- **D'un lobe principal:** C'est le lobe de rayonnement contenant le maximum d'énergie et la direction du maximum de rayonnement.
- **Des lobes secondaires:** Tous les autres lobes sont appelés lobes secondaires. Ils représentent le rayonnement de l'antenne dans les directions indésirables. Le niveau d'un lobe secondaire est en général exprimé sous forme de rapport entre la densité de puissance dans le lobe en question et celle du lobe principal. Ce rapport est appelé le niveau des lobes secondaires et il est exprimé en dB.
- **D'un lobe arrière (rayonnement arrière):** C'est le lobe secondaire présent dans la direction opposée (à 180°) du lobe principal. Le rapport avant/arrière est le rapport en dB de la puissance rayonnée dans la direction du maximum de rayonnement par rapport à

celle rayonnée dans la direction opposée. Dans la plupart des systèmes antennaires, les lobes secondaires sont indésirables. Une bonne conception d'antenne doit permettre de minimiser les niveaux de lobes secondaires.

1.3.10. Polarisation

La polarisation de l'onde représente l'évolution temporelle du vecteur champ électrique (respectivement du vecteur champ magnétique) dans un plan d'onde. Ainsi si le vecteur champ électrique (ou vecteur champ magnétique) décrit une droite, nous parlerons d'une polarisation rectiligne ou linéaire, s'il décrit une ellipse ou un cercle, nous parlerons d'une polarisation elliptique ou circulaire.

1.4. Outils de simulation et de mesures

1.4.1. La conception des antennes

L'avènement de l'informatique a contribué au développement de méthodes numériques visant à prédire le comportement des dispositifs hyperfréquences en résolvant les équations de Maxwell. Dans la phase de conception, l'utilisation de simulateur électromagnétique se révèle primordiale pour réduire les coûts liés aux maquettages et aux mesures. Les résultats de simulation présentés dans ce mémoire sont issus de deux logiciels commerciaux : CST Microwave Studio et HFSS (High Frequency Structure Simulator). Ce dernier, le plus utilisé dans cette étude, est un logiciel qui effectue la modélisation électromagnétique d'une structure en résolvant les équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis. Un projet HFSS est un dossier qui contient un (ou plusieurs) modèle(s) appelé(s) design ou chaque modèle contient une structure géométrique, ses conditions aux limites, les matériaux utilisés. Tous ces composants peuvent être atteints par la fenêtre Project Manager dans l'environnement HFSS.

1.4.2. La caractérisation expérimentale

Les mesures des caractéristiques et des propriétés de rayonnement des antennes à résonateurs diélectrique sont effectuées dans le laboratoire Maxwell à l'Ecole Supérieure de l'Electronique de l'Ouest (ESEO), Angers.

1.4.2.1. Mesure du coefficient de réflexion

La mesure de coefficient de réflexion (S_{11}) d'une antenne peut être réalisée à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA : Vectorial Network Analyser) fournissant les paramètres S. Ce paramètre S11 est souvent exprimé en décibel (dB). Il est possible de mesurer également la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne sous-test.

1.4.2.2. Mesure du gain

Le gain G_1 d'une antenne peut être déterminé, par exemple, en connaissant le gain G_2 d'une antenne de référence et en appliquant la forme simplifié de l'équation de Friis donnée par :

$$G_1\,(dB) \;=\; 10\,log\left(\frac{P_r}{P_e}\right) - P_{loss}\,(dB) \;- G_2(dB) \tag{1.10}$$

Où

P_r : Puissance reçue par l'antenne

P_e : Puissance transmise

P_{loss} : Pertes dans l'espace libre

$$P_{loss}\,(dB) \;= 20\log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) \tag{1.12}$$

Où R est la distance entre le deux antennes.

L'antenne que nous utilisons comme antenne de référence dans nos mesures est une antenne large bande, de type cornet comme le montre la Figure 1.8. Elle est polarisée linéairement et fonctionne sur une plage de fréquence de 1 à 20 GHz.

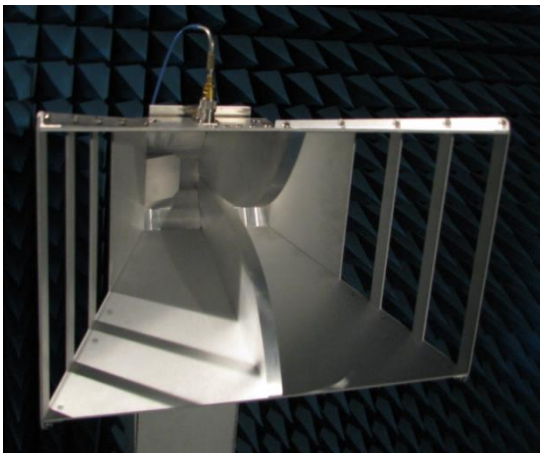
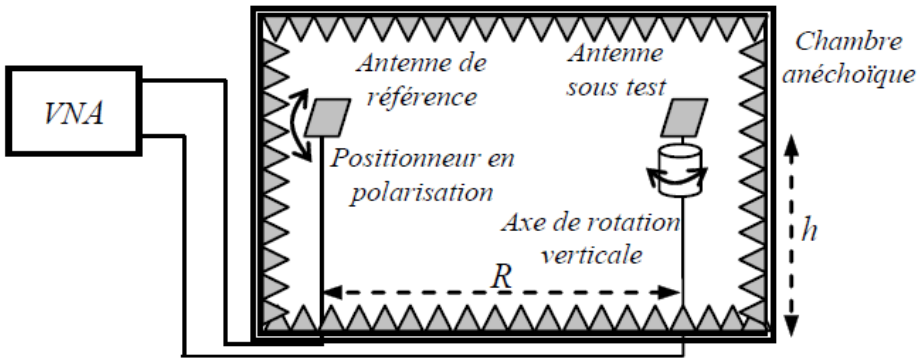


Figure 1.8. Antenne cornet de référence

1.4.2.3. Mesure du diagramme de rayonnement

La mesure de diagramme de rayonnement est réalisée en chambre anéchoïde. Le dispositif est illustré sur la Figure 1.9. Trois positionneurs sont mis en œuvre. Le premier positionneur permet de modifier la polarisation de l'antenne de référence afin de pouvoir faire la mesure dans les deux plans E et H et de déterminer par ailleurs la nature de polarisation de l'antenne sous-test. Le second positionneur permet de faire une rotation dans le plan horizontal de l'antenne sous test afin de pouvoir mesurer la transmission entre les deux antennes pour différents angles d'incidence. Le troisième positionneur permet de faire une rotation de l'antenne sous test dans le plan vertical.



(a)

(b)

Figure 1.9. Chambre anéchoïde de l'ESEO: (a) synoptique, (b) photo

1.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu mettre en évidence le contexte de l'étude. Il existe de nos jours une forte demande de la part des opérateurs industriels pour l'utilisation d'antennes miniatures large et multi-bande générant de la polarisation circulaire.

Dans un premier temps, nous avons présenté un bref état de l'art sur les résonateurs diélectriques, leurs caractéristiques et leurs différentes techniques d'excitation. Nous nous sommes alors attachés à comprendre les avantages des antennes à résonateurs diélectriques par rapport aux antennes imprimées classiques et comment pouvait répondre à nos attentes vis à vis de l'élargissement de la bande passante et de la création de la polarisation circulaire.

A partir de là, nous avons présenté un état de l'art sur:

- Les antennes à résonateurs diélectriques large bande et multi-bande.
- Les antennes à résonateurs diélectriques à polarisation circulaire.
- Les techniques de miniaturisation des antennes à résonateurs diélectriques.

Finalement, les caractéristiques fondamentales des antennes et les outils de simulation et de mesure utilisés pour la conception et le test de ces antennes ont été succinctement présentés.

Le deuxième chapitre va être consacré à l'étude théorique des antennes à résonateurs diélectriques cylindriques et rectangulaires et aux différents types d'excitation dans un premier temps, puis la conception et la réalisation d'une ARD cylindrique Standard.

CHAPITRE II:

2. Les antennes à résonateurs diélectriques

2.1. Introduction

Comme mentionné dans le premier chapitre, les résonateurs diélectriques peuvent avoir des formes diversifiées (rectangulaire, cylindrique, hémisphérique, triangulaire…), et leur excitation peut se faire moyennant des techniques de couplage variées (ligne coaxiale, fente, ligne microruban…). Le choix de la forme et de la taille du résonateur diélectrique, constituant l'antenne, dépend de la fréquence de fonctionnement, de la nature du mode, de la bande passante et du diagramme de rayonnement souhaités [67-68].

Les géométries des résonateurs diélectriques les plus utilisées, en application antennaire, sont : l'hémisphère (Antenne à Résonateur Diélectrique Hémisphérique (ARDH)), le parallélépipède (Antenne à Résonateur Diélectrique Rectangulaire (ARDR)) et le cylindre (Antenne Résonateur Diélectrique Cylindrique (ARDC)). Elles se caractérisent par leur simplicité de fabrication et leurs fréquences de résonances qui peuvent être estimées avec des formules analytiques [67]. Il est intéressant de souligner ici, que pour ces géométries et pour une permittivité donnée, la forme rectangulaire du résonateur diélectrique à trois degrés de liberté (hauteur, largeur, longueur). En revanche, la forme cylindrique ne permet d'agir que sur deux paramètres le rayon et la hauteur. La Figure 2.1 illustre ces géométries d'ARD, alimentées par des systèmes de couplage différents, tels que la ligne microruban, la sonde coaxiale et la fente [67].

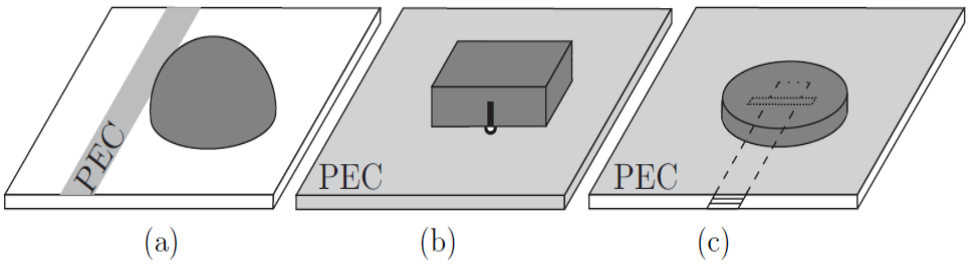


Figure 2.1. Configurations d'ARD les plus populaires : (a) ARDH couplée par une ligne microruban, (b) ARDR couplée par une sonde coaxiale et (c) ARDC couplé à travers une fente.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons principalement aux antennes à résonateurs diélectriques cylindriques et rectangulaires. Une étude approfondie de ces deux formes, avec une classification rigoureuses des différents modes excités (le transverse électrique (TE), le transverse magnétique (TM) ou hybride (HEM)) sera présentée. Par ailleurs, ces deux formes (cylindrique et rectangulaire) constituent les briques de base sur lesquelles s'appuient toutes les autres constructions géométriques Par conséquent et afin de comprendre le fonctionnement d'une géométrie donnée et la manière dont elle peut contribuer à des meilleures performances de l'antenne, il est indispensable que les caractéristiques de ces structures de base soient entièrement analysées en premier.

Dans un premier temps des relations analytiques, pouvant prédire la fréquence de résonance et le facteur de qualité Q des modes susceptibles d'être exciter, seront rappelées. Nous analysons également, les caractéristiques de rayonnement des différents modes fondamentaux. Par la suite, les différentes techniques d'alimentions des antennes à résonateurs diélectriques couramment utilisés seront étudiées.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, et pour justifier notre analyse analytique, nous présenterons en premier lieu l'étude détaillée d'une antenne à résonateur diélectrique cylindrique (ARDC) ou le couplage entre la source et le résonateur se fait moyennant une fente rectangulaire. Cette étude permet d'expliquer l'importance et l'effet de chaque paramètre sur les caractéristiques essentielles de l'antenne. En deuxième lieu, nous ferons une étude comparative de l'ARDC conçue avec une antenne fente classique en termes d'encombrement, de gain et d'efficacité de rayonnement. Puis une conclusion clôtura ce chapitre.

2.2. Antennes à résonateurs diélectriques cylindriques

Les antennes à résonateurs diélectriques cylindriques (ARDC) sont les antennes les plus utilisées dans la pratique, car leur forme est beaucoup plus facile à usiner et donc moins coûteux par rapport aux autres formes. Une configuration répandue de l'ARDC est illustrée dans la Figure 2.2, où un cylindre diélectrique simple défini par une hauteur h, un rayon a et une permittivité diélectrique ε_r est déposé sur un plan de masse fini. Cette structure est équivalente, par application de la théorie des images, à un cylindre diélectrique isolé de permittivité ε_r, d'un rayon a et d'une hauteur $2h$.

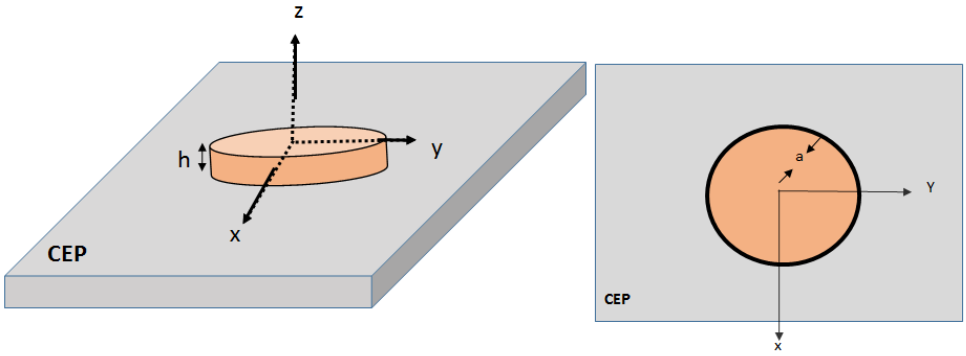


Figure 2.2. Antenne à résonateur diélectrique cylindrique: (a) Vue en 3D, (b) Vue de dessus.

2.2.1. Nomenclature

Afin de pouvoir utiliser le résonateur diélectrique cylindrique, ou d'une autre forme, pour des applications antennaires et également en circuits hyperfréquences, il est nécessaire de connaître la nature de ses modes résonnants et leurs cartes de champs, et ce afin de déterminer la technique approprié d'excitation du mode (ou des modes) considéré(s), en vue d'obtenir une efficacité de rayonnement ou de transfert (cas de circuits) maximale. Il est aussi appréciable de connaitre la dépendance des paramètres géométriques et physiques du résonateur avec la fréquence de résonance.

Comme pour toutes cavités résonnantes, de nombreux modes peuvent être excités. Il en existe, dans notre cas d'étude, 3 catégories qui permettent d'obtenir différentes caractéristiques de rayonnement selon les applications souhaitées.

- Les modes transverses électriques (TE)
- Les modes transverses magnétiques (TM)
- Les modes hybrides (HEM)

Ces 3 familles possèdent un nombre infini de modes individuels. Leurs dénominations font intervenir trois entiers m, n et p définies comme suit.

- m (m = 0, 1, 2…) représente le nombre de variations azimutales du champ (selon θ).
- n (n = 0, 1, 2…) représente le nombre de variations radiales du champ (selon r).
- p (l = 0, 1, 2…) représente le nombre de variations longitudinales du champ (selon z) [69-70].

Le nombre de variation longitudinale étant rarement définissable par un entier, de faite que les parois du résonateur ne constituent pas des surfaces réfléchissantes parfaites, et donc un réel δ (tel que $0 < \delta < 1$) doit être ajouté en plus. . Par conséquent, le troisième indice dépend de la somme $p + \delta$. Les modes sont ainsi nommés $TE_{mnp+\delta}$, $TM_{mnp+\delta}$ et $HEM_{mnp+\delta}$.

On remarque que le mode *TE* et *TM* ne présentent pas de dépendance azimutale, le premier indice m est nul. Pour les modes transverses électriques, la composante E_z est nulle et pour les modes transverses magnétiques, c'est la composante H_z qui est nulle. En ce qui concerne les modes hybrides, les six composantes de champs sont non nulles. Les trois modes les plus employés pour les applications en rayonnement sont [70] : le mode $TE_{01\delta}$ *est* le fondamental des modes TE, le mode $TM_{01\delta}$ est le fondamental des modes *TM* et le $HEM_{11\delta}$ le fondamental des modes hybrides.

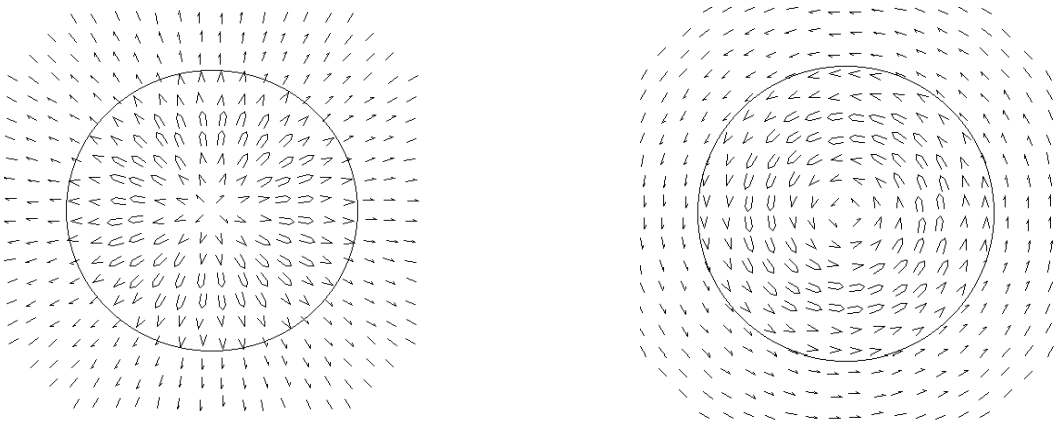
Afin d'exciter correctement un mode dans le but d'obtenir une grande efficacité de rayonnement, la connaissance de la distribution des champs correspondants est indispensable.

2.2.2. Cartes des champs

Nous présentons ici le tracé des champs électriques et magnétique des modes fondamentaux, d'un résonateur isolé, dans le plan équatorial (plan perpendiculaire à l'axe du résonateur).

2.2.2.1. Le mode $TE_{01\delta}$

La Figure 2.3 représente la répartition des champs électrique et magnétique du mode $TE_{01\delta}$ dans le plan équatorial du Résonateur Diélectrique (RD).



(a) (b)

Figure 2.3. Cartes de champs du mode $TE_{01\delta}$: (a) distribution du champ magnétique, (b) distribution du champ électrique.

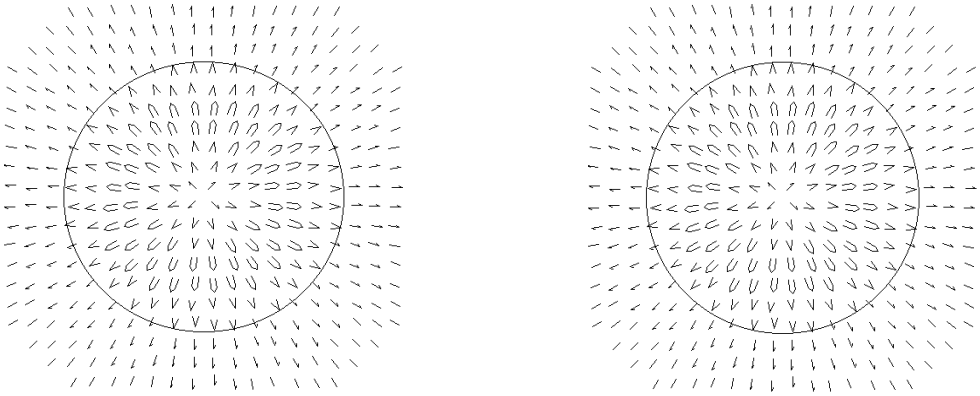
L'observation de ces deux cartographies montre que le mode $TE_{01\delta}$ a trois composantes non nulles (H_z, H_r et E_θ) et que les lignes du champ magnétique sont contenues dans le plan méridien du RD (Figure 2.3 (a))., alors que celles du champ électrique constituent des cercles concentriques autour de l'axe des z (Figure 2.3 (b)). Le champ électrique est confiné majoritairement à l'intérieur du RD ce qui n'est pas le cas pour le champ magnétique [70,71].

Le mode $TE_{01\delta}$ peut donc être assimiler à un dipôle magnétique de moment M parallèle à l'axe Oz du cylindre. C'est le mode le plus employé dans la conception des circuits hyperfréquences à base de résonateurs diélectriques (filtres, oscillateurs, etc.).

2.2.2.2. Le mode $TM_{01\delta}$

Pour le mode $TM_{01\delta,}$ dont les cartes des champs sont illustrées dans la Figure 2.4, on observe, contrairement au mode $TE_{01\delta}$, que ce sont les lignes du champ électrique qui sont contenues dans le plan méridien du RD (Figure 2.4(b)) et que celles du champ magnétique constituent des cercles concentriques autour de l'axe des z (Figure 2.4(a)). Ce mode est constitué de trois composantes de champs non nulles (E_z, E_r et H_θ) et caractérisé par une concentration élevée de l'énergie magnétique à l'intérieur du RD. Il peut donc être assimilé à un dipôle électrique vertical.

Le mode $TM_{01\delta}$ résonne à des fréquences supérieures à celles du mode $TE_{01\delta}$.

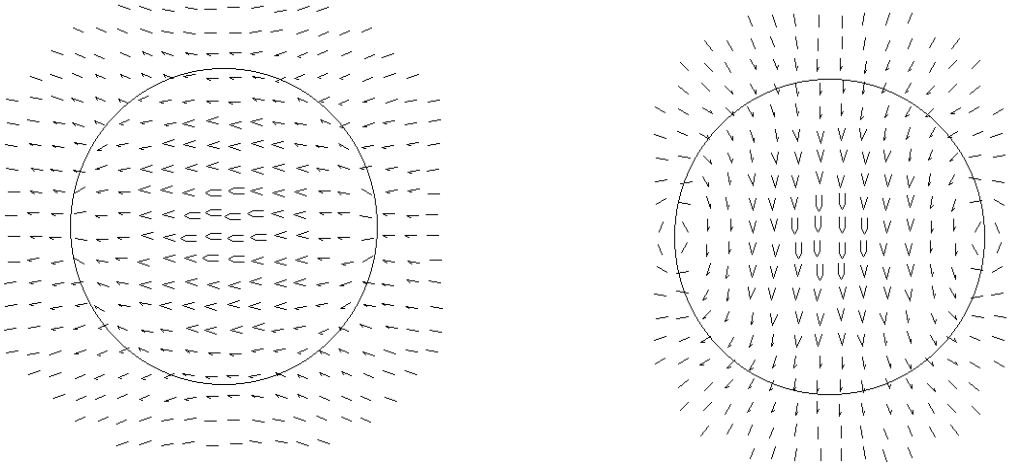


(a) (b)

Figure 2.4. Cartes de champs du mode $TE_{01\delta}$: (a) distribution du champ magnétique, (b) distribution du champ électrique

2.2.2.3. Le mode $HEM_{11\delta}$

Les cartes de champs pour le mode hybride $HEM_{11\delta}$ sont montées sur la Figure 2.5.



(a) (b)

Figure 2.5. Cartes de champs du mode $HEM_{11\delta}$:(a) distribution du champ magnétique et (b) distribution du champ électrique.

La distribution du champ électrique et celle du champ magnétique sont respectivement situées dans deux plans méridiens perpendiculaires. Le champ électrique est maximal dans le plan méridien $\phi = 90°$. Quant au champ magnétique, il est maximal dans le plan méridien $\phi = 0°$ [70].

2.2.3. Fréquences de résonance

Il existe des expressions analytiques permettant de déterminer de manière approchée les fréquences de résonances des modes.

2.2.3.1. Le mode $TE_{01\delta}$

Le mode $TE_{01\delta}$ présente une distribution de champ électromagnétique semblable à celle d'un dipôle magnétique situé le long de l'axe de rotation du cylindre. Ce mode offre donc, par analogie, un maximum de rayonnement dans le plan équatorial du résonateur cylindrique et un minimum suivant l'axe de rotation de ce dernier. La fréquence de résonance et le facteur de qualité Q de ce mode peuvent être calculés approximativement à partir de [70].

$$k_0 a = \frac{2.327}{\sqrt{\varepsilon_r + 1}} 1 + 0.2123 \frac{a}{h} - 0.00898 \left(\frac{a}{h}\right)^2 \tag{2.1}$$

$$Q = 10.9 \left(\frac{a}{2h}\right) \left(1 + 217.96 \left(\frac{a}{2h}\right)^{3.476} e^{-3.67\left(\frac{a}{2h}\right)}\right) \tag{2.2}$$

Où :

$$K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi f}{c} \tag{2.3}$$

La Figure 2.6 montre la variation du $k_0 a$ en fonction du rapport a/h pour différentes valeurs de permittivité (eps). En faisant varier la permittivité de 10 à 100, on constate que $(k_0 a)$ augmente lorsque le rapport (a/h) augmente.

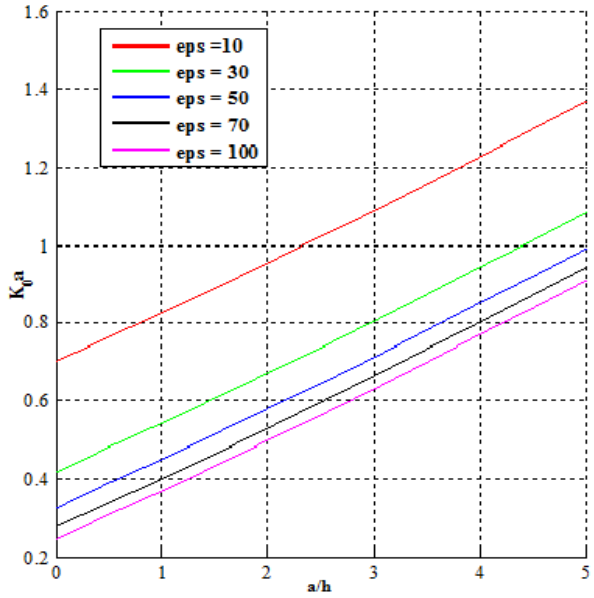


Figure 2.6. Variation de (k_0a) en fonction, du rapport (a / h) dans le cas du $TE_{01\delta}$ et pour différentes permittivités.

2.2.3.2. Le mode $TM_{01\delta}$

Le mode $TM_{01\delta}$ offre un diagramme de rayonnement semblable à celui d'un dipôle électrique orienté le long de l'axe de rotation du cylindre. Il présente donc, un minimum dans l'axe de rotation et un maximum dans le plan perpendiculaire à cet axe. La fréquence de résonance et le facteur de qualité de rayonnement Q de ce mode peuvent être calculés par l'intermédiaire des équations (2.4) et (2.5) ci-dessous. La Figure 2.7 illustre la variation du (k_0a) en fonction du rapport (a/h) pour différentes valeurs de permittivité (eps) [70].

$$k_0a = \frac{\sqrt{3.83^2 + \left(\frac{\pi a}{2h}\right)^2}}{\sqrt{\varepsilon_r + 2}} \tag{2.4}$$

$$Q = 10.9\left(\frac{a}{2h}\right)\left(1 + 217.96\left(\frac{a}{2h}\right)^{3.476} e^{-3.67\left(\frac{a}{2h}\right)}\right) \tag{2.5}$$

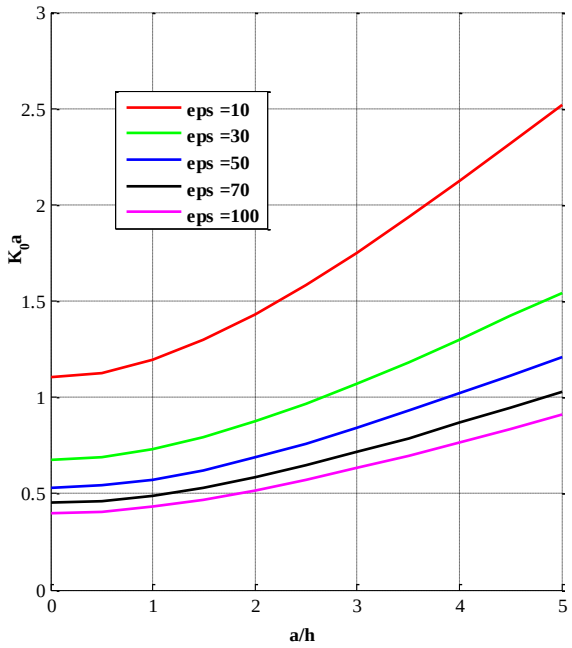


Figure 2.7. Variation de $(k_0 a)$ en fonction, du rapport (a/h) pour le mode $TM_{01\delta}$ et pour différentes valeurs de la permittivité.

2.2.3.3. Le mode $HEM_{11\delta}$

Le mode $HEM_{11\delta}$ a le même rayonnement qu'un dipôle magnétique situé perpendiculairement à l'axe de rotation du RD. Ce mode a donc l'avantage d'avoir un maximum de rayonnement dans la direction de l'axe de rotation du RD et un minimum dans le plan perpendiculaire. La fréquence de résonance et le facteur de qualité de rayonnement du mode $HEM_{11\delta}$ peuvent être déterminés moyennant les équations ((2.6) et (2.7)) suivantes [70]:

$$k_0 a = \frac{6.324}{\sqrt{\varepsilon_r + 2}} \; 0.27 + 0.36\frac{a}{2h} + 0.02 \; \left(\frac{a}{2h}\right)^2 \tag{2.6}$$

$$Q = \left(\frac{a}{2h}\right) \varepsilon_r^{1.2} \left(0.01893 + 2.925 e^{-2.08\left(\frac{a}{2h}\right)\left(1-0.8\left(\frac{a}{2h}\right)\right)}\right) \tag{2.7}$$

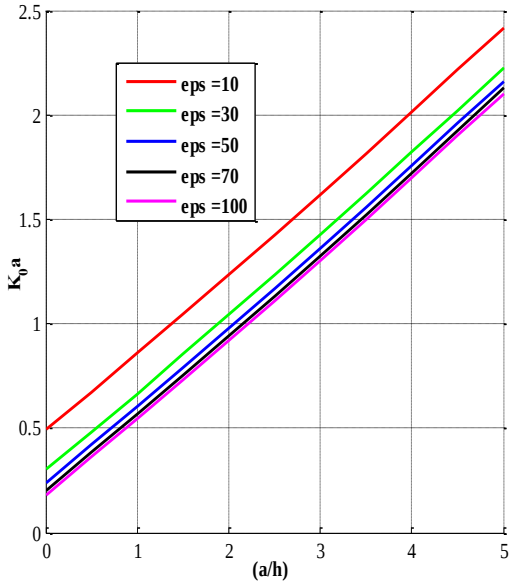


Figure 2.8. Variation de $(k_0 a)$ en fonction du rapport (a/h)pour le mode $HEM_{11\delta}$ et pour différentes valeurs de la permittivité

Le tableau ci-dessous récapitule les valeurs du facteur de qualité pour les trois premiers modes pour différentes valeurs de permittivité.

	$TE_{01\delta}$		$TM_{01\delta}$		$HEM_{11\delta}$	
	Eps = 10	Eps = 30	Eps = 10	Eps = 30	Eps = 10	Eps = 30
(a/h) = 0.5 mm	6.8	27.4	2.01	12.7	6.18	37.5
(a/h) = 2.5 mm	6.05	30	5.1	25	5.05	30
(a/h) = 5 mm	5	21.8	7.8	33.8	2.2	12.8

Le tableau ci-dessus montre que pour les trois modes, lorsque la permittivité augmente, le coefficient de qualité augmente aussi ce qui entraine une diminution dans la bande passante de l'ARD. Ce qui explique qu'il faut utiliser des résonateurs à faible permittivité pour les applications large bande.

2.3. Antennes à résonateurs diélectriques rectangulaires

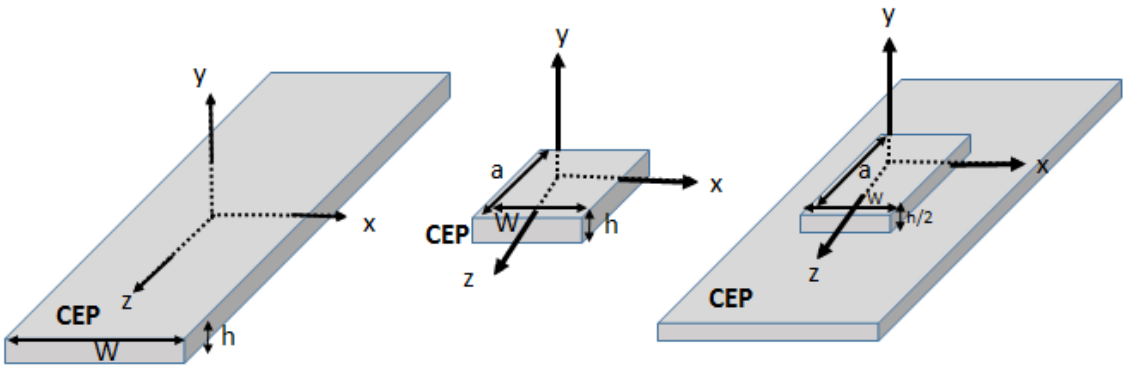
2.3.1. Introduction

La forme rectangulaire du Résonateur Diélectrique (RD) offre des avantages pratiques supplémentaires par rapport aux autres formes géométriques. En effet, elle possède (Figure 2.9) deux paramètres indépendants (w/h et w/a), ce qui lui permet d'une part, d'avoir deux degrés de liberté pour déterminer une fréquence de résonance spécifique à une valeur de permittivité diélectrique donnée. D'autre part, une bonne sélection des dimensions du résonateur, permet d'éviter le problème de la dégénérescence de modes et donc une élévation de la polarisation croisée en application antennaire. L'existence de cette dernière dégradera le gain de l'antenne et altèrera le diagramme de rayonnement [74]. Enfin l'antenne à résonateur diélectrique rectangulaire offre une meilleure flexibilité dans l'optimisation de la bande de fréquence souhaitée.

L'analyse de fonctionnement des antennes à résonateurs diélectriques rectangulaires constitue un domaine d'étude très complexe. Comme aucune solution analytique n'est possible, des techniques numériques telles que la méthode des éléments finis (Finite Element Method (FEM)), la méthode des différences finies dans le domaine temporel (Finite-Difference Time-Domain(FDTD)) et la méthode des moments (Method of Moments (MoM)) ont été employées pour calculer la fréquence de résonance, l'impédance d'entrée, le gain et le champ lointain des antennes à résonateurs diélectriques rectangulaires. Ces techniques nécessitent néanmoins un temps de calcul élevé une importante capacité de mémoire. Par conséquent, elles ont été remplacées par plusieurs modèles simples, tel que le modèle du guide d'onde diélectrique (Dielectric Waveguide Model (DWM)).

Le modèle du guide d'onde diélectrique a été proposé par Marcatili en 1969 afin de déterminer la longueur d'onde dans les guides d'onde diélectriques présentant des sections transversales rectangulaires [76-83]. Une illustration est donnée dans la Figure 2.9 (a), où w et h désignent respectivement la largeur et la hauteur du guide. Tous les modes se propagent le long de la direction l'axe z du guide. Leurs champs varient sinusoïdalement à l'intérieur du guide diélectrique et décroissent exponentiellement à l'extérieur. En tronquant le guide perpendiculairement à l'axe z on obtient, comme le montre la Figure 2.9 (b), un Résonateur Diélectrique Rectangulaire(RDR) isolé de largeur w, de hauteur h et de longueur a. Ce dernier

est équivalent, par application de la théorie des images, à un résonateur rectangulaire de hauteur h/2 placé sur un plan conducteur (Figure 2.9 (c)) et constitue notre cas d'étude d'Antenne à Résonateur Diélectrique Rectangulaire (ARDR).



(a) (b) (c)

Figure 2.9. Structures rectangulaires : (a) Guide d'onde diélectrique rectangulaire, (b) RDR isolé, (c)ARDR

L'analyse des ARDR peut être faite en considérant la classification générale des modes proposée par Van Bladel pour de formes arbitraires de RD [77,78]. Selon Van Bladel, les modes d'un résonateur diélectrique de haute permittivité peuvent être des modes confinés ou non confinés. Pour les deux types de modes, la composante du champ électrique, normale à l'interface diélectrique/air, doit s'annuler ce qui se traduit par la condition aux limites suivante :

$$\vec{n}.\vec{E}.=0 \tag{2.8}$$

Avec $\vec{E}$ le vecteur champ électrique et $\vec{n}$ la normale à la surface de séparation RD/air. Cette est l'une des deux conditions aux limites qui doit être satisfaite. La seconde condition est donnée par la relation (2.9) ci-dessous (2.9) :

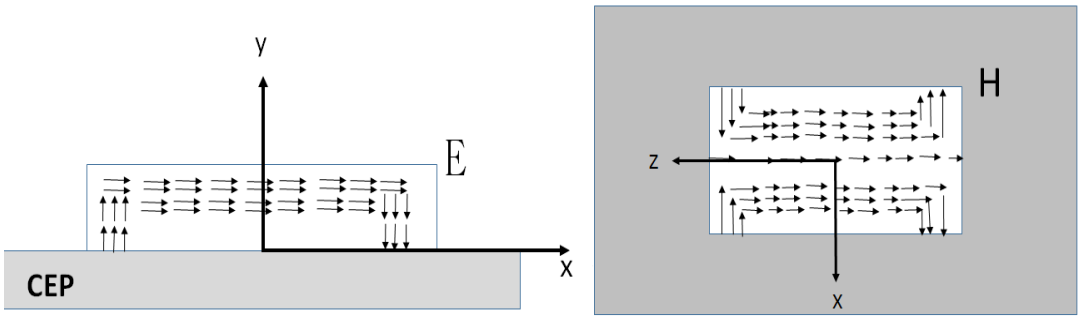
$$\vec{n} \wedge \vec{H}= \vec{0} \tag{2.9}$$

Avec $\vec{H}$ le vecteur champ magnétique.

Vue la nature de la matière constituante du RD, la condition (2.9) peut ne pas être vérifiée. De ce fait, par modes confinés nous considérons tous les modes satisfont à la fois les deux conditions aux limites ((2.8) et (2.9)).Ils ne peuvent donc être supportés que par des formes diélectriques à symétrie de révolution telles que la sphère et le cylindre. Par contre, les modes non confinés satisfont uniquement l'équation (2.8) [76] et ils peuvent être supportés par n'importe quelle forme arbitraire du résonateur diélectrique. Par conséquent, et comme le RDR ne présente pas de symétrie de révolution, il ne peut donc supporter que les modes non confinés.

2.3.2. Fréquences de résonance

Marcatilli a démontré que l'existence de modes TM dans un guide d'ondes diélectriques rectangulaire est douteuse [76], car ils ne vérifient pas la condition aux limites (2.8). Par conséquent, pour l'analyse des modes dans une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire, seuls les modes TE_{mnp} sont pris en compte, où les indices m, n et p désignent l'ordre de variation selon les directions respectives *x*, *y* et *z* du système de coordonnées cartésiennes. Les expressions analytiques de leurs champs et de leur fréquence de résonance sont détaillées dans l'annexe 1. Le mode TE_{111} de l'ARDR est particulièrement intéressant pour les applications antennaires, car c'est le mode d'ordre inférieur et présente le plus faible coefficient de qualité. La distribution des champs de ce mode à l'intérieur du résonateur diélectrique est représentée sur la Figure 2.10.Cette distribution montre que le rayonnement de l'ARDR, fonctionnant sur le mode $TE_{111,}$ est assimilable à celui d'un dipôle magnétique de moment $\overrightarrow{M}$.



(a) (b)

Figure 2.10. Distribution des champs du mode TE_{111} :(a) champ électrique, (b) champ magnétique

2.3.3. Le facteur de qualité

Pour obtenir l'expression du facteur de qualité Q d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire, il suffit de calculer l'énergie totale W stockée dans l'antenne et la puissance totale rayonnée P_{rad}.

A partir des expressions des champs du mode TE_{111} (Annexe 1), on peut calculer l'énergie totale stockée et la puissance rayonnée peut être déterminé via la relation donnant la puissance rayonnée par un dipôle magnétique de moment $\vec{M}$ [80]. D'après les calculs menés dans le papier référencé [80], le coefficient de rayonnement est :

$$Q_{rad} \propto \varepsilon_r^{3/2} \tag{2.10}$$

Cette relation montre qu'en multipliant la permittivité du RD par 2, le coefficient de rayonnement croît d'environ trois fois. En effet, plus on augmente la permittivité du résonateur, plus les champs se concentrent à l'intérieur du celui-ci et la puissance rayonnée diminue.

Par ailleurs, une augmentation de facteur de rayonnement induit une diminution de et en d'autres termes, la largeur de la bande passante de fonctionnement de l'antenne.

2.4. Les techniques de couplage

Dans la conception des antennes à résonateurs diélectriques le schéma de couplage à un rôle très important. En effet, le système de couplage et son emplacement affecte nettement les performances de l'antenne en termes de bande passante, diagramme de rayonnement et de polarisation. Puisque le type de l'alimentation de l'antenne détermine la quantité de l'énergie couplée et le type de mode excité. Il est donc important qu'une étude détaillée des différents types de couplage est obligatoire avant d'optimiser le fonctionnement d'une antenne.

Selon la théorie fondamentale de l'électromagnétique et le théorème de réciprocité de la loi de Lorentz [81], le couplage k, entre la source (électrique ou magnétique) et les champs à l'intérieur du résonateur diélectrique peut être déterminé par les relations suivantes:

$$k \propto \int (\overrightarrow{E}.\overrightarrow{J_e})\, dV \text{ où} \tag{2.11}$$

$$k \propto \int (\overrightarrow{H}.\overrightarrow{J_m})\, dV \tag{2.12}$$

Où $\vec{E}$ et $\vec{H}$ sont les vecteurs de l'intensité de champ électrique et magnétique, et $\overrightarrow{J_e}, \overrightarrow{J_m}$ sont des courants électrique et magnétique, respectivement.

Pour avoir un couplage fort entre la source du courant électrique (magnétique) et l'antenne à résonateur diélectrique, la source doit être placée à l'endroit où il y a un champ électrique (magnétique) intense.

Dans cette partie, nous présentons les techniques d'alimentions les plus utilisées pour l'excitation des ARDs qui sont essentiellement la ligne microruban, la sonde coaxiale, les lignes coplanaires et la fente.

2.4.1. La ligne microruban

L'une des méthodes les plus simples pour coupler l'énergie à un résonateur diélectrique est de placer à sa proximité une ligne microruban. Comme le montre la Figure 2.11, le couplage avec une ligne microruban excite les champs magnétiques à l'intérieur du RD. Le degré de couplage dépend essentiellement de la distance entre le résonateur diélectrique et la ligne microruban et aussi de la valeur de permittivité du résonateur diélectrique [82]. L'inconvénient principal de ce type de couplage est le rayonnement parasite dû à la ligne microruban.

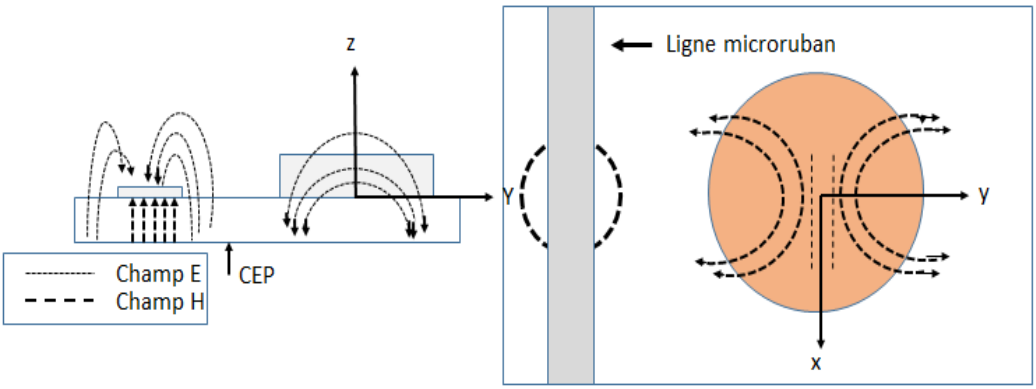


Figure 2.11. Couplage avec une ligne microruban pour exciter le mode $HEM_{11\delta}$ d'un RDC

2.4.2. La sonde coaxiale

Une autre méthode couramment utilisée pour le couplage des ARDs est la sonde coaxiale. Comme le montre la Figure 2.12, la sonde se compose généralement d'un axe central d'une ligne de transmission coaxiale qui s'étend à travers le plan de masse, dont la longueur et la largeur peut être ajustée afin d'améliorer l'adaptation d'impédance. La sonde coaxiale peut être considérée comme un courant électrique vertical, il devrait être situé dans une région où le champ électrique est intense pour coupler le maximum d'énergie. Le degré de couplage peut encore être amélioré en faisant varier la hauteur et la position de la sonde et en la plaçant, soit à l'extérieur ou à l'intérieur du résonateur diélectrique En outre, en fonction de la localisation de la sonde, différents modes peuvent être excités.

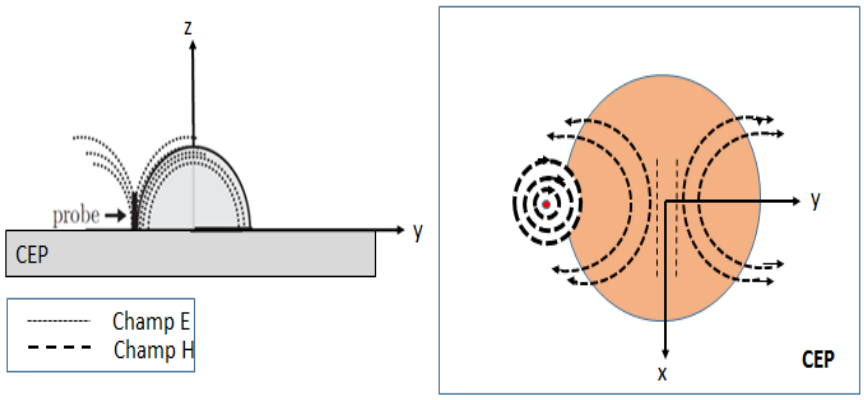


Figure 2.12. Résonateur diélectrique excité par une sonde coaxiale

2.4.3. Ligne coplanaire

La ligne coplanaire présente un mécanisme de couplage similaire à celui de la sonde coaxiale. Il s'agit d'une structure plane imprimée sur le plan de masse où le résonateur diélectrique est placé. Elle ne nécessite aucun perçage de trous à l'intérieur du résonateur comme dans le cas de la sonde. L'intensité de couplage avec le RD peut varier en fonction de la position relative de la boucle par rapport au résonateur diélectrique. La Figure 2.13 montre ce mécanisme de couplage dans le cas du mode $TE_{11\delta}$ pour un résonateur diélectrique rectangulaire.

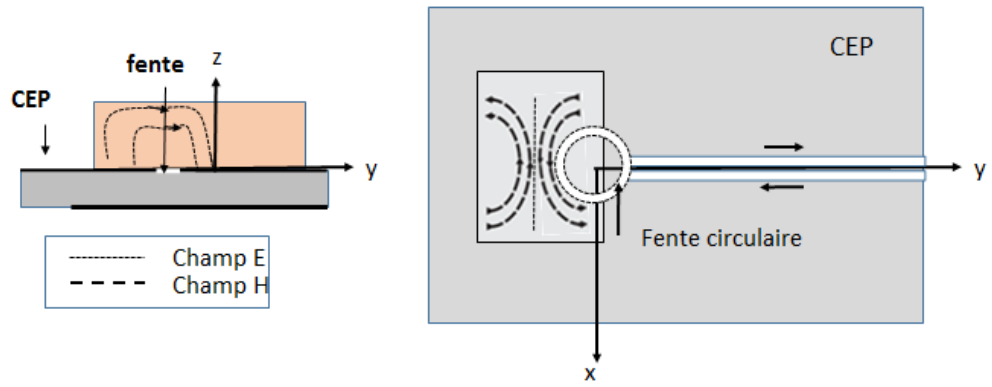


Figure 2.13. RD excité par une ligne coplanaire.

2.4.4. Fente rectangulaire

La Figure 2.14 présente une antenne à résonateur diélectrique couplé par une fente rectangulaire dans le plan de masse. La fente se comporte comme un courant magnétique qui couple l'énergie dans le résonateur diélectrique en excitant le champ magnétique. Elle est alimentée par une ligne microruban placée sous le plan de masse.

Ce mécanisme de couplage a l'avantage d'avoir un réseau d'alimentation au-dessous du plan de masse, évitant ainsi le rayonnement parasite. La ligne microruban peut être conçue de telle sorte qu'elle annule la composante réactive de la fente, permettant ainsi une meilleure adaptation de l'antenne. En plus, le couplage par fente est une méthode intéressante pour l'intégration des ARDs à des structures imprimées. Le niveau de couplage avec la fente peut

être ajusté en déplaçant le RD par rapport à la fente et en variant ces dimensions (largeur, longueur).

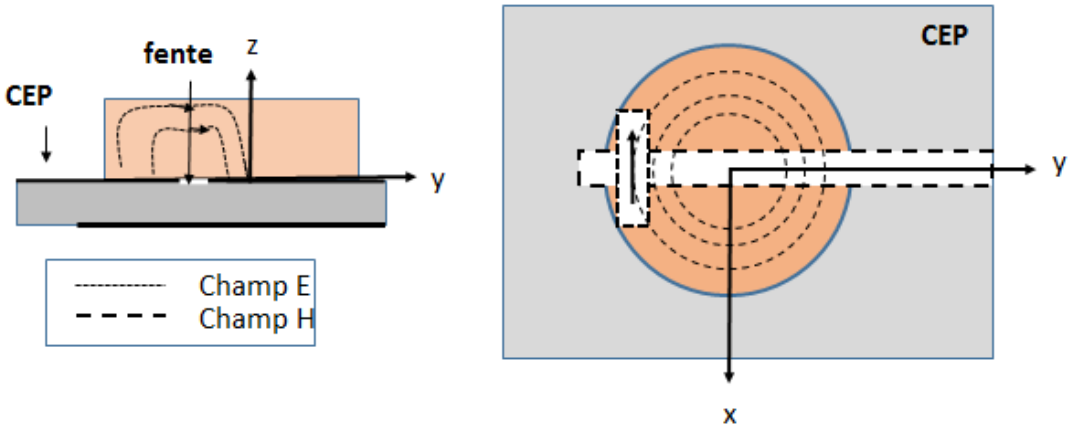


Figure 2.14. RD excité par une fente coplanaire

2.5. Etude d'une antenne à résonateur diélectrique cylindrique

2.5.1. Introduction

Généralement la conception d'une antenne passe par des simulations qui permettent de tester plusieurs solutions et les optimiser facilement. Lorsque l'antenne répond au cahier des charges, une phase expérimentale est alors nécessaire pour valider les résultats des simulations. En effet, pour une antenne réalisée, le placement de connecteurs, la qualité des soudures, etc. font que les résultats mesurés sont rarement en accord parfait avec les résultats simulés. Lors de la simulation, un des paramètres primordiaux est la taille du maillage. Dans le cas où elle est trop grande, elle conduit à des erreurs de calcul et dans le cas inverse il peut augmenter significativement le bruit de calcul et finalement réduire la précision de la simulation. Ainsi nous avons choisi, afin d'extraire les caractéristiques des antennes, de nous appuyer sur des résultats de mesures plutôt que de simulations (lorsque les deux possibilités se présentaient).

Dans ce cas, et après avoir étudié les fréquences de résonance des ARDs, les diagrammes de rayonnement et les différente types d'excitation, nous présentons dans cette section la conception et la réalisation d'une antenne à résonateur diélectrique cylindrique classique excitée par une fente rectangulaire. Une étude paramétrique détaillée sera faite pour

définir l'effet de chaque élément sur les performances de l'antenne (bande passante, fréquence de résonance).

Nous présentons deux études comparatives: la première en termes de fréquence de résonance, entre l'antenne réalisée et la même antenne sans résonateur diélectrique (antenne fente) et la deuxième en termes d'encombrement, avec une antenne fente fonctionnant à la même fréquence.

2.5.2. Structure de l'antenne

La configuration simulée est constituée, comme le montre la Figure 2.15, d'un cylindre diélectrique de permittivité relative ε_r = 10, de hauteur h = 8 mm et de rayon r = 7 mm centré au-dessus d'une fente rectangulaire gravée au centre du plan de masse. L'ensemble est placé sur un substrat de type FR4 d'épaisseur 0.8 mm, de largeur 30 mm, de longueur 30mm et de permittivité relative ε_s = 4.4. Sur la face inférieure du substrat on trouve la ligne d'alimentation dont sa largeur est choisie de telle sorte à avoir une impédance caractéristique de 50 Ω: W = 1.6 mm. Pour adapter la structure, le stub ouvert placé à l'extrémité de la ligne doit ramener au niveau de la fente une impédance nulle, sa longueur est donc $\lambda_g/4$. Dans ce cas L_{stub} = 6 mm. La fente doit être bien optimisée pour assurer le maximum de couplage d'énergie électromagnétisme entre le résonateur diélectrique et la ligne d'alimentation. Dans ce cas la longueur et la largeur de fente sont L_f = 12 mm et W_f = 0,8 mm respectivement. Cette configuration nous permet d'exciter le mode fondamental $HEM_{11\delta}$ du résonateur diélectrique.

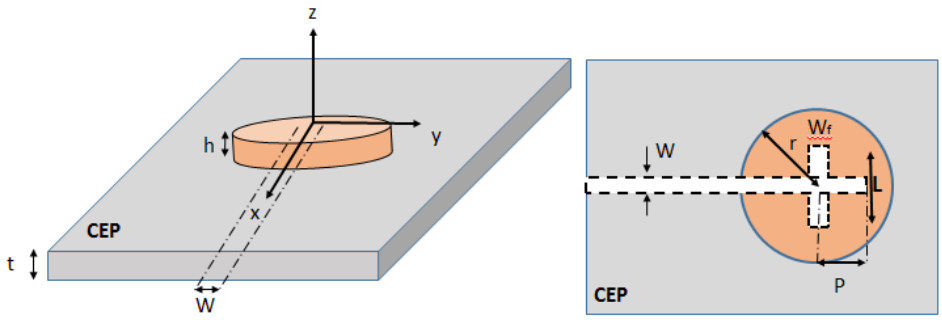


Figure 2.15. Structure de l'antenne étudiée (a) Vue globe

2.5.3. Étude paramétrique

Dans cette partie, pour pouvoir concevoir plus facilement l'antenne, une étude paramétrique a été conduite. Cette études a principalement comme but de comprendre l'influence de chaque paramètre sur les performances de l'antenne (adaptation/ rayonnement). Deux études paramétriques différentes sont nécessaires. D'abord l'effet des caractéristiques du résonateur (permittivité, rayon, hauteur), puis, l'influence des dimensions de la fente (longueur, largeur).

2.5.3.1. Analyses en fonction des caractéristiques du résonateur

Le résonateur diélectrique constitue l'élément rayonnant d'une ARD, par conséquent l'étude détaillée de l'impact de ses caractéristiques (permittivité, rayon, hauteur) sur les performances de l'antenne nous semble d'une importance majeure dans ces travaux de recherches.

a- Effet de la valeur la permittivité

La valeur de la permittivité du résonateur diélectrique est le paramètre le plus important dans cette structure puisque il influe sur les différentes caractéristiques. Il a un impact direct sur la fréquence de résonance, la bande passante et le gain. Dans un résonateur diélectrique plus sa permittivité augmente plus l'énergie reste emmagasinée à l'intérieur.

Effet sur la fréquence de résonance

Pour caractériser l'influence de la permittivité du résonateur diélectrique sur la fréquence de résonance et la bande passante de l'antenne, nous avons varié la valeur de permittivité 10 à 100. Nous pouvons voir sur la Figure 2.16 l'effet de cette variation sur la fréquence de résonance qui varie de 4.5GHz à 2.3GHz. On remarque aussi que pour une permittivité entre 10 et 40, la pente de descente de la fréquence est importante. Au-delà d'une permittivité de 40, la variation de la fréquence est négligeable.

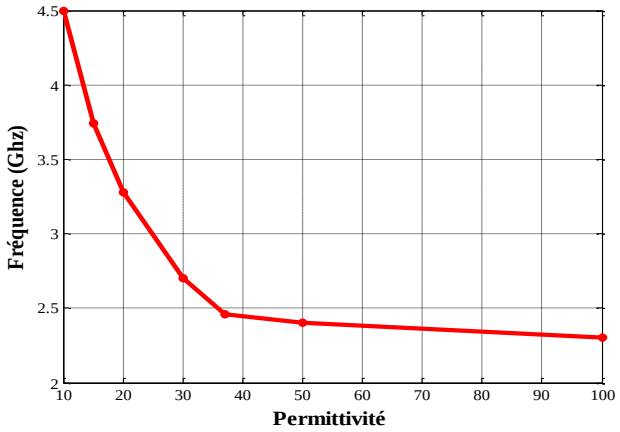


Figure 2.16. Influence de permittivité de résonateur sur la fréquence de résonance

Effet sur la bande passante

La Figure 2.17 montre la variation de la bande passante en fonction de la permittivité. On remarque que lorsque la permittivité augmente la bande passante devient de plus en plus étroite.

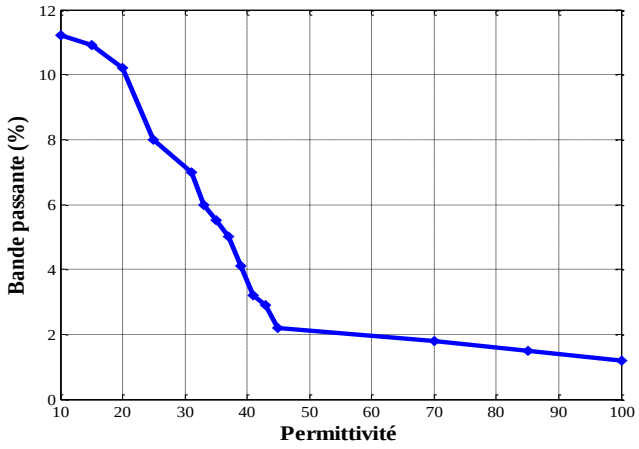


Figure 2.17. Influence de permittivité de résonateur sur la bande passante

b- Effet du rayon

L'étude théorique montre un effet primordial du rayon du résonateur sur la fréquence de résonance. La Figure 2.18 présente la variation de la fréquence en fonction du rayon. On faisant varier le rayon de 6.5 mm à 7.5 mm par un pas de 0.5 mm on constate que la fréquence de résonance diminue.

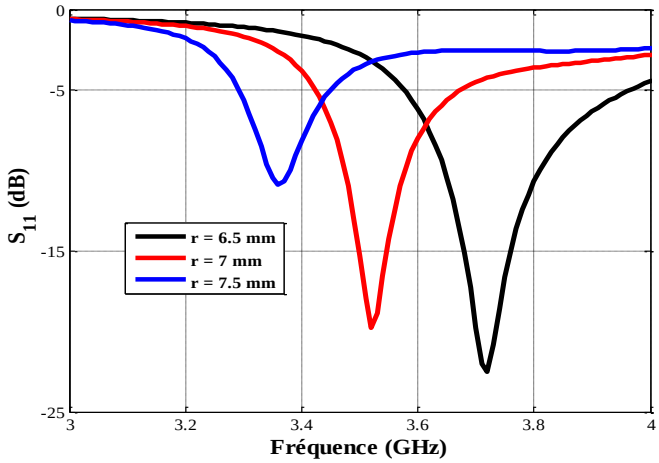


Figure 2.18. Variation de la fréquence de résonance en fonction du rayon (r)

c- Effet de la hauteur

La Figure 2.19 présente la variation de la fréquence en fonction de la hauteur du résonateur.

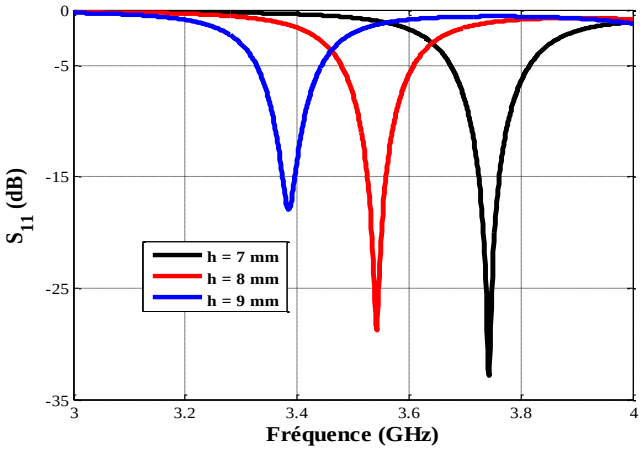


Figure 2.19. Variation de la fréquence de résonance en fonction de la hauteur (h)

En faisant varier la hauteur du résonateur de 7 mm à 9 mm par un pas de 1 mm, on remarque que la fréquence de résonance diminue. La fréquence de résonnance des ARD est très sensible aux dimensions du résonateur. Mais, ça aide à trouver la fréquence désirée puisque il y a plusieurs paramètres à varier.

2.5.3.2. Analyses en fonction des dimensions de la fente

La fente assure le couplage de l'énergie électromagnétique entre la ligne microruban et le résonateur diélectrique. De ce fait, l'analyse de ces dimensions est importante pour améliorer les performances de l'antenne. Nous allons dans un premier temps fixer la longueur du stub (L_{stub}), ensuite nous faisons varier la longueur et la largeur de la fente.

a- Effet de la longueur du stub L_{stub}

Les dimensions initiales de la fente sont L_f=12 mm et W_f = 0.8mm. Nous faisons varier la longueur de stub d'adaptation L_{sub}. La Table 2.1 indique les bandes passantes (à -10dB) ainsi que les fréquences de résonances obtenues:

Table 2.1. Variation de la fréquence de résonance et de la bande passante en fonction de la longueur du substrat L_{stub}

Longueur L_{stub}	**Fréquence (GHz)**	**Bande passante (MHz)**
5	3.45	120
6	2.5	122
7	3.57	110

b- Effet de la longueur de fente L_f

On prend une valeur optimale de L_{stub} de 6 mm. La largeur de la fente étant fixée à 0.8 mm. La Figure 2.20 présente la variation de la fréquence de résonance en fonction de la longueur de la fente. L'augmentation de la longueur de la fente produit une diminution de la fréquence de résonance. En faisant varier la longueur de 7 mm à 17 mm la fréquence de résonance varie de 4.15 GHz à 3.4 GHz. La valeur optimale de la fente retenue pour notre antenne est de L_f = 12 mm.

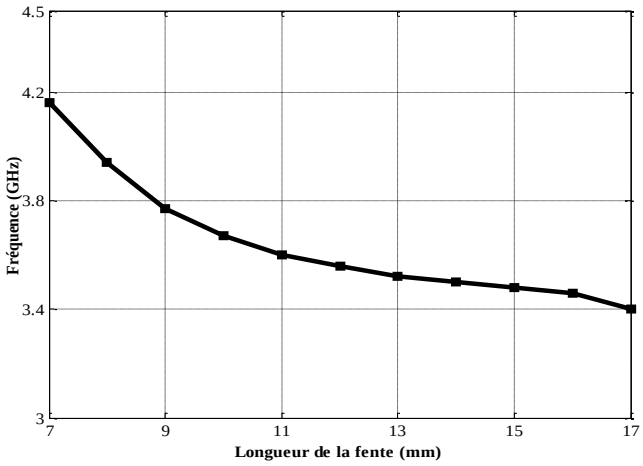


Figure 2.20. Influence de la longueur L_f sur la fréquence de résonance

c- Effet de la largeur de la fente W_f

On prend les valeurs optimales de L_{stub} =6 mm et L_f =12 mm, et on fait varier la largeur de la fente de 0.6 mm à 1.6 mm par pas de 0.2mm. La Figure 2.21illustre cette variation.

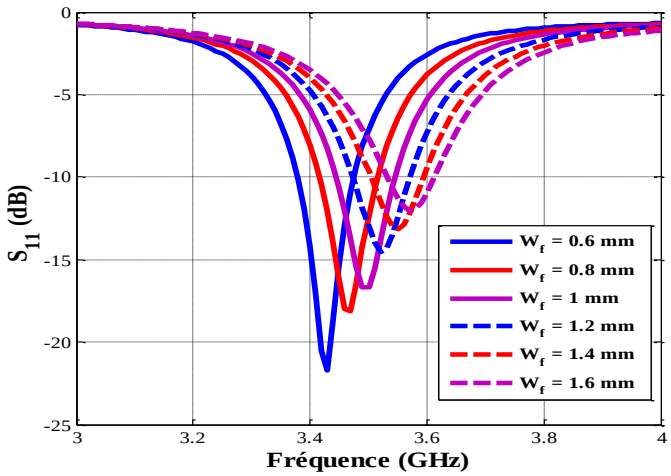


Figure 2.21. Influence du largueur de la fente W_f sur la fréquence de résonance

D'après la figure ci-dessus nous remarquons que lorsque la largeur de la fente augmente la fréquence de résonance augmente doucement et l'adaptation se dégrade de plus en plus. En effet pour W_f = 0.6 mm la résonance est à 3.42 GHz et le coefficient de réflexion est de -22dB mais pour W_f = 1.6 mm la fréquence de résonance es de 3.58 GHz et un coefficient de réflexion de -12dB.

2.5.4. Performances simulées et résultats de mesures

Nous avons, après cette étude paramétrique, réalisée la structure. La Figure 2.22 illustre une photo de la structure réalisée.

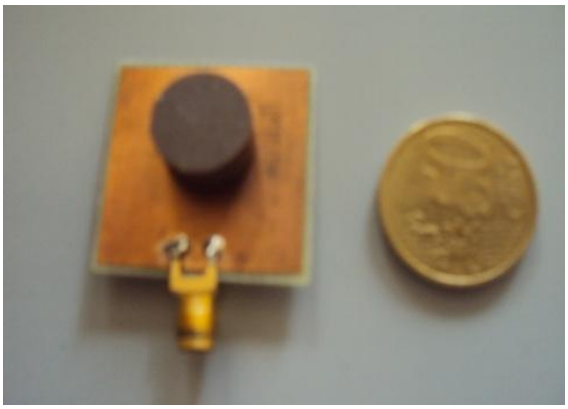


Figure 2.22. Photo d'une antenne à résonateur diélectrique cylindrique

Nous présentons ci-après les caractéristiques principales de l'antenne, qui sont généralement le coefficient de réflexion S_{11} et le diagramme de rayonnement issu des mesures et de simulations afin de valider la structure.

2.5.4.1. Coefficient de réflexion

La Figure 2.23 montre le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne. Le seuil classiquement utilisés pour juger de l'adaptation est - 10 dB. Notons qu'il est nécessaire de prendre garde aux interprétations trop rapides de telle caractéristique. En effet si l'antenne présente de fortes pertes, la puissance réfléchie sera moins importante indiquant de bonnes performances mais la puissance transmise risque d'être également faible. Ainsi il faudra aussi tenir compte des autres caractéristiques (notamment le gain et l'efficacité) parce qu'un bon gabarit du paramètre S_{11} ne garantit pas les performances globales de l'antenne.

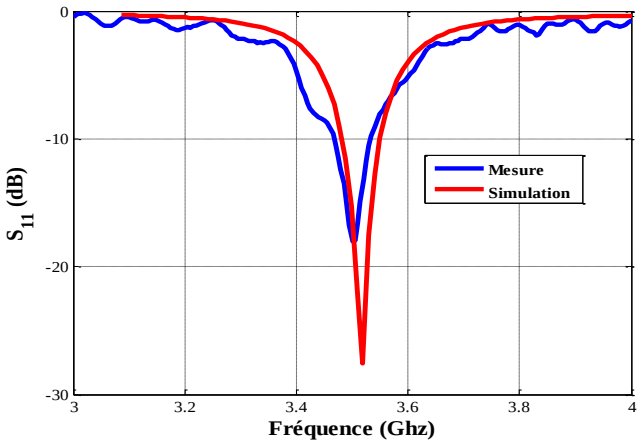


Figure 2.23. Simulation et mesure du coefficient de réflexion S11 du prototype

A un décalage fréquentiel près de 15 MHz, les courbes obtenues sont assez concordantes avec un niveau et une forme similaire. L'écart observé provient de l'antenne car les coefficients de réflexion de cette dernière sont décalés fréquentiellement entre la simulation et la mesure. Nous pensons que cette différence est issue de la précision de fabrication qui n'est que de 0.1 mm. Toutefois, les mesures sont conformes à nos objectifs puisque le module du S11 est inférieur à -10 dB sur la bande de travail.

2.5.4.2. Gain et diagramme de rayonnement

- *Gain mesuré et simulé*

La Figure 2.24 montre le gain fréquentiel du dispositif obtenu en mesure et en simulation. Le gain simulé du prototype varie entre 4 dBi et 4.72dBi sur la bande 3.45 GHz – 3.6 GHz. Le gain en 2D est donné dans la Figure 2.25 et le gain mesuré varie entre 3.7 et 4.3 dBi dans la même bande de fréquence.

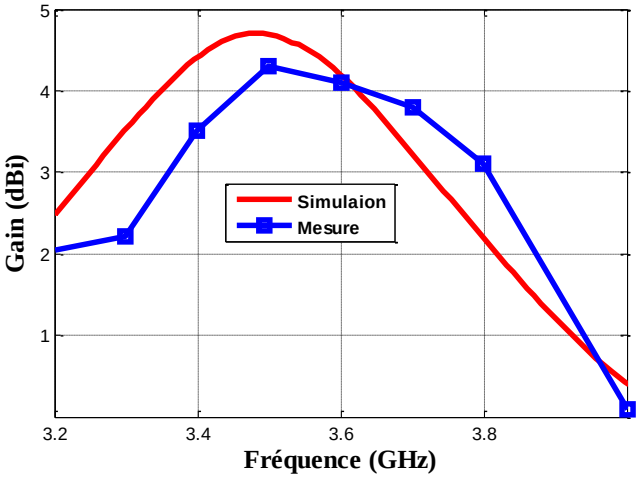


Figure 2.24. Variation de gain en fonction de fréquence

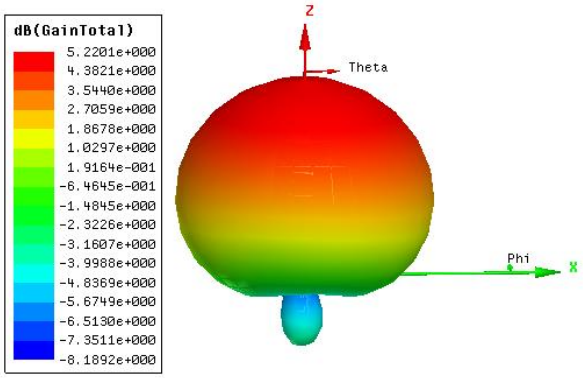


Figure 2.25. Diagrammes de rayonnement simulé en 3D pour f = 3.5 GHz

2.5.4.3. Efficacité de rayonnement

L'efficacité de rayonnement est remarquable pour les ARD vu l'absence de pertes de conduction. Le résultat de simulation en fonction de la bande de fréquence est présenté par la Figure 2.26.

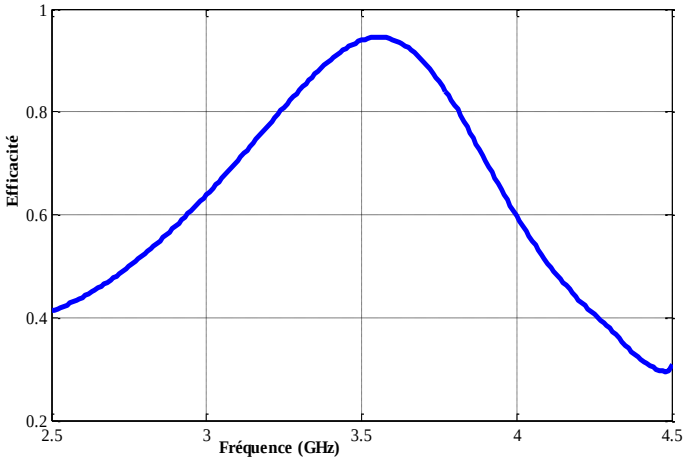


Figure 2.26. Variation de l'efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence

Dans ce cas, un rendement de rayonnement pouvant atteindre 92% est visualisé à 3.5 GHz. En outre, l'efficacité ne devient jamais inférieure à 80% dans la bande opérationnelle de l'antenne (3.4 – 3.6 GHz).

2.6. Etude comparative avec une antenne fente

Pour justifier l'importance des antennes à résonateurs diélectrique en termes d'encombrement et de caractéristique de rayonnement (gain, efficacité) il semble important de faire des études comparatives avec des antennes classiques.

Dans cette partie nous présenterons deux types d'études comparatives :

- ✓ Etude 1 : c'est une étude fréquentielle, elle consiste à enlever le résonateur diélectrique de la structure, on est donc devant une antenne fente avec les mêmes dimensions du plan de masse que l'antenne étudiée précédemment.
- ✓ Etude 2 : c'est une étude comparative en termes d'encombrement qui consiste à concevoir une antenne fente à 3.5GHz.

2.6.1. Etude de l'antenne sans résonateur (antenne fente)

Dans cette première partie nous analysons l'antenne à résonateur diélectrique conçue mais sans résonateur, c'est à dire une antenne fente classique. La Figure 2.27 montre la structure de cette antenne où ses dimensions sont récapitulées dans la Table 2.2. Cette analyse

nous permettront alors de faire l'étude seulement en fonction de la fréquence (antenne à résonateur diélectrique, antenne fente).

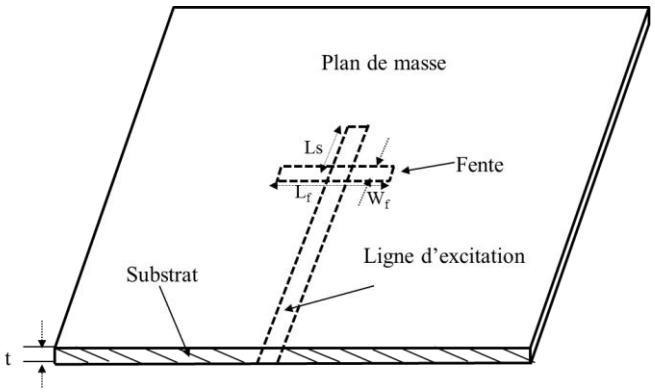


Figure 2.27. Antenne sans résonateur diélectrique (Antenne fente)

Table 2.2. Dimensions de l'antenne fente classique

Plan de masse	30 × 30 mm²
Longueur de la fente	12 mm
Largeur de la fente	0.8 mm
Longueur de microstrip (L_s)	6 mm

Le coefficient de réflexion de l'antenne fente classique simulée sous HFSS est présenté dans la Figure 2.28.

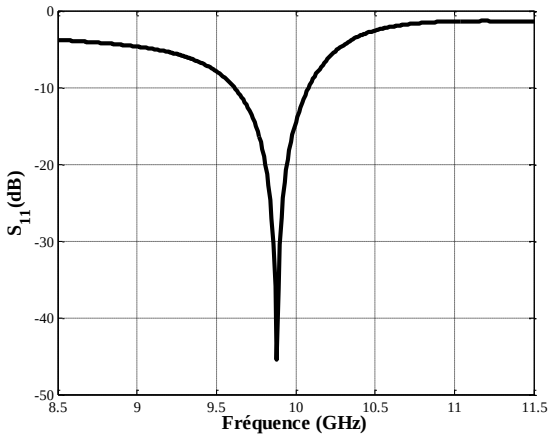


Figure 2.28. Coefficient de réflexion de l'antenne fente

La fréquence de résonance de l'antenne fente simulée est de 9.98 GHz. La Table 2.3 présente les différentes caractéristiques simulées de cette antenne.

Table 2.3. Différentes caractéristiques de l'antenne fente classique

Caractéristiques	**valeur**
Fréquence de résonance	9,89GHz
Gain	3dBi
Bande Passante	250MHz
efficacité	74%

Nous remarquons qu'avec le résonateur diélectrique, la fréquence de résonance passe de 9.89 GHz à 3.5 GHz. Ce qui nous permet une miniaturisation de 65%. On gagne non seulement au niveau des dimensions mais aussi en gain, et en efficacité de rayonnement.

2.6.2. Antenne fente à 3.5GHz

Dans cette deuxième partie nous allons étudier une antenne fente, décrite dans la Table 2.4, fonctionnant à 3.5GHz.Le but est de faire la comparaison avec l'antenne à résonateur diélectrique étudiée précédemment. Le coefficient de réflexion de cette antenne est donné dans Figure 2.29. Le Table 2.5 présente les résultats de simulation donnant les différentes caractéristiques de l'antenne.

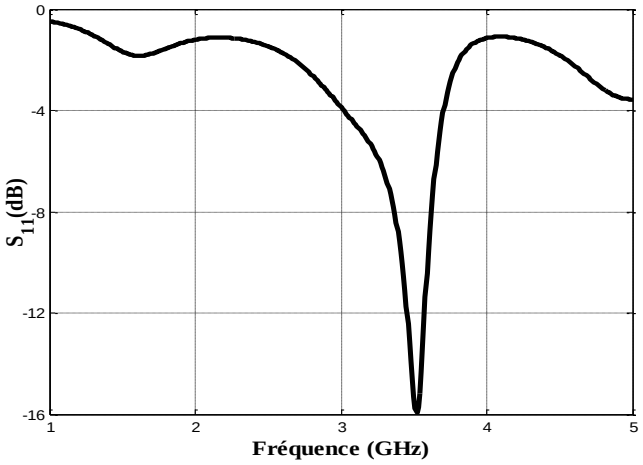


Figure 2.29. Coefficient de réflexion de l'antenne fente fonctionne à 3.5GHz

Table 2.4. Dimensions de l'antenne fente à 3.5 GHz

Plan de masse	80 × 80 mm²
Longueur de la fente	40 mm
Largeur de la fente	4 mm
Longueur de microstrip (L_s)	20 mm

Table 2.5. Différentes caractéristiques de l'antenne fente fonctionne à 3.5GHz

Caractéristiques	**Valeur**
Fréquence de résonance	3.5GHz
Gain	2.8dBi
Bande Passante	180MHz
efficacité	72%

D'après la Table 2.4, on remarque que à 3.5 GHz, l'antenne à résonateur diélectrique nous permet une miniaturisation en taille de 62.5% où les dimensions du plan de masse passent de 80×80 mm^2 à 30×30 mm^2.

2.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons effectué une étude détaillée sur les résonateurs diélectriques canoniques (cylindrique, rectangulaire) qui présentent l'origine de toutes les formes dans la littérature où une classification rigoureuse des modes et les expressions pour le calcul des leurs fréquences de résonance et leurs facteur de qualité ont été développés et leurs distributions en champ proche ont été démontrés. Les différentes techniques d'excitations les plus usitées pour l'alimentation des résonateurs sont aussi démontrées, tout en expliquant les avantages et les inconvénients de chaque technique. En outre, la connaissance approfondie des propriétés de rayonnement des ARD canoniques peut nous conduire au développement de formes non canoniques dans le but l'améliorer ces caractéristiques en termes de bande

passante et du gain. Puisque Les géométries non-canoniques ne peuvent pas être traitées de manière analytique, le processus d'optimisation peut être considérablement facilité par leur considération comme des déviations à partir de formes canoniques. De cette façon, leurs modes excités et leurs propriétés de rayonnement peuvent, dans une certaine mesure, être prédits.

CHAPITRE III:

3. Antennes à résonateurs diélectriques large bande

3.1. Introduction

Nous intéressons dans ce chapitre à la conception de nouvelles topologies d'antennes à résonateurs diélectriques dans le but d'améliorer leurs caractéristiques électriques et de rayonnement.

Les antennes résonantes (par exemple, les antennes imprimées et à résonateur diélectrique) ont une bande passante beaucoup plus limitée par rapport aux antennes indépendantes de la fréquence [1]. En effet, l'impédance d'entrée des antennes résonantes change rapidement en fonction de la fréquence. Pour les ARD, la largeur de la bande passante souffre également de sa forte dépendance de la permittivité du résonateur diélectrique. L'augmentation de la permittivité augmente le facteur de qualité des modes excités, et rend donc la bande passante de fonctionnement plus étroite.

Ce chapitre présente différentes géométries d'antennes à résonateurs diélectriques large bande issue des formes cylindrique. La bande passante peut être renforcée par la modification géométrique du résonateur diélectrique tous en gardant la même polarisation et le même diagramme de rayonnement. Les dimensions des nouvelles formes sont déterminées approximativement à travers les expressions analytiques de la forme cylindrique. Ensuite, l'analyse paramétrique peut déterminer la configuration géométrique optimale.

La première section étudié la conception et la réalisation d'une antenne à résonateur diélectrique, en forme conique, couplée à la ligne d'excitation par une fente rectangulaire. Nous présentons ici les modifications à apporter pour avoir la nouvelle forme

Dans la deuxième section, on fait l'étude de l'antenne précédente en polarisation circulaire. La polarisation circulaire est créée par l'inclinaison de la fente de couplage de 45°.

La troisième section est consacrée à la conception d'une antenne directive et large bande. Cette nouvelle forme est issue, par analogie aux antennes Yagi, de la superposition de

3 résonateurs coniques séparés alternativement par des résonateurs cylindriques de faibles hauteurs.

Dans la quatrième section, et en analogie avec les antennes imprimées, nous présentons une ARD en forme de nœud de papillon. Le but est d'avoir une antenne large bande et compacte en vue de faciliter son intégration dans les systèmes de communications.

Enfin, Une étude comparative des différentes structures réalisées en termes de bande passante, gain et encombrement est faite pour sortir les avantages de chaque structure.

3.2. Antenne à résonateur diélectrique conique

3.2.1. Introduction

La bande passante des antennes à résonateurs diélectriques apparaît comme leur principal point faible, nous nous proposons d'améliorer ce critère.

L'idée est de trouver une solution applicable aux structures existantes. Il est important de conserver les performances de la structure classique en termes du rayonnement et du gain et d'apporter simplement des améliorations à sa bande passante. Pour cela, nous utilisons la structure cylindrique classique en diminuant le rayon supérieur pour aboutir à une forme conique.

Nous commençons d'abord par étudier brièvement la structure cylindrique classique, puis nous présentons notre étude détaillée sur la structure conique.

3.2.2. Antenne à résonateur diélectrique cylindrique

Une configuration simple d'une ARDC alimentée par une ligne microruban est illustrée dans la Figure 3.1. Un RD cylindrique de rayon r, de hauteur h et de permittivité relative ε_r est monté sur un plan de masse de dimensions latérales finies. Le résonateur diélectrique est couplé à son mode fondamental $HEM_{11\delta}$ par une fente rectangulaire de dimensions L_f et W_f.

La fréquence de résonance de l'ARDC peut être déterminée selon les équations présentées dans le chapitre précédent. Il a été démontré que, pour une fréquence de résonance spécifiée et une permittivité du résonateur diélectrique donnée, un rapport entre le rayon et la

hauteur est défini. Cette souplesse de conception est particulièrement intéressante pour deux raisons principales. Tout d'abord, de nombreuses applications nécessitent souvent que le résonateur diélectrique soit le moins haut possible. Alors dans ce cas, la hauteur est fixée à l'avance et le rayon nécessaire est calculé pour une fréquence de résonance désirée. Deuxièmement, la bande passante de l'ARD est significativement affectée par les dimensions relatives du résonateur diélectrique. La forme cylindrique offre une flexibilité pour le choix du rayon et de la hauteur et donc un degré important de contrôle de la bande passante des ARDC est possible.

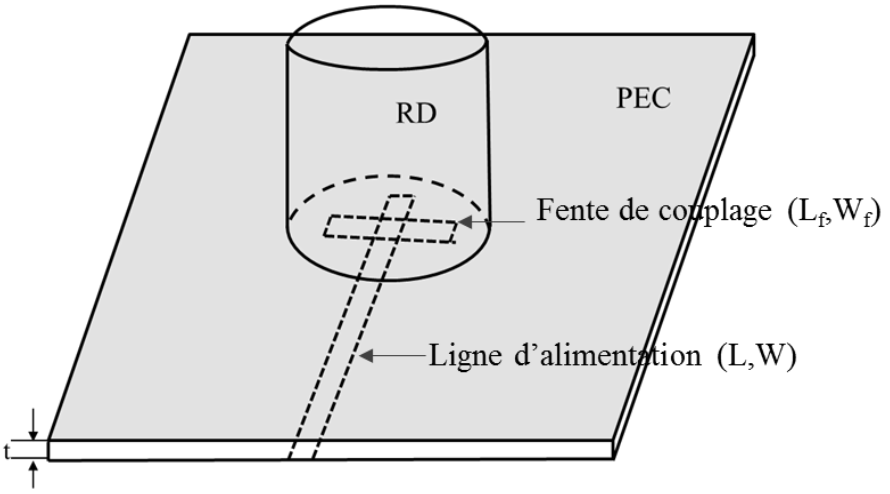


Figure 3.1. Antenne à résonateur diélectrique cylindrique

L'optimisation de l'antenne à résonateur diélectrique cylindrique, en termes de dimensions, ne peut pas aboutir à une bande passante très large. Pour cela, la modification de la forme est nécessaire afin de fusionner plusieurs modes qui résonnent à des fréquences proches pour élargir la bande passante.

Les dimensions de la structure cylindriques sont regroupées dans le tableau ci-dessous (Table 3.1).

Table 3.1. Dimensions de la structure cylindrique

Résonateur Diélectrique	Rayons r = 9.5 mm, hauteur h = 25 mm, ε_r= 10
Plan de masse	L = 80 mm, W = 80mm,
Substrat diélectrique	ε_{rs} = 4.4, t = 0.8 mm
Ligne l'alimentation	L = 9 mm, W =1.5 mm
Fente de couplage	Longueur : L_f = 16 mm, Largeur W_f = 2 mm

La Figure 3.2 présente la variation du coefficient de réflexion de la structure cylindrique. Nous remarquons une bonne adaptation autour de 4.1 GHz où le coefficient de réflexion est de -18 dB.

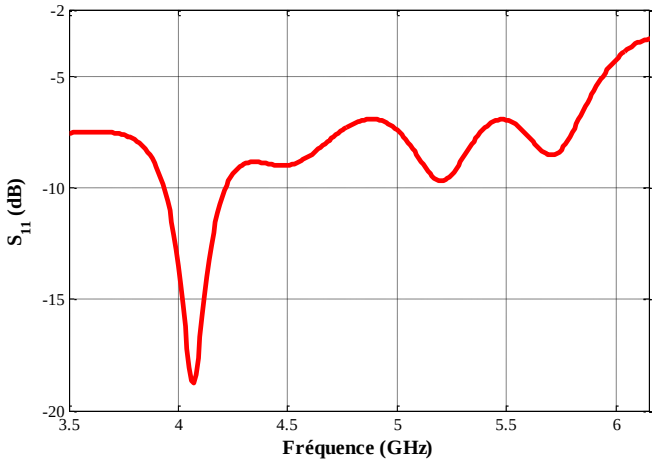


Figure 3.2. Coefficient de réflexion de l'antenne cylindrique

3.2.3. Présentation de la structure cylindrique modifiée

Dans le but d'éviter les problèmes de dissymétrie des structures, nous avons conçu une structure conique symétrique. La forme conique peut être extraite de la forme cylindrique, la principale différence est que le rayon supérieur est différent du rayon inférieur. La transition de la forme cylindrique à la forme conique est représentée sur la Figure 3.3. La géométrie conique apparaît lorsque deux volumes diélectriques identiques, de section triangulaire, sont retirés du cylindre. La hauteur du cône tronqué est la même que celle du cylindre.

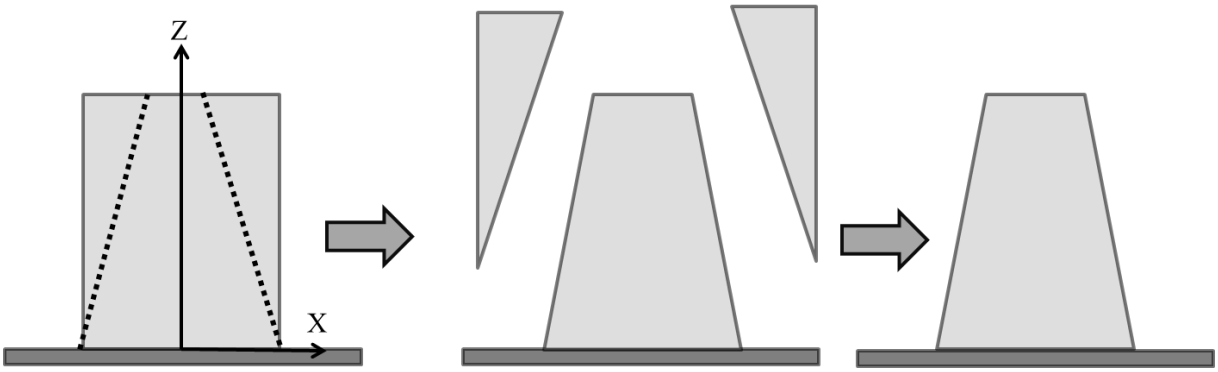


Figure 3.3. Le passage de la forme cylindrique à la forme conique

3.2.4. Géométrie de l'antenne conique

La configuration géométrique de l'antenne à résonateur diélectrique conique couplée par une fente rectangulaire est montrée dans la Figure 3.4. Le résonateur diélectrique est caractérisé par un rayon inférieur r_1, un rayon supérieur r_2, une hauteur h et une permittivité diélectrique ε_r. Il est déposé au-dessus d'un plan de masse de dimensions 80 mm × 80 mm et couplé à une ligne micro-ruban par l'intermédiaire d'une fente rectangulaire de longueur L_f = 16 mm et de largeur W_f = 2 mm. L'ensemble est déposé au-dessus d'un substrat FR4 de permittivité relative 4.4 et d'épaisseur 0.8 mm. De l'autre côté du substrat se trouve la ligne d'alimentation de largeur W_l = 1.5 mm et de longueur L_l = 45 mm.

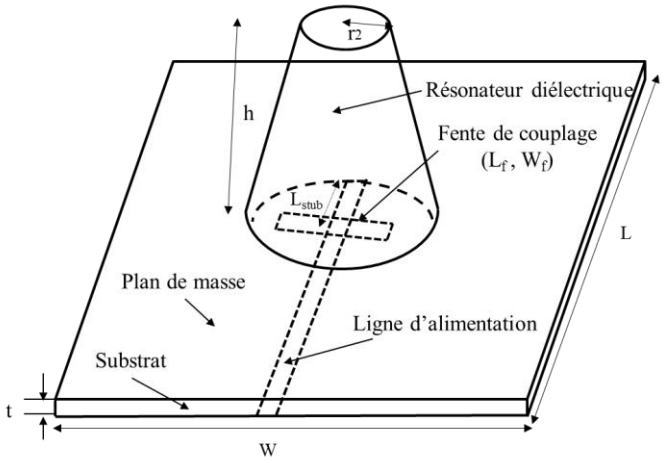


Figure 3.4. Structure de l'antenne conique

3.2.5. Optimisation et étude paramétrique

En se référant à la Figure 3.4, il existe un certain nombre de paramètres qui influent sur les caractéristiques de l'antenne. Pour obtenir des performances optimales, une étude paramétrique est menée afin d'étudier les caractéristiques de l'antenne. Notons que les valeurs de la hauteur du substrat et de sa constante diélectrique ont été ajustées de façon à maintenir la longueur de la fente plus petite que le diamètre du résonateur diélectrique.

Dans notre cas, la symétrie de l'antenne à résonateur diélectrique conique peut être considérée comme une variation de la forme cylindrique. C'est pourquoi nous avons commencé le processus de conception par la détermination des dimensions du résonateur cylindrique pour un fonctionnement à une fréquence spécifiée et par la suite, nous sommes passés à la forme conique. Les avantages de la forme conique par rapport à la forme cylindrique seront présentés et détaillés dans les paragraphes suivants. L'influence de chaque paramètre sera étudiée et analysée. Toutes les simulations sont effectuées en utilisant le logiciel de simulation HFSS commercialisé actuellement par la société Ansys.

3.2.5.1. Variation du rayon supérieur (r_2) du résonateur diélectrique

La structure initiale est présentée sur la Figure 3.4. Le résonateur diélectrique est celui qui a été étudié dans le paragraphe précédent, et qui résonne à la fréquence 4.1 GHz. Le rayon supérieur r_2 présente l'élément principal pour définir la forme conique. En le faisant varier de 9.5 mm à 5.5 mm par un pas de 2 mm, les caractéristiques de l'antenne changent. La Figure 3.5 montre l'effet de cette variation sur la bande passante de l'antenne.

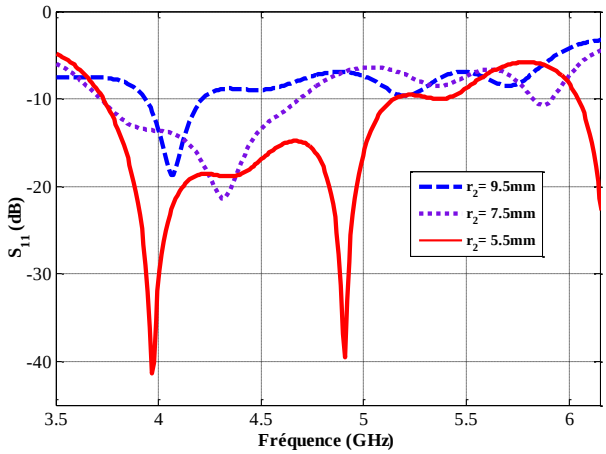


Figure 3.5. Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de rayon r_2

Une observation attentive de la Figure 3.5 fournit des informations précieuses sur le fonctionnement du résonateur conique et ses avantages par rapport à la forme cylindrique simple. L'étude est faite pour 3 valeurs de r_2 (9.5 mm, 7.5mm, 5.5 mm).

Lorsque le rayon r_2 = 9.5 mm, on se retrouve dans le cas de l'antenne à résonateur diélectrique cylindrique. Pour cette géométrie, la bande passante à -10dB est de **7**.9% (3.9 GHz – 4.22 GHz)**.** Pour r_2= 7.5 mm, on remarque que la bande passante s'élargie progressivement et on note à -10 dB une bande passante qui s'étend de 3.75 GHz à 4.7 GHz, l'équivalent de 22%. Le fait de diminuer encore le rayon supérieur, engendre une augmentation supplémentaire de la bande passante. On remarque que pour le cas de r_2 = 5.5 mm une large bande passante a (3.73 GHz à 5.4 GHz) est obtenue, ce qui est équivalent à une bande relative de à 38%.

Dans tous les cas, il est clair que la forme conique est plus avantageuse que le la forme cylindrique. Ainsi, le rayon r_2 peut être utilisé comme un degré de liberté essentiel pour le contrôle de la bande passante de fonctionnement des ARDC

3.2.5.2. Variation de la hauteur (h) du résonateur diélectrique

Pour caractériser l'influence de la hauteur du résonateur diélectrique, nous l'avons fait varier entre 23 mm et 27 mm, par un pas de 2 mm, et en gardant r_1=9.5 mm et r_2=5.5 mm. La Figure 3.6 illustre cet effet en termes de coefficient de réflexion.

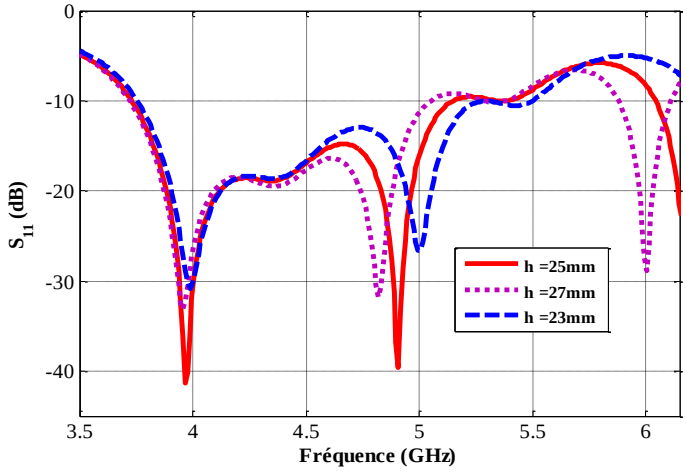


Figure 3.6. Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la hauteur du résonateur

Cette figure montre une légère diminution de la bande passante de fonctionnement lorsque la hauteur du résonateur diélectrique croit. On observe plutôt une diminution de la fréquence supérieure de la bande, du 5.6 GHz à5.05 GHz, lorsque la hauteur varie de 23 mm à 27 mm, ce qui montre que la limite supérieure de la bande passante est définie par la hauteur du résonateur.

3.2.6. Conclusion de l'étude paramétrique

Cette étude paramétrique a permis de mettre en évidence l'effet de différents paramètres géométriques du RD sur la bande passante et de définir les valeurs optimales. Les résultats de cette étude nous permettront de passer à l'étape de la validation expérimentale.

3.2.7. Validation expérimentale

3.2.7.1. Prototype réalisé

Afin de vérifier les données fournies par les résultats de simulation, nous avons réalisé un prototype d'antenne à résonateur diélectrique.

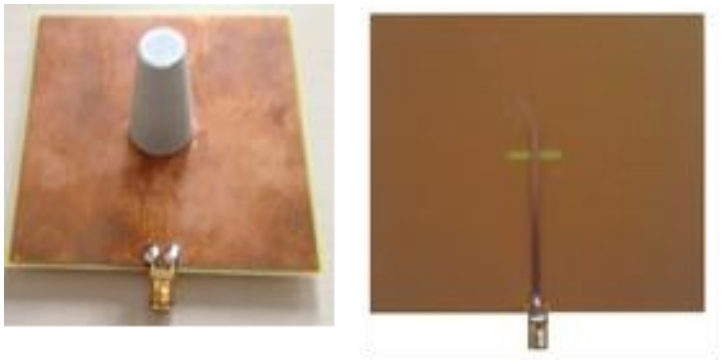
La structure globale, comme le montre la Figure 3.7, est constituée d'un résonateur diélectrique conique, de permittivité relative égale à 10, et d'une antenne à fente classique. L'ensemble constitue une antenne à résonateur diélectrique.

Après l'optimisation des dimensions de différents composants de la structure, nous avons fixé les paramètres comme suit:

- **Résonateur diélectrique**
- rayon r_2 = 5.5 mm
- rayon r_1= 9.5 mm
- hauteur h = 25 mm.
- **Fente de couplage**
- Longueur = 16 mm
- Largueur = 2 mm
- **Plan de masse**
- Longueur = 80 mm
- Largueur = 80 mm

- **Ligne l'alimentation**

- Longueur = 45 mm
- Largueur = 1.5 mm



(a) (b)

Figure 3.7. Prototype de l'antenne réalisée: (a) Vue générale; (b) Vue de dessous

3.2.7.2. Impédance

La Figure 3.8 présente la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne conique étudiée.

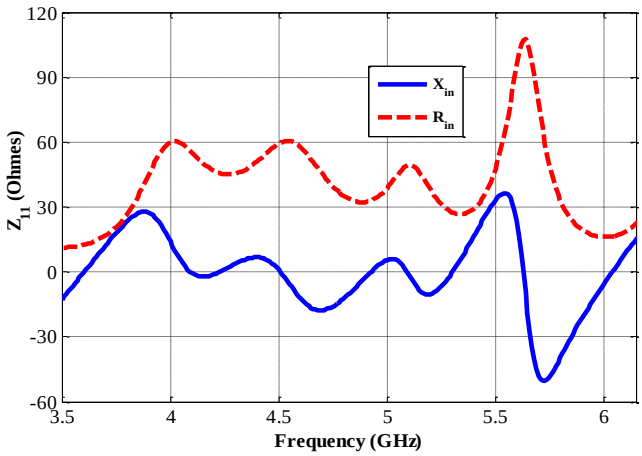


Figure 3.8. Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'ARD conique

La Figure 3.8 montre que la partie réelle (respectivement la partie imaginaire) de l'impédance présente quatre pics de résonance entre 3.5 et 6 GHz. La variation de la forme du résonateur, en hauteur, induit donc l'apparition de 3 pics de résonance en plus de celui qui existe avec la

forme cylindrique droite: il y a donc 4 pics de résonance. Ce phénomène est particulièrement intéressant puisqu'il laisse entrevoir la possibilité d'élargir la bande passante de l'antenne. La partie réelle de l'impédance de l'antenne oscille, en effet, autour de 50Ω et sa partie imaginaire autour de 0Ω.

3.2.7.3. Adaptation

La Figure 3.9 compare les valeurs mesurées et simulées (sous HFSS) du coefficient de réflexion.

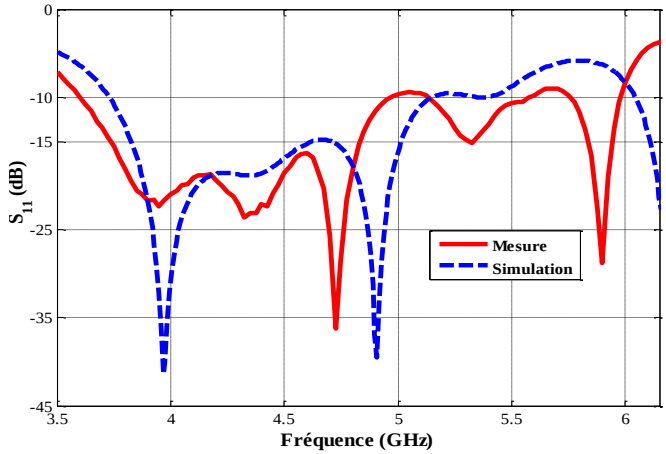


Figure 3.9. Module du coefficient de réflexion de l'antenne: comparaison simulation-mesure

D'après la Figure 3.9, nous observons un bon accord général entre le coefficient de réflexion mesuré et celui simulé. Les légères différences pourraient provenir de la précision d'usinage des dimensions du résonateur. Une bande passante largement supérieur à celle de la structure cylindrique classique est observée.

La bande passante à -10dB varie entre 3.65 GHz et 5.6 GHz (courbe rouge en trait continu), soit une bande relative de 42% en mesure et entre 3.73 GHz et 5.4 GHz (courbe bleu en pointillé), soit une bande passante relative de 38% en simulation.

3.2.7.4. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement a été mesuré au sein du laboratoire maxwell de l'ESEO dans les deux plans E et H à 3.7, 4.5 et à 5.6 GHz. La composante principale et la composante croisée du champ mesuré dans les plans E et H sont représentées sur la Figure

3.10. Précisons que celles-ci ont été normalisées par rapport à leur valeur maximum pour chaque fréquence d'étude.

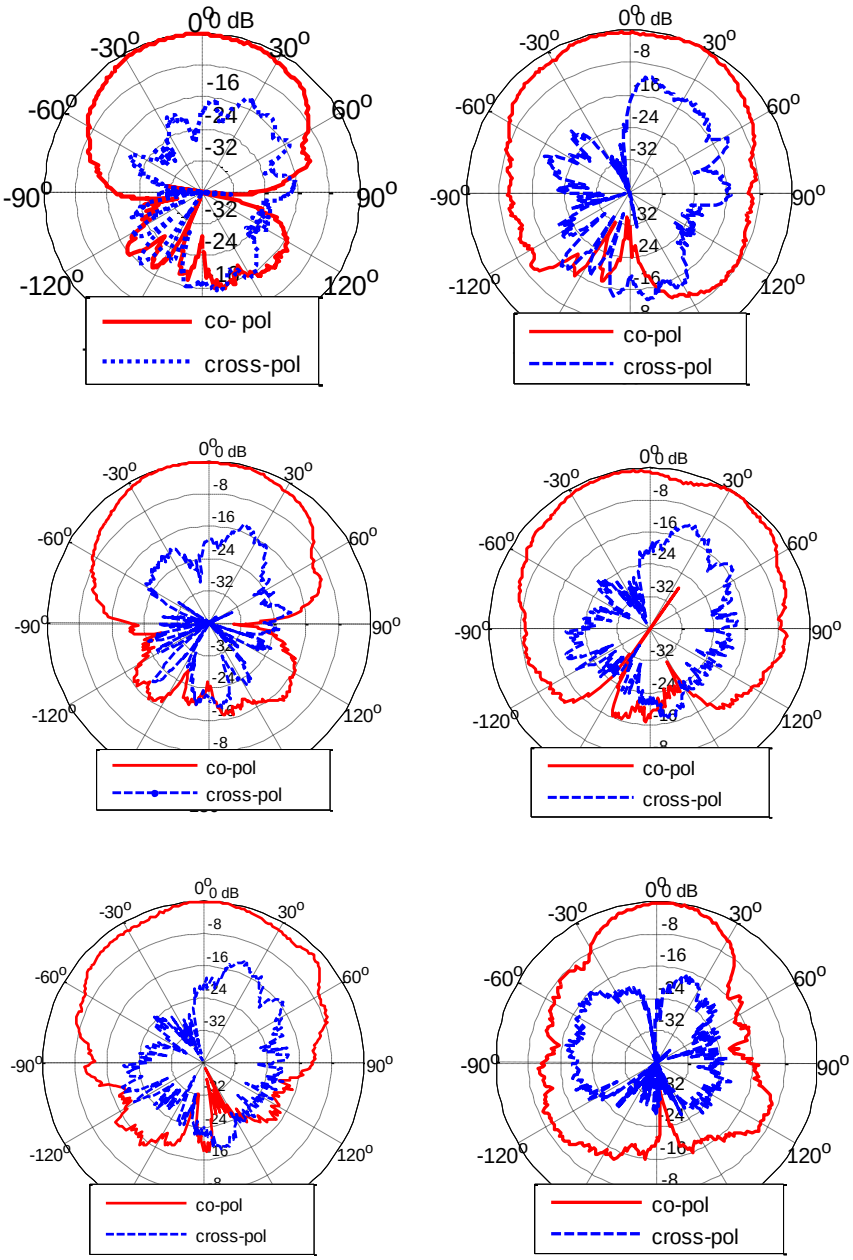


Figure 3.10. Composante principale et croisée du champ mesuré dans les plans E (à gauche) et H (à droite) à 3.7, 4.5 et 5.6 GHz

On constate également que la direction du lobe principal est presque constante sur toute la bande passante et que le digramme dans les deux plans présente un rayonnement sectoriel identique à ceux des structures cylindriques classiques. En outre, le niveau des lobes

croisés est très faible par rapport à la polarisation directe (plus de 20 dB de différence), ce qui est souvent désirable.

3.2.7.5. Gain

La Figure 3.11 montre l'évolution fréquentielle du gain mesuré et simulé du dispositif étudié.

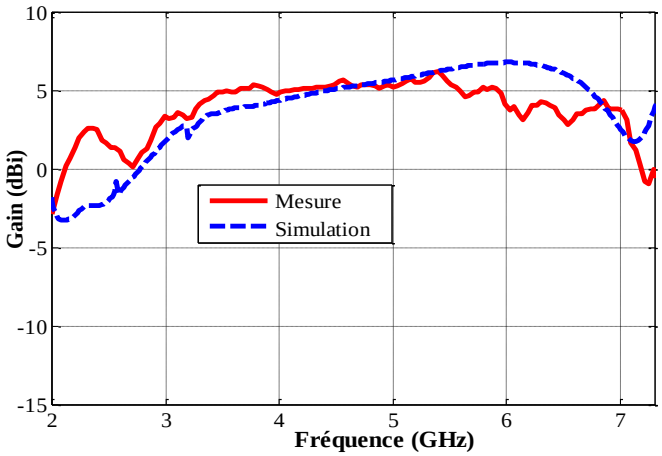


Figure 3.11. Gain mesuré en fonction de la fréquence

On remarque d'après cette figure que le gain mesuré est presque stable sur toute la bande passante. Il varie entre 4.5 dBi et 5.6 dBi dans la bande de 3.65 GHz à 5.2 GHz. Nous remarquons également que le gain ne se dégrade pas avec la modification géométrique de la partie rayonnante. Cependant, on note un gain simulé maximal de 5.82dBi.

La variation du gain total en 3D est représentée sur la Figure 3.12, ci-dessous. Nous remarquons un rayonnement sectoriel et un maximum de gain de 5.5 dBi dans l'axe du résonateur.

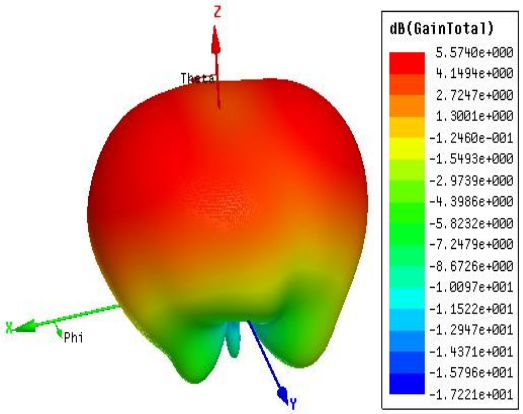


Figure 3.12. Gain total simulé en 3D à 4.5 GHz

3.2.8. Conclusion

Nous avons conçu et réalisé dans cette partie une antenne à résonateur diélectrique large bande avec une bande passante de 42%. A l'issue des mesures de l'adaptation, des diagrammes de rayonnement et du gain, nous pouvons conclure qu'il y a une bonne concordance entre les mesures et les simulations. Par conséquent, le principe de fonctionnement, et le procédé de fabrication de notre structure sont validés.

Vue l'importance des structures d'antennes à polarisation circulaire dans les systèmes de communications de nos jours, nous allons étudier dans la partie suivante la méthode technique permettant de transformer la polarisation linéaire de l'antenne étudiée en polarisation circulaire.

3.3. Antenne à résonateur diélectrique conique fonctionnant en polarisation circulaire

3.3.1. Introduction

Dans le premier chapitre, différents systèmes permettant d'obtenir le fonctionnement en polarisation circulaire, des antennes à résonateurs diélectriques, ont été présentés. L'objectif de cette partie est de concevoir une ARD large bande à polarisation circulaire, excitée par une ligne micro-ruban.

Dans un premier temps, des généralités sur la polarisation circulaire seront rappelés. Par la suite, la structure proposée sera optimisée par des simulations puis validée expérimentalement.

3.3.2. Généralités sur la polarisation circulaire

Avant de présenter les différentes techniques générant la polarisation circulaire, nous allons premièrement donner une définition générale sur la polarisation d'une antenne.

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

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

$$\vec{E}\ (t) = E_\theta(t)\vec{e}_\theta + E_\varphi(t)\vec{e}_\varphi \tag{3.1}$$

Avec :

$$E_\theta(t) = E_{\theta m}\cos(\omega t + \alpha_\theta) \tag{3.2}$$

$$E_\varphi(t) = E_{\varphi m}\cos(\omega t + \alpha_\varphi) \tag{3.3}$$

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

$$\frac{E_\theta^2(t)}{E_{\theta m}} + \frac{E_\varphi^2(t)}{E_{\varphi m}} - 2\cos(\alpha).\frac{E_\theta(t).E_\varphi(t)}{E_{\theta m}.E_{\varphi m}} - \sin^2\alpha = 0 \tag{3.4}$$

Cette équation définit l'ellipse de polarisation du champ rayonné. La Figure 3.13 décrit une forme de l'ellipse ainsi créée et sur laquelle il est possible de voir que l'axe principal est incliné d'un angle ψ par rapport à l'axe O_θ du repère.

$$\tan 2\psi = \frac{2E_\theta E_\varphi \cos\alpha}{E_\theta^2 - E_\varphi^2} \tag{3.5}$$

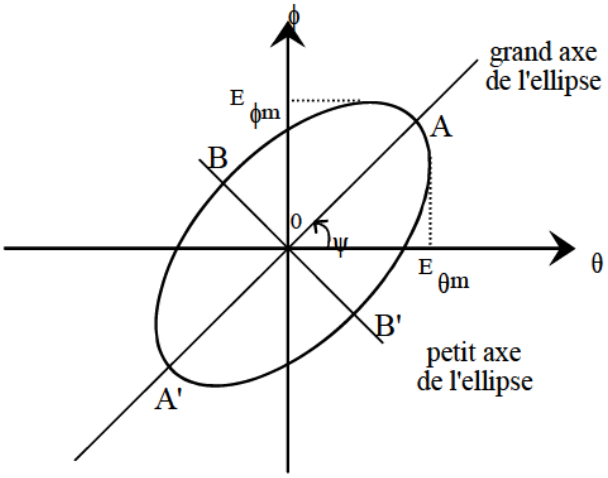


Figure 3.13. Ellipse de polarisation

Dans le cas général, la polarisation du champ rayonné d'une antenne est une ellipse contenue dans un plan perpendiculaire à la direction de rayonnement considérée. Si l'extrémité du vecteur champ électrique pour l'observateur, regardant vers le sens de propagation de l'onde, tourne dans le sens positif des angles, la polarisation est elliptique droite, sinon elle elliptique gauche.

Pour caractériser une polarisation, le taux d'ellipticité ou rapport axial est utilisé. Il est défini par :

$$T = \frac{granddiamètredel'ellipse}{petitdiamètredel'ellipse} = \frac{A}{B} \tag{3.6}$$

Ce nouveau paramètre est plus habituellement exprimé en dB :

$$T(\text{dB}) = 20log_{10}\left(\frac{a}{b}\right)$$

En posant $a_1 = |E_\theta|^2 + \left|E_\varphi\right|^2$, $a_2 = |E_\theta|.\left|E_\varphi\right|$, il est possible de transformer l'équation (3.6) en une expression ne dépendant que des champs E_θ et E_φ :

$$T = \left(\frac{a_1 - \sqrt{a_1^2 - 4.a_2^2.\sin^2\alpha}}{a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4.a_2^2.\sin^2\alpha}}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.7)$$

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

- La polarisation rectiligne ou linéaire (T→ ∞ ou T = 0), obtenue quand le champ reste parallèle à une direction au cours du temps : l'ellipse devient un segment de droite.

- la polarisation circulaire (T = 1) droite ou gauche, lorsque les deux champs présentent des amplitudes égales ($E_{\theta m} = E_{\varphi m}$) et vibrent en quadrature de phase: l'ellipse devient alors un cercle.

Dans les différentes applications présentées au cours de ce mémoire, le taux d'ellipticité que nous nous sommes imposés est de 3 dB au maximum.

Les caractéristiques de la polarisation d'une antenne étant définies, nous allons présenter quelques méthodes ou techniques qui permettent la création de la polarisation circulaire pour les antennes imprimées.

Des déformations géométriques, sur une antenne patch classique, permet de créer deux modes résonants orthogonaux à des fréquences sensiblement différentes et déphasés de 90°. Ces déformations peuvent être des encoches (de formes différentes), des fentes, un carré transformé en un rectangle ou d'un cercle en une ellipse (voir Figure 3.14).

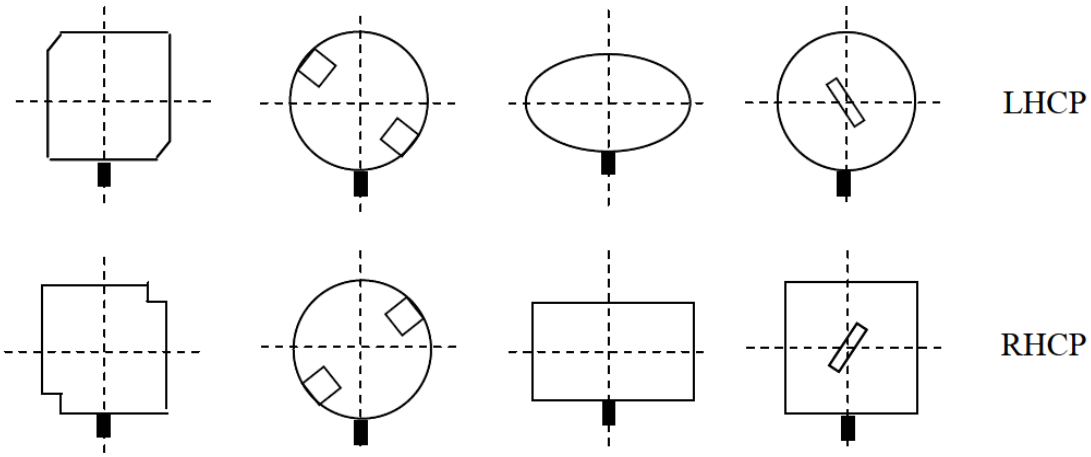


Figure 3.14. Différentes déformations d'une antenne imprimée.

3.3.3. Structure de l'antenne à polarisation circulaire

La Figure 3.15présente la nouvelle topologie de l'ARD conique. La différence par rapport à la structure précédemment étudiée, réside dans la position en diagonale de la fente par rapport à la ligne. La nouvelle structure est réalisée puis mesurée.

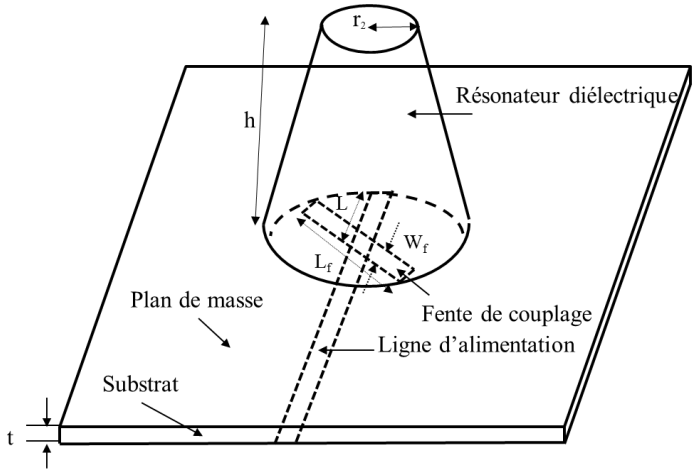


Figure 3.15. Structure d'ARD à polarisation circulaire

3.3.4. Résultats de mesures et de simulations

La nouvelle structure a été simulée, réalisée puis mesurée. La Figure 3.16 présente une photo, de prototype réalisé, en vue générale et en vue de dessous.

Figure 3.16. Photo du prototype de l'antenne réalisée

3.3.4.1. Adaptation:

Le coefficient de réflexion de l'antenne conique à polarisation circulaire est présenté par la Figure 3.17.

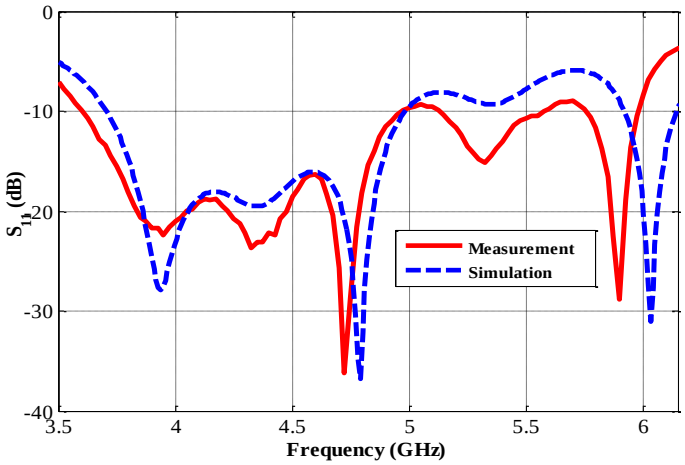


Figure 3.17. Coefficients de réflexion mesuré et simulé

Nous observons une bonne concordance entre les résultats de simulation et les mesures en terme de bande passante et au niveau du coefficient de réflexion. Cependant, nous remarquons quelques petits décalages fréquentiels pour certaines résonances; cela est dû généralement à la position du résonateur sur la fente de couplage. La bande passante mesurée et celle simulée, obtenues pour un $|S_{11}| < -10$ dB, est de 42% (3.65-5.6 GHz) et de 36% (3.8-5 GHz), respectivement. Nous concluons que l'inclinaison de la fente n'affecte pas l'adaptation et la bande passante.

3.3.4.2. Rapport axial:

Le rapport axial de l'antenne réalisée est mesuré pour plusieurs fréquences dans la bande passante de son fonctionnement. La Figure 3.18 illustre cette variation.

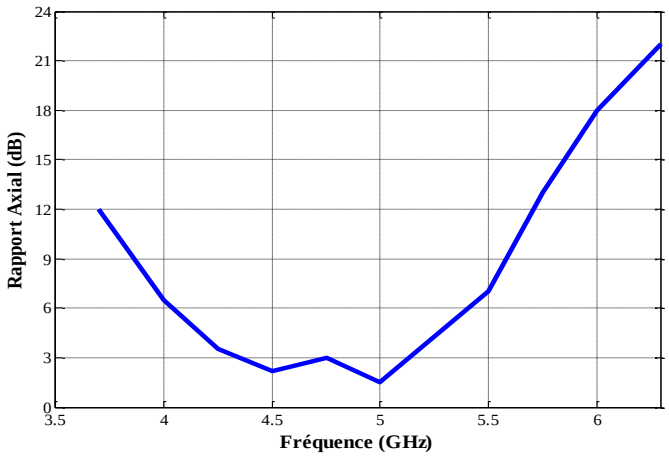
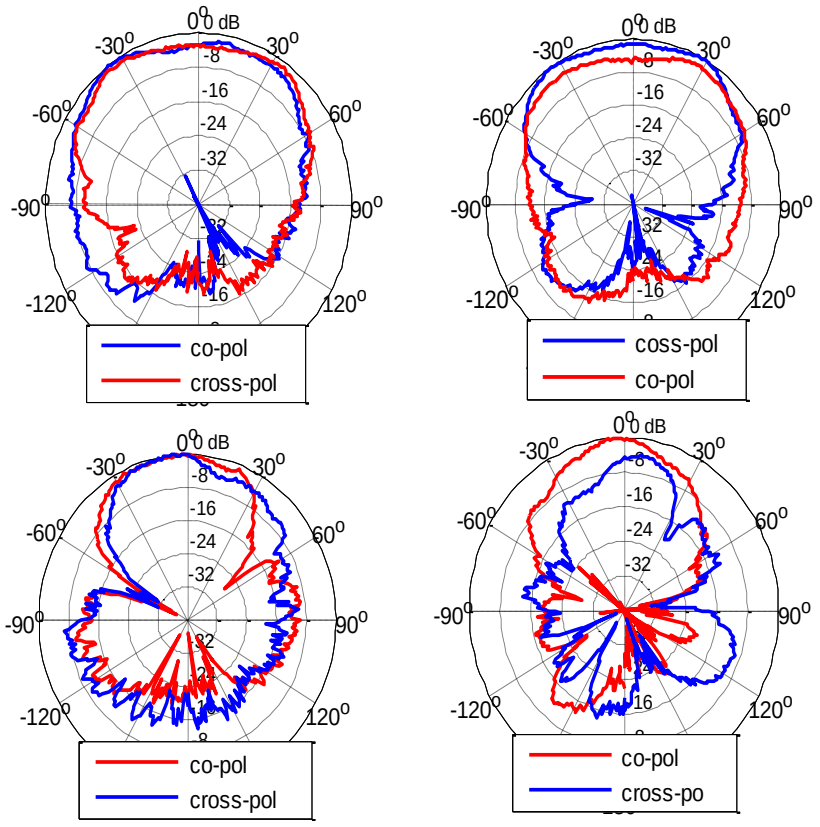


Figure 3.18. Rapport axial mesuré

Nous remarquons que le rapport axial mesuré est inférieur ou égal à 3 dB dans la bande de fonctionnement de l'antenne, ce qui est souhaitable.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne a été mesuré dans une chambre anéchoïde1-40 GHz de l'Ecole supérieur de l'Electronique de l'Ouest (ESEO). La mesure a été effectuée dans les plans E (plan XZ) et H (plan YZ). La Figure 3.19 présente la mesure dans les plans E et H, à 4.3 et à 5 GHz, de la composante principale et de la composante croisée. On remarque que la différence entre les deux composantes est toujours inférieure à 3dB ce qui est recommandée pour une polarisation circulaire.

3.3.4.3. Digramme de rayonnement



(a) (b)

Figure 3.19. Diagramme de rayonnement de l'antenne réalisée dans les deux plan E (a) et H (b) à 4.3 et 5 GHz

3.3.5. Conclusion

Nous avons conçu dans cette deuxième partie une antenne à résonateur diélectrique large bande et à polarisation circulaire. La bande fréquentielle du rapport axial à 3dB est de 17.5%. L'avantage de cette structure est la simplicité de réalisation et de création de la polarisation circulaire par rapport à d'autres solutions comme l'utilisation de deux excitations déphasées. Cependant, le gain de ces structures reste relativement faible (de l'ordre de 5 dBi). Dans la partie suivante, nous allons étudier une solution efficace pour augmenter le gain de ces structures tous en gardant une bande passante large.

3.4. Antenne Yagi à résonateur diélectrique

3.4.1. Introduction

Nous avons étudié, dans les deux premières parties de ce chapitre, une méthode simple et efficace d'élargissement de la bande passante avec différentes polarisations (linéaire et circulaire). Cependant le gain reste relativement faible, il ne change pas par rapport une structure antennaire à base d'un RD de forme simple.

Dans cette partie nous proposons une solution pour augmenter le gain de l'antenne à résonateur diélectrique tout en gardant les mêmes critères sur la bande passante.

3.4.2. Méthodologie utilisée

Comme nous l'avons expliqué au premier chapitre, il n'existe pas beaucoup de solutions pour augmenter le gain des antennes à résonateur diélectrique. La méthodologie que nous avons adoptée consiste à déposer plusieurs résonateurs diélectriques coniques, de dimensions variables et éloignés d'une distance bien spécifiée, l'un sur l'autre. La structure obtenue ressemble à celle d'une antenne Yagi, d'où vient cette nomination.

3.4.3. Structure de l'antenne

La Figure 3.20 présente la structure de l'antenne Yagi à résonateur diélectrique. Nous utilisons toujours le même type de couplage utilisé précédemment, ainsi que les mêmes dimensions du plan de masse. Le substrat utilisé est toujours du FR4 avec une constante diélectrique de 4.4 et une hauteur de 0.8 mm. Le résonateur diélectrique est constitué des 3 résonateurs coniques avec des rayons différents superposés l'un sur l'autre et séparé un RD cylindrique de faible rayon et de a 2 mm en hauteur. Les dimensions détaillées de toute la structure sont résumées dans le tableau 3.1.

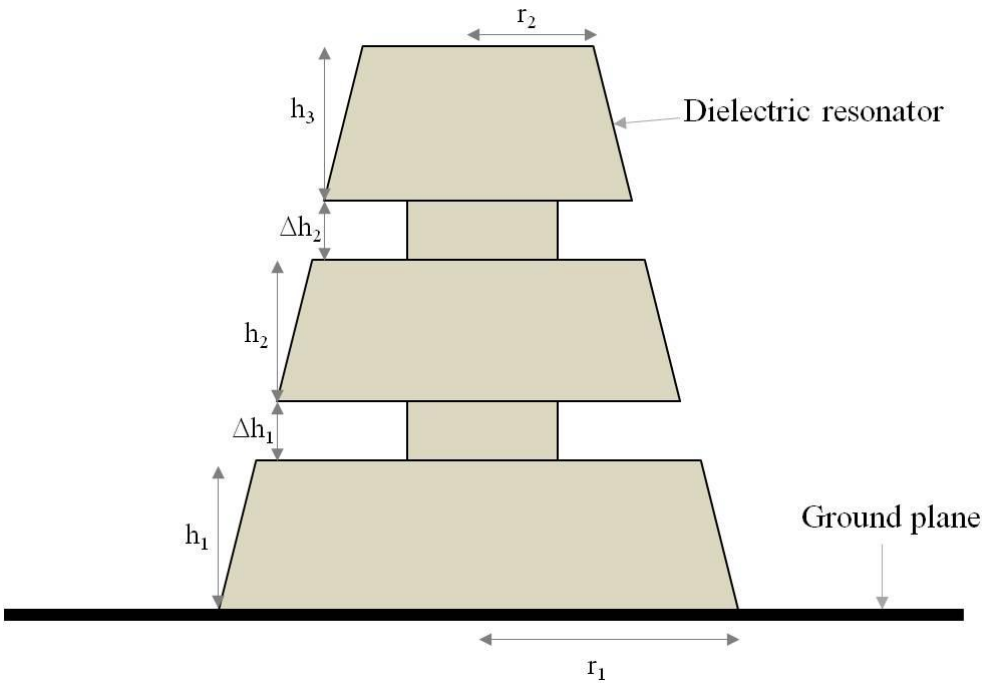


Figure 3.20. Structure de l'antenne Yagi étudiée

3.4.4. Étude paramétrique

D'après la Figure 3.20, plusieurs paramètres interviennent dans les caractéristiques générales de l'antenne étudiée. L'optimisation de chaque paramètre est nécessaire pour avoir les meilleures performances et valider la structure avec des réalisations et des mesures. Nous allons effectuer deux études paramétriques: la première consiste à visualiser l'effet du nombre de résonateurs sur la bande passante, la deuxième permet d'étudier l'impact du même paramètre sur le gain de l'antenne.

3.4.4.1. Effet du nombre de résonateurs sur la bande passante

La Figure 3.21 présente les coefficients de réflexion en fonction du nombre de résonateurs diélectriques tout en gardant toujours la hauteur globale du résonateur fixe.

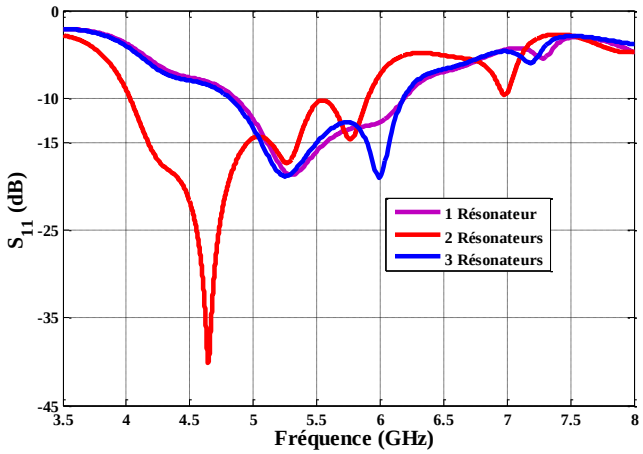


Figure 3.21. Variation du coefficient de réflexion en fonction du nombre de résonateurs

Nous remarquons d'après la figure ci-dessus que le nombre des résonateurs influe énormément sur la bande passante et l'adaptation de l'antenne. En effet, lorsque on superpose 3 résonateurs l'un sur l'autre la bande passante est de 4 GHz à 5.8 GHz. D'autre part, la bande passante, dans le cas de 1 et 2 résonateurs, varie de 4.8 GHz à 6.2 GHz.

3.4.4.2. Effet du nombre de résonateurs sur le gain de l'antenne

Pour justifier notre choix et expliquer l'importance de notre structure sur l'augmentation du gain de l'antenne, nous avons fait une étude paramétrique de l'effet du nombre des résonateurs coniques sur le gain total. La Figure 3.22 illustre cette variation.

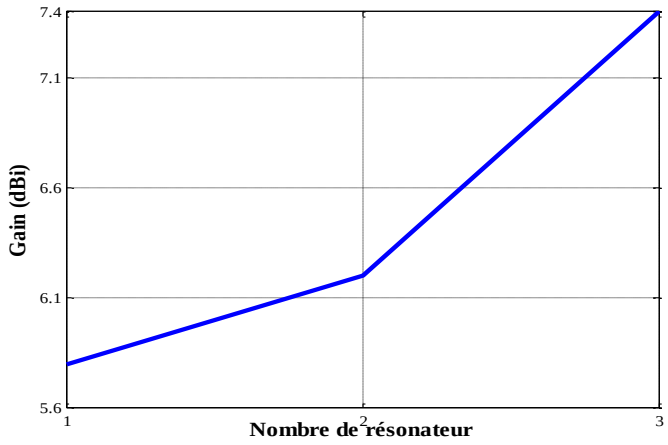


Figure 3.22. Variation du gain de l'antenne en fonction du nombre de résonateurs

Nous observons que le gain de l'antenne croît quand le nombre de résonateurs augmente. Lorsque nous avons un seul résonateur diélectrique, ce qui est le cas de la structure

étudiée précédemment, le gain est de 5.6dBi. Lorsque le nombre des résonateurs augmente à 3, le gain est de 7.4 dBi.

3.4.5. Réalisation et caractérisation du prototype

3.4.5.1. Prototype réalisé

Afin de vérifier les données fournies par le logiciel de simulation, nous avons réalisé un prototype de l'antenne Yagi à résonateur diélectrique. Les dimensions finales de la structure sont résumées dans laTable 3.1. Dimensions de la structure cylindrique.

Tableau 3.1. Dimensions de l'antenne Yagi à résonateur diélectrique optimisée

Résonateur Diélectrique Conique 1	Rayons r_1 = 9.5 mm, r_2 = 7mm, hauteur
Résonateur Diélectrique Conique 2	h_1 =7mm
Résonateur Diélectrique Conique 3	Rayons r_3 = 4 mm hauteur
Plan de masse	L = 80 mm, W = 80 mm,
Substrat diélectrique	ε_{rs} = 4.4, t = 0.8 mm
Ligne l'alimentation	L = 9 mm, W =1.5 mm
Fente de couplage	Longueur : Ls = 18 mm, Largeur Ws = 2.5 mm

La Figure 3.23 montre la photo du prototype réalisé et installé dans la chambre anéchoïde.

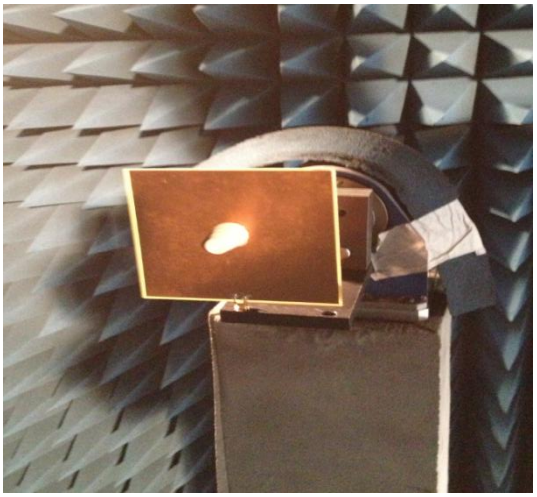


Figure 3.23. Mesures de l'antenne dans la chambre anechoïde de l'ESEO

3.4.5.2. Adaptation

La Figure 3.24 présente le module du coefficient de réflexion en dB, mesuré et simulé avec Ansoft HFSS. D'après cette figure, nous observons un bon accord entre le coefficient de réflexion mesuré et celui simulé. Les légères différences pourraient provenir du fait que la hauteur de séparation entre les différents résonateurs coniques est trop sensible à l'usinage.

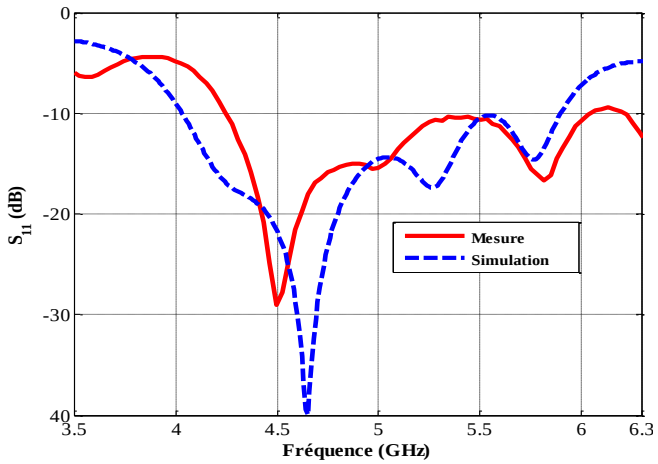


Figure 3.24. Module du coefficient de réflexion de l'antenne : comparaison simulations-mesure

Nous observons cette figure que l'antenne présente une bonne adaptation d'impédance. La bande passante à -10dB en simulation couvre la bande 4–5.8 GHz soit une

bande relative de 36.7% et en mesure de 4.2 GHz à 6.05 GHz soit une bande relative de 36.6%.

3.4.5.3. Gain

Nous avons mesuré le gain du prototype réalisé sur toute la bande de fréquence. La Figure 3.25 présente la variation du gain dans la bande 3.5 – 7 GHz.

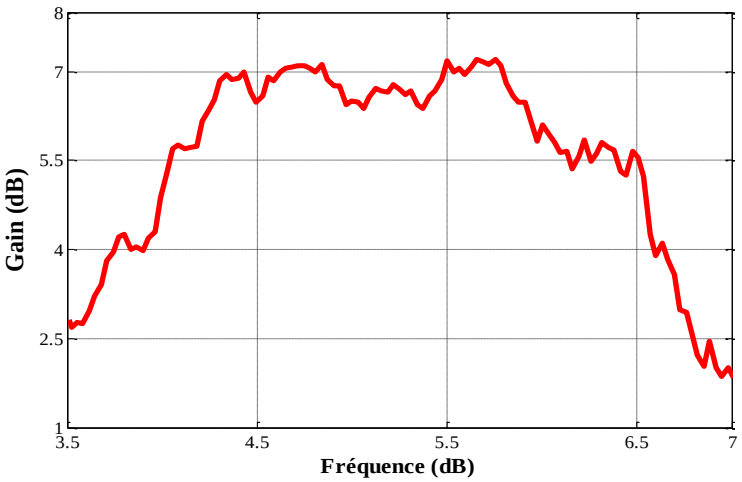


Figure 3.25. Gain mesuré en fonction de la fréquence

Nous observons une bonne stabilité du gain mesuré sur la bande de fonctionnement de l'antenne Yagi avec un gain maximum de 7.15dBi à 5.5 GHz. En effet, avec cette modification de la structure de l'antenne, nous gagnons presque 2.2 dBi par rapport au gain des ARD classiques qui est généralement autour de 5 dBi.

3.4.5.4. Diagramme de rayonnement

Le diagramme du gain total tridimensionnel est observé sur la Figure 3.26. Nous remarquons que le diagramme est plus directif que celui de la structure conique simple. En effet le gain maximum à 4.5 GHz est de 7.41dBi

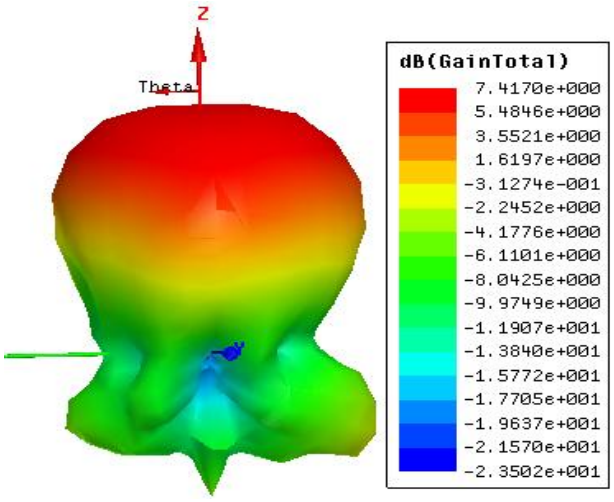
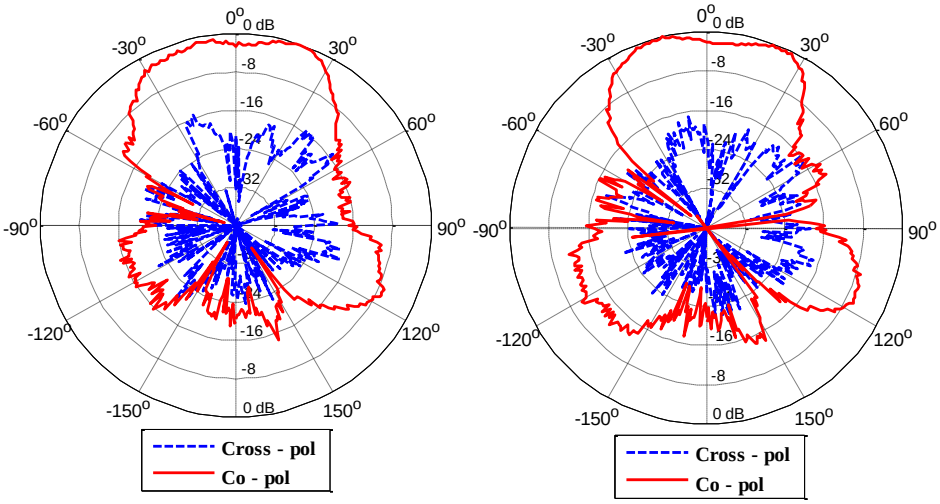


Figure 3.26. Diagramme de gain total en 3D simulé à 5.5 GHz

Nous avons par la suite mesuré le digramme de rayonnement de l'antenne dans les deux plans E et H à deux fréquences différentes. La Figure 3.27 illustre ces mesures.



(a) *(b)*

Figure 3.27. Diagrammes de rayonnement mesurés dans les deux plans E et H à 5.5 GHz:

(a) *Plan E, (b) Plan H*

3.4.6. Conclusion

Nous avons conçu et réalisé, dans cette partie, une antenne à résonateur diélectrique directive et large bande. Cette structure a permis d'avoir un gain maximum de 7.4 dBi et une bande passante de 36.6% en polarisation linéaire.

3.5. Antenne papillon à résonateur diélectrique

3.5.1. Introduction

Dans les trois premières parties de ce chapitre nous avons conçu de nouvelles topologies d'antennes à résonateurs diélectriques large bande. Nous avons aussi exploité une méthode pour augmenter leur gain de 2.4dBi. Mais l'inconvénient majeur de ces structures est au niveau de leur hauteur qui reste toujours élevée (de l'ordre de 25 mm), ce qui rend difficile leur intégration dans certains systèmes de communication.

Dans cette partie, nous allons présenter une antenne plus compacte et moins encombrante en termes de hauteur.

3.5.2. Structure de l'antenne

La Figure 3.28 montre la configuration géométrique d'une antenne à résonateur diélectrique papillon alimenté par une ligne microruban via une fente rectangulaire. Le résonateur est déposé sur un substrat de FR4 d'épaisseur t = 0,8 mm et de permittivité relative de 4,4. Le plan de masse avec une fente rectangulaire gravée, est situé sur la surface supérieure du substrat avec des dimensions de 80 × 80 mm ². Sur la face inférieure est située la ligne microruban ouverte d'une largeur de 1,6 mm et d'une longueur d'extension de 7 mm au-delà du centre de la fente. Le RD a une permittivité relative de 10 et a pour dimensions optimisées r_1 = 9,5 mm, r_2 = 4 mm, h = 30 mm. La fente fait 14 mm de longueur et 2,6 mm de largeur.

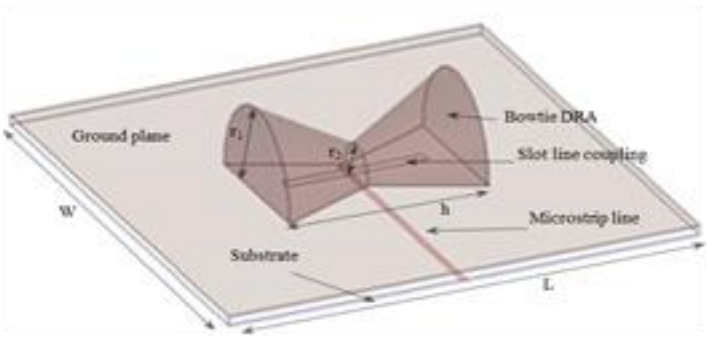


Figure 3.28. Structure d'une antenne Papillon

3.5.3. Étude paramétrique

Pour comprendre l'influence de chaque paramètre sur les performances de l'antenne étudiée, trois études paramétriques différentes sont nécessaires. Dans un premier temps, la fente a-t-elle un effet sur la fréquence de résonance? Pour y répondre, la largeur sera fixée et seule la longueur L_f sera modifiée puis le contraire. Une seconde étude portant sur l'élément principal qui définit le degré du cône et donc la bande passante de notre structure (r_2). Dans un dernier temps, la permittivité du résonateur diélectrique, sera étudiée pour fixer la bande passante recherchée. Pour ces études, un objectif est fixé: obtenir une large bande passante avec une bonne adaptation. Une conclusion sur l'influence de ces différents paramètres sera faite.

3.5.3.1. Influence de la fente de couplage

La fente assure le couplage de l'énergie électromagnétique entre la ligne d'excitation et le résonateur diélectrique. Pour assurer le maximum de couplage, une optimisation de ses dimensions est nécessaire.

3.5.3.1.1. Effet de la longueur de la fente (L_f)

Nous avons fixé la largeur de la fente à 2.5 mm, et nous faisons varier la longueur de la fente de 15 à 19 mm par pas de 2 mm. La Figure 3.29 illustre la variation de l'adaptation pour différentes valeurs de L_f.

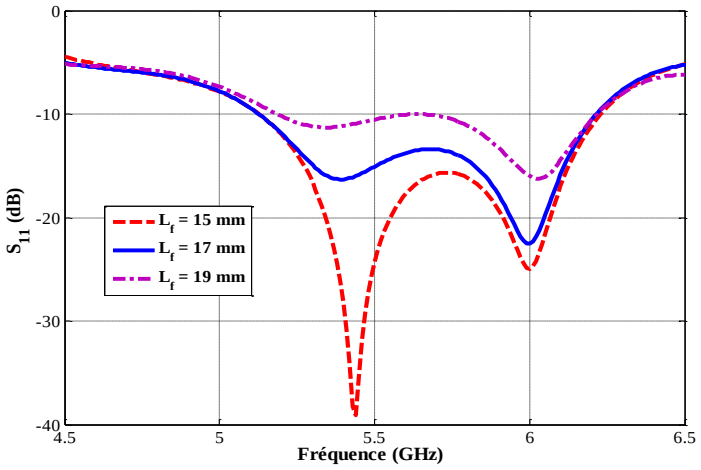


Figure 3.29. Variation du coefficient de réflexion pour différentes valeurs de L_f

D'après cette figure, on remarque que la variation de la longueur de la fente n'influe pas beaucoup sur la largeur de la bande passante mais, elle influe effectivement sur l'adaptation, puisque la première résonnance varie de -12dB à -38dB lorsque la longueur de fente diminue de 19 à 15 mm.

3.5.3.1.2. Largeur de la fente (W_f)

Nous avons étudié aussi l'effet de la largeur de fente sur la bande passante de la structure. La Figure 3.30 illustre cette variation. Cette figure montre qu'en variant la largeur de la fente de 1.8mm à 3.6 mm la bande passante varie de 1.1 à 1.45 GHz, c'est un principe qui a été validé avec les antennes imprimés.

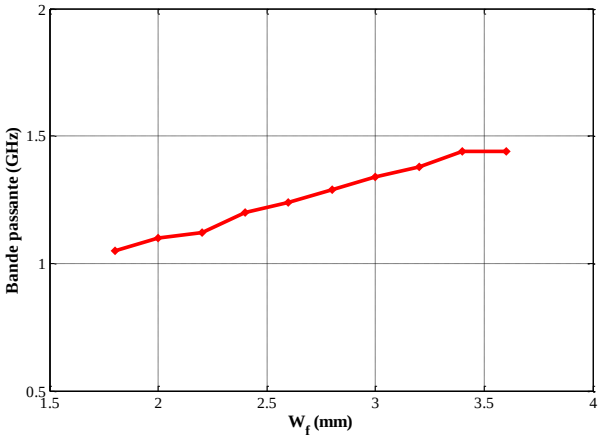


Figure 3.30. Variation de bande passante en fonction de la largeur de la fente W_f

3.5.3.2. Influence de la permittivité du résonateur diélectrique

La permittivité du résonateur diélectrique représente le premier facteur pour définir la fréquence de fonctionnement de l'antenne. Ainsi, l'étude da la variation du coefficient de réflexion en fonction des différentes valeurs de permittivités est nécessaire pour la conception de chaque structure et pour optimiser la bande de fréquence recherchée. La Figure 3.31illustre cette variation. On remarque que lorsque la permittivité varie de 8 à 12 par un pas de 2, la fréquence de de résonance démunie et la largeur de la bande passante démunie aussi.

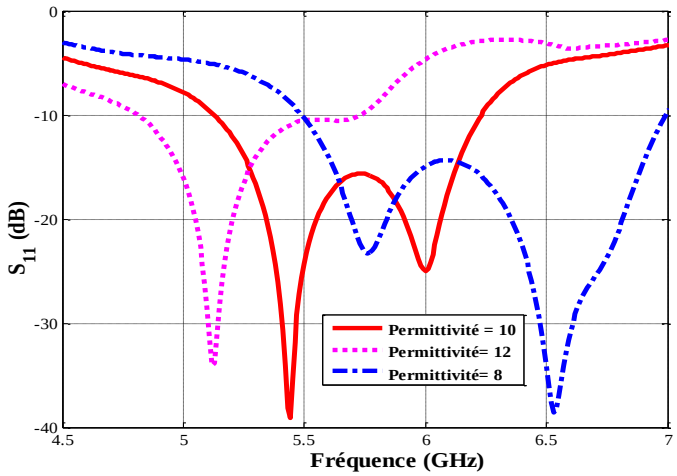


Figure 3.31. Variation de la bande passante en fonction de la valeur de permittivité

3.5.4. Validation expérimentale de l'antenne papillon réalisée

. Nous avons validé la méthode de conception de cette avec une étude paramétrique détaillée. Il est maintenant important de la réaliser pour évaluer son comportement réel. La Figure 3.32présente une photographie de prototype réalisé. La taille du plan de masse est 70 mm × 60 mm.

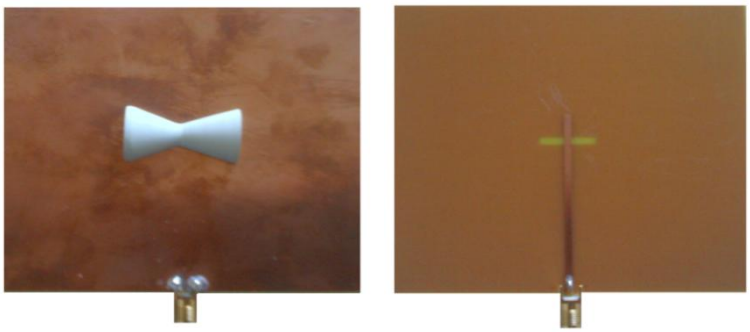


Figure 3.32. Photographie de l'antenne papillon réalisée

3.5.4.1. Adaptation

La Figure 3.33 présente le module du coefficient de réflexion en dB mesuré et simulés avec Ansoft HFSS et CST. D'après cette figure, nous observons un bon accord entre le coefficient de réflexion mesuré et celui simulé. Les légères différences pourraient provenir du fait que la valeur du rayon r_2 est trop sensible à l'usinage. La bande passante mesurée à –10 dB est comprise entre 5.2 et 6.25 GHz. En simulation la bande passante variée de 5 GHz à 6.25 GHz et de 5.15 à 6.23 GHz avec CST et HFSS, respectivement.

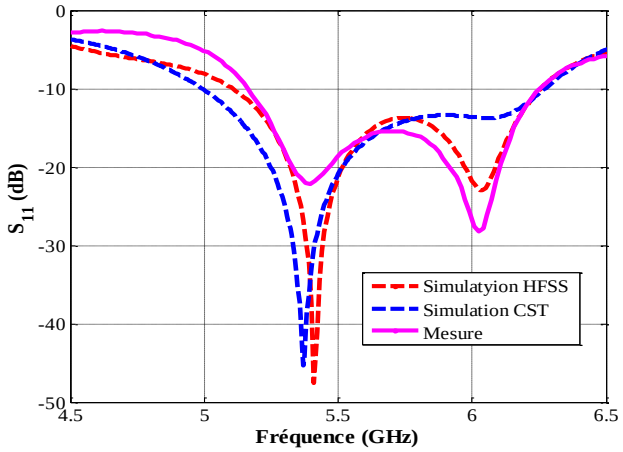


Figure 3.33. Module du coefficient de réflexion mesuré et simulé

3.5.4.2. Gain mesuré

Pour montrer le bon fonctionnement de l'antenne à résonateur diélectrique papillon dans la bande de fonctionnement, nous avons tracé le gain de l'antenne en fonction de la fréquence tel que le montre la Figure 3.34.

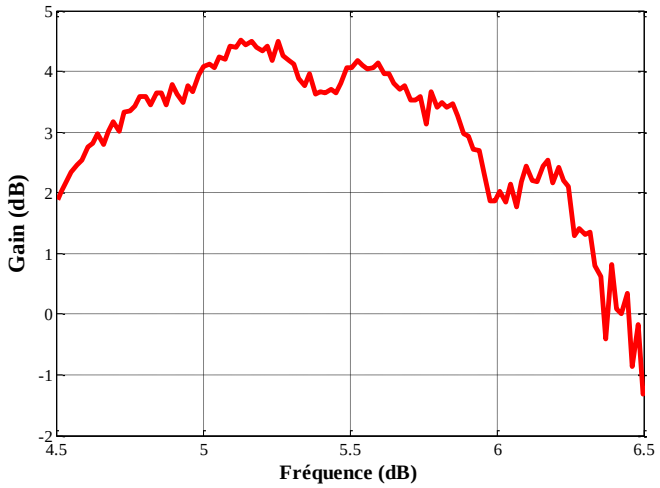


Figure 3.34. Variation du gain mesuré en fonction de la fréquence

Nous remarquons une légère variation du gain sur toute la bande de fréquence. Toutefois le gain maximum est de 4.45 dBi à 5.2 GHz et le gain minimum est de 2 dBi à la fréquence supérieure de 6 GHz.

3.5.4.3. Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne papillon à résonateur diélectrique dans les deux plans E et H sont représentés sur la Figure 3.35aux fréquences 5.4 GHz et 6.1 GHz.

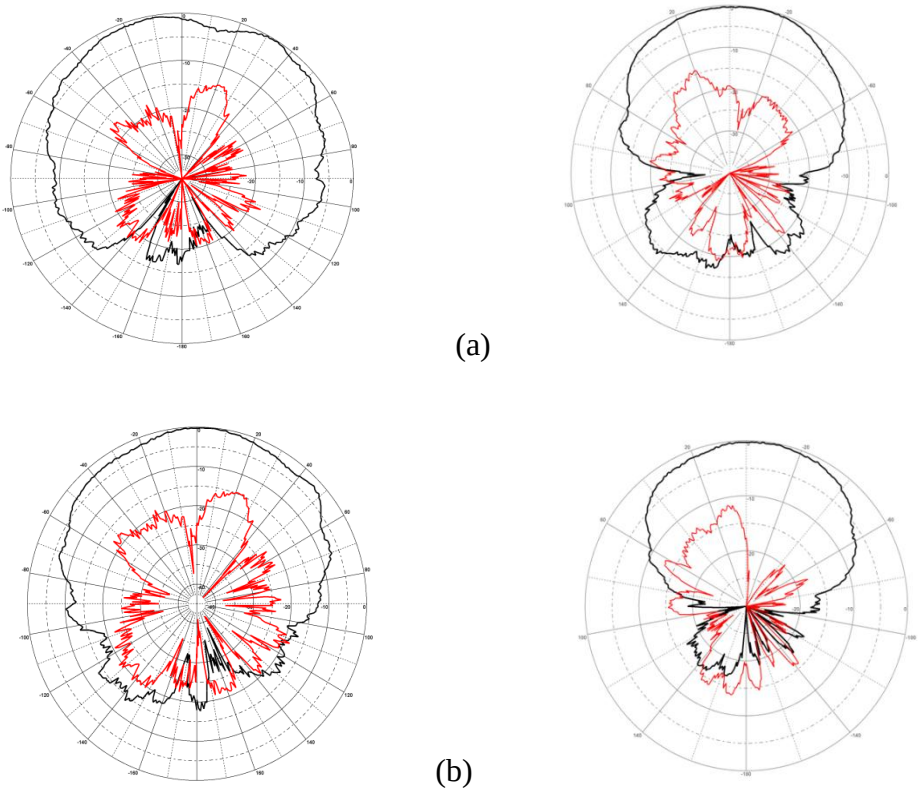


Figure 3.35. Diagramme de rayonnement mesuré dans les deux plans E et H

(a) f = 5.4 GHz, (b) f = 6.1 GHz

D'après ces résultats de mesure, nous remarquons un rayonnement sectoriel sur toute la bande passante, ce qui est bien désirable. La petite asymétrie dans le plan E est causée par la petite différence entre les deux branches de l'antenne au cours de l'usinage. La polarisation croisée est toujours au-dessous de -20 dB pour un angle θ de ± 45° de flanc (axe z). Enfin, dans le plan H, les diagrammes sont, comme prévu, parfaitement symétriques et la polarisation croisée reste en dessous de -15 dB pour une largeur de faisceau d'au moins de 50°.

3.5.5. Conclusion

Dans cette partie nous avons pu concevoir et réaliser une antenne à résonateur diélectrique compacte sous forme de papillon dédiée aux applications large bande. Le grand avantage de cette structure par rapport aux précédentes est qu'elle est plus facile à intégrer dans des systèmes de communications avec son hauteur maximale du 9.5mm.

3.6. Bilan et comparaison

La Table 3.2 résume les principales caractéristiques des antennes étudiées.

Table 3.2. Étude comparatives des différentes structures d'ARD

Type d'antenne	**Caractéristiques**		
	Dimensions (mm^2)	**Bande de fréquence (GHz)**	**Gain maximum (dBi)**
Antenne à résonateur	80 × 80	0.32	5.2
ARD conique à	80 × 80	1.8	5.5
ARD conique à	80 × 80	1.95	5.5
Antenne à résonateur	80 × 80	1.8	7.4
Antenne à résonateur	60 × 70	1.05	4.45

On constate que les modifications géométriques sur le résonateur diélectrique à permet d'avoir plusieurs avantages en termes de bande passante et du gain. En effet lorsqu'on passe de la forme cylindrique à la forme conique la bande passante augmente de 320 MHz à 1800 MHz.

3.7. Conclusion

L'excitation de plusieurs modes d'un résonateur diélectrique est une intéressante technique, puisque la bande passante de l'antenne à résonateur diélectrique peut être considérablement améliorée et sans dégrader pour autant les diagrammes de rayonnement et la pureté de polarisation. Le prix à payer pour cette amélioration est généralement l'augmentation du coût, lié à la complexité de fabrication de leur résonateur diélectrique, et la difficulté de prédire leurs performances par des relations analytiques. En effet, l'absence de modèles analytiques exacts ou même approximatifs ne permet pas d'estimer rapidement la fréquence de résonance, le facteur de qualité et les caractéristiques du champ lointain de leurs modes excités. Mais dans notre cas, les formes non canoniques étudiées peuvent, toutefois, être considérées comme des variantes ou des extensions de géométries canoniques (cylindriques) et par conséquent, leurs performances peuvent être plus ou moins déterminées.

Il est donc évident que la bonne compréhension des performances des ARD canoniques n'est pas seulement nécessaire pour leur fonctionnement propre, mais aussi pour la prédiction des caractéristiques de rayonnement des géométries d'ARD plus avancées.

Dans ce contexte, plusieurs nouvelles topologies d'antennes à résonateurs diélectriques non canoniques sont conçues, réalisées et testés expérimentalement.

CHAPITRE IV:

4. Antennes à résonateurs diélectriques multi-bandes

4.1. Introduction

Avec la variété et l'augmentation du nombre de standards, le concepteur est confronté le plus souvent à une nouvelle donne dans le design des antennes. En effet, en plus des contraintes d'intégration dans les systèmes communicants, l'antenne doit également répondre à une utilisation en multi-bandes.

Les antennes multi-bandes permettent la réduction du nombre d'antennes à envisager dans le cas des applications à plusieurs standards. Cependant, les performances de ces antennes restent limitées et les rapports entre leurs fréquences de fonctionnement ne sont pas forcément indépendants et pas facilement contrôlables. De plus leurs diagrammes de rayonnement sont souvent peu identiques et difficilement modifiables.

Dans ce chapitre, nous portons notre intérêt sur la conception et la réalisation des antennes multifréquences, pour cela deux études sont faites :

Dans une première partie, on s'intéresse à la conception d'une antenne multi-bande dont l'élément rayonnant est un Résonateur Diélectrique (RD) rectangulaire. Le principe est basé sur l'excitation de deux modes à deux fréquences bien déterminées.

Dans la deuxième partie nous nous intéressons à la conception d'une ARD dans laquelle, l'élément rayonnant est formé par l'agencement de portions de RD cylindrique de différentes permittivités. Le but est d'exciter chaque résonateur à la fréquence désirée.

4.2. ARD multi-bande

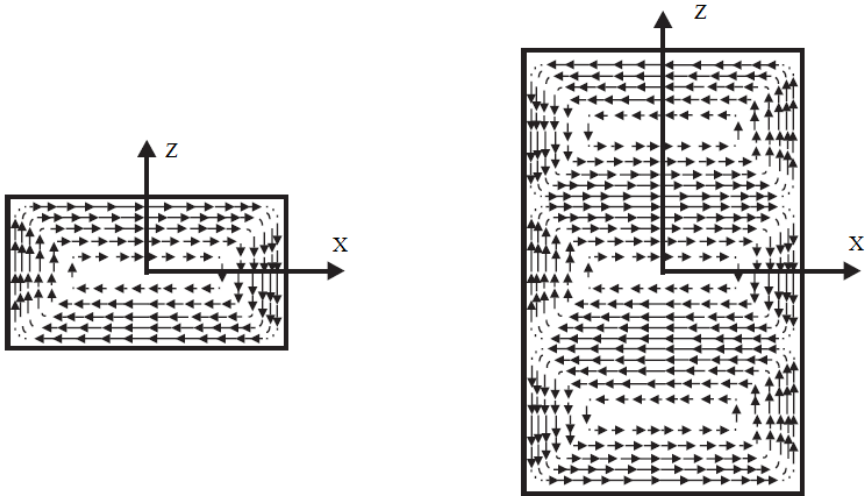
4.2.1. Introduction

Comme présenté dans le premier chapitre, différentes méthodes peuvent être utilisées pour concevoir des antennes à résonateurs diélectrique multi-bande. Nous nous intéressons dans cette partie à la méthode d'excitation du mode fondamental le TE_{111} et le mode d'ordre

supérieur le TE_{113} d'un seul résonateur. L'avantage de cette méthode par rapport aux autres techniques est la simplicité de sa réalisation, puisqu'elle ne nécessite pas l'utilisation de plusieurs résonateurs. Pour rendre notre structure compacte et miniature nous allons utiliser un résonateur diélectrique de permittivité élevée. L'antenne devra être optimisée pour un fonctionnement aux fréquences porteuses de 1.8 GHz et 2.4 GHz.

4.2.2. Configuration du champ électrique pour les modes TE_{111} et TE_{113}

Le mode fondamental TE_{111} et le mode d'ordre supérieur TE_{113} vont être étudiés dans ce paragraphe. La séparation entre les deux modes dépend des dimensions relatives du résonateur. Dans ce cas, pour bien définir le mode de couplage avec le résonateur, il est nécessaire de connaître la répartition des champs électriques pour les deux modes. La Figure 4.1 illustre cette répartition dans le plan (xz).



(a) (b)

Figure 4.1. Configuration du champ électrique: (a) le mode TE111, (b) le mode TE113

Nous remarquons que les deux modes présentent une répartition similaire de leur champ électrique.

4.2.3. Géométrie de la structure

La structure de l'antenne à résonateur diélectrique proposée est montrée dans la Figure 4.2. Elle est constituée d'un RD rectangulaire caractérisé par ces dimensions a, b, d, et sa permittivité diélectrique ε_r. Le couplage du RD à la ligne d'excitation se fait par

l'intermédiaire d'une fente rectangulaire. La ligne d'excitation est une ligne microruban de largeur W_s = 2.6 mm et de longueur d'extension à partir du centre de la fente L. Le RD est déposé sur un plan de masse, de 70 mm × 70 mm, du substrat FR4 d'épaisseur t = 0.8 mm et de permittivité ε_{rs} = 4.4.

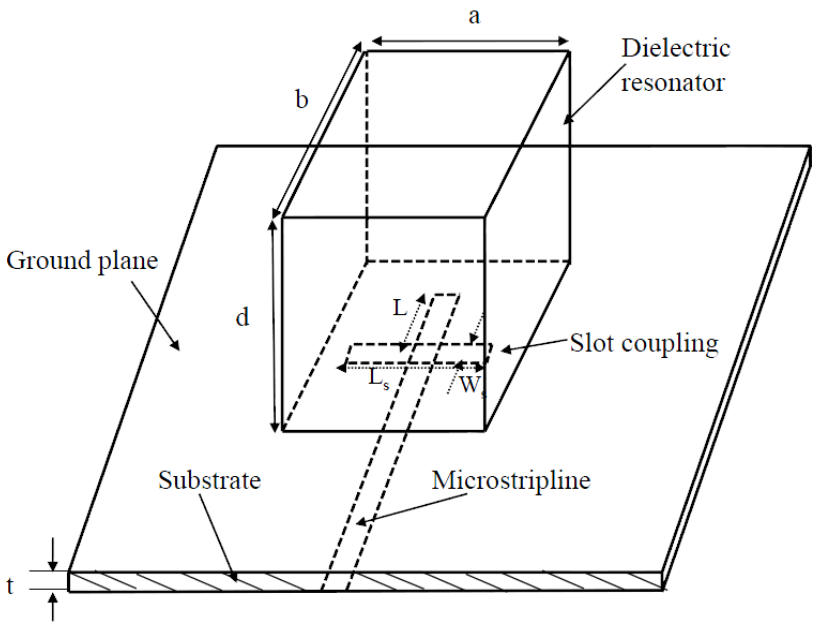


Figure 4.2. Géométrie de l'antenne à résonateur diélectrique rectangulaire

4.2.4. Optimisation de la structure étudiée

Nous allons exploiter l'étude théorique faite sur les antennes à résonateurs diélectriques rectangulaires dans le deuxième chapitre afin d'optimiser les performances de l'antenne. Selon le modèle de guide d'onde, les dimensions du résonateurs diélectrique choisies pour que l'antenne fonctionne aux deux fréquences 1.8 GHz et 2.4 GHz sont a = 22 mm, b = 12.5 mm et d = 17 mm, avec une permittivité relative égale à 30. Une fois les dimensions du résonateur sont fixées, les autres paramètres de la structure peuvent influencer les caractéristiques générales de l'antenne et en particulier les fréquences de résonances. Une étude paramétrique est donc nécessaire pour bien concevoir l'antenne avant la validation expérimentale.

4.2.4.1. Effet de la permittivité du RD

Il est bien connu maintenant que la fréquence de résonance des antennes à résonateurs diélectriques diminue lorsque la permittivité relative du résonateur augmente. La Figure 4.3 représente la variation fréquentielle du coefficient de réflexion en fonction de différentes valeurs de permittivité du RD (28, 30 et 32).

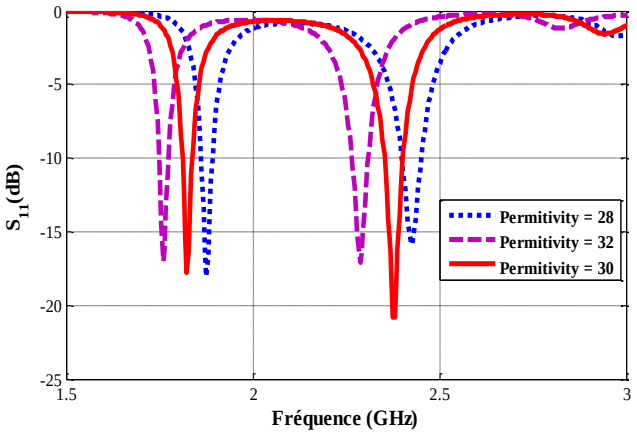


Figure 4.3. Variation du coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la valeur de permittivité

D'après la Figure 4.3, nous observons que la fréquence de résonance diminue avec l'augmentation de la permittivité mais il n'y a pas une grande variation au niveau du coefficient de réflexion. La valeur optimale de permittivité répondant à ce cas d'application est de 30. Un coefficient de réflexion (S_{11}) de -18 dB et -22dB est obtenu aux fréquences f_1 (TE_{111}) et f_2 (TE_{113}), respectivement. La Table 4.1 récapitule les fréquences de résonances et les valeurs des coefficients de réflexion correspondants aux différentes valeurs de permittivités envisagées.

Table 4.1. Fréquences de résonances et niveaux d'adaptation correspondants aux deux modes pour les différentes valeurs de permittivité

Permittivité		28	30	32
TE_{111}	Fréquence de résonance (GHz)	1.85	1.8	1.75
	Coefficient de réflexion (dB)	-17	-17.8	-17.9
TE_{113}	Fréquence de résonance (GHz)	2.43	2.4	2.3
	Coefficient de réflexion (dB)	-17	-21.2	-15.9

4.2.4.2. Effet de la longueur de la fente

La fente est un élément nécessaire pour ce type d'excitation, puisque elle assure le couplage entre la ligne d'excitation et le résonateur diélectrique. Une étude paramétrique est primordiale pour notre cas d'étude afin d'optimiser ses dimensions. La Figure 4.4 présente l'évolution du coefficient de réflexion en fonction de la longueur de la fente L_f.

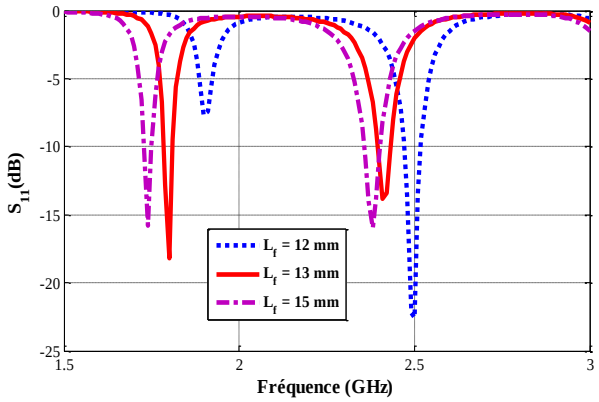


Figure 4.4. Variation du coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la longueur de la fente Lf

Nous remarquons que lorsque la longueur de la fente augmente la fréquence de résonance des deux modes diminue. La variation de la fente affecte aussi l'adaptation. En effet, pour L_f = 12 mm, le S_{11} simulé pour le premier mode est de -7.5dB, cependant il est de -22dB pour le deuxième mode. Par contre pour L_f = 13 mm, un S_{11} de -16dB et de -13.5 dB est obtenu pour le premier et le deuxième mode respectivement. La Table 4.2 résume les fréquences de résonnances et les valeurs des coefficients de réflexion de deux modes obtenues pour les valeurs envisagées de L_f.

Table 4.2. Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants aux deux modes pour différentes valeurs de la longueur de fente

Longueur de la fente (mm)		12	13	15
TE_{111}	Fréquence de résonance (GHz)	1.9	1.8	1.73
	Coefficient de réflexion (dB)	-7.5	-18	-16.2
TE_{113}	Fréquence de résonance (GHz)	2.5	2.4	2.34
	Coefficient de réflexion (dB)	-22.7	-13.8	-15.7

4.2.4.3. Effet de l’extension de la ligne d'alimentation L

La longueur de l’extension de la ligne d'alimentation doit être optimisée pour coupler le maximum d'énergie avec la fente. La Figure 4.5 illustre la variation des deux modes pour quelques valeurs de L.

D’après la Figure 4.5, nous pouvons conclure que :

- La valeur de L affecte la fréquence de la seconde résonance.
- « L » n'a quasiment pas d'effet sur la fréquence de la première résonance.
- La variation de L affecte le niveau d’adaptation des deux résonances.

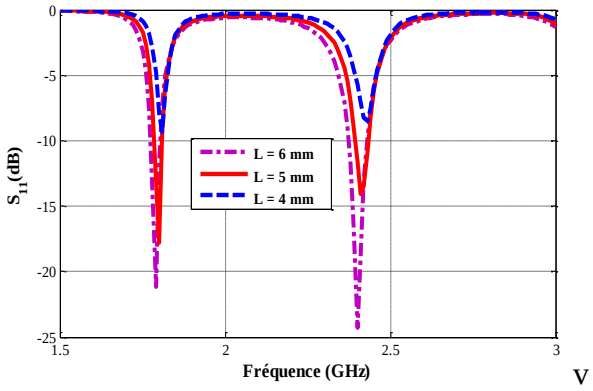


Figure 4.5. Variation du coefficient de réflexion de l’antenne pour différentes valeurs de L.

La Table 4.3 illustre les différentes fréquences de résonance et les valeurs des coefficients de réflexion pour toutes les valeurs de l’extension de la ligne d’alimentation L.

Table 4.3. Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants aux deux modes pour différentes valeurs de la longueur de la ligne d'alimentation

Longueur L (mm)		4	5	6
TE_{111}	Fréquence de résonance (GHz)	1.81	1.8	1.79
	Coefficient de réflexion (dB)	-9.5	-17.5	-21.7
TE_{113}	Fréquence de résonance (GHz)	2.42	2.4	2.38
	Coefficient de réflexion (dB)	-8.2	-13.8	-24.3

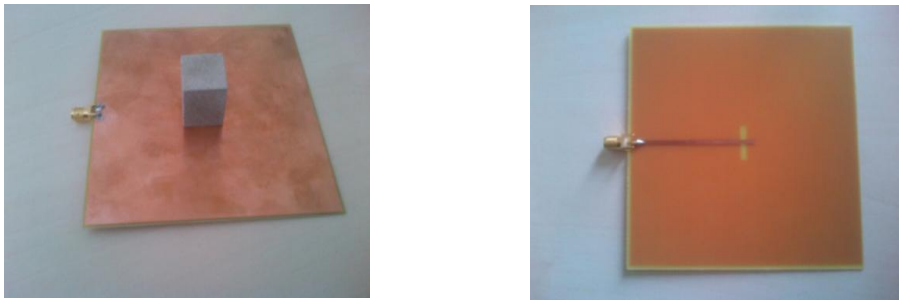
4.2.5. Validation expérimentale de la structure

Les dimensions optimisées à l'issue de l'étude paramétrique sont récapitulées dans la Table 4.4.

Table 4.4. Paramètres de l'antenne optimisée

Résonateur Diélectrique	a = 22 mm, b = 12.5 mm, d = 17 mm, $\varepsilon_r = 30$
Plan de masse	L = 70 mm, W = 70 mm,
Substrat diélectrique	$\varepsilon_{rs} = 4.4$, t = 0.8 mm
Ligne l'alimentation	L = 5 mm, W =1.5 mm
Fente de couplage	Longueur : Ls = 13 mm, Largeur Ws = 2.5 mm

Enfin, la photographie de l'antenne bi-bande réalisée est donnée par la Figure 4.6.



(a) (b)

Figure 4.6. Photo du prototype de l'antenne à résonateur diélectrique rectangulaire

4.2.5.1. Adaptation

Les résultats de mesures, comparés aux résultats de simulation de CST Microwave Studio et Ansoft HFSS, sont présentés sur la Figure 4.7.

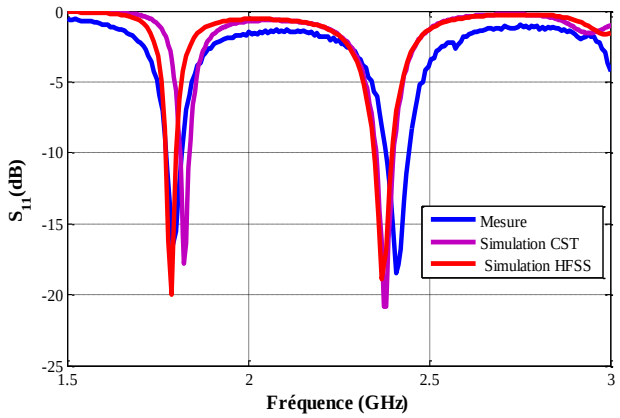


Figure 4.7. Comparaison entre la simulation et la mesure du coefficient de réflexion de l'antenne

D'après les courbes de la figure ci-dessus, on remarque une très bonne corrélation entre les résultats du CST, HFSS et le résultat expérimental. Les fréquences de résonances f_1 et f_2 mesurées pour les deux modes sont de 1,80 GHz et 2,43 GHz respectivement. Elles s'accordent très bien avec les valeurs de simulation obtenues sous HFSS et qui sont f_1 = 1,82 GHz (0,025% d'erreur) et f_2 = 2,4 GHz (1,25% d'erreur) et avec CST qui sont de f_1 = 1,85 GHz (2,2% d'erreur) et f_2 = 2.38 GHz (2,08% d'erreur).) A présenter sous forme d'un tableau ! La largeur de la bande mesurée pour les deux résonances à -10dB est de 8,3% (1,72 GHz à 1.87 GHz) et 3,7% (2,39 à 2,48 GHz), respectivement. Ces résultats répondent correctement à aux applications dans les bandes DCS (1710–1880MHz) et WLAN (2400–2484MHz).

4.2.5.2. Gain simulé et mesuré

L'évolution du gain maximum mesuré et simulé en fonction de la fréquence est représentée sur la Figure 4.8. La courbe de mesure présente deux pics de gain, le premier de 4.7dBi à 1.8 GHz et le second de 4.2dBi à 2.4 GHz.

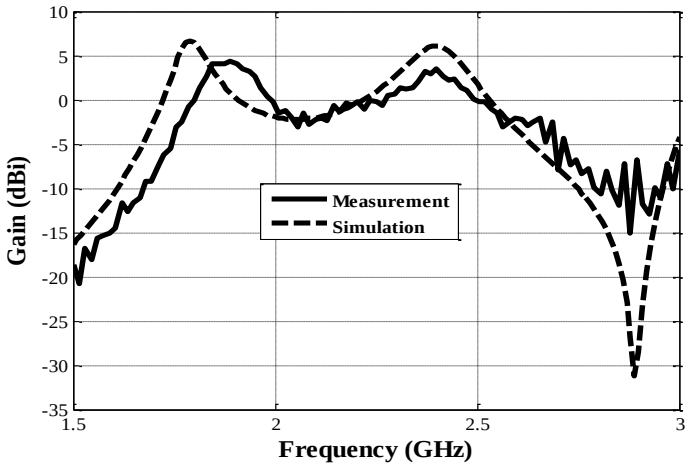
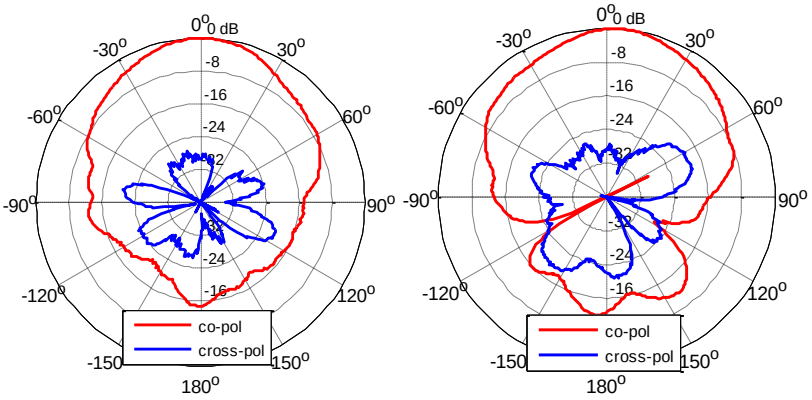


Figure 4.8. Evolution du gain simulé et mesuré en fonction de la fréquence

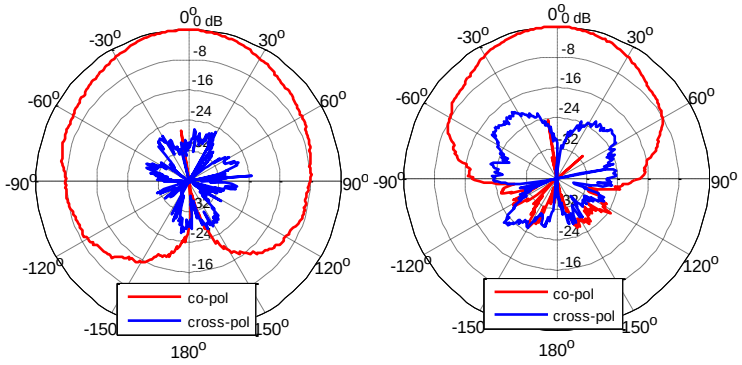
4.2.5.3. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de la structure réalisée est mesuré dans la chambre anéchoïde du laboratoire Maxwell dans les deux plans E et H et en polarisation directe et croisée aux deux fréquences de résonances f_1 = 1.8 GHz et f_2 = 2.4 GHz.

La Figure 4.9 montre les diagrammes de rayonnement mesurés du l'ARD proposée aux fréquences des deux modes TE_{111} et TE_{113}. Nous remarquons que les deux modes de résonance présentent des diagrammes de rayonnement sectoriels et sont très semblables, ce qui est recherché. Pour chaque mode de résonance, le champ de la polarisation directe est plus fort que celui à polarisation croisée de plus de 20 dB dans la direction (θ = 0). Une bonne symétrie du diagramme de rayonnement dans les deux plans E et H est observée.



Plan E



Plan H

(a) (b)

Figure 4.9. Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne bi-bande aux fréquences: (a) 1.8 GHz, (b) 2.4 GHz.

Les fréquences de résonance ont également été étudiées en utilisant le modèle du guide d'onde (DWM).

Table 4.5. Comparaison des différents résultats

Méthode	Modes de résonances	
	TE_{111}	TE_{113}
Simulation HFSS	1.8 GHz	2.4 GHz
Simulation CST	1.83 GHz	2.38 GHz
Mesure	1.8 GHz	2.43 GHz
DWM	1.8 GHz	2.4 GHz

La Table 4.5compare les fréquences de résonance mesurées et simulées en utilisant Ansoft HFSS, CST et prédites en utilisant le DWM.

4.2.6. Conclusion

Nous avons étudié dans cette première partie une antenne miniature à résonateur diélectrique rectangulaire. Le modèle de guide d'onde a été utilisé pour déterminer les dimensions de la partie rayonnante où les deux modes TE_{111} et TE_{113} ont été excités. Le résonateur est excité par une ligne microruban à travers une fente rectangulaire. Une étude paramétrique de la configuration a été réalisée afin d'optimiser l'antenne bi-bande. Le concept est vérifié expérimentalement et il a été démontré que les fréquences de résonance prédites théoriquement, simulées et mesurées sont en bon accord. Le modèle proposé est adapté pour les applications DCS et WLAN. Enfin, cette antenne offre l'avantage d'être flexible, c'est à dire que le concept peut être facilement adapté à d'autres applications.

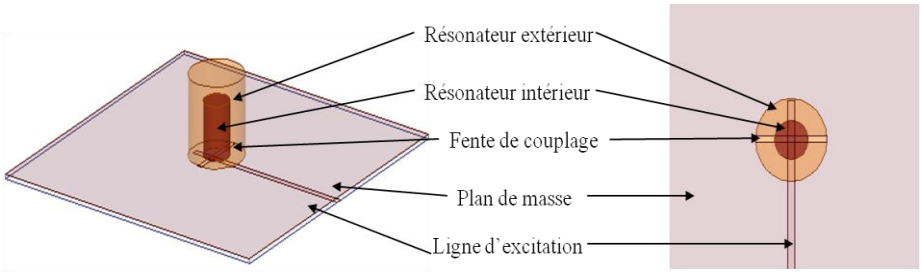
4.3. ARD cylindrique multi-bande

4.3.1. Introduction

Cette deuxième étude consiste à analyser une géométrie d'antenne simple excitée sous le mode $HEM_{11\delta}$. L'élément rayonnant est formé par la concentration de deux matériaux à permittivités différentes : il s'agit d'une superposition verticale des parties de manière concentrique. Le but est d'exciter les deux résonateurs à des fréquences différentes pour avoir un fonctionnement multi-bande. Nous allons concevoir et réaliser, après une étude paramétrique détaillée, une structure d'antenne à résonateur diélectrique multi-bande.

4.3.2. Géométrie de l'antenne

La structure est basée sur l'agencement de deux résonateurs diélectriques à permittivités différentes. Le résonateur intérieur est caractérisé par la permittivité la plus importante. L'ensemble est placé sur un plan de masse métallique et est excité par une simple fente rectangulaire. Les valeurs de permittivités des deux résonateurs sont respectivement 30 (résonateur intérieur) et 10 (résonateur extérieur) et résonnent tous les deux en mode $HEM_{11\delta}$. La Figure 4.10 illustre la géométrie de l'antenne étudiée.



(a) (b)

Figure 4.10. Géométrie de l'antenne étudiée, (a) Vue d'ensemble, (b) Vue de dessus

4.3.3. Étude paramétrique

Dans cette partie plusieurs études paramétriques ont été conduites sur l'antenne avec les deux résonateurs concentriques. Ces études ont pour but principal de voir l'influence des dimensions des différents éléments constituant l'antenne sur ses performances telles que l'adaptation et la fréquence de résonance.

4.3.3.1. Effet de la permittivité du résonateur intérieur

La variation de la permittivité du résonateur intérieur influe sur la fréquence des deux bandes. Lorsque la permittivité est faible et se rapproche plus de la permittivité du résonateur extérieur, la fréquence de la deuxième résonance diminue. Par ailleurs, quand la permittivité augmente, la fréquence des deux modes baisse, et l'écartement entre les deux bandes est

réduit. La Table 4.6 détaille la variation des fréquences de résonance en fonction de la permittivité du résonateur intérieur.

Table 4.6. Variation de la fréquence de résonance (GHz) en fonction de la permittivité du résonateur intérieur

Permittivité	26	28	30	32	34
Première résonance	3.73	3.69	3.66	3.63	3.59
Deuxième résonance	5.03	4.96	4.9	4.84	4.78

La Figure 4.11 illustre l'adaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes permittivités.

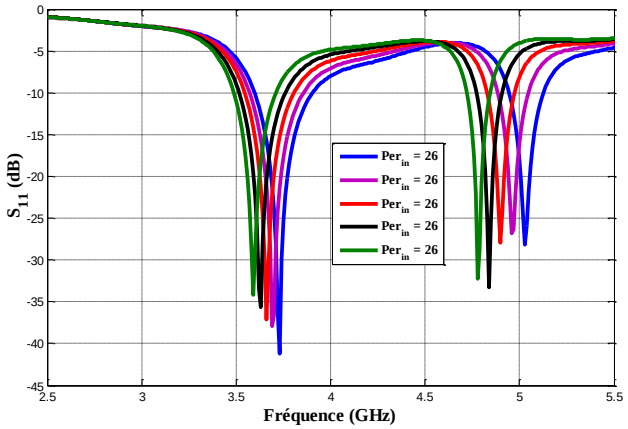


Figure 4.11. Variation du paramètre S_{11} en fonction de la permittivité du résonateur intérieur

4.3.3.2. Effet de la permittivité du résonateur extérieur

La variation de la permittivité du résonateur extérieur influe considérablement sur la fréquence et l'adaptation des deux bandes. En effet, d'après le

Table 4.7 suivant, nous remarquons que la permittivité du résonateur extérieur influe sur la fréquence de résonance plus que celle du résonateur intérieur. En faisant varier la permittivité du résonateur extérieur de 8 à 14, les fréquences varient pour les deux modes du 3.89 GHz à 3.32 GHz et du 5.19 GHz à 4.48 GHz respectivement.

Table 4.7. Variation de la fréquence de résonance(GHz) en fonction de la permittivité du résonateur extétrieur

Permittivité	8	10	12	14
Première résonance (GHz)	3.89	3.66	3.48	3.32
Deuxième résonance (GHz)	5.19	4.9	4.68	4.48

La Figure 4.12 illustre ainsi l'adaptation de l'antenne pour différentes permittivités.

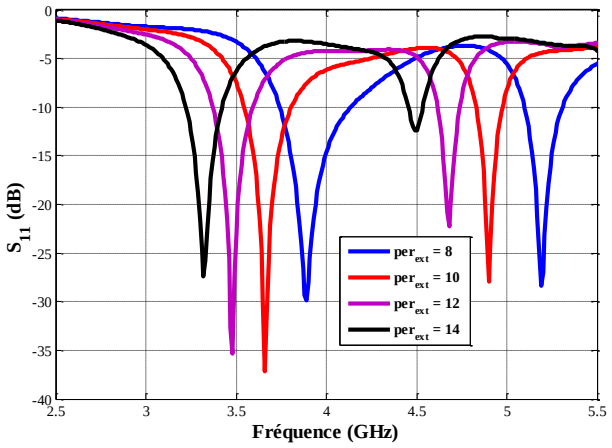


Figure 4.12. Variation du paramètre S_{11} en fonction de la permittivité du résonateur intérieur

4.3.3.3. Effet du rayon du résonateur intérieur

La variation du rayon du résonateur intérieur influe énormément sur l'adaptation d'impédance de l'antenne et sur sa fréquence de résonance. La Figure 4.13 illustre cette

variation.

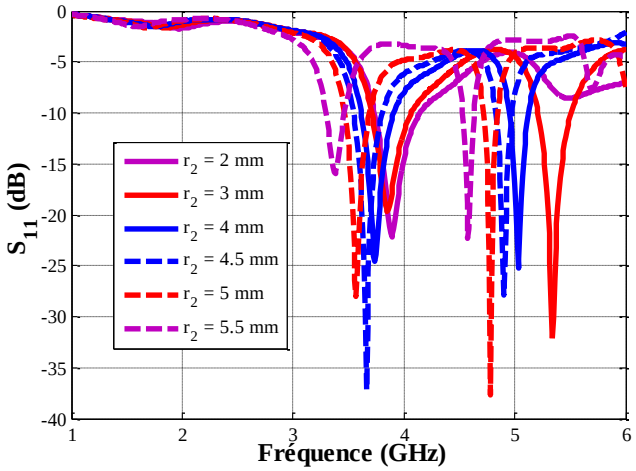


Figure 4.13. Variation du coefficient de réflexion en fonction du rayon de résonateur intérieur

Pour une variation du rayon du résonateur intérieur de 2 mm à 5.5 mm, nous remarquons que les fréquences de résonance diminuent. La Table 4.8 résume les résultats obtenus pour les différents cas.

Table 4.8. Variation de la fréquence de résonance en fonction du rayon intérieur

r_2	2mm	3mm	4mm	4.5mm	5mm	5.5mm
Première résonance (GHz)	3.9	3.96	3.74	3.66	3.57	3.38
Deuxième résonance (GHz)	5.5	5.34	5.03	4.9	4.78	4.59

4.3.3.4. Effet de la hauteur du résonateur interne

L'influence de la hauteur du résonateur diélectrique est maintenant analysée. Elle affecte les fréquences et l'adaptation des deux modes. La Figure 4.14 illustre l'effet de cette variation pour des hauteurs allant de 5 mm à 13 mm.

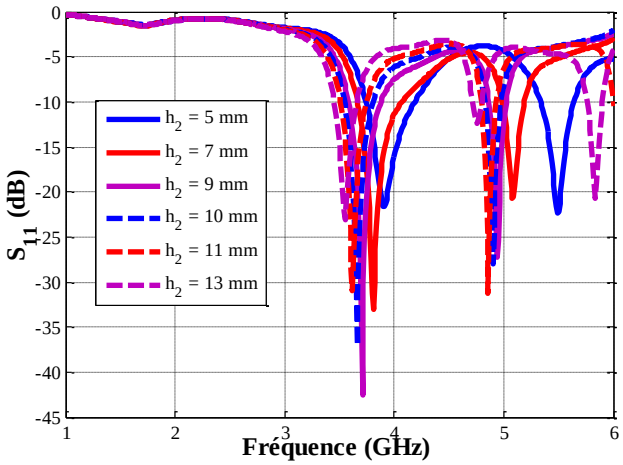


Figure 4.14. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la hauteur du résonateur intérieur

On note que, lorsque la hauteur augmente, les fréquences de deux modes diminuent ainsi que l'écart entre les deux bandes. Puisque la diminution de la hauteur du résonateur diminue, le volume et ainsi la fréquence de résonance diminuent. La Table 4.9 résume les résultats obtenus pour les différents cas.

Table 4.9. Variation de la fréquence de résonance en fonction de la hauteur du résonateur intérieur

h_2	5mm	7mm	9mm	10mm	11mm	13mm
Première résonance (GHz)	3.91	3.81	3.71	3.66	3.62	3.55
Deuxième résonance (GHz)	5.49	5.09	5.94	4.9	4.86	4.77

4.3.4. Conclusion de l'étude paramétrique

L'étude paramétrique nous a permis :

- de définir l'effet des caractéristiques des deux résonateurs sur le comportement de l'antenne.
- d'identifier l'importance des ARD pour le fonctionnement multi-bande, en effet, il existe plusieurs paramètres qui peuvent être modifiés pour trouver la (ou les) fréquence (s) désirée (s).

4.3.5. Résultats de simulation et de mesure

Après une étude paramétrique détaillée, nous avons réalisé l'antenne avec ses dimensions optimales, résumées dans la Table 4.10, ensuite nous avons effectué les mesures dans la chambre anéchoïde.

Table 4.10. Paramètres de l'antenne optimisée

Résonateur diélectrique interne	r = 4.5 mm, h = 10 mm, ε = 30
Résonateur diélectrique externe	r = 9.5 mm, h = 15 mm, ε = 10
Plan de masse	L = 100 mm, W = 100 mm,
Substrat diélectrique	ε_{rs} = 4.4, t = 0.8 mm
Ligne l'alimentation	L = 9 mm, W = 2 mm
Fente de couplage	Ls = 19 mm, Ws = 1.5 mm

- **Adaptation** *:* L'adaptation obtenue est représentée dans la Figure 4.15.

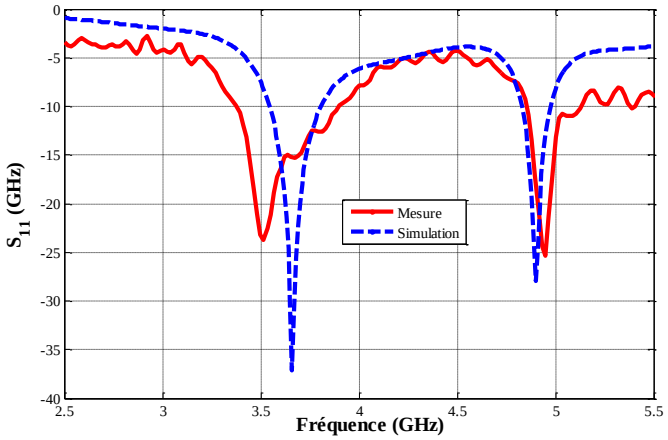


Figure 4.15. Module du coefficient de réflexion de l'antenne simulé et mesuré

En référence à la Figure 4.15, un accord raisonnable entre les résultats mesurés et simulés est observé. Nous remarquons aussi que les bandes passantes mesurés sont plus large qu'en simulation.

- **Gain :** La variation fréquentielle du gain mesuré est représentée dans la Figure 4.16. Nous observons deux pics de gain aux deux résonances : à la première

résonance (3.5 GHz) le gain est de 4.1 dBi et de 1.3 dBi à la deuxième (5.8 GHz).

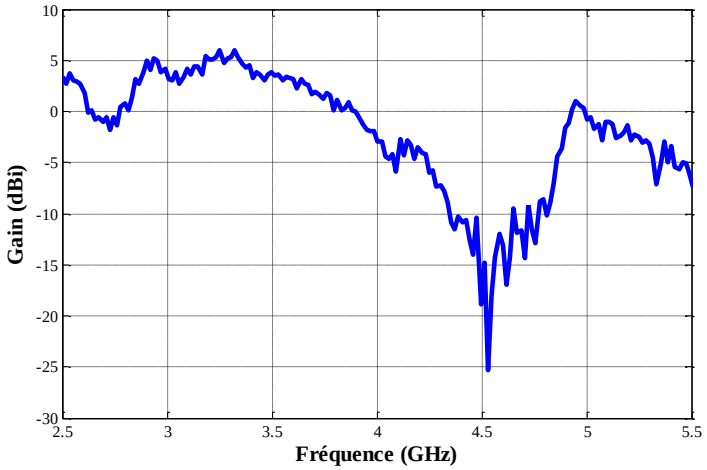


Figure 4.16. Évolution du gain mesuré en fonction de la fréquence

4.3.6. Synthèse

Cette étude montre la faisabilité d'une antenne bi-bande composée de deux résonateurs concentriques de permittivités différentes. Les valeurs de permittivité et du rayon du résonateur intérieur influent énormément sur l'adaptation et les fréquences de résonances des deux modes. En choisissant habilement les caractéristiques géométriques des résonateurs ainsi que leur agencement leurs performances peuvent être contrôlées pour répondre aux spécifications souhaitées.

4.4. Conclusion

Dans ce chapitre, deux configurations d'antenne à résonateurs diélectriques multi-bande ont été réalisées. Une première structure constituée par un résonateur diélectrique rectangulaire où les deux modes TE_{111} et TE_{113} ont été excités. Cette structure a été étudiée et mesurée. Cette antenne couvre les bandes DCS et WLAN. La deuxième structure qui comporte deux résonateurs concentriques a révélé un fonctionnement bi-bande en excitant qu'un seul mode et dont les caractéristiques peuvent être contrôlées à partir des dimensions de deux résonateurs et de leurs permittivités respectives.

CHAPITRE V:

5. Antennes à résonateurs diélectriques miniatures pour les lecteurs RFID

5.1. Introduction

Ces dernières années, l'identification par radiofréquence (RFID) est devenue de plus en plus populaire dans de nombreuses applications, telles que la logistique, la gestion de la chaîne d'approvisionnement, le suivi des actifs, et le positionnement du véhicule. Parmi une variété de systèmes RFID utilisant des radiofréquences, un système UHF RFID a attiré beaucoup d'attention en raison de ses nombreux avantages, tels que le coût, la taille et la lecture longue portée. Dans ces systèmes de communications radio l'antenne représente un élément clef pour les concepteurs radiofréquence.

Et dans le contexte de généralisation des systèmes de communication sans fil, le besoin de miniaturiser les antennes pour permettre leur intégration dans des communicantes UHF est croissante. A ces fréquences, l'antenne à résonateur diélectrique est le composant le plus volumineux et sa miniaturisation constitue un des défis actuels les plus importants des concepteurs d'objets communicants. Cependant la miniaturisation des antennes s'accompagne généralement d'une dégradation de son efficacité et de sa bande passante, puisque des matériaux à permittivité élevée sont généralement utilisés. Par conséquent, les structures miniatures conçues doivent présenter un compromis entre la bande passante, l'efficacité et la taille physique. Notre objectif consiste donc à concevoir des structures d'antennes à résonateurs diélectriques miniatures pour des lecteurs RFID dans la bande UHF avec des performances correctes.

Ce chapitre est composé de trois parties :

- Dans la première partie nous présentons la conception d'une antenne à résonateur diélectrique demi – cylindrique à polarisation linéaire excitée par une fente rectangulaire. Cette forme nous permet de réduire la taille de résonateur de 50%.
- Dans la deuxième partie nous allons présenter en premiers lieu une antenne à résonateurs diélectrique rectangulaire à polarisation linéaire qui fonctionne à la fréquence RFID UHF. En deuxième lieu, nous présentons la même structure mais en polarisation

circulaire (PC). La PC est créé par l'ajout d'un élément parasite métallique sur le côté su résonateur.

- Dans la dernière partie nous utilisons une couche des métamateriaux au-dessus du résonateur diélectrique qui permet de focaliser l'énergie électromagnétisme et augmenter ainsi le gain de l'antenne.

5.1.1. Généralités sur la RFID

5.1.1.1. Aspect historique de la RFID

RFID est l'acronyme de Identification par radiofréquence ((ou RFID « Radio Frequency Identification ») et désigne le principe de reconnaissance d'objets par transmission radiofréquence. Il s'agit d'une méthode d'identification basée sur l'extraction sans fil des données contenues dans des dispositifs appelés tags RFID ou transpondeurs [84]. Un tag RFID est un petit objet qui peut être attaché ou incorporé à un produit, un animal, ou une personne. Ces dispositifs électroniques sont principalement utilisés pour des applications d'identification, d'antivol, et de suivi de production, d'individus, d'animaux, et de chemins. Dans cette partie, nous présentons d'abord, l'historique de la technologie RFID, puis nous décrivons son fonctionnement général et les nombreuses variantes utilisées (fréquences, normes…).

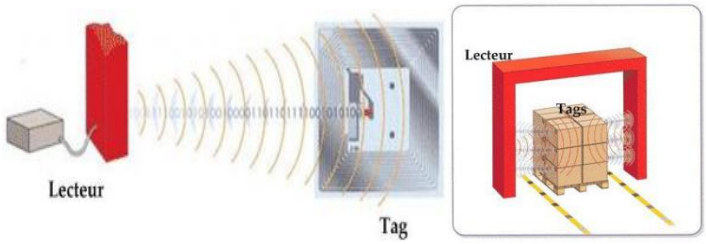
5.1.1.2. Les systèmes RFID

Les systèmes RFID sont étroitement liés aux cartes intelligentes. Ces dernières sont des circuits de stockage de données, avec une possibilité de capacité additionnelle (carte à microprocesseur), et sont, par commodité, intégrés dans une carte plastique de la taille d'une carte bancaire.

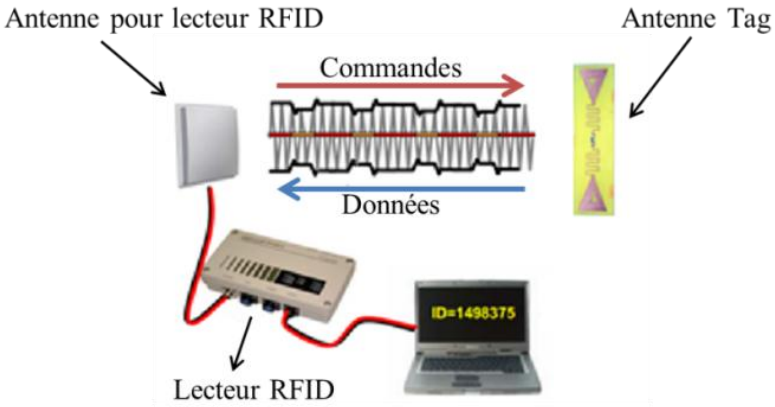
Ainsi, dans un système RFID, les données sont stockées dans un dispositif électronique : le transpondeur. Cependant, au contraire des cartes intelligentes, le transfert de données ne s'effectue pas par contact métallique mais via les ondes (électriques, magnétiques, électromagnétiques voire acoustiques).

Un système RFID est constitué de 2 entités physiques:

- Le tag ou le transpondeur : il s'agit de l'étiquette, dite "intelligente", encapsulée ou collée sur le produit à identifier (Figure 5.1).
- Le lecteur ou la station de base : il est soit fixe, soit adjoint à un système portable (Figure 5.1); il dépend de la conception et de la technologie utilisées et peut à la fois lire et écrire le tag. Il est dirigé par l'application à laquelle il est destiné. Dans ce chapitre nous nous intéressons plutôt au lecteur.



(a)



(b)

Figure 5.1. Différentes formes de Tags et de Lecteurs RFID

Un lecteur contient un module RF (transmetteur et récepteur), une unité de contrôle et un élément rayonnant (Fig. V.1) permettant la communication sans fil vers le tag.

5.1.1.3. Le lecteur

Une communication RFID est basée sur le principe de relation maître – esclave (Figure *5.2*), où le lecteur, lui-même commandé par un logiciel de l'application RFID souhaitée, joue le rôle de maître et le tag celui d'esclave.

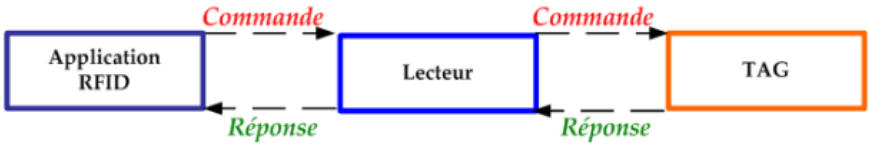


Figure 5.2. *Relation maître-esclave dans la communication RFID*

Les principales fonctions du lecteur sont tout d'abord d'activer le tag, puis de structurer la séquence du signal communiqué à ce dernier élément et enfin de transférer les données du tag au logiciel de l'application. Les aspects de communication, comme la mise en place de la connexion ou la gestion des procédures d'anticollision et/ou d'authentification, sont entièrement assurés par le lecteur.

Même s'il existe de nombreux principes physiques de communication entre le tag et le lecteur du fait des fréquences de travail, les principes fondamentaux de chaque entité restent identiques et de ce fait, leur design interne aussi.

5.1.1.4. Antenne pour le lecteur

L'antenne est un élément clef dans une communication radio. N'oublions pas que l'antenne permet de récupérer l'énergie et les données d'un signal voyageant dans l'air. La qualité et les performances de l'antenne interviennent dans la qualité de la communication sans fil.

La partie puce électronique étant maîtrisée par l'industrie microélectronique, à travers les fondeurs, l'antenne reste une pierre d'achoppement de toute communication sans fil. Il apparaît donc indispensable de maîtriser non seulement la conception des antennes adaptées aux fréquences souhaitées mais également leurs réalisations.

5.1.1.5. Normalisation des systèmes RFID

Afin de rendre compatibles tous ces systèmes, d'en assurer l'interopérabilité, de les comparer pour une même application, et de proposer aux utilisateurs un choix cohérent, des normes ont émergé. Elles définissent les paramètres techniques du tag et du lecteur pour les différentes applications normalisées comme les cartes intelligentes sans contact, l'identification des animaux ou encore l'automatisation industrielle.

Cependant, il a été statué en Europe (normes EN 300) qu'en fonction d'une certaine fréquence, la puissance ne doit pas dépasser certaine limite (Table 5.1) [85]. Notons que pour différentes gammes de fréquence, la puissance exprimée en différentes unités. En dessous de 40 MHz, on se trouve en champ proche don, c'est l'amplitude du champ magnétique qui s'exprime en dB.µA/m, au-delà, en champ lointain c'est la puissance du champ électromagnétique multipliée par le gain d'antenne (EIRP) est exprimée en dBw.

Table 5.1. Principales fréquences utilisées en RFID

Classification dans le spectre des fréquences	**Fréquences les plus utilisées**
LF	125 et 134,2 KHz
HF	13,56 MHz
UHF	868 MHz (Europe) et 915 MHz (USA)
UHF	2,45 GHz
SHF	5,8 et 5,9 GHz

Il subsiste cependant des divergences, en termes de puissances maximales acceptées, entre l'Europe, le continent américain et l'Asie. Les seuils sont généralement plus élèves aux Etats-Unis qu'en Europe, où les normes de sécurité sanitaire des utilisateurs sont plus sévères. La bande de fréquences UHF est un cas typique: les plages de fréquences allouées ne sont pas les mêmes (autour de 915 MHz pour les USA, et de 953 MHz pour le Japon) tout comme les puissances (de 25 mW a 4 W EIRP) [85].

On s'intéresse dans ce chapitre à la conception et la réalisation des antennes dans la bande UHF européenne pour des lecteurs RFID.

5.2. Conception et réalisation d’une ARD demi-cylindrique

5.2.1. Introduction

L'utilisation des résonateurs diélectriques pour la conception des antennes pour des lecteurs RFID dans la bande UHF n'a jamais été faite. Cependant en basse fréquence le résonateur diélectrique est volumineux surtout lorsque nous travaillons avec des résonateurs à permittivité faible (ordre de 10). Nous avons cherché dans ce chapitre à trouver un compromis entre le volume et la permittivité de telle sorte d'avoir un rayonnement acceptable tout en minimisant le volume.

Nous allons étudier dans cette partie la conception et la réalisation d'une antenne à résonateur diélectrique en forme de demi-cylindre pour application d'un lecteur RFID dans la bande UHF européenne. Nous ferons ensuite une étude comparative en termes de gain et du volume de notre structure avec une antenne du commerce.

5.2.2. Étude théorique

Pour concevoir facilement une antenne à résonateur diélectrique pour une utilisation particulière, il faut avoir une idée raisonnable sur la fréquence de résonance, le facteur de qualité Q, et le mode de fonctionnement des différents paramètres géométriques associés à l'antenne. La fréquence de résonance pour une configuration donnée peut être calculée numériquement par une recherche des fréquences de résonance dans le plan complexe comme décrit dans [86]. Une fois la fréquence a été trouvée, le mode associé à cette fréquence peut être identifié à partir de sa distribution du champ. La connaissance de la distribution du champ est également utile dans la détermination d'un mécanisme d'alimentation appropriée pour le bon fonctionnement de l'antenne.

Les fréquences de résonance des trois premiers modes d'un résonateur en forme de demi-cylindre sont données par les expressions suivantes

- Le mode TE

$$k_0 a = 2.932566\varepsilon_r^{-0.467715}\left\{1-\left[0.075-0.05\left(\frac{a}{h}\right)\right]\left[\frac{\varepsilon_r-1}{28}\right]\right\}\times\left\{1.047542+0.377422ah-0.07112ah2\right.$$

- Le mode TM

$$k_0 a = 2.734956\varepsilon_r^{-0.436076}\times\left\{0.54318+0.589025\left(\frac{a}{h}\right)-0.049591\left(\frac{a}{h}\right)^2\right\}$$

- Le mode HEM

$$k_0 a = 3.114093\varepsilon_r^{-0.494406}\left\{1.189612-\left(0.041212-3.408916e^{-2.624985\left(\frac{a}{h}\right)}\right)\left(\frac{a}{h}\right)+1.548193log\left(\frac{a}{h}\right)\right\}$$

5.2.3. Présentation de l'antenne

La configuration de l'antenne proposée est représentée sur la Figure 5.3. Un demi-cylindre d'un résonateur diélectrique de permittivité relative 30, de hauteur h et de rayon r est placé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique. La face supérieure de substrat présente le plan de masse et une ligne microruban de dimensions 67 × 3 mm^2 gravée sur le côté opposé du substrat assurant l'alimentation de l'ensemble. Une fente rectangulaire de dimensions 28 × 4 mm^2 est gravée au centre du plan de masse et permet le couplage entre la ligne d'alimentation et le mode excité du résonateur. Le substrat utilisé a une permittivité relative de 4.4 et une épaisseur de 1.6mm. L'ensemble occupe un volume de 100 × 100 × 25.4 mm^3.

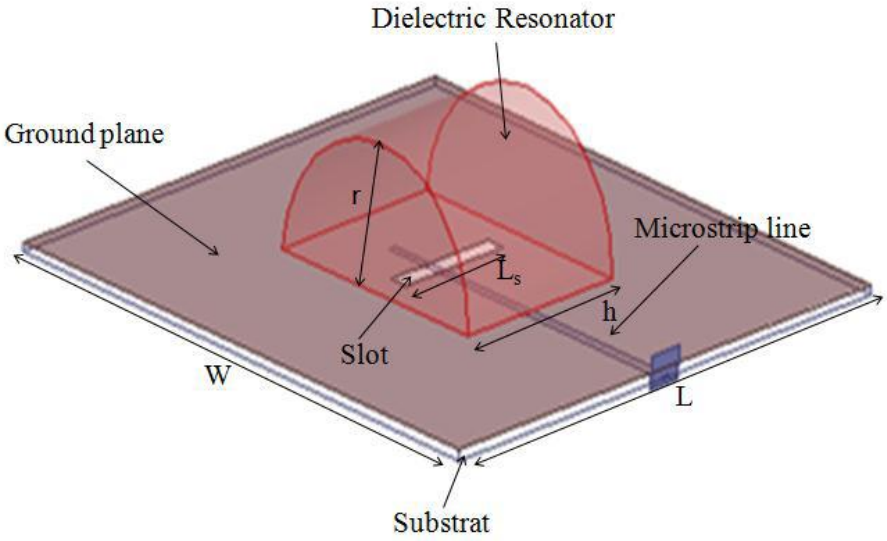


Figure 5.3. Configuration de l'antenne étudiée

5.2.4. Mode excité

La fente rectangulaire au centre de plan de masse assure le couplage entre la ligne d'alimentation et le mode excité HCDR, $TE_{01\delta}$ [87].

Le couplage avec la fente est inductif, elle se comporte ainsi comme un dipôle magnétique horizontal qui excite les champs magnétiques dans le résonateur. La distribution de champs H induite par ce couplage dans le plan XY est illustrée sur la Figure 5.4.

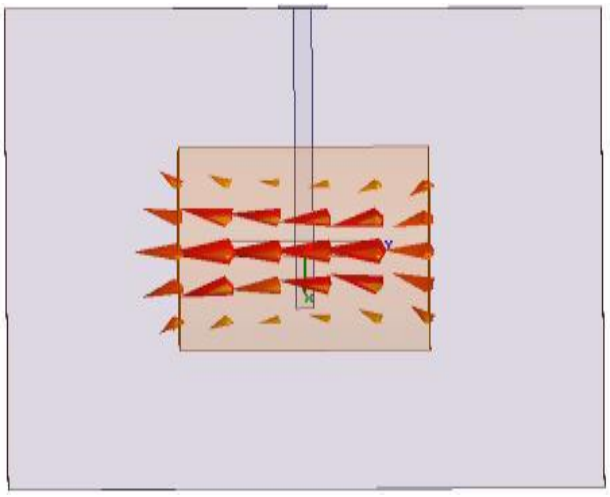


Figure 5.4. Distribution du champ magnétique dans le plan xy

5.2.5. Étude paramétrique

Comme pour chaque conception d'une nouvelle structure, l'étape de l'optimisation reste toujours primordiale pour avoir des meilleures performances. En effet, l'étude paramétrique nous permet de définir l'effet de chaque paramètre sur les caractéristiques globales de l'antenne. Dans notre cas la structure est dédiée pour une application d'identification par radiofréquence européenne à bande passante étroite (865 MHz, 868 MHz), ce qui rend l'optimisation de la structure très importante pour obtenir la bonne adaptation à la fréquence désirée.

- **Effet de la permittivité du résonateur diélectrique**

Le choix de la valeur de permittivité du résonateur est très important, en effet, elle présente le paramètre primordial pour définir la fréquence de résonance, puisque si on choisit des valeurs de permittivité autour de 10, le résonateur sera très volumineux surtout en bande UHF. Au contraire si on utilise des permittivités très élevées (de l'ordre de 80), nous gagnons en termes d'encombrement mais le maximum d'énergie reste emmagasinée dans le résonateur, nous perdons donc en terme de rayonnement. Il faut alors trouver un compromis entre ces deux paramètres (encombrement et efficacité). La Figure 5.5 illustre la variation du coefficient de réflexion à l'entrée en fonction de la fréquence de résonance pour différentes valeurs de permittivité.

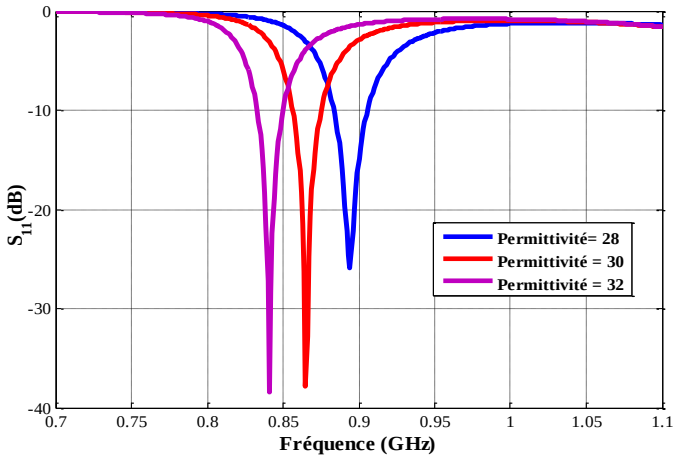


Figure 5.5. Coefficient de réflexion à l'entrée pour différentes valeurs de permittivité

D'après la figure ci-dessus on remarque que l'lorsque la permittivité augmente la fréquence de résonance diminue. En faisant varier la permittivité du résonateur de 28 à 32 par

pas de 2, la fréquence de résonance varie de 890 MHz à 840 MHz. On remarque aussi que pour une permittivité de 30, la fréquence de résonance est de 866 MHz et une bonne adaptation d'entrée de -38dB est obtenue.

- **Effet de la hauteur h du résonateur diélectrique**

La figure V.6 présente la variation du coefficient de réflexions pour différentes valeurs de h.

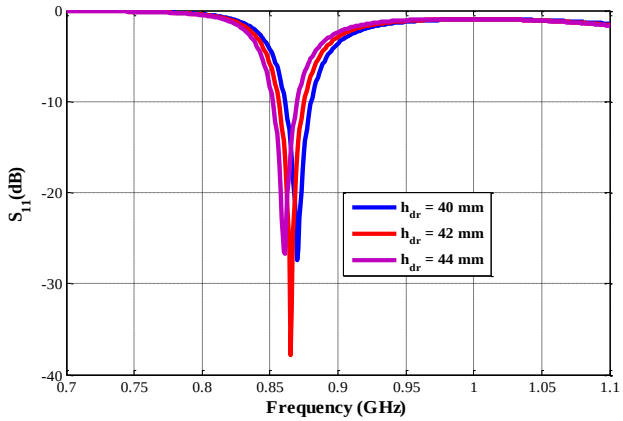


Figure 5.6. Coefficient de réflexion à l'entrée pour différentes valeurs de la hauteur h

Nous constatons d'après la Figure 5.6, que la variation de la hauteur entraine une légère variation de la fréquence de résonance. Comme dans notre cas, l'application visée est à bande étroite alors la précision dans l'optimisation des paramètres est nécessaire pour le bon fonctionnement de l'antenne. Une augmentation de la hauteur h diminue la fréquence de résonance.

- **Effet de la longueur de la fente**

Dans cette partie nous étudions l'effet de la longueur de la fente sur la fréquence de résonance de la structure étudiée. La Figure 5.7 illustre cette variation.

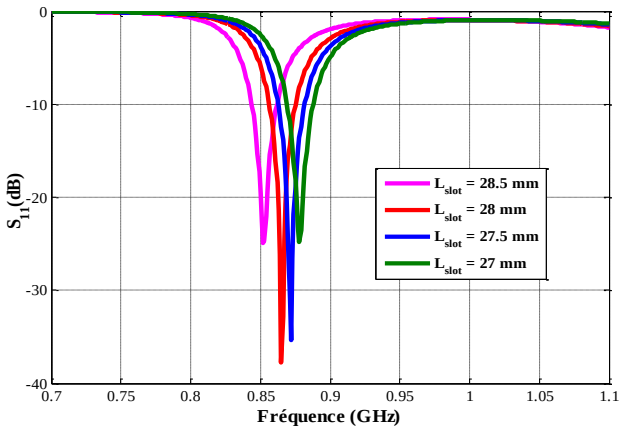


Figure 5.7. Coefficient de réflexion à l'entrée pour différentes valeurs de la longueur de la fente

On fixe la valeur de la permittivité à 30 et on fait varier la fente de couplage de 27 mm à 28.5 mm par pas de 0.5 mm. Nous remarquons, comme dans le cas d'une antenne fente classique, que lorsque la longueur de la fente augmente la fréquence de résonance diminue. On constate d'après la Figure 5.7que la fréquence désirée correspond à une longueur de fente de 28 mm.

5.2.6. Conclusion de l'étude paramétrique

L'étude paramétrique nous a permis de monter que:

- Chaque paramètre à un effet sur la fréquence de résonance.
- La permittivité du résonateur est le paramètre le plus important pour la miniaturisation de l'antenne et pour définir la fréquence de résonance.
- La longueur de fente est importante pour maximiser le couplage et fixer la fréquence recherchée.

5.2.7. Réalisation et mesures

Afin de vérifier les résultats fournis par le logiciel de simulation, nous avons réalisé un prototype. Les dimensions définies par l'étude paramétrique sont résumées dans la

Table 5.2.

Table 5.2. Dimensions du prototype réalisé

Résonateur Diélectrique	Rayons r = 25.4 mm, hauteur h = 45 mm, ε_r= 30
Plan de masse	L = 100 mm, W = 100 mm,
Substrat diélectrique	ε_{rs} = 4.4, t = 0.8 mm
Ligne d'alimentation	L = 9 mm, W =1.5 mm
Fente de couplage	Longueur : Ls = 18 mm, Largeur Ws = 2.5 mm

La Figure 5.8 présente une photographie du prototype réalisé.

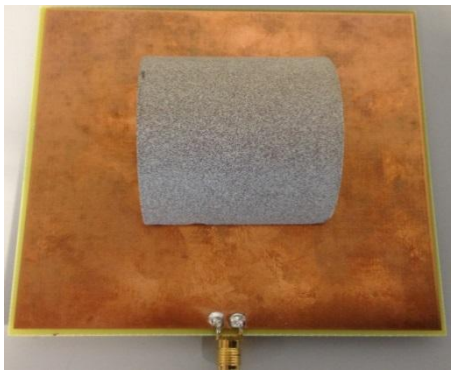


Figure 5.8. Photographie de la structure réalisée

5.2.7.1. Adaptation

La Figure 5.9 présente la comparaison de coefficients de réflexion S_{11} mesuré et simulé avec Ansoft HFSS et CST Microwave studio.

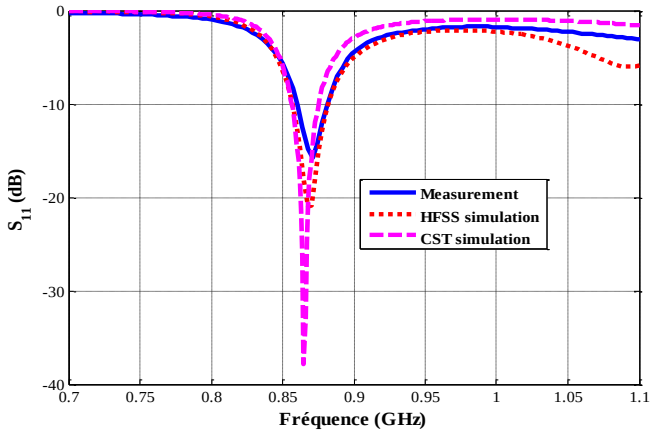


Figure 5.9. Coefficients de réflexion simulé et mesuré en fonction de la fréquence

L'adaptation de l'antenne mesurée concorde bien avec celle simulée. Cependant, on remarque un petit décalage en fréquence entre les trois courbes. Deux facteurs peuvent en être la cause. Le premier est l'erreur sur le positionnement du résonateur sur la fente. Le second facteur est l'incertitude sur les mesures des formes géométriques de l'antenne. En effet, il existe un décalage entre la forme de l'antenne soumise au dépôt et celle réalisée. La bande passante à -10dB est de 26 MHz (856 à 882 MHz), 32 Mhz (858 à 889 MHz), et de 34 MHz (857 à 891 MHz) avec HFSS, CST et la mesure respectivement. La bande passante est bien suffisante pour le système RFID UHF européenne.

5.2.7.2. Gain et directivité

La directivité et le gain simulés et mesurés en fonction de la fréquence sont représentés sur la Figure 5.10.

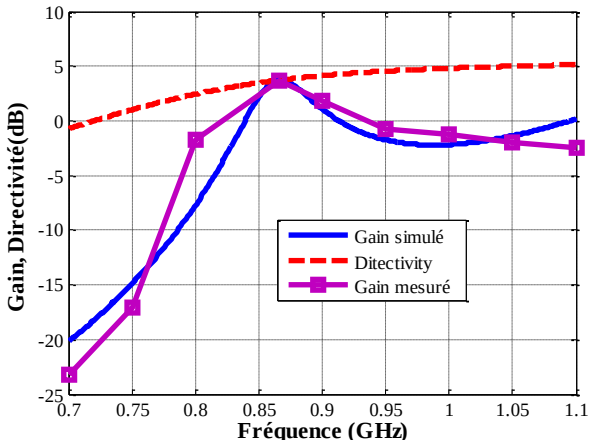


Figure 5.10. Evolution du gain et de la directivité en fonction de la fréquence

5.2.7.3. Étude comparative avec une antenne du commerce

Nous comparons ici notre structure avec l'antenne de Lecteur RFID de la société Tag Product en termes d'encombrement et du gain. La Table 5.3 illustre cette étude.

Table 5.3. Etude comparative de l'antenne étudiée avec une antenne du commerce

	Antenne patch (Tag Product)	**Antenne proposée**
Fréquence centrale (MHz)	869	866
Gain Max (dBi)	6	3.75
Dimensions (L×W×h) (mm^3)	260 × 260× 36	100 × 100 × 27
Volume (dm^3)	2.43	0.27

D'après le tableau, ci-dessus, on constate que:

- La structure à base de résonateur diélectrique a un volume global de 0.27 dm^3 par rapport à des antennes patchs du commerce qui présentent un volume de 2.43 dm^3. Nous constatons une miniaturisation d'un rapport de 9 en volume.
- Le gain de l'ARD est plus faible par rapport à l'antenne patch de chez Tag Product de 2dBi, ce qui nous parait logique puisque nous avons utilisé un résonateur diélectrique à forte permittivité ($\varepsilon_r = 30$).

5.2.8. Conclusion

Une antenne à polarisation linéaire pour lecteur RFID fonctionant entre 857-891MHz a été concue et réalisée. L'antenne de taille 10 cm × 10 cm présente l'avantage d'être facilement integrable dans des systèmes de communication. Le gain de l'antenne conçue permet une couverture optimale de l'espace à surveiller. D'autes études seront developpées dans les parties suivantes afin de vérifier les possibilités d'augmenter le gain et de créer la polarisation circulaire.

5.3. ARD rectangulaire

5.3.1. Introduction

Cette partie présente l'étude d'une structure dont l'élément rayonnant est rectangulaire dédiée toujours à des applications de RFID. Elle est composée de deux parties :

- Dans la première partie nous étudions la conception d' une antenne à polarisation linéaire excitée par une ligne microruban.
- Nous étudions dans la deuxième partie, l'ajout à la structure précédente, d'un ruban métallique parasite sur le côté du résonateur pour créer la polarisation circulaire

5.3.2. ARD rectangulaire à polarisation linéaire

5.3.2.1. Géométrie de la structure

L'antenne à résonateur diélectrique proposée est montrée dans la Figure 5.11. Un RD rectangulaire de dimensions a, b, d, et de constante diélectrique εr est alimenté par une ligne de transmission microruban. La longueur et la largeur de la ligne microruban sont L et W, respectivement. Le substrat utilisé aune hauteur h et une constante diélectrique ε_{rs}. L'énergie est couplée au RD à travers une fente rectangulaire de longueur L_s et de largeur W_s. Les paramètres de l'antenne sont résumés dans la Table 5.4.

Table 5.4. Dimensions de l'antenne étudiée

Résonateur Diélectrique	Rayons r = 25.4 mm, hauteur h = 45 mm, ε_r= 30
Plan de masse	L = 100 mm, W = 100mm,
Substrat diélectrique	ε_{rs} = 4.4, t = 0.8 mm
Ligne l'alimentation	L = 9 mm, W =1.5 mm
Fente de couplage	Longueur : Ls = 18 mm, Largeur Ws = 2.5 mm

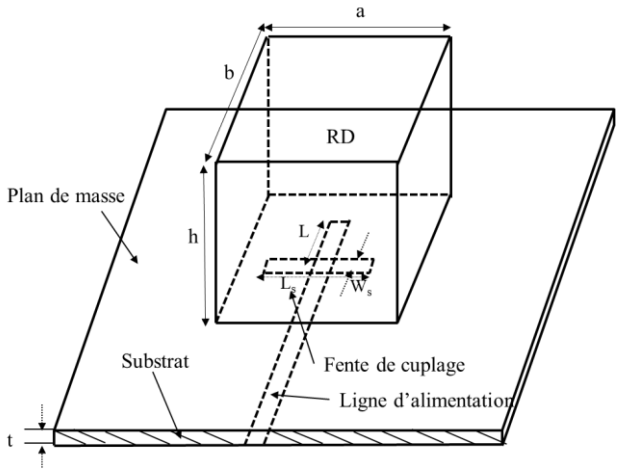


Figure 5.11. Géométrie de la configuration étudiée

5.3.2.2. Résultats de simulations et de mesure

La structure décrite précédemment a été réalisée, et ces caractéristiques ont été mesurées pour valider l'étude proposée. La Figure 5.12 illustre une photographie de l'antenne.

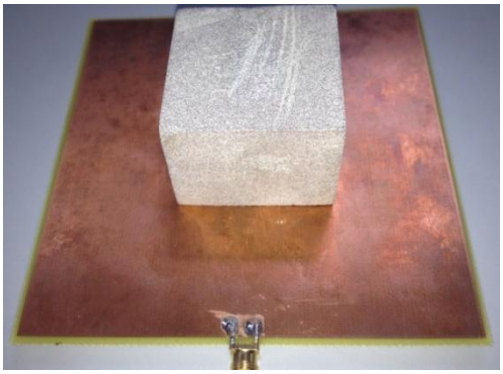


Figure 5.12. Photographie de la structure réalisée

5.3.2.3. Adaptation

La Figure 5.13 montre le coefficient de réflexion mesuré et simulé dans la bande RFID-UHF.

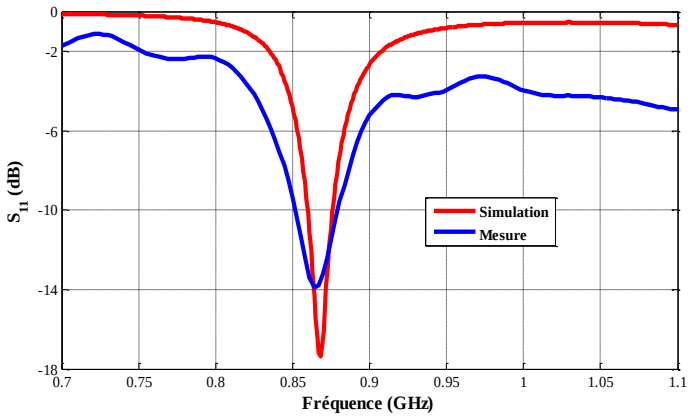


Figure 5.13. Coefficient de réflexion de l'ARDR

En référence à la Figure 5.13, un accord raisonnable entre les résultats mesurés et simulés est obtenu, avec un petit écart causé par les tolérances de fabrication et de mesures. Les bandes passantes à -10dB obtenues par la simulation et la mesure sont 18 MHz (856 à 882 MHz) et 31 MHz (858 à 889 MHz), respectivement. La bande passante mesurée est bien suffisante pour le système RFID UHF européen.

5.3.2.4. Gain et directivité

Les performances de l'antenne ont été étudiées et sa directivité ainsi que son gain simulé et mesuré sont représentés dans la Figure 5.14.

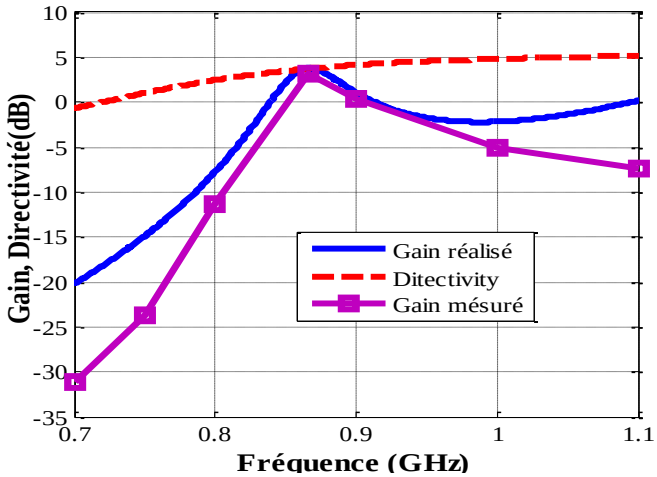


Figure 5.14. Variation du gain et de la directivité de l'antenne étudiée en fonction de la fréquence

L'evolution du gain total tridimentionel à la fréquence de 866MHz est illustrée dans la

Figure 5.15. Il présente un rayonnement maximal dans l'axe principal avec un gain maximal de 3.83 dBi.

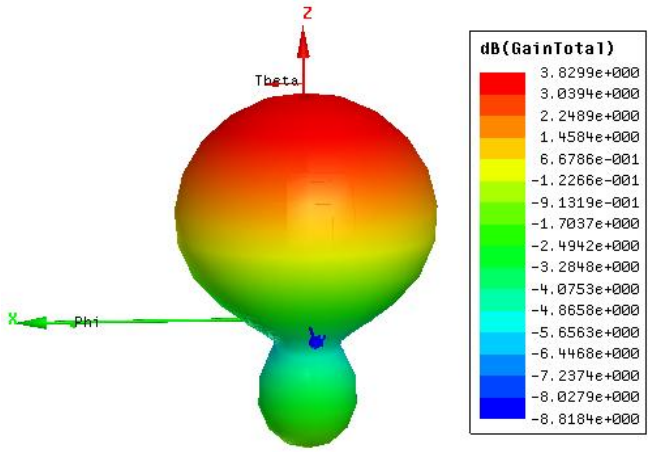


Figure 5.15. Evolution du gain tridimensionnel à 866MHz

5.3.3. ARD rectangulaire à polarisation circulaire

5.3.3.1. Introduction

Dans cette partie nous nous intéressons à la conception et à la réalisation d'une antenne à résonateur diélectrique et à polarisation circulaire. En effet, la polarisation circulaire est importante dans les applications RFID, elle permet d'augmenter la probabilité de liaison avec le tag RFID.

Comme nous l'avons montré dans le premier chapitre, différentes techniques peuvent être utilisées pour créer une polarisation circulaire. Dans cette partie nous allons rajouter un patch métallique sur l'un des côtés du résonateur diélectrique pour avoir une ARD à polarisation circulaire.

5.3.3.2. Géométrie de la structure

Les caractéristiques géométriques de l'antenne sont identiques à celle de la structure optimisée dans la partie précédente. Nous allons rajouter un ruban métallique sur le côté de résonateur diélectrique comme le montre la Figure 5.16. Une étude sera menée pour définir la longueur L_p et la largeur W_p optimales du ruban.

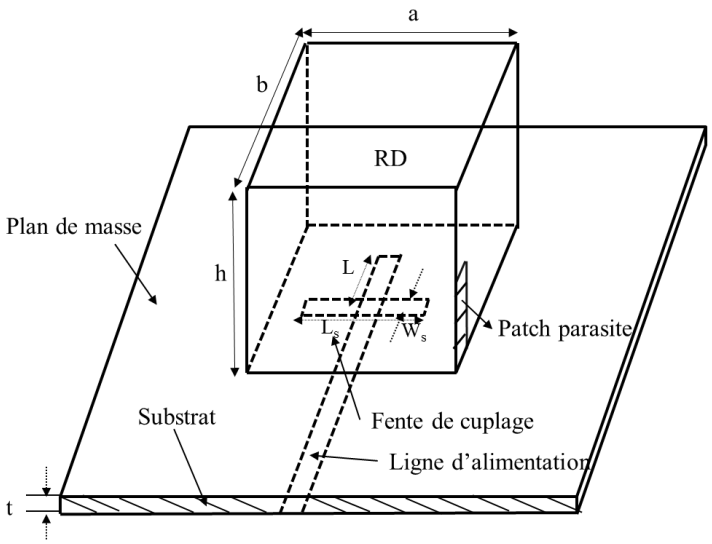


Figure 5.16. Structure d'antenne à résonateur diélectrique à polarisation circulaire

5.3.3.3. Optimisation des dimensions du ruban métallique

Une étude paramétrique est réalisée pour déterminer les dimensions du patch ainsi que la position du connecteur d'alimentation, permettant d'obtenir la meilleure adaptation et polarisation circulaire dans la bande de fonctionnement.

- **Effet de la largeur**

La longueur du patch parasite L_p est fixée à 18 mm. Nous allons varier la largeur du patch de 2 mm à 5 mm par pas de 1mm pour voir son effet sur l'adaptation et le rapport axial de l'antenne. La Figure 5.17 et la Figure 5.18 illustrent l'effet de cette variation sur le coefficient de réflexion S_{11} et sur le rapport axial respectivement.

Effet sur l'adaptation : En faisant varier la largeur du patch de 2 à 5 mm par un pas de 1 mm on remarque qu'Il n'a pas une grande influence sue le coefficient de réflexion.

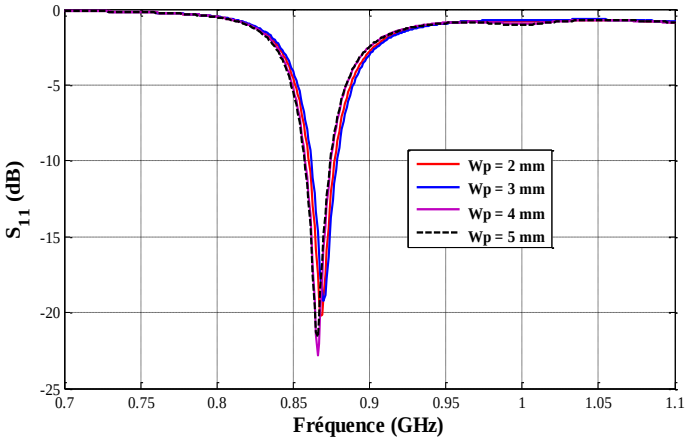


Figure 5.17. Variation de S_{11} en fonction de la largeur de ruban métallique

Effet sur le rapport axial : la variation des dimensions est importante pour avoir la polarisation circulaire. La figure ci-dessous montre la variation de rapport axial en fonction de la largeur du patch. En effet, en remarque que pour un meilleur résultat la largeur du patch est de 4 mm.

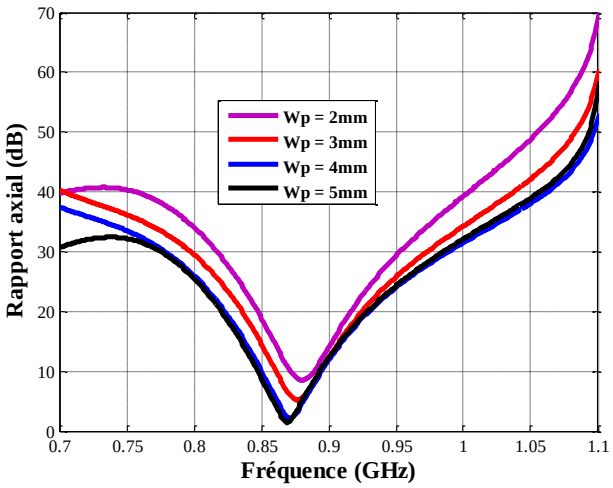


Figure 5.18. Variation du rapport axial en fonction de la largeur de ruban métallique W_p

- **Effet de la longueur**

La largeur du patch parasite W_p est fixée à 4 mm. Nous allons varier la longueur du patch du 14 mm à 20 mm par pas de 2 mm pour voir son effet sur l'adaptation et le rapport axial de l'antenne. La Figure 5.19et la Figure 5.20 illustrent cette variation.

Effet sur l'adaptation : la figure ci-dessous présente la variation du coefficient de réflexion en fonction de la longueur du patch.

On remarque que la longueur du patch n'affecte pas beaucoup la valeur du S_{11}

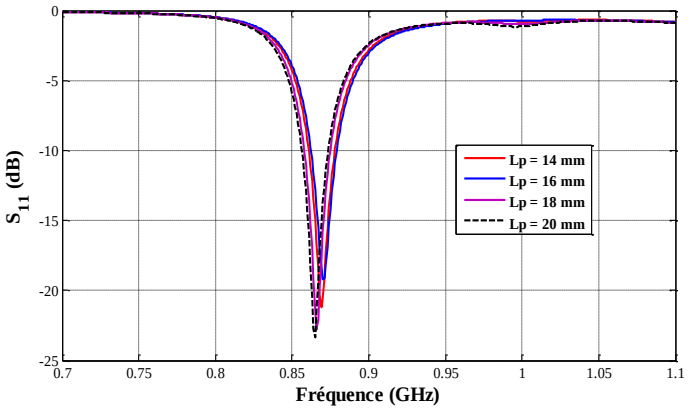


Figure 5.19. Variation de S_{11} en fonction de la longueur de ruban métallique

Effet sur le rapport axial :

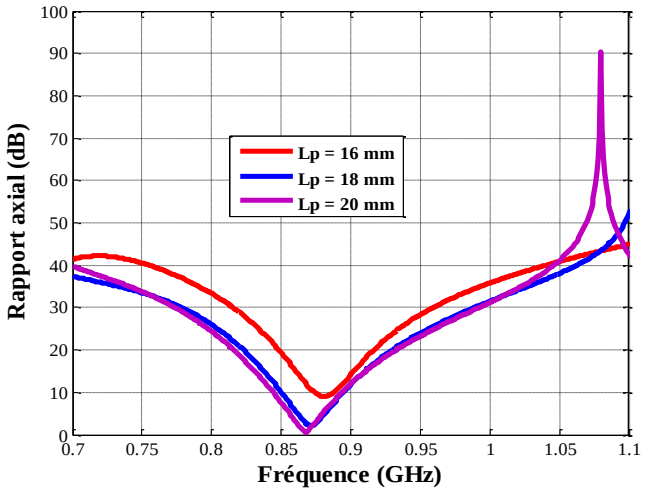


Figure 5.20. Variation du rapport axial en fonction de la longueur de ruban métallique L_p

A l'issue de cette étude paramétrique les dimensions du ruban métallique permettant une meilleure adaptation et un meilleur rapport axial sont L_p = 18 mm et W_p = 4 mm.

5.3.3.4. Résultats de simulations et de mesures

5.3.3.5. Adaptation

L'adaptation obtenue est représentée dans la Figure 5.21. Un coefficient de réflexion S_{11}de -10dB est mesuré dans la bande de fréquences 700MHz – 1100 MHz.

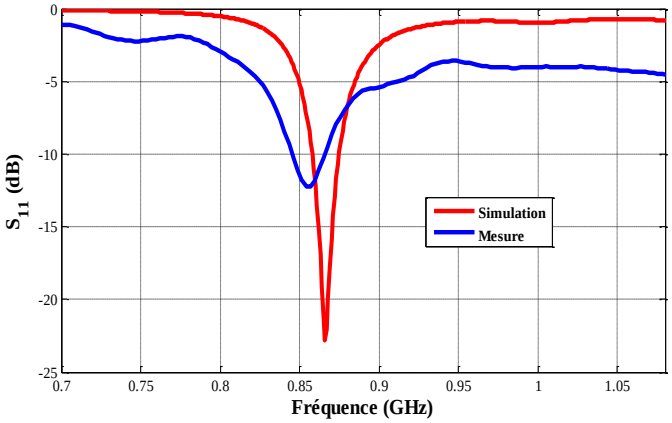


Figure 5.21. Variation fréquentielles du coefficient de réflexion simulé et mesuré

5.3.3.6. Gain et directivité

Les performances de l'antenne sont étudiées et sa directivité ainsi que son gain simulé et mesuré sont représentés dans la Figure 5.22.

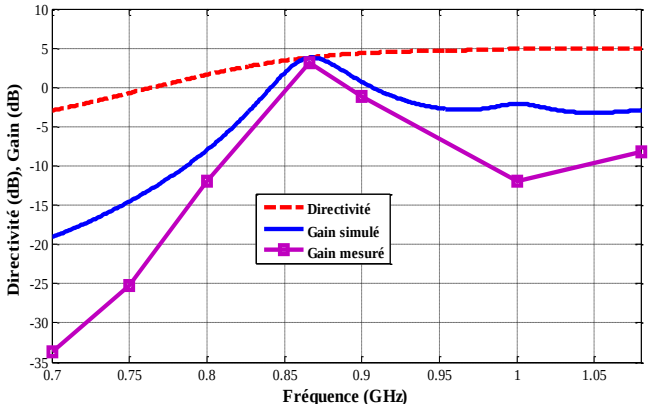


Figure 5.22. Variation du gain et de la directivité de l'antenne en fonction de la fréquence

5.3.3.7. Rapport axial

La Figure 5.23 montre la variation du rapport axial dans la direction de l'axe centrale (θ = 0 °). On constate que la valeur calculée de la bande passante à-3 dB est de**3**%, ce qui est une valeur typique pour une polarisation circulaire.

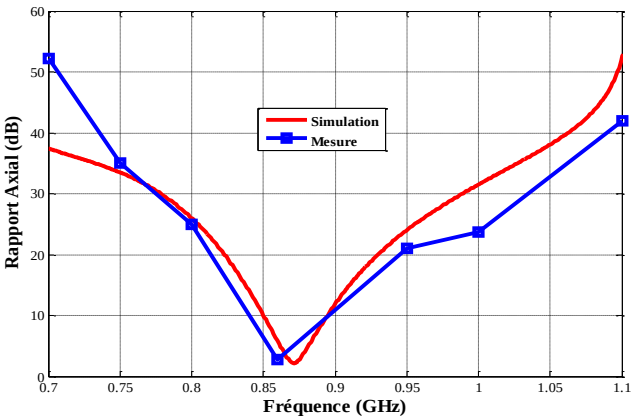


Figure 5.23. Evolution du rapport axial en fonction de la fréquence

5.4. ARD rectangulaire avec métamatériaux

5.4.1. Rappel sur les métamatériaux

Le matériau main gauche est par définition un matériau qui possède une permittivité et perméabilité simultanément négatives. Il peut être appelé aussi matériau artificiel ou encore matériau à indice de réfraction négatif. Il est fabriqué artificiellement à l'aide d'inclusions métalliques. L'ingénierie de ces composites est étudiée depuis une cinquantaine d'années [86]. Le concept de perméabilité artificielle date des années 1980. Ce n'est qu'en 1999, quePendry [87] a popularisé cette notion. Le comportement de ce matériau dépend fortement de la longueur d'onde de travail et de la période du matériau artificiel. Lorsque les dimensions des inclusions et l'espacement entre les inclusions sont très petits devant la longueur d'onde, le matériau devient quasiment homogène et il est qualifié de « métamatériaux ». Contrairement aux matériaux classiques où la permittivité et la perméabilité sont positives et souvent supérieures à 1, avec les métamatériaux, on peut imposer à volonté des valeurs de permittivité et de perméabilité positives, négatives [88-89] ou comprises entre 0 et 1 [90-91] Nous présentons sur la

Figure 5.24 deux exemples de matériaux artificiels utilisés en hyperfréquences : un matériau à permittivité artificielle (

Figure 5.24(a)) constitué d'un réseau de tiges métalliques et un matériau à perméabilité artificielle (

Figure 5.24 (b)) constitué d'un réseau de résonateurs carrés appelés Split Ring Resonators (SRR) [92].

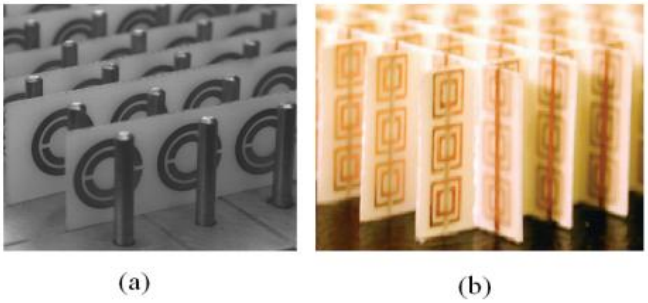
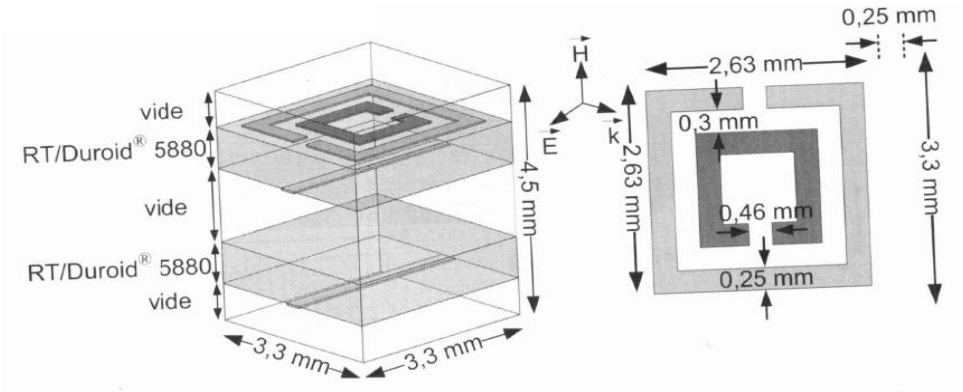


Figure 5.24.. Structure de matériaux artificiels utilisés en hyperfréquences

Shah Nawaz BUROKUR [93, 94] a utilisé le matériau main gauche présenté précédemment et l'a optimisé pour résonner autour de 12GHz. La cellule élémentaire du matériau main gauche est présentée sur la Figure 5.25(a). La Figure 5.25(b) présente les dimensions du SRR et des tiges métalliques.



(a) *(b)*

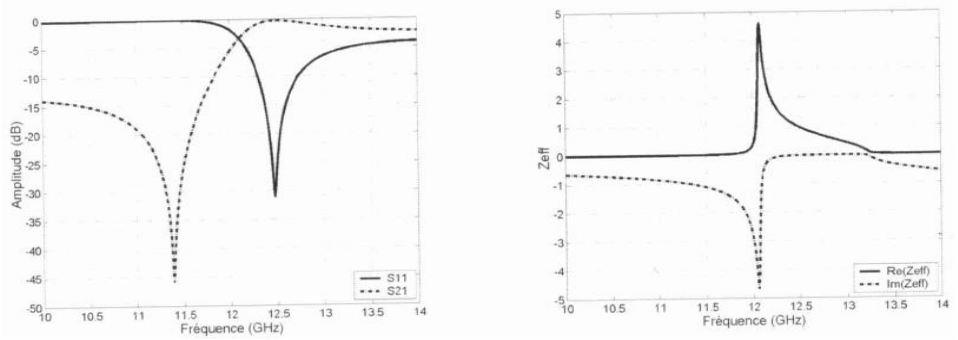
Figure 5.25. (a) Cellule élémentaire du matériau main gauche - (b) dimensions du SRR et des tiges métalliques

L'homogénéisation de ce type de matériau est étudiée dans ce chapitre. Le but est de remplacer un système hétérogène (matériau artificiel) par un système homogène ayant les

mêmes réponses électromagnétiques. Cette homogénéisation permet donc de définir une réponse effective à partir des paramètres caractérisant le milieu hétérogène. Les dimensions électriques des inclusions ainsi que la périodicité doivent être petites devant la longueur d'onde pour que les milieux soient considérés homogénéisables.

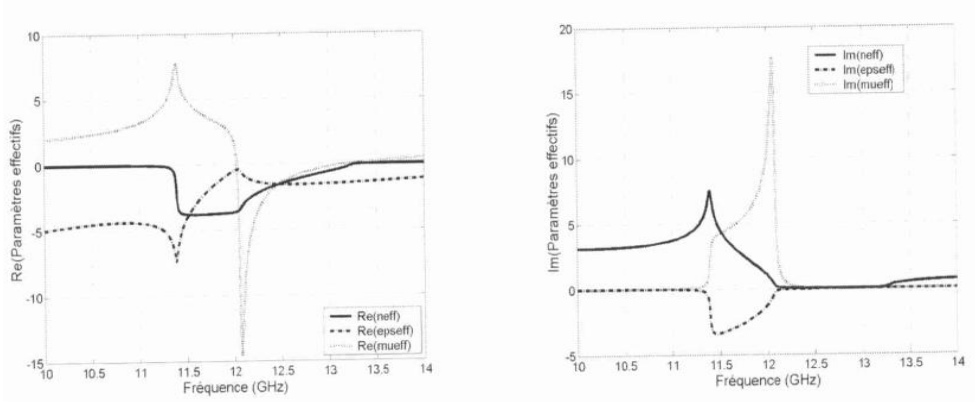
La méthode Nicolson-Ross-Weir (NRW) [95-96] a été utilisée pour la caractérisation du matériau. Cette méthode consiste à calculer l'indice de réfraction, l'impédance d'onde et les paramètres constitutifs à partir des coefficients de réflexion et de transmission simulés.

La cellule élémentaire (Figure 5.25(a)) a été simulée sous HFSS. Les coefficients de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}) simulés sont présentés dans la Figure 5.26 (a). L'impédance d'onde, l'indice de réfraction ainsi que la permittivité et la perméabilité sont calculés à partir de ces coefficients en utilisant la méthode NRW. La courbe de dispersion de l'impédance d'onde est présentée dans la Figure 5.26 (b). L'indice de réfraction ainsi que les paramètres constitutifs (permittivité (ε_{eff}) et perméabilité (μ_{eff})) effectifs sont présentés dans la Figure 5.28.



(a) (b)

Figure 5.266. (a) Coefficients de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}) simulés sous HFSS (b) Impédance d'onde calculée en utilisant la méthode NRW



(a) (b)

Figure 5.27. Indice de réfraction (n_{eff}), permittivité (ε_{eff}) et perméabilité (μ_{eff}) effectifs du matériau main gauche simulé - (a) partie réelle « Re » (b) partie imaginaire « Im »

A la fréquence de résonance de 12.4 GHz, la permittivité et la perméabilité du matériau sont toute les deux égales à -1.55.

5.4.2. Structure de l'antenne

Nous allons utiliser dans cette partie la même structure de la partie précédente et nous allons lui associer qu'une seule couche planaire de métamateriaux en s'inspirant de l'étude [97], publiée par l'équipe à Angers en mai 2010. Cette couche est formée d'un réseau de SRR imprimé sur un support de permittivité de 9,8 et placée à une hauteur h_m au-dessus de résonateur diélectrique. La couche a la même surface que le plan de masse. Notre but est d'augmenter le gain de l'antenne sans dégrader les autres performances. La Figure 5.28 illustre la structure de l'antenne avec une couche de métamateriaux.

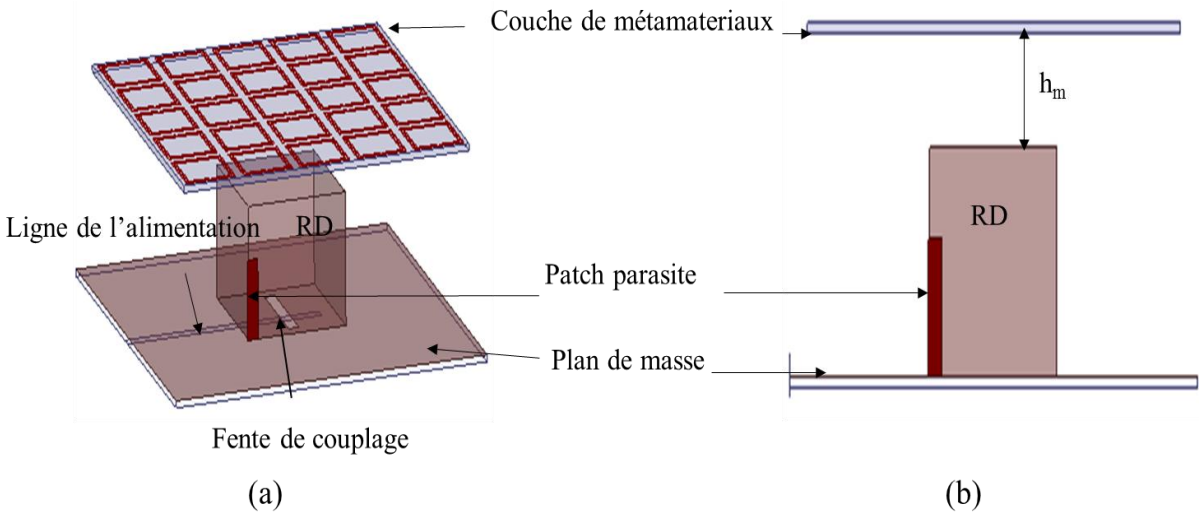


Figure 5.28. Structure de l'antenne étudiée avec une couche de métamateriaux (a) Vue générale, (b) Vue de coté

5.4.3. Etude paramétrique

- ✓ **Effet de la hauteur sur le coefficient de réflexion**

La variation du coefficient de réflexion, en fonction de la hauteur de la couche de métamateriaux est illustrée dans la Figure 5..

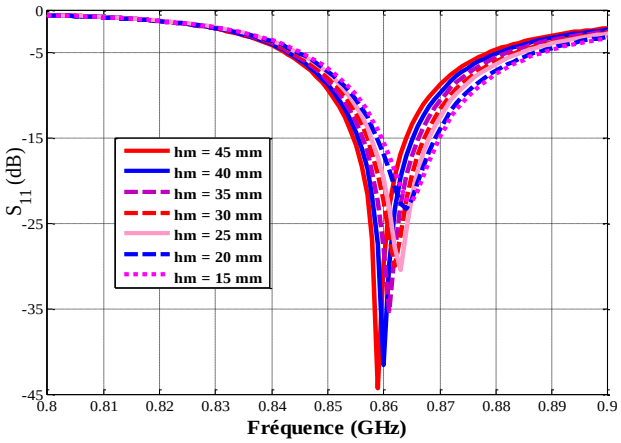


Figure 5.29. Variation de coefficient de réflexion en fonction de la hauteur h_m

Nous avons varié la hauteur de la couche du métamateriaux de 15 mm à 45 mm par un pas de 5 mm pour déterminer la distance optimale. Nous remarquons une faible variation de la fréquence de résonance, en effet, pour h_m = 45 mm la fréquence de résonance est de 858MHz et augmente que de 6 MHz en réduisant la hauteur h_m à 15 mm (f= 864MHz).

✓ **Effet de la hauteur sur le gain**

L'emplacement de la couche de métamateriaux influe également sur le gain de l'antenne, puisque elle va assurer la focalisation de l'énergie émise par le résonateur diélectrique. Pour avoir un maximum du gain, une étude paramétrique de l'emplacement de la couche par rapport au résonateur diélectrique est nécessaire.

Nous allons varier h_m de 10 mm à 45 mm par un pas de 5 mm, et nous allons observer son effet sur le gain. La Figure 5.29 illustre cette variation.

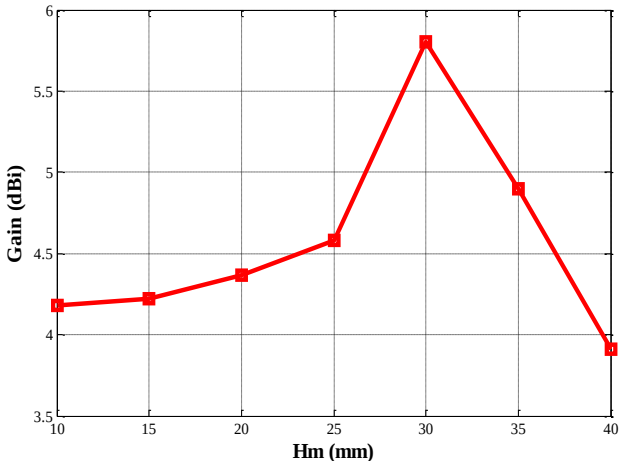


Figure 5.29. Evolution du gain réalisé en fonction de la hauteur h_m

Nous remarquons que le gain varie considérablement en fonction de la hauteur h_m qui sépare le résonateur diélectrique de la couche de métamateriaux. D'après la figure ci-dessus la valeur optimale de h_m est de 30mm.

5.4.4. Résultats de simulation

- **Adaptation**

Le résultat de simulation de la structure est illustré par la Figure 5.30. Nous remarquons une bonne adaptation et un coefficient de réflexion de -22dB à la fréquence de résonance.

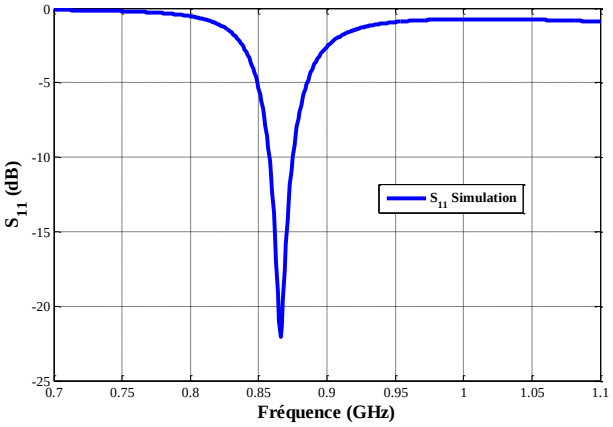


Figure 5.30. Coefficient de réflexion simulé de la structure en présence de la couche de métamateriaux

- **Gain**

La variation du gain en fonction de la fréquence est présentée dans la Figure 5.31. Le gain est maximum et il atteint 5.6 dBi à la fréquence de résonance. Le diagramme de rayonnement tridimensionnel est présenté encore dans la Figure 5.32 à la fréquence de 866 MHz où un gain maximal de l'ordre de 5.8dBi est trouvé.

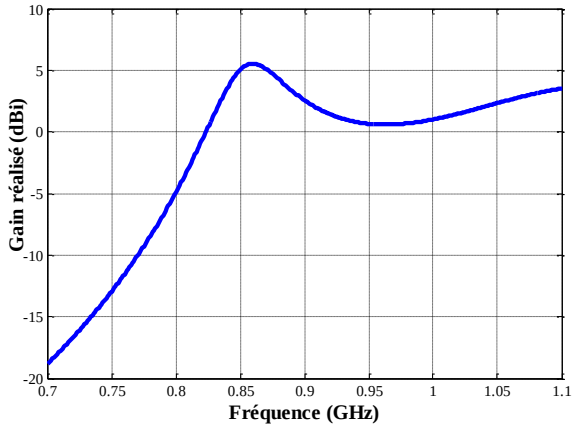


Figure 5.31. Variation du gain simulé en fonction de la fréquence

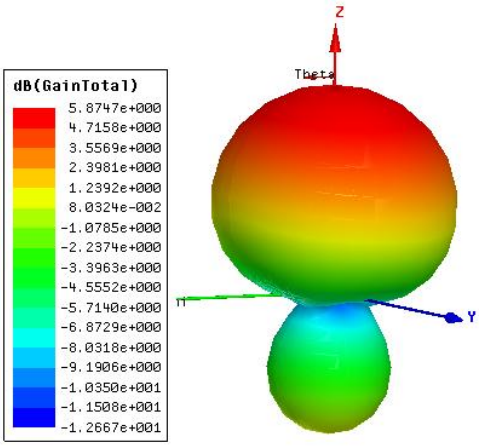


Figure 5.32. Variation du gain tridimensionnel à la fréquence 866 MHz

5.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordé la conception des antennes pour les lecteurs RFID UHF. Nous avons conçue quatre structures d'antennes :

Une antenne à résonateur diélectrique en forme demi-cylindrique miniature, où un gain de 3.75dBi est mesuré avec des dimensions de 10 mm × 10 mm. Nous avons également fait une étude comparative avec une antenne de commerce.

Pour la deuxième antenne réalisée nous avons changé la forme du résonateur en forme rectangulaire simple. : Une première étude a été faite en polarisation linéaire et une seconde en polarisation circulaire par le fait d'ajouter un patch parasite sur le côté du résonateur.

Dans la dernière partie et dans le but d'augmenter le gain de ces structures nous avons rajouté une couche de métamateriaux au-dessus du résonateur diélectrique. Cette technique nous a permis d'avoir un gain maximum de 5.8dBi.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce manuscrit sont consacrés à l'amélioration des performances des antennes à résonateurs diélectriques. Dans le premier chapitre, nous avons pu mettre en évidence le contexte de l'étude. Il existe de nos jours une forte demande de la part des opérateurs industriels pour l'utilisation d'antennes miniatures larges et multi bande générant de la polarisation circulaire. Dans un premier temps, un bref état de l'art sur les résonateurs diélectriques leurs caractéristiques et leurs différentes techniques d'excitation. Nous nous sommes alors attachés à comprendre les avantages des antennes à résonateurs diélectriques par rapport aux antennes imprimées classiques et comment pouvait répondre à nos attentes vis à vis l'élargissement de la bande passante et la création de la polarisation circulaire.

A partir de là, nous avons présenté un état de l'art sur:

- Les antennes à résonateurs diélectriques large bande et multibande
- Les antennes à résonateurs diélectriques à polarisation circulaire
- Techniques de miniaturisation des antennes à résonateurs diélectriques

Finalement, les caractéristiques fondamentaux des antennes et les outils de simulation et de mesure utilisés pour la conception et le test de ces antennes ont été présentés.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude théorique des antennes à résonateurs diélectriques cylindriques et rectangulaires et aux différents types d'excitation dans un premier lieu, puis la conception et la réalisation d'une ARD cylindrique standard. Dans ce chapitre nous avons effectué une étude détaillée sur les résonateurs diélectriques canoniques (cylindrique, rectangulaire) qui présentent l'origine de toutes les formes dans la littérature où une classification rigoureuse des modes et les expressions pour le calcul des leurs fréquences de résonance et leurs facteur de qualité ont été développés et leurs distributions en champ proche ont été démontrés. Les différentes techniques d'excitations les plus usitées pour l'alimentation des résonateurs sont aussi démontrées tous en expliquant les avantages et les inconvénients de chaque technique. En outre, la connaissance approfondie des propriétés de rayonnement des ARD canoniques peut nous conduire au développement de formes non

canoniques dans le but l'améliorer ces caractéristiques en termes de bande passante et du gain. Puisque Les géométries non-canoniques ne peuvent pas être traitées de manière analytique et, partant, le processus d'optimisation peut être considérablement facilité par leur considération comme des déviations à partir de formes canoniques. De cette façon, leurs modes excités et leurs propriétés de rayonnement peuvent, dans une certaine mesure, être prédits.

Dans le troisième chapitre nous avons conçue plusieurs nouvelles structures d'antennes à résonateur diélectriques large bande par des déformations géométriques. L'excitation de plusieurs modes d'un résonateur diélectrique est un outil très puissant, puisque la bande passante de l'antenne à résonateur diélectrique peut être considérablement améliorée sans dégrader en parallèle les diagrammes de rayonnement et la pureté de polarisation. Le prix qui va être payé pour cette amélioration est généralement l'augmentation du coût, la complexité de fabrication du résonateur diélectrique et la difficulté de prédire leurs performances. Cela est dû à l'absence de modèles analytiques exacts ou même approximatifs pour estimer rapidement la fréquence de résonance, le facteur de qualité et les caractéristiques du champ lointain de leurs modes excités. Mais dans notre cas, les formes non canoniques étudiées peuvent, toutefois, être considérées comme des variantes ou des extensions de géométries canoniques (cylindriques) et par conséquent, leurs performances peuvent être plus ou moins déterminées en fonction de leurs homologues canoniques. Il est donc évident que la bonne compréhension de la performance des ARD canoniques n'est pas seulement nécessaire pour leur fonctionnement propre, mais aussi pour la prédiction des caractéristiques de rayonnement des géométries d'ARD plus avancés.

Dans le quatrième chapitre deux configurations d'antenne à résonateurs diélectriques mutibande ont été réalisées. Une première structure constituée par un résonateur diélectrique rectangulaire où les deux modes TE_{111} et TE_{113} ont été excités a été étudiée et mesurée et l'étude a permis de couvrir les bandes DCS et WLAN. La deuxième structure comporte deux résonateurs concentriques a révélé un fonctionnement bibande dont les caractéristiques peuvent être contrôlé à partir des dimensions de deux résonateurs et leurs permittivités respectives.

Dans le dernier chapitre nous avons abordé la conception des antennes pour les lecteurs RFID UHF. Nous avons conçue quatre structures d'antennes :

Une antenne à résonateur diélectrique en forme demi-cylindrique miniature, où un gain de 3.75 est mesuré avec des dimensions de 10 mm × 10 mm. Nous avons également fait une étude comparative avec une antenne de commerce.

Pour la deuxième antenne réalisée nous avons changé la forme du résonateur en forme rectangulaire simple. : Une première étude a été faite en polarisation linéaire et une seconde en polarisation circulaire par le fait d'ajouter un patch parasite sur le côté du résonateur.

Dans la dernière partie et dans le but d'augmenter le gain de ces structures nous avons rajouté une couche de métamateriaux au-dessus du résonateur diélectrique. Cette technique nous a permis d'avoir un gain maximum de 5.8dBi.

Références bibliographiques

[1] R. Richtmeyer, J. Appl. Phys., v.10, (1939), 391

[2] H. Schlike, J. Appl. Phys., v.24, (1953), 187

[3] A. Okaya, Proc. IRE, v.48, (1960), 1921

[4] A. Okaya, Barash F, Proc. IRE, v.50 (1962), 2081

[5] R. Chair, A. A. Kishk, K. F. Lee, and D. Kajfez, "Performance comparisons between dielectric resonator antennas and printed microstrip patch antennas at X-band," *Microwave Journal*, vol. 49, no. 1, pp. 90-104, Jan 2006.

[6] S. A. Long, M. W. McAllister, and L. C. Shen, "The resonant cylindrical dielectric cavity antenna," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 31, no. 3, pp. 406-412, May 1983.

[7] M. W. McAllister, S. A. Long, and G. L. Conway, "Rectangular dielectric resonator antenna," *Electron. Lett.*, vol. 19, no. 6, pp. 218-219, Mar 1983.

[8] M. W. McAllister and S. A. Long, "Resonant hemispherical dielectric antenna, *"Electron. Lett.*, vol. 20, no. 16, pp. 657-659, Aug 1984.

[9] Ittipiboon, A. , Mongia, R.K. ,Antar, Y.M.M. ,Bhartia, P. ,Cuhaci, M. Aperture fed rectangular and triangular dielectric resonators for use as magnetic dipole antennas, "*Electronics Letters,"* Volume: 29 , Issue: 23 , Page(s): 2001 - 2002, 1993.

[10] Hong-Twu Chen ; Yuan-Tung Cheng ; Shyh-YeoungKeProbe-fed section spherical dielectric resonator antennas, "*Asia Pacific Microwave Conference",* Volume: Page(s):359-362vol.2,1999.

[11] 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.

[12] Kishk, A.A. Wide-band truncated tetrahedron dielectric resonator antenna excited by a coaxial probe "*Antennas and Propagation, IEEE Transactions* on Volume: 51 , Issue: 10 , Part: 2 , Page(s): 2913 - 2917, 2003.

[13] K. W. Leung, K. M. Luk, K. Y. A. Lai, and D. Lin, "Theory and experiment of an aperture-coupled hemispherical dielectric resonator antenna," *IEEE Trans.Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 11, pp. 1192-1198, Nov 1995.

[14] K. W. Leung, K. M. Luk, K. Y. A. Lai, and D. Lin, "Theory and experiment of a coaxial probe fed hemispherical dielectric resonator antenna," *IEEE Trans.Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 10, pp. 1390-1398, Oct 1993.

[15] K. W. Leung, "Conformal strip excitation of dielectric resonator antenna," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 6, pp. 961-967, Jun 2000.

[16] K. W. Leung, "Conformal strip excitation of dielectric resonator antenna," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 6, pp. 961-967, Jun 2000.

[17] G. P. junker, A. A. Kishk, A. W. Glisson, and D. Kajfez, Effect of An Air Gap on Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Operating in TM01 Mode, *Electron Lett*., Vol. 30, pp. 97-98 ,January 1994.

[18] G. P. junker, A. A. Kishk, A. W. Glisson, and D. Kajfez, Effect of Fabrication Imperfections from Ground-Plane-Backed Dielectric Resonator Antennas, *IEEE Antennas Propagat*. Mag, Vol. 37, pp. 40-47, February 1995.

[19] A. Ittipiboon, A. Petosa, D. Roscoe, and M. Cuhaci. An Investigation of a Novel Broadband Dielectric Resonator Antenna, *IEEE Inter. Symp. On Ant. and Prop. Digest, Baltimore*, MA, pp. 2038-2041, July 1996.

[20] M. Verplanken and. V. Bladel, The Electric-Dipole Resonances of Ring Resonators of Very High Permittivity, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*., Vol. MTT, Vol. 24, pp.108-112, February 1976.

[21] A. A. Kishk, B. Ahn, D. Kajfez, Broadband Stacked Dielectric Resonator Antennas, *Electron. Lett*, Vol. 25, pp. 1232-1233, August 1989.

[22] Castillo Solis,Maria A. ; Wu, Z. ; Liu, C.G. Microstrip-fed embedded cylindrical dielectric resonator antenna*, "Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference"* , Page(s): 2398 - 2401, 2013.

[23] K. W. Leung, K.M. Luk, K. Y. Cho and E. K. N. Yung, Bandwidth Enhancement of Dielectric Resonator Antenna by Loading a Low-Profile Dielectric Disk of Very I-Iigh Permittivity, *Electron. Lett*, Vol. 33, pp. 725726, April 1997.

[24] A. Rashidian, K. Forooraghi and M. T. Aligodarz, Investigations On Two Segment Dielectric Resonator Antennas, *Microwave and Opt. Tech. Letters*., Vol. 45, pp. 533-537, 2005.

[25] P. Rezaei, M. Hakkak, and K. Forooraghi, Design of Wide-Band Dielectric Resonator Antenna with a Two-Segment Structure, *Progress In Electromagnetics Research, PIER* 66, pp. 111-124, 2006.

[26] R. Chair, A. A. Kishk, K. F. Lee and C. E. Smith, Wideband Flipped Staired Pyramid Dielectric Resonator Antennas, *Electron. Lett*, Vol. 40, pp.581-582, 2004.

[27] T. A. Denidni, Rao, and A. R. Sebak, Broadband L-Shaped Dielectric Resonator Antenna, *IEEE Anten. Wireless Propagat. Lett*, Vol.5, pp. 453-454, 2006.

[28] Q. Rao, T. A. Denidni and A. R. Sebak, Broadband Compact Stacked T Shaped DRA with Equilateral-Triangle Cross Sections, *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett*, Vol. 16,pp. 7-9, 2006.

[29] Sharkawy, M.A, Elsherbeni, C.EA.Z. ; Smith , Stacked elliptical dielectric resonator antennas for wideband applications, "*Antennas and Propagation Society International Symposium*", 2004.IEEE Volume: 2 Page(s):1371-1374Vol.2,2004.

[30] G. Almpanis, C. Fumeaux, and R. Vahldieck, "The trapezoidal dielectric resonator antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag*., vol. 56, no. 9, pp. 2810–2816, Sep. 2008.

[31] Dhar, S. ; Ghatak, R. ; Gupta, B. ; 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.

[32] Alja'afreh, S.S. ; Yi Huang ; Lei XingA, "small wideband Ushaped dielectric resonator antenna" *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2012 Loughborough* , Page(s): 1 - 4, 2011.

[33] Denidni,T.A. ; Zibin Weng ; Niroo- Jazi,M." Z Shaped Dielectric Resonator Antenna for Ultrawideband Applications Antennas and Propagation", *IEEE Transactions on* Volume: 58 ,,Page(s): 4059 - 4062, 2010.

[34] A. A. Kishk, Y. Yin, and A. W. Glisson, "Conical dielectric resonator antennas for wideband applications," *IEEE Trans. Antennas Propag*., vol. 50, no. 4, pp. 469–474, Apr. 2002.

[35] A. Sangiovanni, Y. Dauvignac and C. Pichot, Embedded Dielectric Resonator Antenna for Bandwidth Enhancement, *Electron. Lett*, Vol. 33, pp.2090-2091-, December 1997.

[36] A. A Kishk, Experimental Study of Broadband Embedded Dielectric Resonator Antennas Excited by a narrow slot, *IEEE Anten. and Wireless Propagat. Lett*., Vol. 4, pp. 79-81, 2005.

[37] A. G. Walsh, C. S. De Young, and S. A. Long, An Investigation of Stacked and Embedded Cylindrical Dielectric Resonator Antennas, *IEEE Anten. Wireless Propagat. Lett*. Vol. 5, pp. 130-133, 2006.

[38] K. M. Luk, M. T. Lee, K. W. Leung and E. K. N. Yung, Technique for Improving Coupling Between Microstripline and Dielectric Resonator Antenna, *Electron. Lett*, Vol. 35, pp. 357-358, March 1999.

[39] Bin Li and K.W. Leung, Strip-Fed Rectangular Dielectric Resonator Antennas with/without a Parasitic Patch, *IEEE Trans. on Antennas Propag at*. ,53 , pp. 469-474, July 2005.

[40] S. K. Menon, B. Lethakumary, P. Mohanan, P. V. Bijumon and M. T. Sebastian, Wideband Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Excited Using an L-Strip Feed, *Microwave and Opt. Tech. Letters*., Vol. 42, pp.293-294, August 2004.

[41] P. V. Bijurnon, S. K. Menon, M. N. Suma, M. T. Sebastian and P. Mohanan Broadband Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Excited by Modified Microstripline, *Electron. Lett, Vol*. 41, pp. 385-387, March 2005.

[42] A. A. Kishk, B. Ahn, D. Kajfez, Broadband Stacked Dielectric Resonator Antennas, *Electron. Lett*, Vol. 25, pp. 1232-1233, August 1989.

[43] Yi-FangLin ; Hua-MingChen ; Chia-HoLin,"Compact Band HybridDielectric Resonator Antenna With Radiating Slot", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, IEEE Volume: 8 , Page(s): 6 - 9**,** 2009**.**

[44] Bin Li ; Kwok Wa Leung," Dielectric-Covered Dual-Slot Antenna for Dualband Applications", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, Volume: 55 , Issue: 6 , Part:2,Page(s):1768-1773,2007.

[45] Yong Ding, Kwok Wa Leung, "On the Dual-Band DRA-Slot Hybrid Antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, VOL. 57, NO. 3, MARCH 2009.

[46] Yong Ding , Kwok Wa Leung , Kwai Man Luk, "Compact Circularly Polarized Dualband Zonal-Slot/DRA Hybrid Antenna Without External Ground Plane", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, Volume: 59 , Issue: 6 , Part: 2 Page(s): 2404 - 2409, 2011.

[47] T. A. Denidni and Q. Rao, Hybrid Dielectric Resonator Antennas with Radiating Slot for Dual-Frequency Operation, *IEEE Anten. Wireless Propagat. Lett*., Vol.3, pp. 321-323 , 2004.

[48] 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, JUNE 2012.

[49] M. Haneishi and I-I. Takazawa, Broadband Circularly Polarized Planar Array Composed of a Pair of Dielectric Resonator Antennas, *Electron. Lett*. Vol. 21, pp. 437-438, May 1985.

[50] R. K. Mongia, A. Ittipiboon, M. Cuhaci and D. Roscoe, Circularly Polarized Dielectric Resonator Antenna, *Electron. Lett*. Vol. 30, pp. 1361-1362, August 1994.

[51] G. Drossos, Z. Wu and L. E. Davis, Circular Polarized Cylindrical Dielectric Resonator Antenna, *Electron. Lett*, Vol. 32, pp. 281-283, February 1996.

[52] K. P. Esselle, Circularly Polarized Higher-order Rectangular Dielectric Resonator Antenna, *Electron. Lett*, Vol. 32, pp. 150-151, February 1996.

[53] Chih-Yu Huang, jian-Yi Wu and Kin-Lu Wong, "Cross-slot Coupled Microstrip Antenna and Dielectric Resonator Antenna for Circular Polarization", *IEEE Trans. on Antennas Propagat,* Vol. 47, pp. 605-609, April 1999.

[54] K. W. Leung, W. C. Wong, K. M. Luk and E. K. N. Yung," Circularly Polarized Dielectric Resonator Antenna excited by Dual Conformal Strips", *Electron. Lett,*Vol. 36, pp. 484-486, March 2000.

[55] K. W. Leung and S. K. Mok," Circularly Polarized Dielectric Resonator Antenna Excited by Perturbed Annular Slot with Backing Cavity", *Electron. Lett*, Vol. 37, pp. 934-936, July 2001.

[56] R. T. Long, R. Dorris, S. A. Long, M. A. Khayat and T. Williams, "Use of Parasitic Strip to Produce Circular Polarization and Increased Bandwidth for Cylindrical Dielectric Resonator Antenna", *Electron. Lett*, Vol. 37, pp. 406408, March 2001.

[57]YongmeiPan , Kwok Wa Leung, "Wideband Circularly Polarized Trapezoidal Dielectric Resonator Antenna", *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, VOL. 9, 2010.

[58] Sulaiman, M.I. ; Khamas, S.K., "A Singly Fed Rectangular Dielectric Resonator Antenna With a Wideband Circular Polarization" *IEEE ,Antennas and Wireless Propagation Letters*, Volume:9,Page(s):615-618,2010.

[59] Massie, G. ; Caillet, M. ; Clénet, M. ; , "A New Wideband Circularly Polarized Hybrid Dielectric Resonator Antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Volume: 9, Page(s): 347 - 350, 2010.

[60] Khalily, M. ; Rahim, M.K.A. ; Khalajmehrabadi, A,"A compact circularly polarized and wideband Rectangular Dielectric Resonator Antenna", *2011 IEEE International RF and Microwave Conference (RFM)*, Page(s): 448 - 451, 2011.

[61] Motevasselian, A, "Bandwidth enhancement of helix excited cylindrical dielectric resonator antennas by means of stacking", *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2012 Loughborough* , Page(s): 1 - 3, 2012.

[62] R. K. Mongia, Half Split Dielectric Resonator Placed on a Metallic Plane for Antenna Applications, *Electron. Lett*, Vol. 25, pp. 463-464, March1989.

[63] R. K. Mongia, A. Ittipiboon, Y. M. M. Antar, P. Bhartia and M. Cuhaci, A Half-Split Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Using Slot Coupling, *IEEE Microwave Guid. Wave Lett.* Vol. 3, pp. 38-39, 1993.

[64] G. P. Junker, A. A. Kishk and A. W. Glisson, Numerical Analysis Of Dielectric Resonator Antennas Excited in Quasi-TE Modes, *Electron. Lett*,, Vol. 29, pp. 1810-1811, October 1993.

[65] M. T. K. Tam and R. D. Murch, Half Volume Dielectric Resonator Antenna Designs, *Electron. Lett*, Vol. 33, pp. 1914-1916, November 1997.

[66] Kishk, A.A, "DRA array with 75% reduction in elements number, *Radio and Wireless Symposium (RWS)*, 2013 IEEE, Page(s): 70 - 72, 2013.

[67] R. K. Mongia and P. Bhartia, "Dielectric resonator antennas - a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth,"*Int. J. Microw. andMillim. Wave Computer Aided Eng.*, vol. 4, no. 3, pp. 230–247, March 1994.

[68] A. Petosa, A. Ittipiboon, Y. M. M. Antar, D. Roscoe, and M. Cuhaci," Recent advances in dielectric resonator antenna technology," *IEEE Antennas and Propagation Mag.*, vol. 40, no. 3, pp. 35–48, June 1998.

[69] Boukli Hacene Noureddine, "Antenne a résonateur dialectiques: application aux réseaux de télécoms"2010.

[70] Aldo Petosa, “D*ielectric Resonator Antenna Handbook*”, Artech House, Incorporated, 2007.

[71] Georgios Almpanis, "On the Geometry and the Coupling Schemes of Broadband Dielectric Resonator Antennas". *Thèse, Eng, National Technical University of Athens, Greece*, 2007.

[72] Nannini, Christelle "Etude de nouvelles antennes à résonateur diélectrique multifréquence, large bande et à polarisation circulaire" *Université de Nice 2004*.

[73] S. A. Long, M. W. McAllister, and L. C. Shen, “The resonant cylindrical dielectric resonator antenna, ”*IEEE Trans. Antenna’s and Propagation*, vol. 31, no. 3, pp. 406–412, May 1983.

[74] R. K. Mongia, “Resonant frequency of cylindrical dielectric resonator placed in an MIC environment, ”*IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 6, pp. 802–804, June 1990.

[75] D. Kajfez and P. Guillon, *Dielectric Resonators*. Norwood, Ma.:Artech, 1986.

[76] A. W. Glisson, D. Kajfez, and J. James, "Evaluation of modes in dielectric resonators using a surface integral equation formulation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 31, no. 12, pp. 1023–1029, Dec. 1983.

[77] E. A. J. Marcatili, “Dielectric rectangular waveguide and directional coupler for integrated optics, ”*Bell Syst. Tech. J.*, vol. 48, pp. 2071– 2102, March 1969.

[78] J. Van Bladel, “On the resonances of a dielectric resonator of very high permittivity, ”*IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 23, pp. 199–208, Feb. 1975.

[79] R. F. Harrington, *Time Harmonic Electromagnetic Fields. New York:* McGraw-Hill, 1961.

[80] R. K. Mongia, A. Ittipiboon,"Theoretical and experimental investigations on rectangular dielectric resonant antennas, ”*IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 9, pp. 1348–1356, Sep.1997.

[81] R. E. Collin and F. Zucker, *Antenna Theory: Part 1*. NewYork: McGraw-Hill, 1969.

[82] G. Drossos, Z. Wu, and L. E. Davis, "Theoretical and experimental investigations on a microstrip-coupled cylindrical dielectric resonator antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 21, no. 1,pp. 18–25, April 1999

[83] K. M. Luk and K. W. Leung, *Dielectric Resonator Antennas*. Hertfordshire, England: *Research Studies Press*, 2002.

[84] http://www.idtechex.com/

[85] G.André Dessenne, " Etat de la normalisation RFID au 15-10-2005", par du Pôle Traçabilité.

[86] S.M. Rytov. "Electromagnetic properties of a finely stratified medium". Soviet Physics JETP, 2(3) :466, 1955.

[87] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, 1999.

[88] J.B Pendry et al, "Low frequency plasmons in thin-wire structures", J. Phys. Cond. Mat., pages : 4785–4809, 1998.

[89] P. Gay-Balamaz et O. J. F. Martin, "Electromagnetic resonances in individual and coupled split-ring resonators". *Journal of Applied Physics*, September 2002.

[90] J. Brow, "Artificial dielectrics having refractive indices less than unity". *Pro. IEEE*, pages 51-62, mai 1953.

[91] S. Enoch. G. Tayeb et B. Garalak, "The richness of the dispersion relation of electromagnetic band gap materials". *IEEE Trans. on Antenne and Propag*., vol. 51, pages 2659-2666, 2003.

[92] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser et S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity". *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, page 4184, 2000.

[93] Shah Nawaz Burokur, « Mise en œuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes » Thèse de doctorat, spécialité électronique, Université de Nantes, France, 25 novembre 2005.

[94] Shah Nawaz Burokur, Mohamed Latrach and Serge Toutain, "Theoretical Investigation of a Circular Patch Antenna in the Presence of a Left-Handed Medium," *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, Vol.4, pp. 183–186, 2005.

[95] W. B. Weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies". Proceedings of the IEEE, vol. 62, pp. 33–36, January 1974.

[96] A. M. Nicolson and G. F. Ross, "Measurement of the intrinsic properties of materials by time domain techniques". *IEEE Trans. Instr. Measurements*, vol. 19, pp. 377–382, November 1970.

[97] M. Latrach, H. Rmili, C. Sabatier, E. Seguenot and S. Toutain, "Design of a new type of metamaterial radome for low frequencies," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 52, No. 5, pp. 1119–1123, May 2010.

Bibliographie personnelle

Revues

1) **H. Raggad**, M. Latrach, A. Gharsallah T. Razban, "A New Shape of Dielectric Resonator Antenna for Wideband Applications". *Mediterranean Telecommunications Journal MTJ* vol 3 n 1, Février 2013.
2) **H. Raggad**, M. Latrach, A. Gharsallah T. Razban, "A Compact Dual Band Dielectric Resonator Antenna for Wireless Applications". International journal of computer Networks & Communications. *Vol.5, No.3, May 2013*.

Conférences internationales

1) **H. Raggad**, M. Latrach, A. Gharsallah T. Razban, "Cylindrical Dielectric Resonator Antennas fed by a Stair Slot in the Ground plane of a Microstripline". General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI: 13-20 Aug 2011 Istambul Turkey.
2) **H. Raggad**, M. Latrach, A. Gharsallah T. Razban, "Wideband Circularly Polarized Conical Dielectric Resonator Antenna" *11th Mediterranean Microwave Symposium.* Hammamet, Tunisia 08-10 September 2011.
3) **H. Raggad**, M. Latrach, A. Gharsallah T. Razban, "A Novel Dielectric Resonator Antenna for Wireless Application". *La 3ème édition du CMT 2012 Congrès Méditerranéen des Télécommunications.* 22-23-24 Mars 2012 Fès Maroc.
4) **H. Raggad**, M. Latrach, A. Gharsallah T. Razban, "Compact Half-Cylindrical Dielectric Resonator Antenna for UHF-RFID Applications". *IEEE International Conference* on *RFID-Technology* and *Applications.*5-7 November *2012* Nice, France.
5) **H. Raggad**, M. Latrach, A. Gharsallah T. Razban, "Dual Band Dielectric Resonator Antenna with very high Permittivity for Wireless Applications". *International Workshop on Antenna Technology (iWAT).* March 4-6, 2013, Karlsruhe, Germany.
6) **H. Raggad**, M. Latrach, A. Gharsallah T. Razban, "Circular Polarization rectangular dielectric resonator Antenna for RFID Applications" *ICEAA - IEEE APWC - EMS '13,* September 9-13 in Turin, Italy.

Conférences nationales

7) **H. Raggad**, M. Latrach, A. Gharsallah, W. Abdouni T. Razban, "Antenne à Résonateur Diélectrique Large Bande et à polarisation circulaire". 17èmes Journées Nationales Microondes, 18-19-20 Mai 2011 - Brest France.
8) **H. Raggad**, M. Latrach, A. Gharsallah T. Razban, "Antenne à résonateur diélectrique en forme de nœud papillon pour des applications large bande". 18èmes Journées Nationales Microondes, Mai 2013 - Paris France.

Annexes

Annexe 1

Dans un résonateur diélectrique seuls les modes TE sont susceptibles de résonner et pour lesquels le potentiel vecteur électrique est donné par la relation:

$$\vec{F} = \psi \vec{e}_z \tag{1}$$

Où ψ est une fonction scalaire donnée par l'équation:

$$\Psi = \mathrm{C}\cos(k_x x)\, cos\left(k_y y\right)\, \cos(k_z z) \tag{2}$$

à condition que les modes soient symétriques autour de x, y et z. Et les composantes de champs électrique et magnétique à l'intérieur du résonateur diélectrique ont pour expressions [79]:

$$\mathrm{E_x} = \mathrm{C}\, \mathrm{K_y} \cos(\mathrm{K_x}\, \mathrm{x}) \sin(\mathrm{K_y} \mathrm{y}) \cos(\mathrm{K_z}\, \mathrm{z}) \tag{3}$$

$$\mathrm{E_y} = -\,\mathrm{C}\, \mathrm{K_x} \sin(\mathrm{K_x}\, \mathrm{x})\ \cos(\mathrm{K_y}\, \mathrm{y})\ \cos(\mathrm{K_z}\, \mathrm{z}) \tag{4}$$

$$\mathrm{E_z}\ = 0 \tag{5}$$

$$\mathrm{H_x} = \mathrm{C}\, \frac{\mathrm{K_x K_z}}{\mathrm{j}\omega\mu} \sin(\mathrm{K_x}\, \mathrm{x})\ \cos(\mathrm{K_y}\, \mathrm{y})\ \sin(\mathrm{K_z}\, \mathrm{z}) \tag{6}$$

$$H_y = C \frac{K_y K_z}{j\omega\mu} \cos(K_x x)\ \sin(K_y y)\ \sin(K_z z) \quad (7)$$

$$H_z = C \frac{+ K_y^2}{j\omega\mu} \cos(K_x x)\ \cos(K_y y)\ \cos(K_z z) \quad (8)$$

Où k_x, k_y et kz sont les nombres d'onde suivant les directions respectives, y et z. ω est la pulsation, μ est la perméabilité (est égale à celle du vide dans le cas d'un diélectrique) et C'est une constante arbitraire.

En appliquant la condition aux limites (2.8) en$| x | = w / 2$et $| y | = h / 2$, on obtient les expressions suivantes:

$$K_x = \frac{m\pi}{w} \quad (9)$$

$$K_y = \frac{n\pi}{h} \quad (10)$$

L'expression du nombre d'onde K_z est ensuite moyennant l'approche de Marcatilli [79]. Les composantes de champs se propageant à l'extérieur du RD ont pour expressions:

$$E_x = D\ K_{y0} \cos(K_{x0} x)\ \sin(K_{y0} y)\ e^{-\beta z} \quad (11)$$

$$E_y = - D\ K_{x0} \sin(K_{x0} x)\ \cos(K_{y0} y)\ e^{-\beta z} \quad (12)$$

$$H_x = D \frac{K_{x0}\beta}{j\omega\mu} \sin(K_{x0} x)\ \cos(K_{y0} y)\ e^{-\beta z} \quad (13)$$

$$H_y = D \frac{K_{y0}\beta}{j\omega\mu} \cos(K_{x0} x)\ \sin(K_{y0} y)\ e^{-\beta z} \quad (14)$$

Où $\beta = \sqrt{K_{x0}^2 + K_{y0}^2 - K_0^2}$ et D est une constante. K_0 désigne est le nombre d'onde dans l'espace libre correspondant à une fréquence f :

$$K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi f}{c}$$

Où c désigne la vitesse de la lumière dans le vide, $c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}$

En appliquant les conditions de continuité à l'interface air/diélectrique de la structure, on obtient la relation suivante :

$$k_z tan\left(\frac{k_z d}{2}\right) = \sqrt{(\varepsilon_r - 1)k_0^2 - k_z^2} \quad (15)$$

Où ε_r est la permittivité relative du résonateur diélectrique.

Enfin, la fréquence de résonance du mode TE_{mn1} de l'antenne à résonateur diélectrique rectangulaire (de dimensions a, w et h, et de permittivité diélectrique ε_r), peut être estimée en résolvant l'équation suivante et après avoir substituer k_x, k_y et k_z par leurs expressions respectives (2.18, 2.19 et 2.24):

$$K_x^2 + K_y^2 - K_z^2 = \varepsilon_r K_0^2 \quad (16)$$

. La fréquence normalisée du mode fondamental, TE_{111}, d'une ARDR est donc donnée par l'équation suivante :

$$F = \frac{2\pi w f \sqrt{\varepsilon_r}}{c} \quad (17)$$

Thèse de Doctorat

Hedi RAGAD

Etude et conception de nouvelles topologies d'antennes à résonateur diélectrique dans les bandes UHF et SHF

Study and design of new topologies of dielectric resonator antennas in the UHF and SHF bands

Résumé

Cette thèse propose l'étude et la conception des nouvelles topologies d'antennes à résonateurs diélectriques dans les bandes UHF et SHF. Une première partie est consacrée à l'état de l'art et aux caractéristiques fondamentales de ce type d'antennes. La deuxième partie s'est portée sur la conception des nouvelles formes d'antennes issues des formes canoniques dans le but d'élargir leurs bandes de fonctionnement en vue d'une utilisation multistandards, sans modifier pour autant leur rayonnement dans l'espace environnant. Ensuite notre intérêt s'est porté sur la réalisation des antennes multi-bandes dont la première structure est basée sur l'excitation de deux modes d'un résonateur diélectrique rectangulaire, à deux fréquences différentes. La deuxième structure est constituée d'un élément rayonnant formé de deux résonateurs concentriques et à permittivités différentes. L'excitation de ces derniers, chacun sur son mode fondamental permet d'avoir un fonctionnement bi-bande. Dans la dernière partie de l'étude, nous nous sommes intéressés à la conception des ARDs pour des applications en RFID UHF, le but est de réaliser des antennes miniatures à fort gain permettant de réduire l'encombrement des stations de base. Nous avons utilisé, dans ce cas, des matériaux à permittivité élevée et nous avons placé une couche de métamateriaux au-dessus du résonateur pour améliorer le gain.

Mots clés

Antenne à Résonateur Diélectrique (ARD), métamateriaux, polarisation circulaire, RFID, large bande.

Abstract

This thesis proposes the study and design of new topologies of dielectrics resonators antennas in the UHF and SHF bands. The first part is devoted to the state of the art and to the fundamental characteristics of these antennas. The second part is focused on the design of new types of antennas from the canonical shapes in order to expand their bandwidth for multi-standard applications without changing the distribution of their radiation pattern in free space. Then our interest is focused on the realization of multiband antennas. The first structure is based on the excitation of two modes of a rectangular dielectric resonator antenna, at two different frequencies. The second one is a dielectric resonator antenna (DRAs) with two concentric resonators with different permittivities. They are excited each one on its fundamental mode to obtain a bi-band behavior.
In the last part of the study, we are interested in the design of miniature DRAs for UHF RFID applications. We use in this case, materials with high permittivity and we place a layer of metamaterial over the resonator to improve the gain.

Key Words

Dielectric Resonator Antenna (DRA), Metamaterials, Circular Polarization, RFID, Wide band.