



**HAL**  
open science

# Etude des Antennes à Résonateurs Diélectriques. : Application aux Réseaux de Télécommunications

Ahmed Benomar

► **To cite this version:**

Ahmed Benomar. Etude des Antennes à Résonateurs Diélectriques. : Application aux Réseaux de Télécommunications. Electronique. Université de Limoges; Université Abou Bekr Belkaid (Tlemcen, Algérie), 2015. Français. NNT: 2015LIMO0025 . tel-01172513

**HAL Id: tel-01172513**

**<https://theses.hal.science/tel-01172513v1>**

Submitted on 7 Jul 2015

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.





## Thèse en Cotutelle

Présentée pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE TLEMCEEN et  
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES**

Discipline : Télécommunications

Par

***Ahmed BENOMAR***

*Thème*

**Etude des Antennes à Résonateurs Diélectriques.  
Application aux Réseaux de Télécommunications**

Soutenue le 06 juin 2015 devant le jury composé de :

<b>BENDIMERAD Fethi Tarik</b>	<b>Prof. à l'Université de Tlemcen</b>	<b>Président</b>
<b>RAZBAN HAGHIGHI Tchanguiz</b>	<b>Prof. à l'Université de Nantes</b>	<b>Examineur, Rapporteur</b>
<b>SALAH BELKHODJA Fouzi</b>	<b>Prof. à l'Université de Sidi Bel-Abbés</b>	<b>Examineur, Rapporteur</b>
<b>DECROZE Cyril</b>	<b>M.C., HDR à l'Université. de Limoges</b>	<b>Examineur</b>
<b>BOUKLI-HACENE Noureddine</b>	<b>Prof. à l'Université de Tlemcen</b>	<b>Directeur de Thèse</b>
<b>VAUDON Patrick</b>	<b>Prof. à l'Université de Limoges</b>	<b>Directeur de Thèse</b>

# Remerciements

---

*Gloire et louange à Dieu, le Tout Puissant, qui m'a éclairé le bon chemin, et m'a donné courage et persévérance pour l'accomplissement de ce projet, qui représente une étape conséquente dans mon parcours professionnel.*

*Ce travail de thèse a été effectué en cotutelle entre l'Université de Tlemcen (Algérie) et l'Université de Limoges (France), conjointement entre le Laboratoire de Télécommunication (LTT) et le Laboratoire Ondes et Systèmes Associés (XLIM-OSA).*

*Je tiens d'abord à remercier mes directeurs de thèse M. Noureddine BOUKLI-HACENE, Professeur à l'Université de Tlemcen et M. Patrick VAUDON, Professeur des Universités à l'Université de Limoges pour m'avoir permis de relever le défi de la cotutelle. Je les remercie aussi pour m'avoir fait bénéficier de leurs grandes connaissances scientifiques ainsi que pour le temps, la patience qu'ils m'ont accordés et les précieux conseils qu'ils m'ont généreusement prodigués.*

*Je remercie M. Fethi-Tarik BENDIMERAD. Professeur à l'Université de Tlemcen, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse et pour sa disponibilité durant toutes ces années de recherche.*

*J'adresse aussi mes remerciements aux rapporteurs et examinateurs M. Tchanguiz RAZBAN HAGHIGHI, Professeur à l'université de Nantes, M. Fouzi SALAH BELKHODJA, Professeur à l'Université de Sidi bel Abbes, et M. Cyril DECROZE, Maitre de Conférences, HDR à l'Université de Limoges, pour avoir accepté de juger ce travail, et qui me font l'honneur d'être membres de ce Jury.*

*Je remercie les thésards des deux laboratoires pour tous les bons moments. Aussi les secrétaires Nadine AYMARD et Mathilde LECONTE, doivent être remerciées pour leur disponibilité et pour s'être occupées de tout l'aspect administratif inhérent à mes travaux.*

*Il m'est extrêmement agréable de remercier particulièrement mon épouse et ma fille ILIANA source de mon inspiration, pour m'avoir supporté en toute occasion, pour sa présence, son soutien, et ses encouragements permanents.*

*Pour m'avoir permis de mener à bien mes études, je remercie chaleureusement, et je dédie ce modeste travail particulièrement à mes parents, mon frère et mes sœurs pour leur soutien permanent et pour m'avoir « guidé sur la voie de la raison ».*

*Diverses personnes ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail de thèse. Je tiens à leur exprimer mes sincères remerciements*

# Résumé

---

Un développement technologique rapide dans le domaine de télécommunication, qu'il s'agisse de la téléphonie mobile, des réseaux sans fils, de la télévision par satellites, ou des applications radar (civiles ou militaires)...etc. est observé. Cet essor considérable a engendré d'énormes besoins et entraîne une évolution technologique majeure au niveau des antennes. Ces dernières doivent faire face aux différentes exigences, à savoir l'augmentation du gain, l'élargissement de la bande passante... et aux différents problèmes existant, à savoir le coût, l'encombrement...etc. Notre objectif est donc de concevoir des topologies d'antennes simples, à faible encombrement et à gain relativement élevé avec un fonctionnement multibande et/ou ultra large bande. Pour cela nous nous sommes orientés vers des antennes à résonateur diélectrique (ARD) dans les bandes UHF et SHF. Récemment, elles ont fait l'objet de plusieurs recherches et ont acquis un grand intérêt du monde académique et industriel. Les ARDs, par leurs simples et diverses géométries, peuvent être alimentées par différentes usuelles techniques. En outre, leurs tailles peuvent être plus petites que leurs homologues à savoir les antennes imprimées. Une première partie de ce travail s'est concentré sur l'étude des ARDs de forme cylindrique, puis une validation de l'outil de simulation par comparaison avec la mesure. En vue d'une utilisation multistandard, d'un élargissement des bandes de fonctionnement ou d'une modification de la fréquence, une seconde partie a été consacrée à l'étude de nouvelles topologies de résonateurs basées sur un empilement vertical et radial de deux cylindres, une topologie en multicouche et en anneau. Les résultats obtenus trouvent leurs applications dans le GSM900-DSC1800, UMTS, WIFI....

*Mots clés : Antennes à résonateur diélectrique cylindrique, coefficient de réflexion, HFSS, antenne bibande, multicouche et multibande antenne, large bande et ultralarge bande, antenne en anneau*

# Abstract

---

A fast technological development in the telecommunications domain, as mobile telephony, wireless networks, TV over Satellite, Radar Applications (civil or military)...etc, is observed. This considerable growth has led to enormous needs and caused a major technological evolution in antennas. These have to face different needs such as gain improvement, bandwidth enlargement, and different existing problems, such as cost and overcrowding...etc. Though, our goal is to design antenna topologies that are simple, having low overcrowding and relatively with high gain operating in multiband and/or ultra large. To achieve this we headed to Dielectric Resonator Antennas (DRA) in UHF and SHF bands. Recently they have been the subject of several studies and have gained great interest from both academic and industrial sectors. Due to their diverse and simple geometries, they can be fed with different usual techniques. Furthermore, they can be smaller than patch antennas. The first part of this work has focused on the study of cylindrical DRAs, and then a validation of the simulating tool has been done after comparison with measurement results. For a multi-standard utilization, enlargement antennas' operating bands, to have bi-band behaviour, get a modification of the resonant frequency and also a reduction of the overcrowding, the second part is dedicated to the study of new resonator topologies based on a vertical and radial stack of two cylinders, and then a multilayer and ring topologies. The obtained results found their applications in GSM900-DCS1800-UMTS-WiFi...

*Key words: Dielectric resonator cylindrical antenna, return loss, HFSS, dual band antenna, multilayer and multiband antenna, wideband and ultra-wideband antenna, ring antenna*

## ملخص

أدى التقدم التكنولوجي المتنامي في مجال الاتصالات كالهاتف المحمول, الشبكات اللاسلكية, استخدامات الرادار (مدنية و عسكرية) ...الخ, أدى الى احتياجات كبيرة و كان سببا لتطور تكنولوجي كبير على مستوى الهوائيات التي عليها ان تواجه عقبات مختلفة كتحسين مُعامل الكسب, توسيع عرض النطاق الترددي, التكلفة و الازدحام...الخ. هدفنا اذا هو تصميم طوبولوجيا هوائيات بسيطة ذات معامل كسب مرتفع نسبيا مع ازدحام قليل قادرة على الاشتغال في نطاق ترددي متعدد النطاقات و/أو عريض. لأجل هذا أبدينا في هذه المذكرة اهتماما للهوائيات ذات عنصر تجاوب من مادة عازلة في نطاق التردد UHF و SHF و التي كانت مؤخرا محل دراسات و بحوث كثيرة و حازت اهتمام العالم الأكاديمي و الصناعي لإمكانية تزويدها بالطاقة بطرق عديدة لبساطة أشكالها الهندسية و بساطتها بالإضافة لكونها أصغر من مثيلاتها الهوائيات المسطحة. في الجزء الأول من هذا العمل ركزنا على دراسة الهوائيات ذات عنصر تجاوب من مادة عازلة اسطوانية الشكل, ثم المصادقة على أداة العمل (برنامج المحاكاة) بعد المقارنة مع نتائج القياسات. من أجل استعمال متعدد المعايير, توسعة نطاق تردد اشتغال الهوائيات, الحصول على أداء ثنائي القطب, الحصول على تغيير في تردد الرنين و أيضا التقليل من الازدحام, قمنا في الجزء الثاني بدراسة طوبولوجيا ذات عنصر تجاوب جديدة مرتكزة على تكديس اسطوانتين عموديا و دائريا, و من ثم طوبولوجيا متعددة الطبقات و طوبولوجيا حلقيه. النتائج المتحصل عليها يمكن استعمالها في مجالات GSM900-DSC1800, UMTS, ...WiFi

لمصطلحات: هوائيات ذات عنصر تجاوب من مادة عازلة, هوائي اسطواني, معامل الانعكاس, برنامج الحاسوب HFSS, الهوائيات مزدوجة التردد, هوائي متعدد الطبقات و متعدد نطاقات التردد, نطاق تردد عريض, نطاق تردد عريض جدا, هوائي حلقي

# Table des matières

INTRODUCTION GENERALE .....	I
-----------------------------	---

## CHAPITRE 1 : GENERALITES SUR LES ANTENNES ASSOCIEES AUX RESEAUX DE TELECOMMUNICATIONS

<b>Chapitre 1 .....</b>	<b>1</b>
I. INTRODUCTION .....	2
II. LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS.....	3
II.1 Liaison point à point .....	4
II.2 Liaison point à multipoint.....	4
II.3 Liaisons filaires ou sans fils .....	5
II.3.1 Filaires .....	5
II.3.2 Sans fil .....	6
II.4 Le spectre microonde.....	6
III. ANTENNES POUR LES TELECOMMUNICATIONS.....	7
III.1 Paramètres caractéristiques d'une antenne .....	7
III.1.1 Impédance d'entrée .....	8
III.1.2 Coefficient de réflexion et ROS .....	9
III.1.3 Diagramme de rayonnement .....	10
III.1.4 Directivité, gain et rendement d'une antenne .....	11
III.1.5 Bande passante et facteur de qualité .....	12
III.2 Différents types d'antennes .....	14
III.3 Antennes élémentaires .....	14
III.3.1 Dipôle élémentaire ou dipôle de Hertz.....	14
III.3.2 Boucle élémentaire – antenne boucle .....	15
III.4 Antenne dipolaire et filaire.....	17
III.5 Antenne cornet.....	18
III.6 Antenne à fente .....	19

III.7	Antenne imprimée ou patch .....	20
III.7.1	Structure.....	20
III.7.2	Principe de fonctionnement .....	21
III.7.3	Techniques d'alimentation.....	22
III.7.4	Les applications des antennes imprimées .....	22
III.7.5	Avantages et limitation des antennes patches .....	22
III.8	Les antennes à résonateurs diélectriques.....	23
III.8.1	Les avantages des DRAs .....	25
III.9	Antenne MIMO.....	26
III.10	Antenne intelligente .....	27
IV.	CONCLUSION .....	29
V.	BIBLIOGRAPHIE.....	30

## CHAPITRE 2: ANTENNE A RESONATEUR DIELECTRIQUE

<b>Chapitre 2</b> .....	34
I. INTRODUCTION .....	35
II. RESONATEUR DIELECTRIQUE .....	35
II.1 Présentation .....	35
II.2 Les formes des Résonateurs Diélectriques.....	36
III. RESONATEUR DIELECTRIQUE CYLINDRIQUE .....	38
III.1 Mode de résonance.....	38
III.1.1 Les modes transverses électriques ou modes $TE_{m,n,p}$ .....	39
III.1.2 Les modes transverses magnétiques ou modes $TM_{m,n,p}$ .....	40
III.1.3 Les modes hybrides ou modes HEM .....	40
III.2 Carte des champs .....	40
III.2.1 Mode $TE_{01\delta}$ .....	41
III.2.2 Mode $TM_{01\delta}$ .....	42
III.2.3 Mode $HEM_{11\delta}$ .....	43
III.3 Diagrammes de rayonnement.....	44

III.4	Fréquence de résonance .....	47
III.4.1	Mode $TE_{01\delta}$ .....	48
III.4.2	Mode $TM_{01\delta}$ .....	48
III.4.3	Mode $HEM_{11\delta}$ .....	49
III.5	Techniques d'excitation.....	49
III.5.1	Excitation avec contact .....	50
III.5.2	Alimentation sans contact.....	53
III.6	Facteur de qualité.....	56
III.6.1	Définition.....	56
III.6.2	Facteur de qualité à vide.....	58
III.7	Matériaux usuels utilisés comme RD .....	58
III.8	Amélioration de la largeur de bande.....	60
III.9	Amélioration du gain .....	61
IV.	TECHNIQUE D'ANALYSE.....	61
IV.1	Logiciel de simulation .....	63
IV.2	Première antenne RDC étudiée .....	64
IV.2.1	Méthode utilisée .....	65
IV.2.2	Etude électromagnétique.....	68
IV.3	Deuxième antenne RDC étudiée.....	70
IV.3.1	Structure.....	70
IV.3.2	Prototype de la structure .....	71
IV.3.3	Présentation et analyse des résultats .....	72
V.	CONCLUSION .....	75
VI.	BIBLIOGRAPHIE.....	76

### **CHAPITRE 3: ANTENNES A RESONATEURS DIELECTRIQUES PERFORMANCES EN SIMULATION APPLICATION AUX ANTENNE BIBANDE**

<b>Chapitre 3</b> .....	82
I. INTRODUCTION .....	83

II.	ETUDE D'UNE ANTENNE RESONATEUR DIELECTRIQUE CYLINDRIQUE SIMPLE .....	83
II.1	Choix du matériau .....	84
II.2	Spécifications géométriques .....	84
II.3	Étude paramétrique .....	85
II.3.1	Effet de la permittivité .....	85
II.3.2	Effet du rayon R.....	87
II.3.3	Effet de la hauteur H .....	88
II.3.4	Etude paramétrique de l'alimentation par sonde coaxiale .....	88
II.3.5	Structure finale.....	91
III.	ETUDE D'ANTENNE BIBANDE .....	93
III.1	Antenne à deux résonateurs cylindriques.....	94
III.1.1	Géométrie de la structure.....	94
III.1.2	Structure à deux résonateurs centrés.....	95
III.1.3	Structure à deux résonateurs décentrés.....	100
III.2	Antenne à résonateur cylindre stratifié .....	102
III.2.1	Portion ajoutée à $\text{Alpha}=60^\circ$ .....	103
III.2.2	Portion ajoutée à $\text{Alpha} =120^\circ$ .....	104
III.2.3	Portion ajoutée à $\text{Alpha} =180^\circ$ .....	106
IV.	CONCLUSION .....	110
V.	Bibliographie .....	111

## **CHAPITRE 4: ANTENNES A RESONATEURS DIELECTRIQUES LARGE BANDE ET ULTRA LARGE BANDE**

<b>Chapitre 4</b> .....	113
I. INTRODUCTION .....	114
II. ANTENNE RDC LARGE BANDE .....	114
II.1 RDC en stratification verticale .....	116
II.1.1 Effet de la permittivité du résonateur RD-2.....	116
II.1.2 Effet de la permittivité du résonateur RD-1.....	123
II.2 RDC en Multicouche .....	125

II.2.1	Permittivité de RD-1 faible et celle de RD-3 élevée .....	128
II.2.2	Permittivité de RD-1 élevée et celle de RD-3 faible .....	132
II.3	RDC en anneau .....	137
II.3.1	RDA en simulation .....	138
II.3.2	Cas particuliers ( $\epsilon_r$ , $R_{interne}$ ) .....	142
III.	CONCLUSION .....	146
IV.	BIBLIOGRAPHIE.....	147

## **CONCLUSION GENERALE**

Conclusion générale .....	151
---------------------------	-----

## **LISTE DES PUBLICATIONS INTERNATIONALES**

Liste des publications internationales.....	153
---	-----

# Liste des figures :

## Chapitre 1

---

Figure I.1: Liaison point à point.....	4
Figure I.2: liaison point à multipoint.....	5
Figure I.3: Circuit équivalent d'une antenne.....	9
Figure I.4: Bande passante et coefficient de réflexion .....	13
Figure I.5: Champ rayonné par un dipôle élémentaire.....	15
Figure I.6: Champ rayonné par une boucle de courant .....	16
Figure I.7: répartition du courant le long d'un dipôle et champ rayonné.....	18
Figure I.8: Différents types de cornets .....	19
Figure I.9: Fentes sur le grand côté d'un guide rectangulaire .....	20
Figure I.10: structure d'une antenne patch.....	21
Figure I.11: Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.....	21
Figure I.12: Antenne à résonateur diélectrique. ....	24
Figure I.13: système de transmission sans fil MIMO .....	26
Figure I.14: Schéma représentatif d'une antenne adaptative .....	29

## Chapitre 2

---

Figure II. 1 : Différentes formes de résonateurs diélectriques .....	37
Figure II. 2 : Repère en coordonnées cylindriques.....	37
Figure II. 3 : Différents plans du résonateur isolé.....	40
Figure II. 4 : Cartes de champ du mode $TE_{01\delta}$ : .....	42
Figure II. 5 : Cartes de champ du mode $TM_{01\delta}$ : .....	42
Figure II. 6 : Cartes de champ du mode $HEM_{11\delta}$ : .....	43
Figure II. 7 : Cartes de champ du mode $HEM_{11\delta}$ : .....	43
Figure II. 8 : Antenne RD cylindrique posée sur un plan de masse .....	44
Figure II. 9 : Lignes de champ du mode $TM_{01\delta}$ .....	46
Figure II. 10 : Lignes de champ du mode $TE_{01\delta}$ .....	46
Figure II. 11 : Lignes de champ du mode $HEM_{11\delta}$ .....	47
Figure II. 12 : Géométrie de l'alimentation avec sonde coaxiale .....	50
Figure II. 13 : Excitation sur la diagonale.....	51
Figure II. 14 : Excitation de l'antenne par une ligne microruban .....	52
Figure II. 15 : Excitation de l'antenne par une ligne coplanaire .....	52
Figure II. 16 : Géométrie de l'alimentation avec fente de couplage.....	54
Figure II. 17 : Géométrie de l'alimentation de proximité.....	55
Figure II. 18 : Comparaison des forces et des faiblesses des méthodes de simulation .....	63

Figure II. 19 : Passage d'une onde dans une cavité .....	65
Figure II. 20 : Résonateur diélectrique placé dans une cavité d'air .....	67
Figure II. 21 : (a) Mode $HE_{11\delta}$ configuration du champ E .....	68
Figure II. 22 : Excitation du mode $HE_{11\delta}$ avec une sonde coaxiale .....	68
Figure II. 23 : (a) Impédance d'entrée ( $Z_0$ ) (b) Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) .....	69
Figure II. 24 : Structure et coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) mesuré, Réf. [77] .....	69
Figure II. 25 : Structure finale sous HFSS .....	71
Figure II. 26 : Prototype réalisé de l'antenne, Réf. [78].....	71
Figure II. 27 : Mesure de l'antenne dans la base OSA.....	72
Figure II. 28 : Coefficient de réflexion simulé sous HFSS .....	72
Figure II. 29 : Impédance d'entrée simulée de l'antenne sous HFSS .....	73
Figure II. 30 : Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne, Réf. [78].....	74
Figure II. 31 : Impédances d'entrée simulée et mesurée de l'antenne, Réf. [78].....	74

## Chapitre 3

---

Figure III. 1 : Géométrie du RDC et son alimentation avec sonde coaxiale.....	85
Figure III. 2 : Influence de la permittivité du résonateur sur la fréquence de résonance .....	86
Figure III. 3 : Influence de la permittivité du résonateur sur la bande passante .....	86
Figure III. 4 : Adaptation de l'antenne en fonction du rayon R .....	87
Figure III. 5 : Adaptation de l'antenne en fonction de la hauteur H .....	88
Figure III. 6 : Coefficient de réflexion en fonction de $h_s$ .....	89
Figure III. 7 : Coefficient de réflexion en fonction de $r_s$ .....	90
Figure III. 8 : Structure RDC finale sous HFSS.....	91
Figure III. 9 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ .....	92
Figure III. 10 : Champs électrique dans les deux plans E et H .....	92
Figure III. 11 : Gain de L'antenne RDC .....	93
Figure III. 12 : Géométrie de la structure sous HFSS .....	94
Figure III. 13 : Coefficient de réflexion en fonction de la permittivité.....	96
Figure III. 14 : Décalage du coefficient de réflexion, Réf. [11].....	97
Figure III. 15 : Coefficient de réflexion en fonction du Rayon $R_2$ .....	98
Figure III. 16 : Coefficient de réflexion en fonction de la hauteur $H_2$ .....	98
Figure III. 17 : Coefficient de réflexion des différents ajustements, Réf. [11] .....	99
Figure III. 18 : Coefficient de réflexion des différents ajustements, Réf. [12] .....	99
Figure III. 19 : Géométrie de la structure sous HFSS .....	100
Figure III. 20 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne .....	101
Figure III. 21 : Gain total de l'antenne.....	102
Figure III. 22 : Géométrie de l'antenne.....	102
Figure III. 23 : Structure de l'antenne sous HFSS ( $\text{Alpha}=60^\circ$ ) .....	103

Figure III. 24 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne ( $\text{Alpha}=60^\circ$ ).....	104
Figure III. 25 : Structure de l'antenne sous HFSS ( $\text{Alpha}=120^\circ$ ) .....	105
Figure III. 26 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne ( $\text{Alpha}=120^\circ$ ).....	105
Figure III. 27 : Structure de l'antenne sous HFSS ( $\text{Alpha}=180^\circ$ ).....	106
Figure III. 28 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne ( $\text{Alpha}=180^\circ$ ) .....	107
Figure III. 29 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne, Réf. [23].....	107
Figure III. 30 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne $\epsilon_{r1}=36.7$ et $\epsilon_{r2}=20$ .....	108
Figure III. 31 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne $\epsilon_{r1}=90$ et $\epsilon_{r2}=20$ .....	108
Figure III. 32 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne $\epsilon_{r1}=90$ et $\epsilon_{r2}=55$ .....	109
Figure III. 33 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne $\epsilon_{r1}=70$ et $\epsilon_{r2}=36.7$ .....	109
Figure III. 34 : Gain total de l'antenne $\epsilon_{r1}=36.7$ et $\epsilon_{r2}=20$ .....	110

## Chapitre 4

---

Figure IV. 1 : Structure de l'antenne à deux résonateurs cylindriques .....	115
Figure IV. 2 : Structure de l'antenne sous HFSS .....	116
Figure IV. 3 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la permittivité .....	117
Figure IV. 4 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la permittivité .....	118
Figure IV. 5 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la permittivité .....	119
Figure IV. 6 : Coefficient de réflexion en fonction de la permittivité, Réf. [4] .....	120
Figure IV. 7 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, Réf. [5] .....	121
Figure IV. 8 : Coefficient de réflexion en fonction de fréquence, Réf. [6].....	121
Figure IV. 9 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) pour $H_1=9.8$ mm, $H_2=6.5$ mm et $\epsilon_{r2}=50$ .....	122
Figure IV. 10 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) pour $H_2=H_1=9.8$ mm, $\epsilon_{r2}=40, 50$ .....	122
Figure IV. 11 : Gain total de l'antenne pour $H_2=6.5$ mm, $\epsilon_{r2}=50$ .....	123
Figure IV. 12 : Coefficient de réflexion en fonction de la permittivité $\epsilon_{r1}$ pour $H_2=6.5$ mm, $H_1=9.8$ mm. ....	124
Figure IV. 13 : Coefficient de réflexion en fonction de la permittivité $\epsilon_{r1}$ pour $H_2=H_1=9.8$ mm. ....	124
Figure IV. 14 : Antenne CDRM excitée par une ligne coaxiale .....	126
Figure IV. 15 : L'influence de la hauteur de la sonde $h_p$ sur la bande passante .....	127
Figure IV. 16 : Géométrie de la structure sous HFSS .....	128
Figure IV. 17 : Coefficient de réflexion en fonction de la permittivité, Réf. [16] .....	130
Figure IV. 18 : Coefficient de réflexion en fonction de la permittivité, Réf. [17].....	130
Figure IV. 19 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne $\epsilon_{r3}=50$ , $\epsilon_{r1}=4$ et $\epsilon_{r2}=20$ .....	131
Figure IV. 20 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne $\epsilon_{r3}=60$ et $\epsilon_{r1}=4$ .....	131
Figure IV. 21 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne $\epsilon_{r1}=90$ et $\epsilon_{r2}=4$ .....	132

Figure IV. 22 : Coefficient de réflexion en fonction de la permittivité et la hauteur $h_p$ , Réf. [18]	134
.....	
Figure IV. 23 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne $\epsilon_{r1}=50$ et $\epsilon_{r3}=4-20$ .....	135
Figure IV. 24 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne $\epsilon_{r1}=70$ et $\epsilon_{r3}=4\&12$ .....	135
Figure IV. 25 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne $\epsilon_{r1}=90$ et $\epsilon_{r3}=4\&8$ .....	136
Figure IV. 26 : Gain total de l'antenne pour $\epsilon_{r1}=50$ et $\epsilon_{r3}=20$ .....	136
Figure IV. 27 : Géométrie de la structure sous HFSS.....	138
Figure IV. 28 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne anneau.....	139
Figure IV. 29 : Influence de la permittivité de l'anneau sur la fréquence.....	139
Figure IV. 30 : Influence de la permittivité de l'anneau sur la fréquence de résonance.....	141
Figure IV. 31 : Coefficient de réflexion en fonction de la taille $R_2$ de l'anneau cylindrique, Réf. [25].....	141
Figure IV. 32 : Coefficient de réflexion en fonction de la taille $W_d$ de l'anneau carré, Réf. [26]	142
.....	
Figure IV. 33 : Bande passante et coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) pour (8, $R_{interne}$ ).....	143
Figure IV. 34 : Bande passante et coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) pour ( $\epsilon_r$ , 12).....	143
Figure IV. 35 : Evolution du gain total en fonction de la permittivité ( $\epsilon_r$ , 12).....	144
Figure IV. 36 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne DRA (86,2), application GSM900...144	
Figure IV. 37: Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne DRA (56,8), application WLAN-WIFI	145
.....	
Figure IV. 38 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne RDA (68,4&6&8&12), application WLAN-WIFI.....	145
Figure IV. 39 : Bande passante et coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) antenne WIFI, Réf. [27]......	146

# Liste des Tables :

## Chapitre 1 ---

Table I.1: Spectre microonde .....	7
------------------------------------	---

## Chapitre 2 ---

Table II. 1 : Avantages et inconvénients de différentes techniques d'alimentations .....	56
Table II. 2 : Résonateurs diélectriques classiques .....	59
Table II. 3 : Fréquences de résonance du mode $HE_{11\delta}$ .....	67
Table II. 4 : Fréquence de résonance du mode $HE_{11\delta}$ .....	70

## Chapitre 3 ---

Table III. 1 : $S_{11}$ et BW en fonction de la hauteur $h_s$ .....	89
---	----

## Chapitre 4 ---

Table IV. 1 : classification fréquentielle des systèmes .....	115
Table IV. 2 : Fréquences de résonance et bandes passantes en fonction des permittivités .....	129
Table IV. 3 : Fréquences de résonance et bandes passantes en fonction des permittivités .....	133

# **Introduction Générale**

# Introduction générale

---

Nous assistons à une profonde mutation dans le domaine des télécommunications, qu'il s'agisse de la téléphonie mobile, des réseaux sans fils, de la télévision par satellites, ou des applications radar (civiles ou militaires)...etc. Cet essor considérable a engendré d'énormes besoins et entraîne un développement très rapide des systèmes électroniques associés à ces applications. Ces systèmes comprennent, en plus de toutes les fonctions nécessaires aux transmissions et modulations numériques, des antennes qui permettent d'émettre et de recevoir ces signaux.

Les antennes sont des dispositifs utilisés pour rayonner le champ électromagnétique dans l'espace ou pour le capter. Il existe de nombreux types d'antennes (filaire, cornet, microruban, à résonateur diélectrique, imprimée...etc.). Il est important d'avoir une connaissance globale de leur fonctionnement lors du choix d'un dispositif rayonnant. La compréhension de ce fonctionnement aidera, d'une part à utiliser l'antenne au mieux de ses performances et d'autre part, à en réaliser une conception optimale.

Dans un autre aspect, les antennes sont des composants à part entière dans un système de communication, qui nécessite une étude particulière. Tout en cherchant à améliorer les performances d'une antenne, on doit l'adapter aux applications les plus récentes. L'antenne doit également répondre aux contraintes de multiplication de bandes de fréquences, large bande et d'intégration. Enfin, les caractéristiques des antennes doivent être peu influençables par l'environnement.

L'intérêt pour les antennes multibandes ne fait que croître, en particulier dans le but de réduire le nombre d'antennes embarquées en associant plusieurs applications sur une même antenne. Cependant, les performances des antennes multibandes actuelles sont traditionnellement limitées par la forme et l'arrangement de leurs éléments rayonnants. La plupart des antennes multibandes publiées dans la littérature présentent des fréquences de fonctionnement corrélées. En conséquence, les rapports entre ces fréquences ne sont pas indépendants et aisément contrôlables. De plus, aux différentes fréquences de fonctionnement, les diagrammes de rayonnement de ces antennes sont souvent peu semblables et difficilement modifiables.

Traditionnellement, les résonateurs diélectriques (RDs) ont été utilisés principalement pour la conception des filtres et des oscillateurs. En 1983, Al. et Long ont démontré qu'un résonateur diélectrique peut jouer le rôle d'une antenne. Depuis, dans les systèmes de télécommunications, l'utilisation des antennes à résonateurs diélectriques (ARD) est devenue très courante et ont reçu beaucoup d'attention. En effet, les résonateurs diélectriques possèdent l'avantage d'être peu encombrants, stables en température, avoir un fort coefficient de qualité à vide, leurs faibles pertes dues à l'absence de métallisation dans la structure rayonnante, leur facilité d'usinage et leur capacité potentielle d'excitation par l'intermédiaire de simples dispositifs de couplage. Grâce au développement de nouveaux matériaux diélectriques ayant de très faibles pertes et de très bonnes caractéristiques électriques et thermiques, on constate que l'utilisation des résonateurs diélectriques dans les systèmes hyperfréquences connaît un développement remarquable. Cependant 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.

Le manuscrit présenté s'articule autour de quatre chapitres distincts. Le premier est consacré à des généralités sur les systèmes de télécommunications et les antennes. Le deuxième chapitre explique la théorie de base des antennes à résonateurs diélectriques alors que les deux autres chapitres sont dédiés à nos travaux de simulation selon deux axes. Le troisième chapitre il est réservé à l'étude des antennes RDs simple et b bande. Tandis que le dernier chapitre est orienté vers l'étude des ARD répondant à des exigences large bande qui représente notre intérêt principal. Plus de détails dans ce qui suit :

Le premier chapitre présente, en guise d'introduction, les caractéristiques des systèmes de télécommunications. Nous décrivons les topologies de liaisons associées, et le spectre d'utilisation. Ensuite dans la deuxième partie, nous abordons les antennes utilisables dans le domaine de télécommunication tel que filaires, dipôles, cornet, imprimé, ARD, antenne MIMO et antenne intelligente.

Le second chapitre traite la théorie de base des antennes à résonateurs diélectriques, les caractéristiques, le fonctionnement et les propriétés des résonateurs diélectriques et plus particulièrement des résonateurs cylindriques qui constituent la forme de base des antennes élaborées dans le cadre de cette étude. Les différentes techniques d'excitation les plus

couramment utilisées seront présentées aussi. Cependant, la synthèse de ces structures fait appel à un outil de simulation électromagnétique. C'est pourquoi dans cette même partie, les résultats obtenus moyennant le logiciel Ansys HFSS ont été comparés et confrontés aux résultats expérimentaux, de manière à montrer la fiabilité et la validité de ce logiciel pour la simulation de ces éléments rayonnants.

Le troisième chapitre porte sur la recherche de modification de fréquences de résonance, de diminution de l'encombrement, d'augmentation de la bande passante et de comportement bibande ou multifréquence. La première partie de ce chapitre présente l'influence des différents paramètres sur les performances d'un RD cylindrique simple. On note que la connaissance du comportement des résonateurs est importante afin d'exploiter au mieux leurs spécificités naturelles et d'optimiser ainsi les performances d'antennes plus complexes. Ainsi la seconde partie porte sur l'étude des nouveaux types d'antennes à résonateurs diélectriques par des agencements particuliers tel que : empilement radial de deux cylindres l'un inséré dans l'autre, addition d'une portion de volume de permittivités différentes dans le host-cylindre. Ces topologies pouvant avoir des bandes passantes importantes sur les bandes UHF et SHF pour des applications dans le domaine de télécommunication: GSM900-1800, UMTS, WIFI...etc.

En vue des potentialités mises en évidence lors de l'examen de la littérature, nous enchaînerons alors sur un quatrième chapitre avec une autre topologie de résonateurs diélectriques ayant pour objectif de joindre large et ultra large bande passante en vue de couvrir toute la bande UHF et SHF. Dans cet objectif, nous ferons donc la présentation et l'étude d'un premier modèle simplifié d'antenne constituée d'un empilement vertical de deux résonateurs diélectriques cylindriques, ensuite un empilement multicouche à permittivité relative faible, moyenne et élevée, en vue d'une miniaturisation de sa taille globale. Les dimensions sont ainsi étudiées. L'excitation du résonateur nous a permis de couvrir les deux bandes UHF et SHF sur une variété d'application dans le domaine de télécommunication. La deuxième partie est consacrée à l'étude d'une autre structure dont l'élément rayonnant a une forme d'anneau. Après une étude sur l'influence de la permittivité et de l'épaisseur de l'anneau sur les fréquences de résonance de l'antenne, quelques applications de cette antenne DRA dans le domaine de télécommunication à savoir GSM900-DSC, WLAN-WIFI sont données.

# **Chapitre 1**

---

## **GENERALITES SUR LES ANTENNES ASSOCIEES AUX RESEAUX DE TELECOMMUNICATION**

## I. INTRODUCTION

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique durant les dernières années grâce à la forte demande de l'industrie et des utilisateurs. En réalité, le développement des nouveaux systèmes de télécommunications nécessite des évolutions technologiques majeures au niveau des antennes. Ces dernières doivent faire face aux différents problèmes existants à savoir l'augmentation de la portée, l'élargissement de l'angle de couverture et l'intégration.

Les antennes sont des dispositifs utilisés pour rayonner le champ électromagnétique dans l'espace ou pour le capter. Comme nous le verrons dans ce chapitre qu'il existe de nombreux types d'antennes. Il est important d'avoir une connaissance globale de leur fonctionnement lors du choix d'un dispositif rayonnant. La compréhension de ce fonctionnement aidera, d'une part à utiliser l'antenne au mieux de ses performances et d'autre part, à en réaliser une conception optimale pour un réseau de télécommunication.

Les techniques de conception et de réalisation d'antennes se sont affinées au fur et à mesure que le domaine de l'électromagnétisme s'est développé. C'est un domaine relativement récent, puisque c'est en s'appuyant sur les équations de Maxwell que tous les développements théoriques et techniques ont pu progresser [1]. Aujourd'hui, le domaine des télécommunications est en plein essor et l'antenne constitue un élément essentiel dans la chaîne de transmission.

Ce chapitre a pour objectif de présenter les différents types d'antennes qui s'appliquent dans le domaine des télécommunications. Nous allons dans un premier temps donner quelques informations généralistes sur les réseaux de télécommunication. Puis, revenir sur certaines notions fondamentales d'électromagnétisme avant de se concentrer sur les antennes. Les caractéristiques générales de l'antenne telles que le coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement, l'angle de couverture, la directivité et le gain  $\gamma$  sont mises en valeur également. Plusieurs exemples d'antennes de base ou avancées utilisées dans les télécommunications sont présentées dans ce chapitre.

## II. LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS

Les télécommunications représentent un domaine très vaste dans lequel les systèmes utilisent des antennes de formes variées. Au cours des années, avec les progrès de l'électronique, les fréquences ont eu tendance à augmenter, d'une part, en raison de l'encombrement du spectre et, d'autre part, en raison des demandes de transmission de débits élevés. Au début des télécommunications, il paraissait extraordinaire de transmettre de la voix. On est ensuite passé à la transmission de données. Après le développement des technologies sans fil qui ont permis de transmettre l'internet, il est maintenant envisagé de transmettre la télévision sur les mobiles.

Les types d'antennes ont beaucoup évolué dans chaque domaine d'applications. L'exemple le plus frappant est celui des antennes de terminaux mobiles qui sont passées, en très peu de temps, d'antennes filaires rectilignes aux antennes hélicoïdales, puis aux antennes à élément rayonnant tel que le patch ou le résonateur diélectrique, ceci en satisfaisant des contraintes correspondant à une diminution de la taille et à une esthétique imposée par le marché grand public.

Les antennes, de plus en plus sophistiquées, sont conçues en fonction des applications visées imposant un gabarit spécifique. Les moyens de simulation sont indispensables et de plus en plus perfectionnés. Ils permettent de répondre à des spécifications très particulières qui seront décrites au fur et à mesure dans cette partie. En premier lieu, avant d'aborder les différentes antennes dans les systèmes de télécommunication, nous allons rappeler quelques bases sur ces réseaux de télécoms.

Un système de télécommunication est défini comme un ensemble de nœuds, permettant la capture ou le traitement de l'information dans un spectre de fréquences bien défini, reliés entre eux par des liaisons qui peuvent fonctionner en mode point à point, pour une liaison directe, ou en point à multipoint pour desservir plusieurs utilisateurs situés dans le périmètre de la transmission [2-3].

La possibilité d'échange de données est déployée selon les configurations logiques suivantes:

- Liaisons point à point
- Liaisons point à multipoint
- Liaison filaires ou sans fils

## II.1 Liaison point à point

La liaison point à point est la plus facile à établir et à gérer. Elle ne relie que deux extrémités destinée à véhiculer sur une porteuse un signal analogique ou un signal numérique, qui présente certaines caractéristiques et certaines capacités. La figure (I.1) ci-dessous illustre quelques topologies de la liaison point à point [4-5].

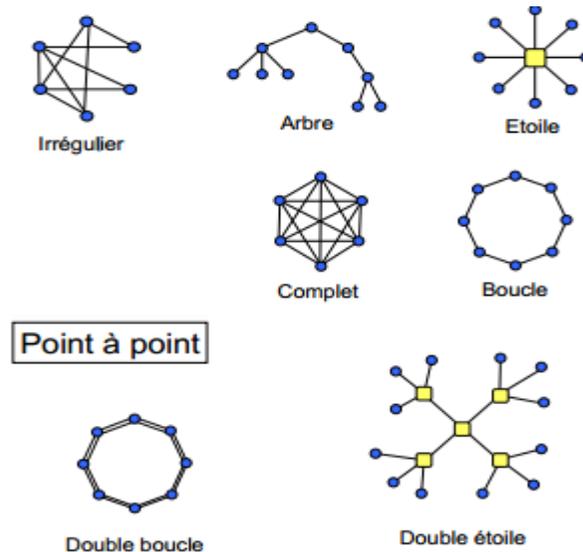


Figure I.1: Liaison point à point

Les antennes directives et large bande sont les plus utilisées pour acheminer un ensemble d'informations dans ce type de liaison.

## II.2 Liaison point à multipoint

Un autre type de réseau assez populaire est le point à multipoint. Dans toute situation où plusieurs nœuds sont connectés à un point principal, l'exemple typique d'une application point à multipoint est l'utilisation d'un point d'accès (sans fils ou bien filaire) qui fournit une connexion à plusieurs récepteurs [4-5].

Les terminaux ne communiquent pas les uns avec les autres directement, mais doivent être dans le champ du point d'accès afin d'accéder au réseau.

L'avantage de cette méthode est que la gestion de l'ensemble peut s'effectuer par le centre (serveur, point d'accès...) et la grande simplicité d'échange d'information.

Quelques topologies des liaisons point à multipoint sont illustrées sur la figure (I.2) suivante :

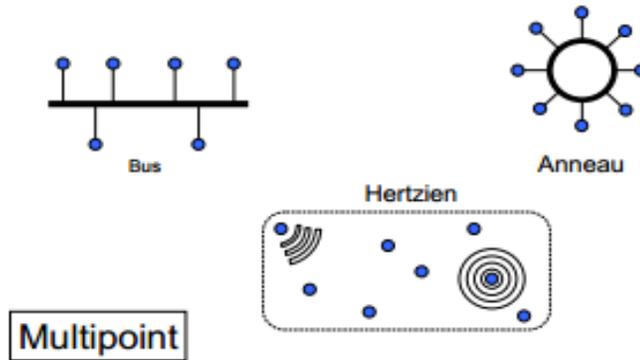


Figure I.2: liaison point à multipoint

## II.3 Liaisons filaires ou sans fils

### II.3.1 Filaires

Dans les réseaux de télécommunications filaires utilisant un câble ou un fil, la liaison entre les différents nœuds du système est généralement assurée par un fil de cuivre conçu pour acheminer les fréquences équivalentes au service offert. Il est également possible d'améliorer l'efficacité ou la capacité du transfert en utilisant d'autres supports physiques [1,4]:

Le **câble coaxial** est en cuivre, mais il n'est pas construit comme la traditionnelle paire torsadée en cuivre. Il peut acheminer plusieurs centaines d'informations simultanées, habituellement utilisé pour la radiodiffusion câblée.

Les **fibres optiques** sont en verre et en plastique. Les signaux sont transmis par un faisceau de lumière le long de la fibre, dont le diamètre est compris entre 0,01 et 1 mm et qui est capable d'acheminer plusieurs milliers d'informations simultanées ou d'autres types de données.

### II.3.2 Sans fil

Les récents progrès réalisés en matière de technologie sans fil ont amené le développement des réseaux de télécommunications sans fil (radiocommunications) dits « Wireless » à utiliser des ondes hertziennes permettant de véhiculer les informations sans contraintes de câblage [5-8].

Dans les réseaux sans fil, on entend parfois parler de « mobilité », du fait qu'un terminal a la possibilité de rester connecté tout en se déplaçant dans un périmètre géographique plus ou moins étendu. Dans un réseau sans fil les informations sont transmises soit par :

- **liaison infrarouge**
- **onde radio.**

La transmission par onde radio est la méthode la plus répandue en raison de sa plus large couverture géographique et son débit plus élevé. Il existe plusieurs technologies de transmission se distinguant d'une part par la fréquence d'émission utilisée, et d'autre part par le débit et la portée.

Les antennes directives sont utilisées pour établir cette liaison point à point ou point multipoint. Parmi les antennes capables de réaliser ces missions, on trouve les antennes à ouverture telle que les antennes cornets, les antennes à réflecteur, filaires ou les antennes lentilles, les antennes imprimées et les antennes à résonateur diélectrique.

Ces dernières offrent théoriquement une grande souplesse de conception. Il est possible de gérer à souhait la forme des lobes principaux ainsi que les niveaux des lobes secondaires. Nous allons concentrer la suite de notre travail sur ces antennes.

## II.4 Le spectre microonde

Les micro-ondes ou hyperfréquences correspondent à une bande comprise entre 300 MHz et 300 GHz. Les longueurs d'ondes associées sont comprises entre 1 m et 1 mm. C'est pourquoi on parle d'ondes métriques, décamétriques, centimétriques et millimétriques. Pour des plus petites longueurs d'ondes, le domaine est appelé submillimétrique ou quasi-optique. Il correspond à des technologies intermédiaires entre les micro-ondes et l'optique.

Le spectre microonde est partagé en différentes bandes de fréquence utilisées dans les différents domaines de télécommunications, comme le montre le tableau (I.1) [9].

Bande	Fréquences	Applications
L	1 à 2 GHz	Communications mobiles (marine, aviation, véhicules terrestres...)
S	2 à 4 GHz	
C	4 à 8 GHz	Service fixe
X	8 à 12,5 GHz	Applications militaires
Ku	12,5 à 18 GHz	Radionavigation Exploration de la Terre par satellite
K	18 à 26 GHz	
Ka	26 à 40	
V	40 à 75 GHz	Radioastronomie
W	75 à 111 GHz	Recherche spatiale

Table I.1: Spectre microonde

### III. ANTENNES POUR LES TELECOMMUNICATIONS

Plusieurs exemples d'antennes utilisées dans les télécommunications sont présentés dans ce chapitre. Les principes de fonctionnement, les structures, les performances typiques et quelques formules de base sont proposées. Bien que les antennes filaires et les boucles constituent les antennes les plus courantes car les plus simples et les moins onéreuses, leurs performances sont parfois limitées et il est nécessaire de concevoir des éléments rayonnants plus complexes pour obtenir de meilleurs gains et des bandes passantes plus larges [1].

Le développement des applications sans fils embarquées et mobiles augmente l'exigence en termes de miniaturisation des antennes tel que les antennes imprimées et à résonateur diélectrique.

#### III.1 Paramètres caractéristiques d'une antenne

Une antenne est un dispositif permettant de transformer l'énergie électrique en énergie électromagnétique en émission ou en réception. De nombreux paramètres sont utilisés pour décrire les caractéristiques et les performances des antennes tels que l'impédance d'entrée, le

coefficient de réflexion, la directivité, le gain, l'efficacité ainsi que les diagrammes de rayonnement.

L'antenne a plusieurs rôles dont les principaux sont les suivants :

- Permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation.
- Assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées
- Transmettre le plus fidèlement possible une information.

Par ailleurs, afin de décrire les caractéristiques et les performances des antennes, divers paramètres sont utilisés [10-12]. Ces paramètres sont classés en deux groupes. Le premier groupe caractérise l'antenne comme un élément de circuit électrique ( $Z_{in}$  et  $S_{11}$ ) et le second groupe s'intéresse à ses propriétés de rayonnement, tel que le diagramme de rayonnement, la directivité et le gain. Enfin, précisons que la notion de puissance (absorbée ou rayonnée) joue un rôle important dans l'étude des antennes. La partie suivante récapitule les principales caractéristiques des antennes utilisées dans ce manuscrit.

### III.1.1 Impédance d'entrée

On appelle impédance d'entrée de l'antenne l'impédance vue à l'entrée de ce composant. Elle est représentée par :  $Z_e(f) = R_e(f) + j X_e(f)$ . (Figure I.3). La résistance d'entrée  $R_e(f)$  représente un terme de dissipation. Il est lié, d'une part à la puissance rayonnée et d'autre part, à la puissance perdue par effet Joule. Cette dernière est en général petite par rapport à la puissance rayonnée pour assurer le fonctionnement optimal de l'antenne. Cependant les pertes par effet Joule peuvent représenter des valeurs non négligeables en fonction de la géométrie de l'antenne. Les pertes dans le plan de masse sont aussi à prendre en compte. La réactance  $X_e(f)$  est liée à la puissance réactive stockée et concentrée au voisinage de l'antenne [1,10].

L'impédance de l'antenne est influencée par les objets environnants, en particulier par des objets ou des plans métalliques proches ou par d'autres antennes. Dans ce dernier cas, on parle d'impédances mutuelles entre éléments rayonnants. Nous ne traiterons dans ce paragraphe que de l'impédance propre de l'antenne, c'est-à-dire celle de l'antenne placée seule et rayonnant dans l'espace vide infini [10].

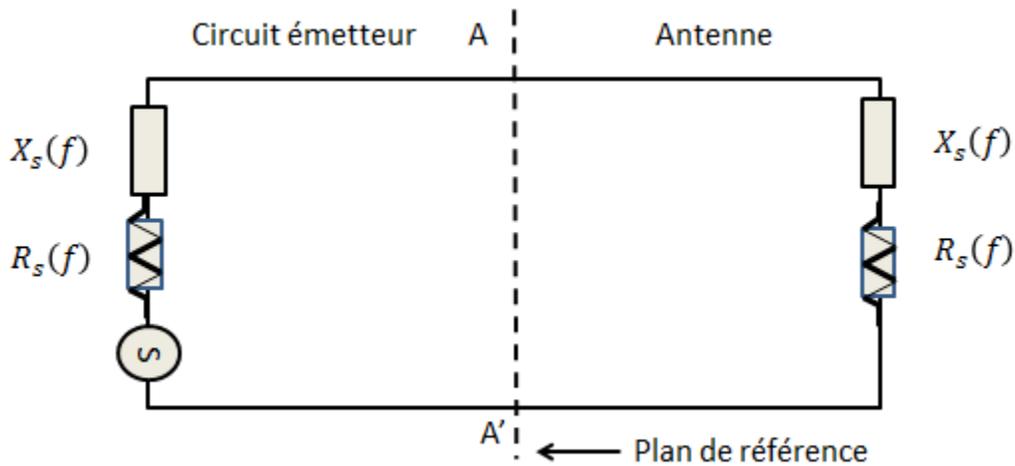


Figure I.3: Circuit équivalent d'une antenne

### III.1.2 Coefficient de réflexion et ROS

Dans le plan de référence introduit précédemment (figure I.3), la discontinuité présentée par l'antenne peut être caractérisée par le coefficient de réflexion  $\rho$  (en tension ou champ). Celui-ci est lié à l'impédance d'entrée de l'antenne par une relation classique [11-13] :

$$\rho = \frac{Z_e - R_0}{Z_e + R_0} \quad (\text{I.1})$$

Avec  $R_0$  l'impédance de normalisation (égale à  $50\Omega$  en technologie microonde)

Ce paramètre permet de caractériser l'adaptation de l'antenne qui est réalisée idéalement pour  $\rho$  nul (absence d'onde réfléchie).

Dans la pratique, l'adaptation est caractérisée par le module du coefficient de réflexion ou, le plus souvent, par le "Rapport d'Onde Stationnaire" (R.O.S.) défini par :

$$\text{ROS} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} = S \quad (\text{I.2})$$

Le terme de TOS (Taux d'Ondes Stationnaires) peut être utilisé à la place de ROS.

### III.1.3 Diagramme de rayonnement

La représentation graphique de la fonction caractéristique de l'antenne porte le nom de diagramme de rayonnement. La direction du maximum de rayonnement est appelée l'axe de rayonnement de l'antenne. La représentation de cette fonction donne les caractéristiques du rayonnement dans l'espace. Classiquement, on a pris l'habitude de représenter le diagramme de rayonnement dans deux plans perpendiculaires qui sont : le plan E et le plan H. Le plan E est défini comme le plan contenant l'axe de l'antenne et le champ électrique. Le plan H est défini comme le plan contenant l'axe de l'antenne et le champ magnétique. Le diagramme de rayonnement, généralement en coordonnées logarithmiques, est présenté soit en coordonnées rectangulaires, soit en coordonnées polaires, dans les deux plans perpendiculaires (E et H) [1,12].

Certaines représentations en trois dimensions ont l'avantage de montrer toutes les directions de rayonnement dans l'espace, mais permettent difficilement une appréciation quantitative.

Les antennes sont rarement omnidirectionnelles et émettent ou reçoivent dans des directions privilégiées. Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il indique les directions de l'espace  $(\theta_0, \varphi_0)$  dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale. Il est important de noter que le diagramme de rayonnement n'a de sens que si l'onde est sphérique.

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est principalement relié à sa géométrie mais peut aussi varier avec la fréquence. Hormis les antennes omnidirectionnelles, les antennes ne rayonnent pas la puissance de manière uniforme dans l'espace. Dans ce cas, la fonction caractéristique de rayonnement est égale à 1 quel que soit la direction considérée. En général, la puissance est concentrée dans un ou plusieurs « lobes ». Le lobe principal correspond à la direction privilégiée de rayonnement. Les lobes secondaires sont généralement des lobes parasites. Dans ces directions, l'énergie rayonnée est perdue donc on cherche à les atténuer [1,10-13].

### III.1.4 Directivité, gain et rendement d'une antenne

La capacité d'une antenne à diriger l'énergie se traduit par la directivité. Le gain d'une antenne est directement proportionnel à sa directivité. Le rapport de proportionnalité entre ces deux grandeurs est le 'rendement' de l'antenne [1,11-13]. Finalement, ces trois grandeurs permettent de caractériser la façon dont une antenne convertit la puissance électrique incidente en puissance électromagnétique rayonnée dans une direction particulière. Le gain et la directivité permettent de comparer les performances d'une antenne par rapport à l'antenne de référence qu'est l'antenne isotrope en général.

#### III.1.4.1 Directivité

La directivité caractérise l'aptitude d'une antenne à concentrer l'énergie dans une ou plusieurs directions privilégiées. C'est un paramètre intrinsèque de l'antenne, sans dimension [1,11-13].

La directivité  $D(\theta, \varphi)$  est une mesure relative de la puissance rayonnée dans une direction  $P(\theta, \varphi)$  par rapport à la puissance totale rayonnée notée  $P_R$  :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_R}{4\pi}} = 4\pi \cdot \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R} \quad (1.3)$$

#### III.1.4.2 Gain d'une antenne

En général, une antenne rayonne une puissance qui varie en fonction de la direction considérée. On appelle gain  $G(\theta, \varphi)$  d'une antenne dans une direction  $(\theta, \varphi)$ , le rapport de la puissance  $P(\theta, \varphi)$  dans cette direction à la puissance  $P_0(\theta_0, \varphi_0)$  d'une source isotrope de référence par unité d'angle solide avec la même puissance d'alimentation [1,10].

Le gain est proportionnel à la directivité. Il porte la même information sur les directions de rayonnement.

Le gain s'exprime en décibel (dB). On utilise quelquefois la notation dBi pour préciser la référence au rayonnement isotrope. On trouve aussi parfois le gain exprimé en dBd, lorsqu'une antenne dipôle est utilisée comme référence. Si l'antenne est omnidirectionnelle et sans pertes, son gain vaut 1 ou 0 dB.

D'après les définitions précédentes le gain  $G$  peut s'écrire comme suit:

$$G(\theta, \varphi) = 4 \pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_A} \quad (I.4)$$

### III.1.4.3 Rendement

Soit  $P_A$  la puissance d'alimentation d'une antenne. Cette puissance est transformée en une puissance rayonnée  $P_R$ . Dans le sens de l'émission, la puissance rayonnée est inférieure à la puissance d'alimentation [1,11-13]. L'antenne est un transformateur imparfait. Il y a des pertes lors de la transformation d'énergie, comme dans tout système. L'efficacité de l'antenne est définie par :

$$\eta = \frac{P_R}{P_A} \quad (I.5)$$

Elle permet de mesurer le taux de transformation. C'est un rendement au sens thermodynamique du terme :  $\eta \leq 1$

Le rendement est lié aux pertes dans le réseau de polarisation et dans les éléments rayonnants. En comparant les équations I.3-4, on voit que le rendement relie le gain et la directivité :

$$P_R = \eta \cdot P_A \Rightarrow G = \eta \cdot D \quad (I.6)$$

### III.1.5 Bande passante et facteur de qualité

La largeur de bande, appelée aussi bande passante, d'une antenne définit le domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises. Il s'agit aussi de la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est maximale [1]. La bande passante peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande.

Pour connaître la largeur de bande d'une antenne relativement au rayonnement, on trace le paramètre  $S_{11}$  de réflexion en fonction de la fréquence. On admet généralement que si ce paramètre est inférieur à -10 dB ou -15 dB, la puissance de rayonnement est suffisante. Il suffit alors de repérer sur la courbe les valeurs de la fréquence correspondant à cette valeur comme sur la figure (I.4) [13] (La bande passante relevée pour les antennes en télécommunication est celle d'une antenne avec un ROS ou TOS  $\leq 2 \leftrightarrow 9.5\text{dB}$  ; TOS=1.4  $\leftrightarrow S_{11}=15\text{dB}$ ):

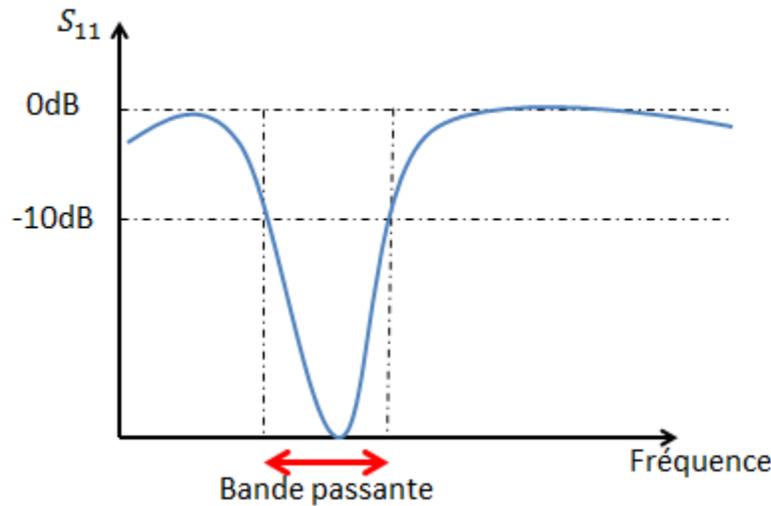


Figure I.4: Bande passante et coefficient de réflexion

D'un point de vue électrique, une antenne peut être vue comme un circuit résonant RLC. La bande passante BW (bande passante à 3 dB de la valeur du champ) est liée au facteur de qualité  $Q$  du circuit RLC à la fréquence de résonance  $f_{Res}$ . Le facteur de qualité représente la quantité de résistance présente lors de la résonance (pour un circuit résonant série comme le montre l'équation I.7).

$$Q = \frac{f_{Res}}{BW} \Rightarrow \frac{1}{Q} = \frac{R_{ant}}{2\pi f_{Res} \cdot L_{ant}} \quad (I.7)$$

Une antenne avec un fort facteur de qualité rayonne très efficacement à la fréquence de rayonnement sur une bande de fréquence étroite, ce qui peut limiter les interférences hors bande. Cependant, si la bande passante est trop étroite, tout signal émis ou reçu près des bornes de la bande de fréquence de fonctionnement sera atténué.

Une antenne avec un faible facteur de qualité est considérée comme large bande si la fréquence supérieure ( $f_2$ ) est au moins égale à environ deux fois la fréquence inférieure ( $f_1$ ) [1].

## III.2 Différents types d'antennes

Les antennes sont réparties en plusieurs catégories selon la géométrie, le gain, la forme du faisceau, et la bande passante. Ainsi, on peut les classer comme suit [1, 11,14] :

### A. Selon la forme géométrique :

- antennes filaires : dipôle, boucle, spirale.
- antennes à ouvertures : cornet, fente, antenne à réflecteur
- antennes imprimées : patch, dipôle imprimé, spirale.

### B. Selon le gain:

- gain élevé : cornet.
- gain moyen : planaire.
- gain bas : dipôle, fente, patch.

### C. Selon la forme du faisceau:

- omnidirectionnelle : dipôle.
- faisceau étroit : antenne réseau.
- faisceau large : planaire.

### D. Selon la largeur de bande :

- bande large : spirale.
- bande étroite : patch, fente.

## III.3 Antennes élémentaires

### III.3.1 Dipôle élémentaire ou dipôle de Hertz

Le dipôle élémentaire ou dipôle de Hertz ou bien doublet électrique est un fil de longueur  $h$  très inférieure à la longueur d'onde ( $h < \lambda/10$ , figure I.5), connecté à une source d'excitation. On considère que l'amplitude du courant est constante le long de l'antenne. On l'appelle dipôle ou doublet car des charges de signe opposé sont stockées à chaque extrémité. Les équations (I.8-I.11) donnent les expressions générales des champs électriques et magnétiques générées par cette antenne. Bien qu'idéale, cette antenne sert de référence car une antenne filaire plus longue peut être vue comme une succession de dipôles élémentaires [1,10].

Equation des champs E et H :

$$\vec{E}_r = 2 \frac{\eta \beta^2 I_0 h}{4\pi} \cos \theta \left( \frac{1}{\beta^2 r^2} - \frac{j}{\beta^3 r^3} \right) e^{-j\beta r} \quad (\text{I.8})$$

$$\vec{E}_\theta = \frac{\eta \beta^2 I_0 h}{4\pi} \sin \theta \left( \frac{1}{\beta^2 r^2} + \frac{j}{\beta r} - \frac{j}{\beta^3 r^3} \right) e^{-j\beta r} \quad (\text{I.9})$$

$$\vec{H}_\varphi = 2 \frac{I_0 h}{4\pi} \eta \beta^2 \sin \theta \left( \frac{1}{\beta^2 r^2} + j \frac{j}{\beta r} \right) e^{-j\beta r} \quad (\text{I.10})$$

$$\vec{E}_\varphi = \vec{H}_r = \vec{H}_\theta = 0 \quad (\text{I.11})$$

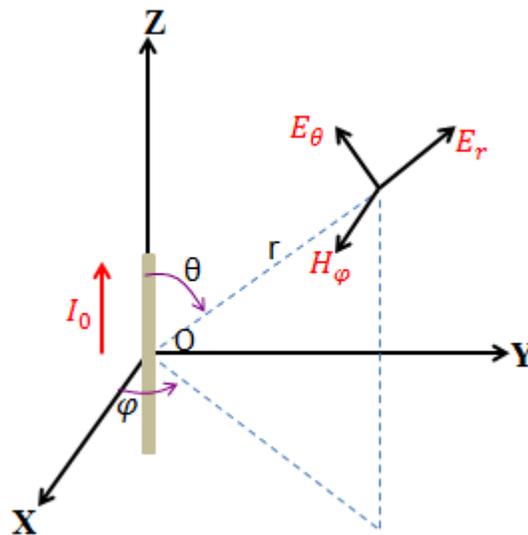


Figure I.5: Champ rayonné par un dipôle élémentaire

### III.3.2 Boucle élémentaire – antenne boucle

Les boucles constituent le deuxième type d'antenne les plus courants, constituées d'un fil conducteur ayant une forme qui permet le retour du fil sur lui-même (figure I.6). La boucle est ainsi branchée sur une ligne bifilaire reliée au générateur. Le rayonnement, à grande distance, est maximal dans le plan de la boucle et s'effectue de façon radiale. Le courant circulant dans le fil crée un champ magnétique qui se propage. Sa variation engendre le champ électrique associé, d'où le rayonnement électromagnétique associé [1,11-14].

En champ lointain, les boucles magnétiques ont été très utilisées pour les récepteurs de grandes ondes radio sous forme d'un cadre sur lequel étaient enroulées plusieurs spires de fil. En champ proche, on les utilise dans tous les dispositifs RFID (identification radio fréquence). Les cartes à puce sans contact sont munies de ce type d'antenne, incluse dans le support plastique. Les détecteurs d'objets métalliques sont aussi des boucles magnétiques sensibles au champ magnétique [1].

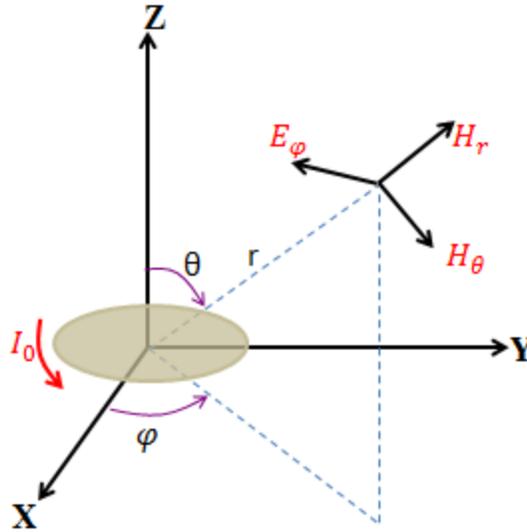


Figure I.6: Champ rayonné par une boucle de courant

Les équations (I.12 à I.14) donnent les expressions générales des champs électriques et magnétiques générées par cette antenne.

$$\vec{H}_r = j \frac{2\mu\omega\beta_0^2}{4\pi\eta_0} I\pi b^2 \cos\theta \left( \frac{1}{\beta_0 r} - \frac{j}{\beta_0^3 r^3} \right) e^{-j\beta_0 r} \quad (\text{I.12})$$

$$\vec{H}_\theta = j \frac{\mu\omega\beta_0^2}{4\pi\eta_0} I\pi b^2 \sin\theta \left( j \frac{1}{\beta_0 r} + \frac{1}{\beta_0^2 r^2} - \frac{j}{\beta_0^3 r^3} \right) e^{-j\beta_0 r} \quad (\text{I.13})$$

$$\vec{E}_\phi = j \frac{\mu\omega\beta_0^2}{4\pi} I\pi b^2 \sin\theta \left( j \frac{1}{\beta_0 r} + \frac{1}{\beta_0^2 r^2} \right) e^{-j\beta_0 r} \quad (\text{I.14})$$

$$\vec{H}_\phi = \vec{E}_r = \vec{E}_\theta = 0 \quad (\text{I.15})$$

Les expressions sont proches de celles du dipôle électrique. C'est pour cela, la boucle élémentaire est aussi appelée dipôle magnétique [1]. Les équations du champ font aussi apparaître des termes réels et imaginaires, qui vont correspondre à la puissance active (onde progressive) et réactive (onde stationnaire). A proximité de l'antenne (zone de champ proche) le champ magnétique est prédominant [14].

A grande distance on note:

$$\left( \beta r \gg 1 \Rightarrow r \gg \frac{\lambda}{2\pi} \right)$$

Et les termes deviennent négligeables:

$$\frac{1}{(\beta r)^2} \text{ et } \frac{1}{(\beta r)^3}$$

### III.4 Antenne dipolaire et filaire

L'antenne dipolaire est constituée de deux tiges cylindriques de diamètre fin ( $d < \lambda/100$ ), très courtes et reliées chacune à deux fils parallèles et très proches constituant une ligne bifilaire (figure I.7). En émission, cette ligne est reliée à un générateur alternatif, caractérisé par sa fréquence et son impédance interne. À la réception, la ligne bifilaire est branchée sur un récepteur [1].

Dans la ligne bifilaire, les courants sont de sens contraire, alors que dans le dipôle les courants sont dans le même sens. L'influence de ces deux courants s'annule dans la ligne bifilaire. Ce sont les courants variables, de même sens, qui rayonnent et créent l'onde électromagnétique dans l'espace. Étant donnée la symétrie du dipôle, le rayonnement s'effectue autour de l'axe, matérialisé par le fil. Il est isotrope dans un plan perpendiculaire à cet axe. Le rayonnement est nul dans la direction du fil. On ne peut donc pas parler d'un rayonnement isotrope [1,11-14].

D'autres antennes de même type sont obtenues avec des tiges rayonnantes plus longues. Ces antennes de type filaires ont de nombreuses applications sur les bandes VHF et UHF comme récepteurs radio, talkie-walkie, etc...

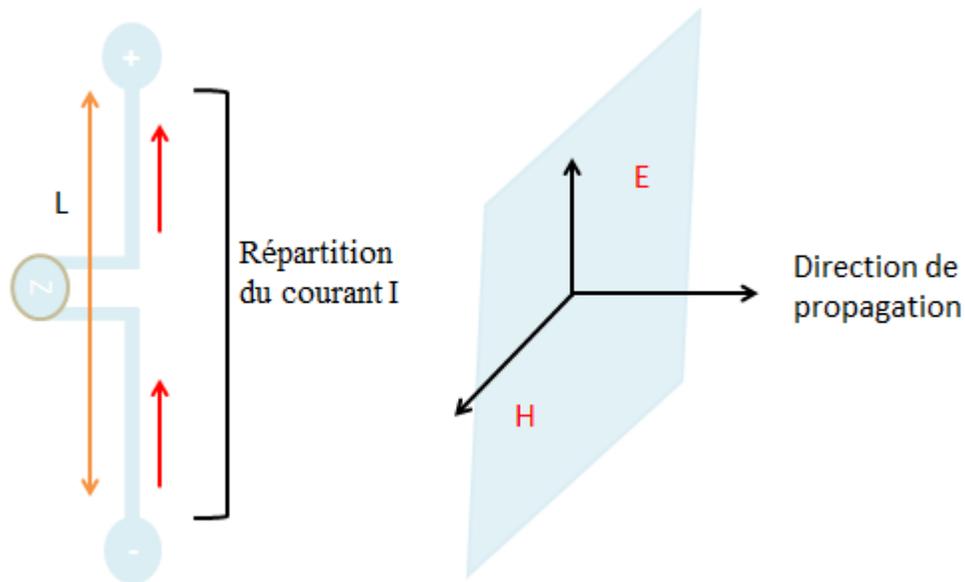


Figure I.7: répartition du courant le long d'un dipôle et champ rayonné

### III.5 Antenne cornet

Un dispositif très utilisé pour la propagation d'ondes guidées est le guide d'onde rectangulaire. Sa qualité de transmission est excellente. Pour cette raison, il est utilisé en haute fréquence. Son utilisation est très répandue en hyperfréquences. Le transformateur de puissance électromagnétique guidée en puissance rayonnée est l'antenne cornet (figure I.8) [15]. Sa forme permet de passer graduellement des dimensions du guide d'onde à l'espace libre. L'onde est ainsi naturellement projetée dans l'espace libre. De façon très naturelle, le rayonnement a lieu dans l'axe du guide d'onde. Cette antenne est plus directive que les précédentes, dans la mesure où la puissance n'est émise que dans une région de l'espace limitée. Elle a de nombreux avantages, en termes de qualité et de puissance. Elle a une largeur de bande supérieure à celle des dipôles ou des antennes à fentes. Elle présente une bonne adaptation au guide d'onde en s'évasant lentement à partir de celui-ci. Son rapport d'onde stationnaire (TOS) est de l'ordre de 1,05 à 1,2 [1,15-16].

L'inconvénient majeur de ce type d'antennes est son poids et son coût, car elle est entièrement métallique. Les antennes satellites sont essentiellement de ce type et, dans ce cas, le poids est un inconvénient majeur qui est contrebalancé par la solidité et le gain de ces antennes. Ce sont aussi les antennes utilisées dans les systèmes radar en raison de la puissance élevée

qu'elles supportent. Du fait de leur constitution métallique, elles présentent peu de pertes et du fait de leur forme, elles sont très directives.

Les antennes cornets de forme cylindrique, conique ou pyramidale sont utilisées comme des antennes sources pour éclairer un réflecteur parabolique. Suivant la forme du cornet, il est possible d'obtenir un diagramme de rayonnement fin soit dans le plan E, soit dans le plan H, soit dans les deux. Les cornets présentent les avantages suivants [15-16] :

- La pureté de leur polarisation permet de caractériser d'autres antennes.
- Une large bande passante et un gain important.

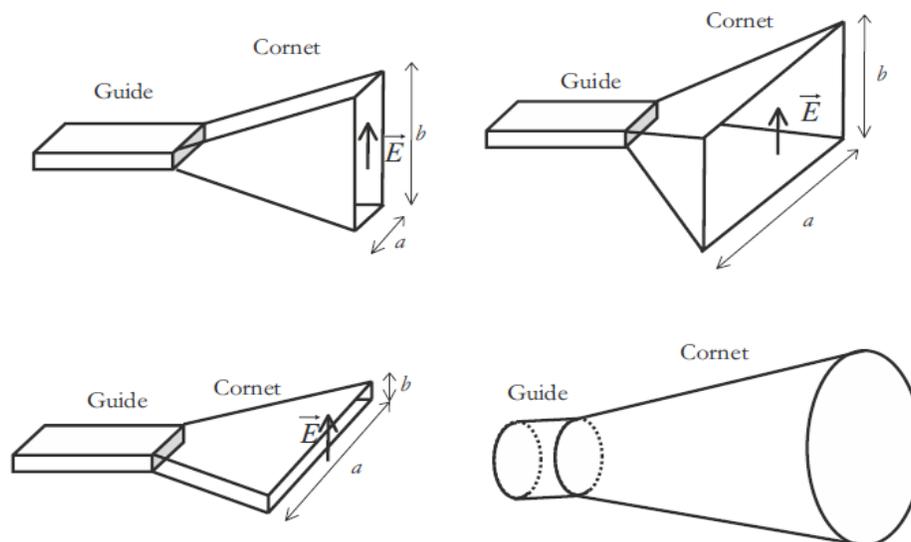


Figure I.8: Différents types de cornets

### III.6 Antenne à fente

Toujours en utilisant le guide d'onde comme dispositif de transmission, il est possible d'envisager un rayonnement dans une direction différente de l'axe du guide. Le rayonnement s'effectue alors perpendiculairement au plan troué du guide. Ce type de dispositif est appelé réseau à fentes [1].

Une antenne à fentes est constituée d'un assemblage de guides d'ondes souvent rectangulaire, sur lesquels sont taillées des fentes régulièrement espacées, soit sur le grand côté, soit sur le petit côté, ayant d'excellentes performances quant aux pertes et au niveau de

rayonnement diffus dû aux erreurs de fabrication. Le couplage de la ligne d'alimentation (le guide) avec les fentes se règle facilement par leur position sur le guide. Le réseau de sources élémentaires ainsi constitué peut être contrôlé finement en amplitude et en phase en « jouant » sur la géométrie ou la position des fentes sur les guides. La figure (I.9) en donne une représentation de l'antenne à fentes où les flèches représentent le sens de la polarisation (ou vecteur champ électrique). Cependant, il y a des avantages significatifs à l'antenne à fentes à la fois dans la fabrication et les performances des applications telles que les systèmes radar [16-17].

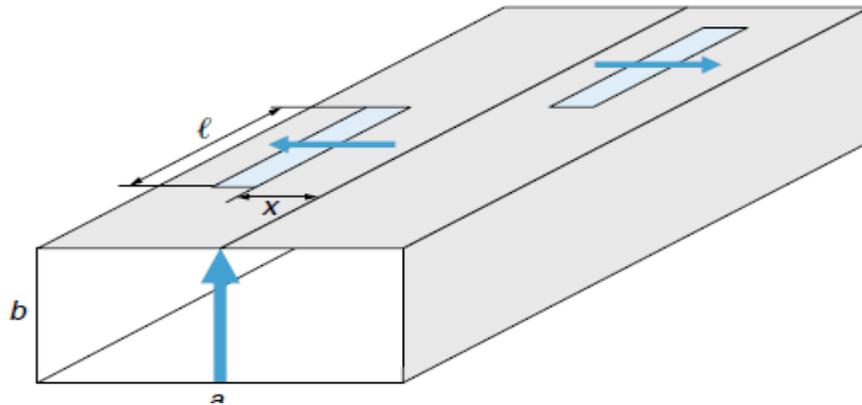


Figure I.9: Fentes sur le grand côté d'un guide rectangulaire

### III.7 Antenne imprimée ou patch

Le concept d'antennes patch est apparu dans les années 50, mais le véritable développement ne s'est fait que dans les années 70 [1, 9-12]. Les antennes imprimées ou micro ruban, ou « patch » en anglais sont des éléments rayonnants planaires. Elle présente l'avantage du faible poids sur certaines antennes décrites précédemment. L'antenne est réalisée par gravure d'un circuit imprimé. De par leur technologie de fabrication, ceux-ci peuvent être intégrés au plus près des circuits électroniques en occupant un volume réduit et se conformant à différents types de surface. Leur principal avantage réside dans leur faible coût de fabrication. Les antennes patch sont utilisées dans de nombreuses applications à partir des bandes VHF.

#### III.7.1 Structure

En général, une antenne imprimée est constituée d'un plan de masse, d'une ou de plusieurs couches de substrat pouvant avoir des permittivités ( $\epsilon_r$ ) égales ou différentes.

La surface contient un élément rayonnant de géométrie quelconque (rectangulaire, circulaire, à fente, ou formes plus élaborées). Il existe plusieurs mécanismes d'excitations qui permettent d'avoir des diagrammes de rayonnement en polarisations linéaire ou circulaire.

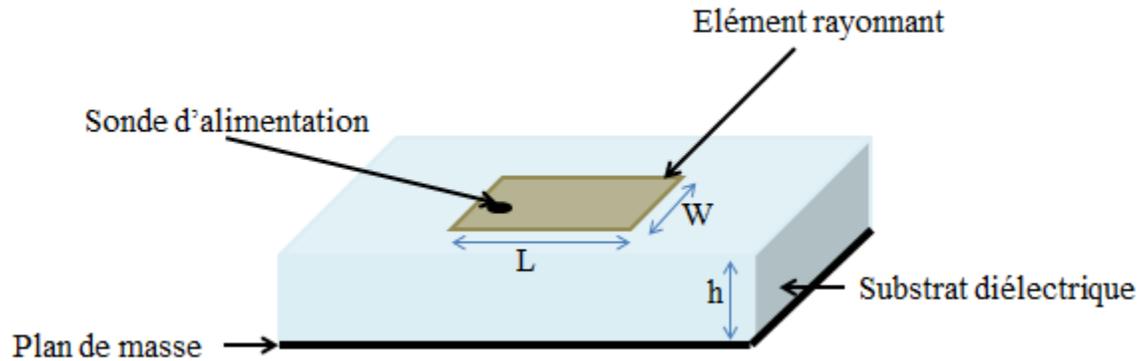


Figure I.10: structure d'une antenne patch

Les substrats diélectriques ont généralement une faible permittivité ( $\epsilon_r < 3$ ) pour faciliter et favoriser le rayonnement, tout en évitant le confinement des champs dans la cavité comprise entre l'élément imprimé et le plan de masse [17-19].

### III.7.2 Principe de fonctionnement

Dans sa configuration originale, le comportement de l'antenne est contrôlé à l'aide d'une sonde de courant connectée entre le patch rayonnant et le plan de masse, ce qui va provoquer l'apparition et la distribution de charges qui s'établit au-dessus et en dessous de l'élément, entre le plan de masse et le substrat [17-19].

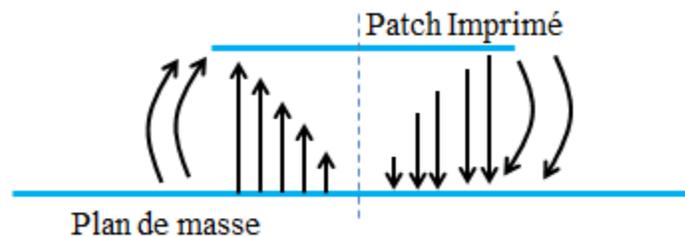


Figure I.11: Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire

Le champ présent entre les bords du patch et le plan de masse va déborder et contribuer à générer le champ électromagnétique rayonné : ceux générés par les bords séparés par  $L$  étant maximum et en opposition de phase vont avoir tendance à s'additionner de manière constructive

et optimale, et générer un rayonnement inscrit dans le plan YZ. Ces 2 bords sont donc appelés bords rayonnants.

### III.7.3 Techniques d'alimentation

L'alimentation des antennes patches est l'une des parties les plus importantes dans le processus de la conception, plusieurs techniques ont été alors considérées dans ce but, on peut classer ces techniques en deux grandes catégories [19-21] :

- Alimentation par contact :
  - Alimentation par une ligne micro ruban.
  - Alimentation coaxiale directe.
- Alimentation par proximité :
  - Alimentation par couplage électromagnétique.
  - Alimentation par couplage à ouverture (fente) dans le plan de masse.

### III.7.4 Les applications des antennes imprimées

Vu l'explosion technologique dans la télécommunication et les recherches scientifiques continues concernant les antennes imprimés, et vu les exigences multiples dans le domaine de communication, l'utilisation des antennes micro-ondes classiques devient incapable de répondre à ces exigences. Pour cette raison, les antennes imprimées remplacent les antennes classiques dans un bon nombre d'applications parmi lesquelles on peut citer :

- Les télécommunications par satellites.
- La commande et le contrôle.
- La télémessure par missile.
- Les équipements portatifs.
- Les antennes d'émission utilisées en médecine.
- Les récepteurs satellite de navigation.

### III.7.5 Avantages et limitation des antennes patches

Les antennes patches présentent de nombreux avantages et leurs utilisations couvrent un large domaine de fréquences allant de 100 MHz à 100 GHz, Parmi ces avantages [19, 21-24] :

- un faible coût de fabrication.

- légères et peu encombrantes.
- la possibilité de mise en réseaux pour améliorer la directivité et pour des applications de balayage électronique de l'espace,
- compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit),
- les réseaux d'alimentation et d'adaptation sont fabriqués simultanément avec l'antenne.
- la polarisation de l'onde électromagnétique linéaire ou circulaire en ajustant la géométrie et l'excitation de l'élément rayonnant.

Malgré les avantages précédemment cités, ces antennes ont des inconvénients de limitation d'utilisation tels que :

- une bande passante limitée (de 1 à 5 %).
- un faible gain (de l'ordre de 5 dB).
- rayonnement limité à un demi-plan d'espace.
- supportent uniquement les faibles puissances.
- pertes de rayonnement par des ondes de surface.
- une pureté de polarisation difficile à obtenir.

Ce dernier augmente considérablement avec l'augmentation de la puissance utilisée, ce qui rend les antennes patches incompatibles avec la bande millimétrique. Les études menées afin de pallier ces inconvénients ont permis d'améliorer jusqu'à 70% en utilisant une configuration multicouche et leur gain pouvant s'accroître de 30% si on met en réseau plusieurs antennes.

Une des solutions proposées est l'utilisation des résonateurs diélectriques comme élément rayonnant offrant de bonnes performances et fournissant une solution de rechange face à la technologie microruban en termes de largeur de bande, de compacité et d'efficacité de rayonnement due à l'absence de pertes métalliques.

### **III.8 Les antennes à résonateurs diélectriques**

Aujourd'hui, le domaine des télécommunications est en plein essor et l'antenne constitue un élément essentiel dans la chaîne de transmission. Parmi tous les types d'antennes disponibles, on distingue les antennes à résonateurs diélectriques (DRA : Dielectric Resonator Antenna) qui

permettent de compenser un des inconvénients majeurs des antennes microruban à savoir la bande passante limitée à quelques %, ce qui constitue un handicap pour les communications à hauts débits. De plus, grâce à l'utilisation de matériaux à constante diélectrique élevée ( $20 < \epsilon_r < 100$ ) et à faible tangente de pertes ( $\tan \delta < 10^{-4}$ ), ces antennes présentent des dimensions bien plus petites que l'antenne imprimée résonante demi-onde [1, 22-27].

L'antenne à résonateur diélectrique présentée dans la figure I.12 est constituée d'un résonateur diélectrique (généralement de forme cylindrique ou en anneau) reporté sur un support, qui tient lieu de plan de masse, auquel est associé un dispositif d'alimentation qui assure l'excitation du résonateur. Ce dernier est dépourvu de partie métallique ce qui limite d'autant les pertes ohmiques. On remarque sur la figure que l'excitation a été ici réalisée par couplage d'une ligne micro ruban à travers une fente rectangulaire découpée dans le plan de masse.

Grâce à un facteur de qualité élevé, ces structures ont été dans un premier temps utilisées dans les circuits micro-ondes blindés pour assurer des fonctions de filtrage ou d'oscillateur. Une fois le résonateur laissé en environnement libre, on constate que le facteur de qualité décroît sensiblement ce qui laisse entrevoir une application en tant qu'antenne puisque la puissance perdue est dorénavant rayonnée. Précisons que l'efficacité de rayonnement sera d'autant plus élevée que le mode sera convenablement excité [1,22-27].

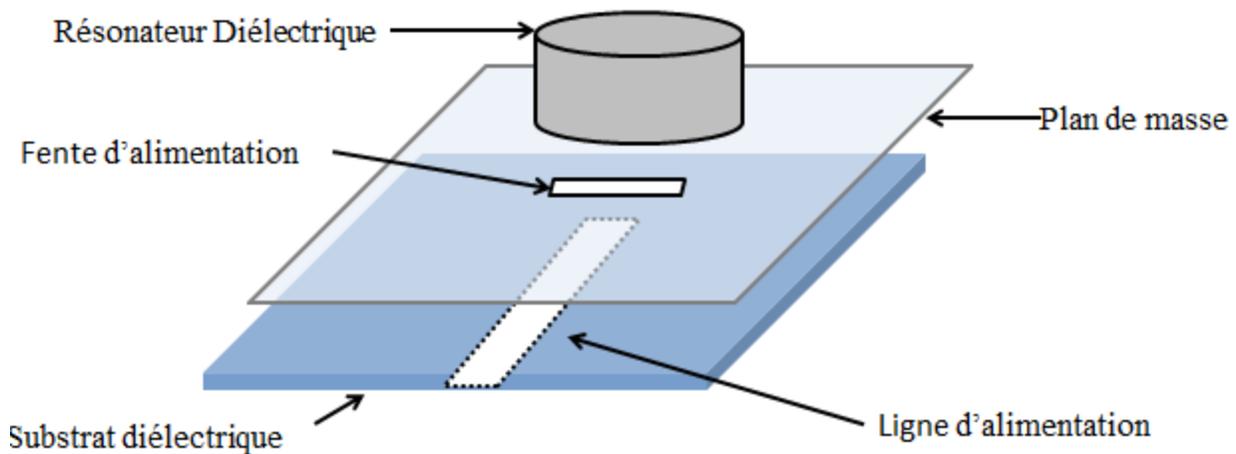


Figure I.12: Antenne à résonateur diélectrique.

### III.8.1 Les avantages des DRAs

Les résonateurs diélectriques sont habituellement utilisés dans les filtres, les oscillateurs et les antennes, en raison de leurs nombreux avantages. Diverses formes sont envisageables et de nombreuses techniques d'alimentation sont possibles. De plus, un nombre important de modes associés à des diagrammes de rayonnement différents peuvent être excités. Les applications sollicitant différentes bandes de fréquence et permettant la formation de multiples faisceaux sont alors envisageables avec un seul élément.

Les antennes à résonateurs diélectriques sont constituées d'un volume de matériaux diélectriques qui possèdent les avantages suivants [28-30] :

- Une large bande passante naturelle.
- Un rendement élevé, dû à l'absence de pertes ohmiques et d'ondes de surfaces.
- Coût et poids faibles.
- Variété des formes possibles.
- Possibilité de les alimenter avec les méthodes classiques, ce qui les rend compatibles avec les technologies existantes.
- De plus, sa large gamme de permittivité (de 10 à 100) permet de contrôler facilement la taille et la bande passante de l'antenne.
- Une susceptibilité aux tolérances de fabrication inférieures à celles des antennes microrubans propre aux ondes millimétriques.
- Plusieurs modes de résonances peuvent être excités, ce qui donne des diagrammes de rayonnement différents.
- 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 [28] ou centimétriques.

### III.9 Antenne MIMO

Contrairement aux systèmes SISO (Single Input Single Output en anglais) qui ne comportent qu'une seule antenne pour chacun des côtés émission et réception. Les systèmes multi-antennes à l'émission et à la réception (Multi input multi output MIMO en anglais) permettent théoriquement d'accroître la capacité des liens de communications sans fil. En faisant l'hypothèse que les trajets entre chaque antenne d'émission et de réception sont indépendants, Foschini [31] et Telatar [32] ont démontré que la capacité théorique du canal MIMO avec  $N_t$  antennes à l'émission et  $N_r$  antennes à la réception croît linéairement avec  $\min(N_t, N_r)$ , comme le montre la figure I.13.

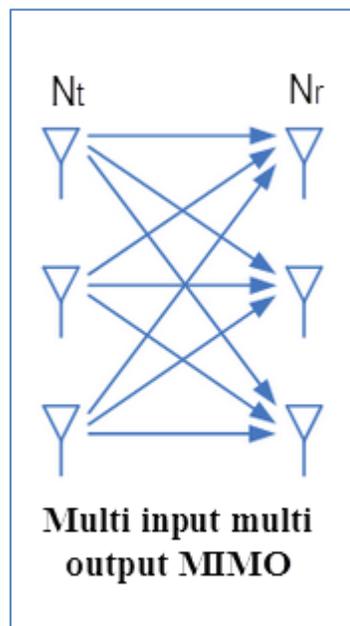


Figure I.13: système de transmission sans fil MIMO

Les systèmes MIMO sont l'un des principaux axes de développement pour augmenter les débits des communications sans fil et bien que les premiers travaux publiés sur ce sujet ne datent que de quelques années, nous assistons à un très rapide développement de cette technologie avec des applications déjà envisagées dans les réseaux locaux sans fil et les réseaux mobile 3<sup>ème</sup> et 4<sup>ème</sup> génération (3G, LTE) [1].

Le principe de base des systèmes MIMO consiste donc à combiner les signaux judicieusement tant à l'émission qu'à la réception pour exploiter la diversité spatiale et donc réduire les effets des évanouissements ou pour augmenter le débit de transmission [1,33].

Dans les systèmes multi-antennes, la capacité augmente linéairement avec le nombre d'antenne émettrice, dépassant la limite théorique de Shannon [33]. Ces systèmes possèdent un avantage en plus car ils résistent aux évanouissements et aux interférences. Les systèmes MIMO sont considérés comme une technologie capable de résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande.

Les systèmes MIMO présentent deux avantages majeurs par rapport aux systèmes SISO [33] :

- Augmenter le débit linéairement avec le nombre d'antenne à la réception.
- Minimiser la probabilité d'évanouissement du canal et du signal.

### **III.10 Antenne intelligente**

Les systèmes à antennes intelligentes (smart antennas) [34-40] entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire dont la croissance a été très importante dans le courant de ces dernières décennies. Ils bénéficient des interactions croissantes entre l'électromagnétisme et le traitement de signal. L'intérêt de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement, en temps réel, à des modifications du canal de propagation. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction utile [37]. Habituellement, ces systèmes reposent sur des antennes à faisceaux commutés ou adaptatives. Les deux techniques ont pour objectif d'accroître le gain dans la direction de l'utilisateur et réduire les interférences.

Les Systèmes d'antennes adaptatifs sont constitués d'un réseau d'antenne et un processeur récepteur adaptatif temps réel qui attribue des poids aux éléments de l'antenne réseau afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis. Une antenne réseau adaptative peut donc être définie comme un réseau capable de modifier son diagramme de

rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres grâce à une boucle à retour de décision interne pendant le fonctionnement de l'antenne.

Dans les systèmes d'antennes traditionnels, chaque émetteur envoie son signal de façon très large principalement à cause du fait que la position du récepteur est inconnue. Ce type de transmission pollue l'environnement électromagnétique en augmentant le niveau d'interférence global par une émission de puissance dans des directions inutiles. A contrario, les systèmes à antennes intelligentes déterminent la localisation du mobile pour se focaliser et émettre l'énergie uniquement dans les directions souhaitées [34,37].

La structure d'une antenne intelligente adaptative [37,41, 42] est illustrée par la Figure I.14. Elle est constituée d'un réseau de "M" antennes élémentaires dont les sorties sont pondérées par un terme complexe " $\omega$ " avant d'être sommées entre elles. L'unité de contrôle des pondérations permet de mettre en forme un diagramme de rayonnement par l'ajustement "intelligent" de l'amplitude et (ou) de la phase avec laquelle se combinent les signaux reçus (ou émis) sur les différents éléments.

Les avantages de tels systèmes sont [41-42] :

- Possibilité de traquer plusieurs usagers au même temps.
- Le diagramme de rayonnement est optimisé dynamiquement et en temps réel.
- Le diagramme de rayonnement d'un système adaptatif est plus précis que celui du système à faisceaux commutés.

Mais l'inconvénient majeur des systèmes d'antennes adaptatifs est la difficulté de réalisation due à la complexité des algorithmes d'optimisation du diagramme de rayonnement

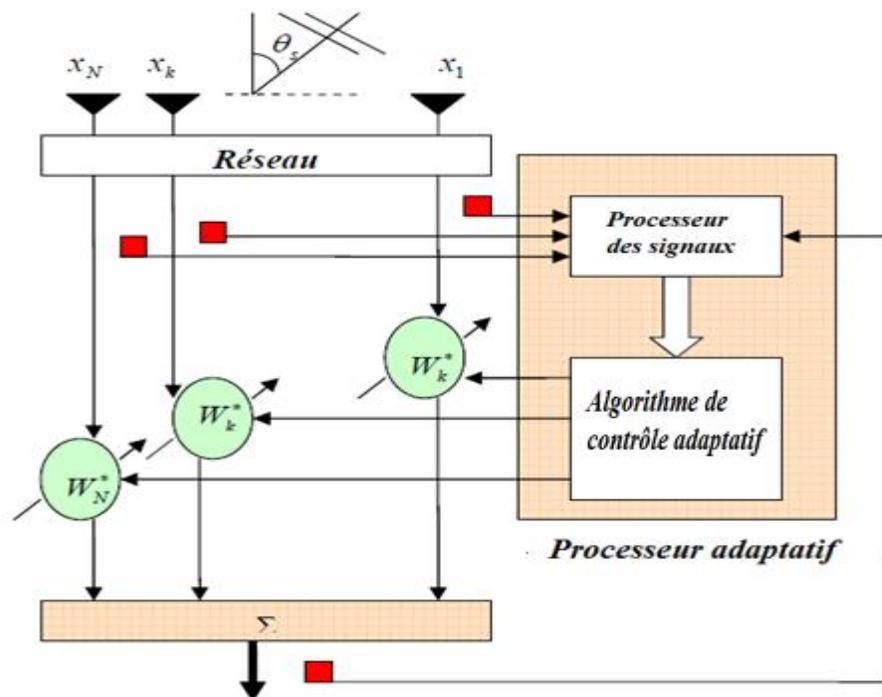


Figure I.14: Schéma représentatif d'une antenne adaptative

#### IV. CONCLUSION

Ce chapitre a permis d'avoir une vue d'ensemble sur les différentes antennes destinées aux réseaux de télécommunications. Une première partie a décrit les différentes techniques de liaisons classiquement utilisées, suivie d'une deuxième partie qui représente des antennes de base, leur environnement et le contexte d'utilisation, ou un paragraphe est consacré aux antennes à résonateurs diélectriques ainsi que leurs avantages.

Les problèmes de miniaturisation, largeur de bande et de multi-fonctionnement restent toujours un obstacle devant les systèmes de communication. Plusieurs techniques d'amélioration ont été alors mises en œuvre pour pallier ces inconvénients.

Notre objectif est donc d'étudier des topologies d'antennes simples, à faible encombrement et à gain relativement élevé avec un fonctionnement large bande et/ou multibande, pour cela nous sommes orientés vers les antennes à résonateur diélectrique.

## V. BIBLIOGRAPHIE

- [1] O. Picon , coll., "Les antennes Théorie, conception et applications", Dunod, Paris, 2009
- [2] D. Perkins, "Exigences pour une norme de protocole point à point Internet", W. Simpson, éditeur, juillet 1994.
- [3] A.D. Kucar, "Mobile Radio: an overview", The Mobile Communications Handbook, I.E.E.E. C.R.C. Press, U.S.A, pp. 242-262, 1996
- [4] A. Tanenbaum, " Réseaux 3ème édition", Dunod, Prentice-hall, Juin 2004
- [5] Guy Pujolle, "Les réseaux," Edition Eyrolles, 2000.
- [6] J. Regis Bates, "Wireless Networked Communications," Edition McGraw-Hill, Inc 1994
- [7] Alagha, Pujolle, Vivier, "Réseaux de mobiles & réseaux sans fil," Edition Eyrolles, 2001
- [8] L. Toutain, " Réseaux locaux et Internet des protocoles à l'interconnexion", Editeur Hermes Science Publication 2003.
- [9] P. F. Combes, " Circuits Passifs, Propagation, Antennes," Micro-ondes Tome 2, Dunod, 1997.
- [10] E. Roubine, J.Ch. Bolomey, "Introduction générale", Antennes, tome 1, Masson, Paris, France, 1978
- [11] J.D. Kraus, "Antennas, " Mc Graw-Hill book company, New York, USA, 1950
- [12] E.A. Wolff, "Antenna analysis, "John Wiley & Sons, New York, U.S.A, 1966
- [13] J.R. James, P.S. Hall, C. Wood, "Microstrip antenna theory and design", Peter Peregrinus Ltd, pp. 103-109, New York, USA, 1981
- [14] D. M. Pozar, "Microwave and RF wireless Systems," John Wiley & Sons, USA, 2001.
- [15] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design Handbook," Artech Ho use, London, 2001
- [16] P. Vaudon, "Les antennes cornets," mémoire de maitrise en Télécommunication, IRCOM université de Limoges. Web:<http://patrick.vaudon.pagesperso-orange.fr/ouverture>, 11 mars 2014
- [17] S. Punit Nakar, "Design of compact microstrip patch antenna for use in Wireless/ cellular Devices", Thèse de Master, college of engineering, Florida state university, 2004.
- [18] F. Chebbara, "Etude des caractéristiques de résonance et de rayonnement des antennes microbandes réalisées avec des matériaux ayant une anisotropie de type électrique et magnétique", Thèse de doctorat, université de Batna, juin 2011.

- [19] L.I. Basilio, M.A. Khayat, J. Williams, S.A. Long, "The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line fed patch antennas," *IEEE trans. Antennas Propagat.*, vol. 49, pp.45-47, Jan. 2001.
- [20] M. Titaouine, "Analyse des antennes microrubans de forme arbitraire par la méthode des moments et le modèle généralisé de la cavité," Thèse de Doctorat, Université de Sétif, Sept. 2007.
- [21] D. Khedrouche, "Modélisation des antennes microbandes par une analyse tridimensionnelle rigoureuse en utilisant une méthode intégrale," Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Juin 2009.
- [22] S. Fargeot, "Etude d'un résonateur diélectrique cylindre antenne. Application à la caractérisation des matériaux," Thèse du doctorat de l'université de Limoges, 1999.
- [23] K.M Luk, K.W Leung, "Dielectric Resonator Antennas", *Electronic & Electrical Engineering Research Studies Press Ltd*, 2003.
- [24] R. Chair, A.A. Kishk, K.F. Lee, D. Kajfez, "Performance comparisons between dielectric resonator antennas and printed microstrip patch antennas at X-band", *Microwave Journal*, vol. 49, no. 1, pp. 90-104, Jan 2006.
- [25] S. Dhar, R. Ghatak, B. Gupta, Poddar, "D.R.A Wideband Minkowski Fractal Dielectric Resonator Antenna", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* volume: 61, Issue: 6, Page(s): 2895 - 2903, 2013.
- [26] 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.
- [27] A.A Kishk, "DRA array with 75% reduction in elements number, *Radio and Wireless Symposium (RWS)*", *IEEE*, Page(s): 70 - 72, 2013.
- [28] A. Petosa, "Recent Advances in Dielectric Resonator Antenna Technology," *IEEE Antennas and Propagations Magazine*, vol. 40, No.3: 35-46, 2002.
- [29] A.A. Kishk, "Dielectric Resonator Antenna, a Candidate for Radar Applications," *IEEE Radar Conference*: 258-264, 2003.

- [30] A. Petosa, "Antenna Research at the Communication Research Center," IEEE Antennas and Propagations Magazine, vol. 37, No.5: 7-18, 2002.
- [31] G. Foschini, J., M.J. Gans, "On the limits of wireless communications in fading environment when using multiple antennas", Wireless Personal Communications, 6, 311–335, 1998.
- [32] T. Roman, M. Enescu, V. Koivunen, " Time domain method for tracking dispersive channels in MIMO-OFDM systems", Proceedings of IEEE ICASSP, vol.4, pp.393-396, 2003.
- [33] S. Ferouani, "Etude et Implémentation d'un Système MIMO dans un Contexte OFDM, " Thèse de magistère, université abou bakr belkaid Tlemcen Algérie, 2010
- [34] L.C. Godara, "Smart antennas, Boca Raton", CRC Press, 2004.
- [35] D. Nowicki, J. Rouleliotis, "Smart antenna Strategies", Mobile Communications International, p.53-56, April 1995.
- [36] J. Fernandes, O. Sousa, J. Neves, "Impact of the Antenna Set-up and arrays on mobile radio systems", Proceedings of the international conference on universal and personal communications', 95, ICUPC, Tokyo (Japan), pp.387-391, Nov.6-10, 1995
- [37] S. Tabbane, "Réseaux Mobiles", Editions Hermes, Paris, 1997.
- [38] C. Joseph Liberti, JR. Theodore, S. Rappaport, "Smart Antennas for Wirless Communications: IS – 95 and Third Generation CDMA Applications" , 12 April, 1999.
- [39] N. Fadlallah, "Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente, application à la conception de réseaux à déphasage", Thèse de doctorat n° 18-2005, Université de Limoges, mai 2005.
- [40] P. Bruno, P. Hall, "Robust Modulation Methods and Smart Antennas in Wireless Communications", Prentice Hall PTR, 31 August, 1999.
- [41] C.G Günther, J.E. Padgett, T. Hattori, "Overview of Wireless Personal Communications," IEEE Communications Magazine, vol.33, N°1, pp. 28-41, 1995.

- [42] S.C. Swales, M.A. Beach, D.J. Edwards, J.P. McGeehan, "The performance Enhancement of Multiband Adaptive Base-Station Antennas for Cellular Land Mobile Radio Systems", IEEE Trans. Veh. Tech., vol. VT-39, no. 1, pp. 56-67, Feb. 1990.

## Chapitre 2

---

# ANTENNE A RESONATEUR DIELECTRIQUE

## I. INTRODUCTION

Durant ces dernières années, les résonateurs diélectriques ont pris une place très importante grâce à l'évolution quotidienne des systèmes de télécommunication, dont le but est de réduire sans cesse la taille et le poids des systèmes, et d'augmenter la fréquence et la bande passante.

Les résonateurs diélectriques sont des pastilles céramiques polycrystalline nues ou métallisées. Il existe cependant certaines applications où les caractéristiques des résonateurs diélectriques sont indispensables et n'ont pas encore trouvé de remplaçant [1]. De nos jours, les résonateurs diélectriques prennent place dans différents systèmes, aussi bien passifs, qu'actifs, comme par exemple, les oscillateurs, les dispositifs de filtrage et les antennes [2-4].

Lorsqu'un résonateur est placé dans une cavité, il présente un facteur de qualité élevé, ce qui permet la réalisation d'un filtre très sélectif permettant la sélection d'une bande de fréquence, et peut servir au multiplexage des fréquences comme dans les stations de base de radiotéléphonie, à la séparation des voies d'émission et réception des téléphones portables, etc. Ces dispositifs sont utilisés dans les réseaux GSM (Global System Mobile), UMTS (Universal Module Télécommunication System) et GPS (Global Positioning System). D'autre part les oscillateurs comprennent, outre que le résonateur, un circuit intégré actif. Le circuit résonant sert à stabiliser la fréquence d'émission de l'oscillateur.

Le but de ce chapitre est de faire un état d'art sur les résonateurs diélectriques de forme cylindrique. Les caractéristiques électromagnétiques nécessaires à l'utilisation du résonateur cylindrique en tant qu'élément rayonnant sont alors données, en particulier : la description des principaux modes, les distributions des champs de manière à choisir correctement le système d'excitation le plus approprié, les différents diagrammes de rayonnement qu'il est possible d'obtenir et la détermination des fréquences de résonance.

## II. RESONATEUR DIELECTRIQUE

### II.1 Présentation

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 [5-6]. Plus tard, en 1953, Schlike a rapporté l'existence de matériaux de permittivité  $\epsilon_r$  supérieure à 1000 [7]. Au début des années soixante, Okaya et Barash ont décrit la

distribution et la propagation des modes d'ondes (TE<sub>xyz</sub> et TM<sub>xyz</sub>) dans un corps diélectrique [8-9], cette découverte a permis le développement de nouveaux dispositifs à base de matériaux diélectriques qui présentent de nombreux avantages par rapport aux cavités et aux guides d'ondes, comme par exemple un plus faible encombrement ou une plus grande stabilité thermique.

Ces diélectriques sont insérés ou non dans des cavités métalliques. Plus la permittivité du matériau diélectrique est élevée, plus les champs électromagnétiques sont confinés à l'intérieur du matériau. Il apparaît une variété importante de résonateurs diélectriques et de nombreuses applications sont mises en œuvre à l'aide de ces structures. Les plus classiques sont des dispositifs de filtrage [10-11], des oscillateurs [12] et des antennes [1].

Les résonateurs remplacent les cavités métalliques. Comme elles, ils présentent les propriétés et les avantages suivants:

- Des modes de résonance dont les fréquences sont déterminées par les dimensions.
- Des facteurs de qualité Q élevés.
- Faible encombrement : la dimension d'un résonateur diélectrique est de l'ordre de  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ , le choix d'une permittivité élevée permet une réduction significative des dimensions de l'antenne
- Grande stabilité en changement de température ( $\tau_f$ ).
- Simplicité de mise en œuvre.

## II.2 Les formes des Résonateurs Diélectriques

Le choix de la forme, des dimensions et de la permittivité peut donner un diagramme de rayonnement bien déterminé. On distingue plusieurs formes de résonateurs diélectriques comme le montre la figure II.1.

Les formes cylindriques sont les premières à être utilisées car elles étaient déjà utilisées dans les circuits micro-ondes [6]. La forme rectangulaire [13-15] est l'une des formes les plus populaires pour les raisons suivantes : elle est simple à réaliser, facilement modélisée par des formules approximées et résistante à la dégénération de modes. On peut citer aussi la forme

hémisphérique [16], un résonateur diélectrique (RD) hémisphérique sur un plan de masse peut être analysé comme une sphère électrique par la théorie des images [17-18]. Beaucoup de formes sont analysées afin de produire des antennes à polarisation circulaire. Il s'agit des RD de forme elliptique et d'anneau cylindrique [19]. Des nouvelles configurations coniques et triangulaires ont été introduites [20-21] récemment, des RDs de forme tétraédrique viennent d'être étudiés afin d'augmenter la largeur de la bande [22].



Figure II. 1 : Différentes formes de résonateurs diélectriques

Les résonateurs présentés dans cette thèse sont des résonateurs de forme cylindrique, et le traitement analytique se fait donc dans un repère cylindrique ( $r$ ,  $\varphi$ ,  $z$ ) du fait de sa symétrie de révolution (Figure II.2).

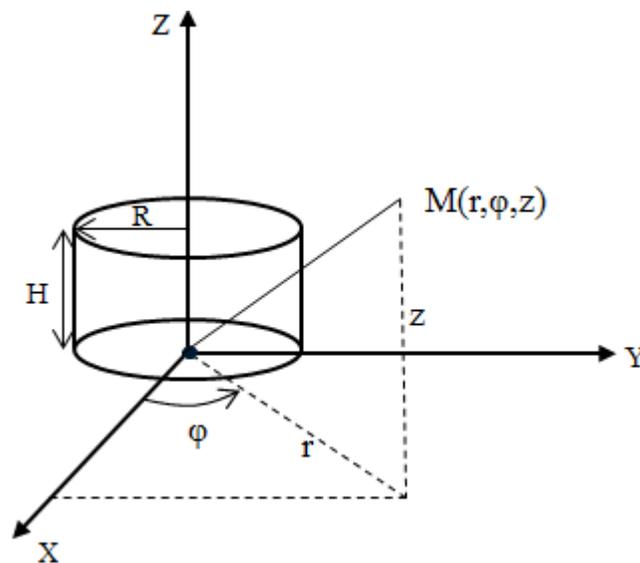


Figure II. 2 : Repère en coordonnées cylindriques

Dans ces conditions, l'onde EM « Electromagnétique » peut s'installer de différentes façons, ce qui conduit à définir plusieurs modes de résonance dont nous allons rappeler les caractéristiques.

### III. RESONATEUR DIELECTRIQUE CYLINDRIQUE

Afin de pouvoir utiliser le Résonateur Diélectrique Cylindrique (RDC) pour la conception d'antennes, il est nécessaire de connaître son principe de fonctionnement. Aussi, il semble important de considérer les différents modes, les différents diagrammes de rayonnement possibles, les cartes de champs et les techniques à mettre en œuvre pour pouvoir alimenter correctement le résonateur, afin d'obtenir une efficacité de rayonnement maximale. Il est également appréciable de connaître la dépendance des paramètres physiques et géométriques du résonateur avec la fréquence d'utilisation en raison de ses nombreux avantages.

Nous exposons tout d'abord la notation utilisée pour définir les différents modes du résonateur.

#### III.1 Mode de résonance

Comme pour toutes les cavités, un grand nombre de modes peuvent être excités. Il en existe trois catégories qui permettent d'obtenir différentes caractéristiques de rayonnement selon les applications souhaitées [4-6-13].

Les modes d'un RD cylindrique isolé peuvent être divisés comme suit :

- Les modes transverses électriques (TE).
- Les modes transverses magnétiques (TM).
- Les modes hybrides (HEM) On nomme aussi la sous famille HE et HM.

Dans le cas des modes TE et TM, les champs sont à symétrie de révolution c'est à dire qu'ils ne présentent pas de dépendance azimutale. Les modes hybrides au contraire, présentent une dépendance suivant  $\varphi$ .

Dans les modes hybrides HEM, nous distinguons la sous famille des modes HE à forte ressemblance TM, c'est-à-dire que la composante Hz du champ H est négligeable devant la

composante  $E_z$  du champ  $E$ , et la sous famille des modes HM à forte ressemblance TE, c'est-à-dire que la composante  $E_z$  du champ  $E$  est négligeable devant la composante  $H_z$  du champ  $H$ .

La configuration spatiale du champ électromagnétique des modes est indiquée par les trois entiers  $m$ ,  $n$ ,  $p$  représentant le nombre de variations du champ suivant les trois directions du repère cylindrique :

- $m$  ( $m = 0, 1, 2, \dots$ ) représente le nombre de variations azimutales du champ (en  $\varphi$ )
- $n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) représente le nombre de variations radiales du champ (en  $r$ ).
- $p$  ( $p = 0, 1, 2, \dots$ ) représente le nombre de variations longitudinales du champ (en  $z$ ).

Le nombre de variation longitudinale étant rarement définissable par un entier, un réel  $\delta$  intervient tel que  $0 < \delta < 1$ . Le troisième indice sera donc exprimé par le terme  $p + \delta$ . Les modes sont donc nommés  $TE_{mnp+\delta}$ ,  $TM_{mnp+\delta}$  et  $HEM_{mnp+\delta}$ .

Il faut remarquer que les modes TE et TM ne présentant pas de dépendance azimutale, le premier indice  $m$  est nul. En ce qui concerne les modes transverses électriques  $TE_{0np+\delta}$ , la composante  $E_z$  est nulle. Quant aux modes transverses magnétiques  $TM_{0np+\delta}$ , la composante  $H_z$  est nulle. Pour ce qui est des modes  $HEM_{mnp+\delta}$ , les six composantes du champ sont non nulles. Les trois modes fondamentaux sont :  $TE_{01\delta}$ ,  $TM_{01\delta}$  et  $HEM_{11\delta}$  [23-24].

### III.1.1 Les modes transverses électriques ou modes TEM,n,p

Les modes transverses électriques purs ne possèdent pas de variations azimutales ( $m=0$ ). Les composantes radiale et axiale du champ électrique  $E_r$ , et  $E_z$  sont nulles. La composante azimutale du champ magnétique est également nulle. Les champs électrique et magnétique peuvent se décomposer par les relations suivantes:

$$\vec{E} = E_\varphi \vec{e}_\varphi \quad \text{et} \quad \vec{H} = H_r \vec{e}_r + H_z \vec{e}_z \quad (\text{II.1})$$

### III.1.2 Les modes transverses magnétiques ou modes TM $m,n,p$

Ce type de mode électromagnétique est la réciproque du précédent, la composante axiale du champ magnétique  $H_z$  est nulle. Les champs électriques et magnétiques se décomposent par les relations :

$$\vec{H} = H_\varphi \vec{e}_\varphi \quad \text{et} \quad \vec{E} = E_r \vec{e}_r + E_z \vec{e}_z \quad (\text{II. 2})$$

### III.1.3 Les modes hybrides ou modes HEM

Les modes hybrides HEM possèdent six composantes non nulles du champ électromagnétique. Ces modes peuvent être excités indifféremment par un couplage de type électrique ou magnétique.

## III.2 Carte des champs

Nous présentons ici le tracé des champs électrique et magnétique d'un résonateur isolé dans différents plans, parallèles à l'axe de rotation du cylindre (plan méridien) et perpendiculaires (plan équatorial). La figure II.3 montre les plans choisis:

- Deux plans méridiens : l'un en  $\varphi = 0^\circ$ , l'autre en  $\varphi = 90^\circ$ ,
- Deux plans perpendiculaires à l'axe de rotation : l'un équatorial (passant au centre du résonateur), l'autre plus proche de la face inférieure au RD.

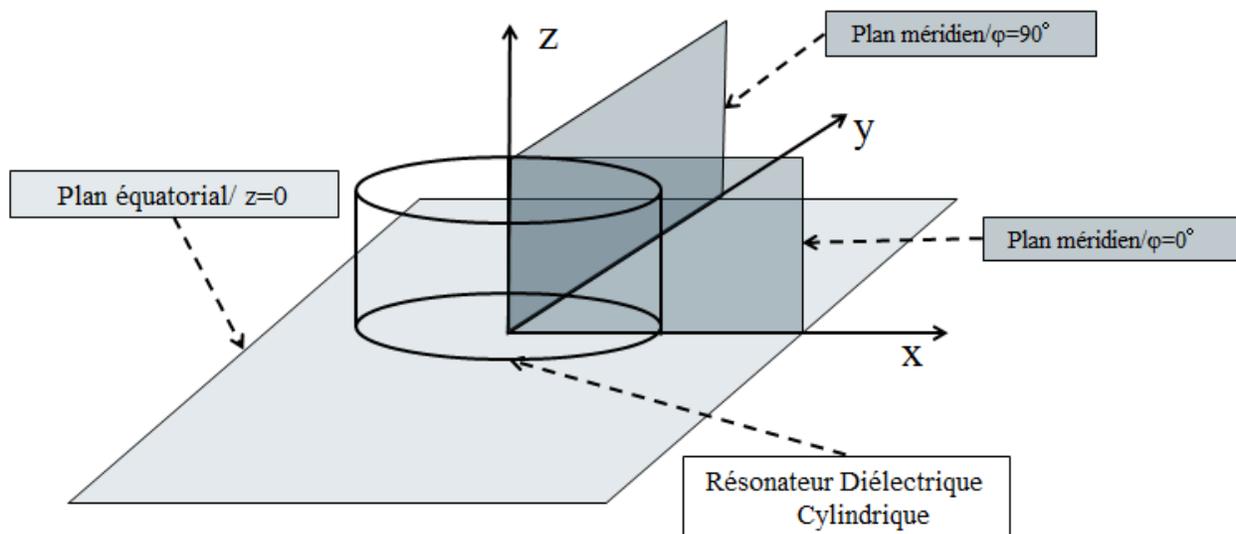


Figure II. 3 : Différents plans du résonateur isolé

Pour le plan méridien correspondant à une vue latérale du résonateur cylindrique, la coupe visualisée sera rectangulaire, tandis que le plan équatorial présentera une coupe de forme circulaire (figure II.3).

Les cartes de champ des modes données en fonction de Bessel sont celles d'un résonateur de rayon  $R$ , de hauteur  $H$ , et de permittivité  $\epsilon_r$ . Les expressions de  $H_z$  et  $E_z$ , respectivement pour les modes TE et TM sont données par les équations II.3 et II.4 comme suit :

$$\mathbf{TE:} \quad H_z^{mnp} = J_n \left( \frac{X_{np}^{TE}}{R} r \right) \begin{cases} \sin(n\varphi) \\ \cos(n\varphi) \end{cases} \sin \left( \frac{(2m+1)\pi z}{2H} \right) \quad (\text{II. 3})$$

$$\mathbf{TM:} \quad E_z^{mnp} = J'_n \left( \frac{X_{np}^{TM}}{R} r \right) \begin{cases} \sin(n\varphi) \\ \cos(n\varphi) \end{cases} \cos \left( \frac{(2m+1)\pi z}{2H} \right) \quad (\text{II. 4})$$

Dans cette relation :

- $J_n$  fonction de Bessel du nième ordre de première espèce et d'argument  $(X_{np}^{TE}), (X_{np}^{TM})$ .
- $J_n(X_{np}^{TE}) = 0$  et  $J'_n(X_{np}^{TM}) = 0$ ,  $p^{\text{ième}}$  racines.

Seules sont présentées les composantes tangentielles des champs au plan d'observation, et leurs amplitudes sont données en des points équidistants à l'intérieur de ce plan. Les flèches doubles indiquent des valeurs normalisées de champ pour des niveaux compris entre 0 et  $-3$  dB ; les flèches longues indiquent des niveaux compris entre  $-3$  dB et  $-10$  dB, et les flèches simples plus courtes, des niveaux compris entre  $-10$  dB et  $-30$  dB [4,13, 25-26].

### III.2.1 Mode $TE_{016}$

Le champ électrique est décrit dans le plan équatorial et le champ magnétique dans le plan méridien. Les composantes tangentielles de ce dernier sont nulles dans le plan équatorial. Le mode étant à symétrie de révolution, le champ magnétique est alors le même dans chacun des plans méridiens. Le champ électrique présente un minimum au centre du résonateur, alors que le champ magnétique présente un maximum au centre et des niveaux faibles vers les bords du résonateur. La figure II.4 représente la répartition du champ électrique et magnétique du mode  $TE_{016}$  [4].

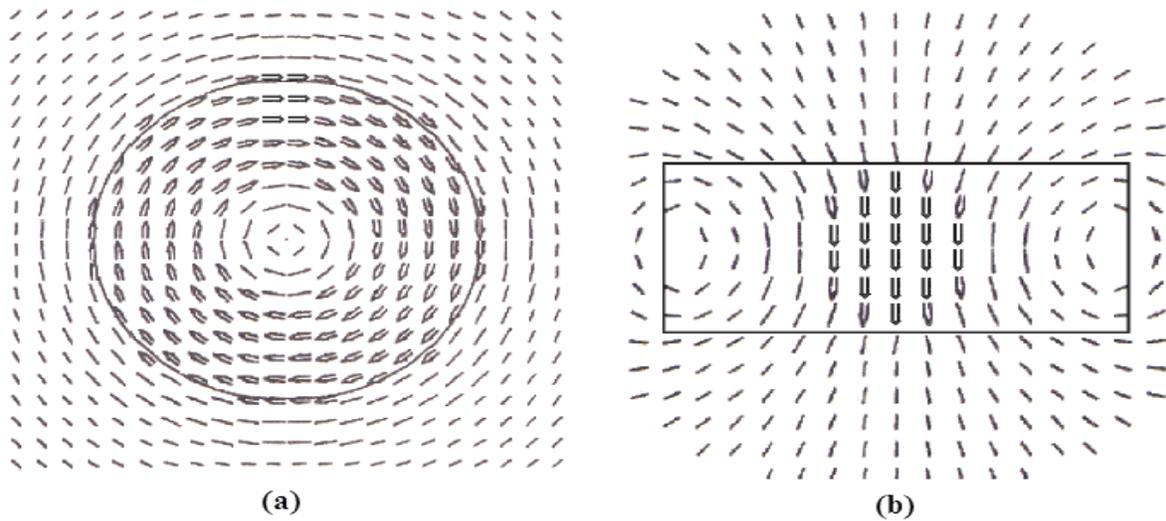


Figure II. 4 : Cartes de champ du mode  $TE_{01\delta}$ :

- (a) Distribution du champ électrique dans le plan équatorial  
 (b) Distribution du champ magnétique dans le plan méridien [4].

### III.2.2 Mode $TM_{01\delta}$

La propagation des ondes électromagnétiques dans le corps du résonateur diélectrique pour le mode  $TM_{01\delta}$  est répartie en deux champs électrique et magnétique, comme illustré dont la figure II.5, le champ magnétique est confiné à l'intérieur du résonateur, contrairement au champ électrique qui est relativement fort au centre du résonateur [4].

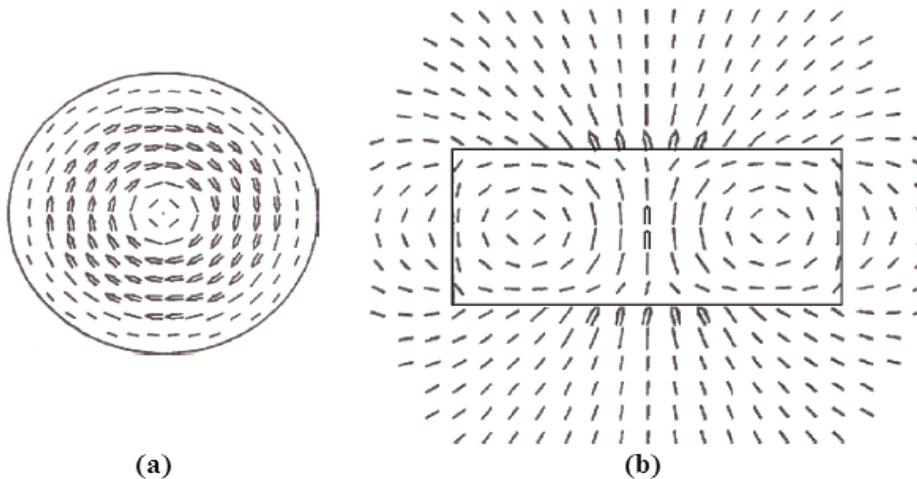


Figure II. 5 : Cartes de champ du mode  $TM_{01\delta}$  :

- (a) Distribution du champ magnétique dans le plan équatorial  
 (b) Distribution du champ électrique dans le plan méridien [4].

### III.2.3 Mode $HEM_{11\delta}$

La distribution du champ électrique dans le plan méridien en  $\varphi = 0^\circ$  présente une symétrie impaire par rapport au plan équatorial. La carte du champ électrique est donc représentée dans le plan parallèle à l'axe équatorial proche de la face inférieure du RD. Le champ électrique est maximal dans le plan méridien  $\varphi = 0^\circ$ . Quant au champ magnétique, il est maximal dans le plan méridien  $\varphi = 90^\circ$ . En ce qui concerne les cartes de champ du mode hybride  $HEM_{11\delta}$ , elles sont présentées sur les figures II.6 et II.7 [4].

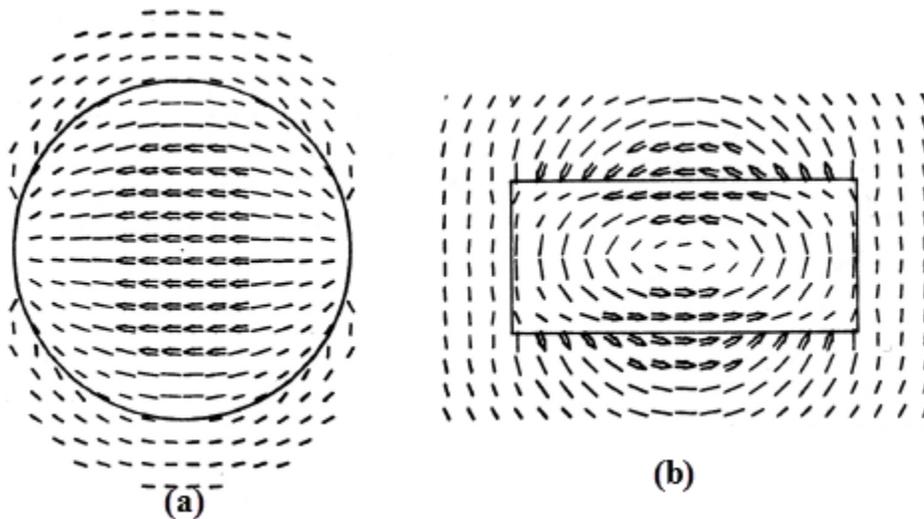


Figure II. 6 : Cartes de champ du mode  $HEM_{11\delta}$ :

- (a) Distribution du champ électrique dans un plan parallèle au plan équatorial  
 (b) Distribution du champ électrique dans le plan méridien ( $\varphi = 0^\circ$ ) [4].

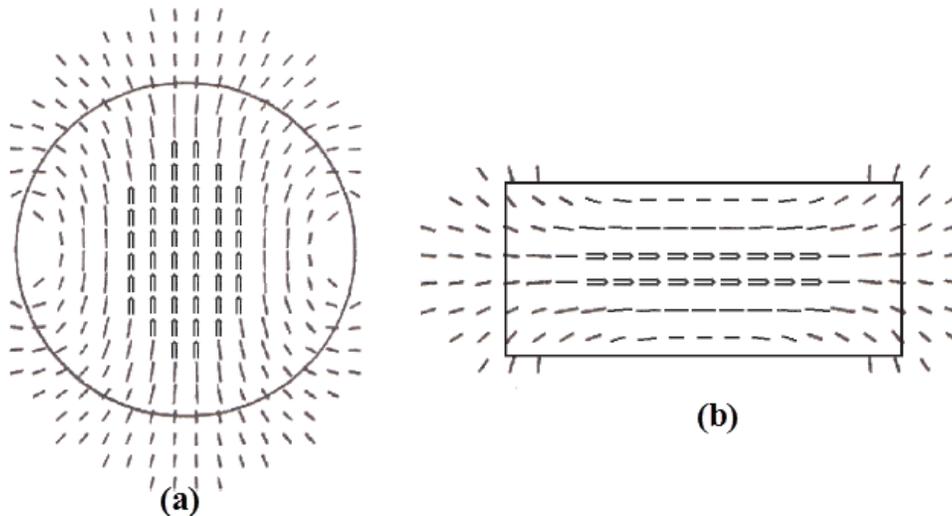


Figure II. 7 : Cartes de champ du mode  $HEM_{11\delta}$ :

- (a) distribution du champ magnétique dans le plan équatorial  
 (b) Distribution du champ électrique dans le plan méridien ( $\varphi = 90^\circ$ ) [4].

A partir des cartes des champs, nous pouvons établir les techniques de couplage les plus appropriées pour chacun des modes présentés.

### III.3 Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement montrent en coordonnées tridimensionnelles la variation des champs ou celle de la densité de puissance à une distance fixe "  $r$  " dans la direction ( $\varphi$ ). Cela revient à tracer la variation de l'intensité de rayonnement. Ainsi les diagrammes de rayonnement sont et doivent être indépendants de la distance, mais ils dépendent uniquement de la direction appelée direction d'observation [1].

Les résonateurs diélectriques offrent un diagramme de rayonnement comparable à ceux des multipôles électriques ou magnétiques suivant le mode excité [1]. Une caractéristique importante des résonateurs diélectriques est que la nature du champ lointain est indépendante du matériau utilisé (permittivité) et du rapport Rayon / Hauteur du résonateur qui agissent sur la fréquence de résonance et sur le facteur de qualité.

Dans la pratique, Le cas du résonateur isolé ne représente pas la réalité, le résonateur diélectrique est placé soit sur un plan de masse soit sur un substrat. Le plan de masse est considéré comme un support métallique pour l'antenne et la structure d'alimentation. Si on considère un RDC isolé de hauteur " $2a$ " pour qui le plan de symétrie ( $z = 0$ ) est un mur électrique, cette hauteur correspond à une hauteur " $a$ " dans le cas où le RDC est sur un plan de masse, comme illustré dans la figure II.8. Nous allons nous intéresser à ce cas plus réaliste.

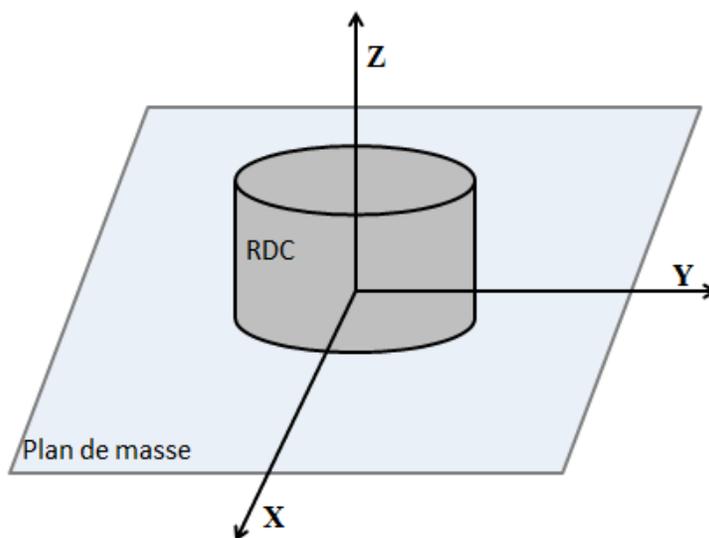


Figure II. 8 : Antenne RD cylindrique posée sur un plan de masse

Afin de faire une étude analytique et déterminer les fréquences de résonance, nous faisons l'approximation d'avoir des murs magnétiques parfaits sur les parois de la cavité. Ce modèle fournit une bonne approximation dans la prédiction de la fréquence de résonance, cependant, il ne permet pas de prédire les comportements des champs complexes comme les modes hybrides. Afin d'identifier les variations des champs selon  $r$ ,  $\varphi$  et  $z$ , les indices  $n$ ,  $m$  et  $p$  sont utilisés pour caractériser les différents modes. Comme nous l'avons vu précédemment, les modes TE et TM ne présentent pas des variations azimutales, l'indice  $m$  ne peut donc qu'être nul pour ces modes. Seuls les modes hybrides présenteront un  $m$  non nul [27-29].

Le mode fondamental est le mode  $HEM_{11\delta}$ , ce mode est à forte ressemblance TM d'où le mode  $HE_{11\delta}$  de la sous famille HE est le mode fondamental. Au cours de cette étude de thèse, nous ferons l'approximation que les modes HE et TM sont équivalents. Le plan horizontal  $z=0$  est considéré comme étant un mur électrique parfait et toutes les autres surfaces sont considérées comme étant des murs magnétiques parfaits [30]. En résolvant l'équation de propagation et les équations de Maxwell, nous obtenons les expressions des différentes composantes des champs pour le mode  $HE_{11\delta}$  :

$$E_z = A J_1 \left( \frac{X_{11}}{R} r \right) \cos \varphi \cos \left( \frac{\pi}{2H} z \right) \quad (\text{II. 5})$$

$$E_\varphi = \left( \frac{\pi}{2H} \frac{1}{r} \right) J_1 \left( \frac{X_{11}}{R} r \right) \sin \varphi \sin \left( \frac{\pi}{2H} z \right) \quad (\text{II. 6})$$

$$E_r = A \left( \frac{\pi/2H}{X'_{11}/R} \right) J'_1 \left( \frac{X'_{11}}{R} r \right) \cos \varphi \sin \left( \frac{\pi}{2H} z \right) \quad (\text{II. 7})$$

$$H_z = 0 \quad (\text{II. 8})$$

$$H_\varphi = -A \left( \frac{J\omega\varepsilon}{X'_{11}/R} \right) J'_1 \left( \frac{X'_{11}}{R} r \right) \cos \varphi \cos \left( \frac{\pi}{2H} z \right) \quad (\text{II. 9})$$

$$H_r = -A \left( \frac{j\omega\epsilon}{\left(\frac{X'_{11}}{R}\right)^2} \frac{1}{r} \right) J_1 \left( \frac{X_{11}}{R} r \right) \sin \varphi \cos \left( \frac{\pi}{2H} z \right) \quad (\text{II. 10})$$

Où " A " est une constante,  $X'_{11}=1.841$  représente le premier zéro de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre 1, et  $X_{11}=3.83$  représente le premier zéro de la fonction de Bessel d'ordre 1.

Les expressions des composantes de champ de tous les modes peuvent être déterminées de manière identique. Les lignes de champs du mode TE, TM et HEM sont présentées sur les figures II.9-11 [4, 25-26].

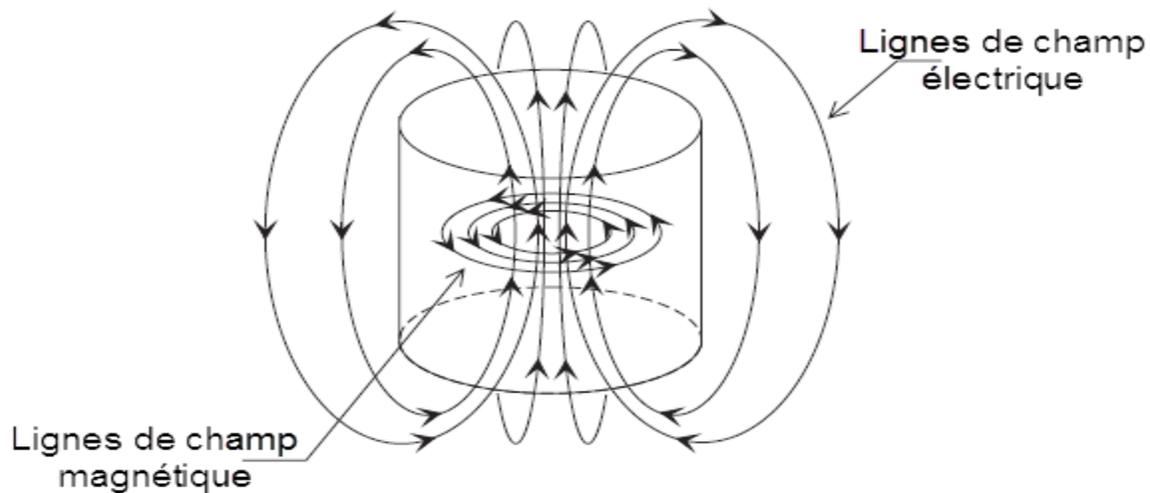


Figure II. 9 : Lignes de champ du mode  $\text{TM}_{016}$

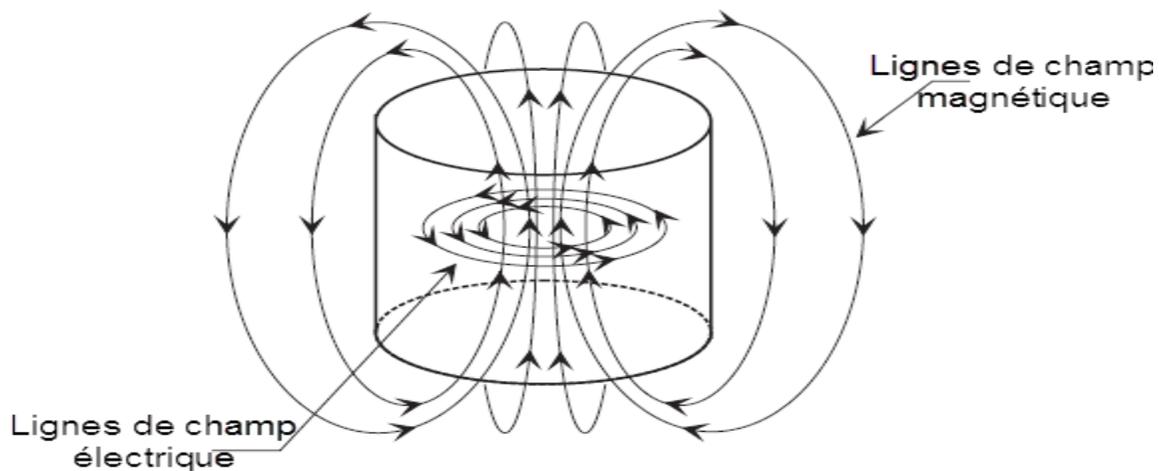
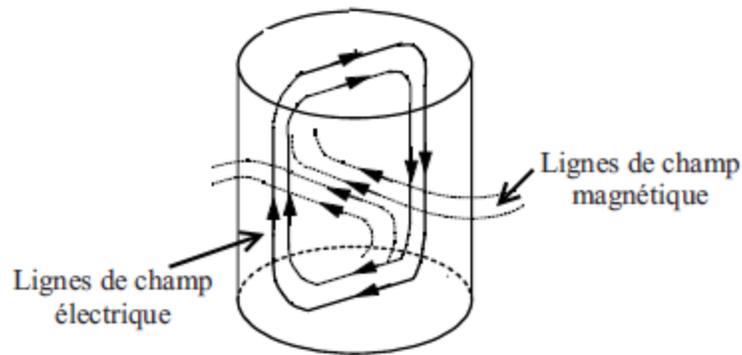


Figure II. 10 : Lignes de champ du mode  $\text{TE}_{016}$


 Figure II. 11 : Lignes de champ du mode  $HEM_{116}$ 

### III.4 Fréquence de résonance

Il existe des expressions analytiques permettant de déterminer de manière approchée les fréquences de résonance des résonateurs diélectriques isolés. Ces relations ont été obtenues à partir de résultats numériques avec différentes méthodes et sont fonctions des paramètres physiques des résonateurs.

Les champs sont à symétrie de révolution c'est à dire qu'ils ne présentent pas de dépendance azimutale. Le plan horizontal  $z=0$  est considéré comme étant un mur électrique parfait et toutes les autres surfaces sont considérées comme étant des murs magnétique parfaits  $\vec{E} \cdot \vec{n} = 0$ , et grâce à la relation des nombres d'ondes :

$$k_0^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2$$

Où  $k_0$  représente le nombre d'onde tel que :

$$k_0 = \frac{w_0}{v} = \frac{2\pi f_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r}}{c}$$

- $k_x, k_y, k_z$  sont les nombres d'ondes dans les directions  $x, y$  et  $z$ .

Pour un résonateur cylindrique d'où le mode  $HE_{11}/TM_{11}$  est le mode fondamental :

$$k_0^2 = k_r^2 + k_z^2 = \frac{2\pi f_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r}}{c}$$

Avec:

$$\text{TM: } k_r = \frac{x'}{R}, \text{ TE: } k_r = \frac{x}{R}$$

$$k_z = \frac{(2m + 1)\pi}{2H}$$

Ou  $x'$  représente le premier zéro de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre 1, et  $x$  représente le premier zéro de la fonction de Bessel d'ordre 1.

Les formules appliquées pour un résonateur de rayon  $R$ , de hauteur  $2H$  et de permittivité  $\epsilon_r$  sont données comme suit [31-35] :

### III.4.1 Mode $\text{TE}_{01\delta}$

La fréquence de résonance  $f_0$  du mode  $\text{TE}_{01\delta}$  (ou EH) d'un résonateur cylindrique est donnée par l'expression suivante [3-4]:

$$\begin{aligned} f_{mnp} &= \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{X_{np}}{R}\right)^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi}{2H}\right)^2} \\ &= \frac{c}{2R\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{(X_{np})^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi R}{2H}\right)^2} \end{aligned} \quad (\text{II. 11})$$

Où  $c = 3 \times 10^8$  m/s représente la vitesse de la lumière dans le vide.

$X_{np}$  représente le  $p^{\text{ième}}$  zéro de la fonction de Bessel d'ordre  $n$ .

- $R$  : rayon du cylindre
- $H$  : hauteur du cylindre
- $\epsilon_r$  : permittivité relative du diélectrique

### III.4.2 Mode $\text{TM}_{01\delta}$

Pour le mode  $\text{TM}_{01\delta}$  (ou HE) la fréquence de résonance est donnée par l'expression suivante:

$$\begin{aligned}
 f_{mnp} &= \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{X'_{np}}{R}\right)^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi}{2H}\right)^2} \\
 &= \frac{c}{2R\pi\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} \sqrt{(X'_{np})^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi R}{2H}\right)^2}
 \end{aligned} \tag{II.12}$$

$X'_{np}$  représente le  $p^{\text{ième}}$  zéro de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre  $n$  [3-4].

### III.4.3 Mode HEM<sub>116</sub>

En ce qui concerne ce mode, sa fréquence de résonance  $f_0$  est donnée par la formule approchée [3-4, 6,30]:

$$f_0 = \frac{c}{2\pi R\sqrt{\varepsilon_r + 1}} \left[ 0.27 + 0.36 \left(\frac{R}{H}\right) - 0.02 \left(\frac{R}{H}\right)^2 \right] \tag{II.13}$$

Ces formules approchées donnent la fréquence de résonance avec la précision de l'ordre de 2 % par rapport aux méthodes numériques basées sur une modélisation exacte et sur des résultats expérimentaux.

## III.5 Techniques d'excitation

L'alimentation des antennes à résonateur diélectrique, repose essentiellement sur deux classes d'excitation : avec contact et sans contact. Dans les méthodes d'excitation avec contact, la puissance est acheminée aux éléments rayonnants en utilisant un élément de contact tels le câble coaxial, la ligne microruban ou la ligne coplanaire. Dans la deuxième classe d'excitation, le couplage de champ électromagnétique garantit le transfert de la puissance entre la ligne microruban et l'élément rayonnant.

Il existe différentes techniques pour exciter un mode de RDC [3-4, 36-37], ce qui permet de les adapter à tous types de systèmes. Seules les plus courantes seront présentées ici. Les avantages et les inconvénients de chacune d'entre elles seront exposés et plusieurs références

seront données permettant d'étudier l'excitation la plus appropriée pour différents types d'antennes à RDC.

### III.5.1 Excitation avec contact

#### III.5.1.1 Sonde coaxiale

L'alimentation coaxiale ou l'alimentation par sonde est une technique très connue, et très utilisée avec les éléments de formes circulaire et annulaire des antennes à résonateur diélectrique [38-40]. Le conducteur intérieur du connecteur coaxial traverse le plan de masse et il est connecté à l'élément rayonnant soit à l'intérieur ou bien d'une manière adjacente, alors que le conducteur extérieur est relié au plan de masse.

Nous disposons la sonde à une distance  $r_s$  du centre du cylindre. L'âme centrale à une hauteur  $h_s$  comme le montre la figure II.12.

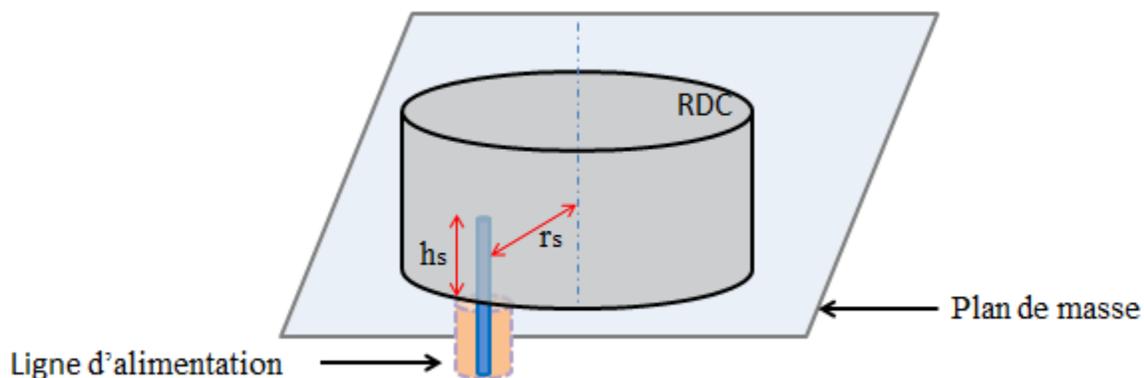
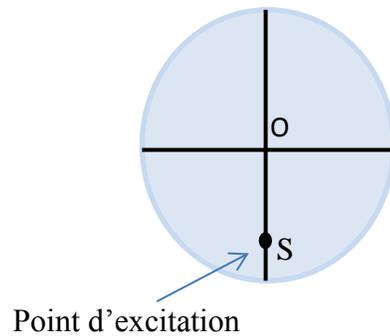


Figure II. 12 : Géométrie de l'alimentation avec sonde coaxiale

Une sonde placée à l'intérieur du RDC pourra coupler soit le champ E, soit le champ H. Pour coupler le champ E, il faut placer la sonde de sorte qu'elle soit tangente au champ E. Cependant, quand une antenne DRA est alimentée par une sonde coaxiale située à l'intérieur, l'introduction d'un gap d'air entre la sonde d'alimentation et le diélectrique a des conséquences non négligeables sur l'impédance d'entrée et la fréquence de résonance de l'antenne comme le montre G.P. Junker dans [41-42].



**Figure II. 13 : Excitation sur la diagonale**

Le point S (Sonde) d'excitation se trouve sur une des médiatrices (de l'origine O) (figure II.13). L'adaptation de l'antenne est très sensible à la position du point d'excitation d'où l'impédance d'entrée augmente pour un point d'excitation s'écartant du centre de l'antenne. Ceci permet d'avoir une certaine latitude pour le choix du point d'excitation afin d'obtenir la meilleure adaptation.

En simulation, on constate que le coefficient de réflexion varie très rapidement en fonction de la géométrie. C'est un point à étudier finement. De plus il est rare que, lors de la réalisation, il n'y ait pas une légère différence entre la position souhaitée de l'excitation et sa position réelle, en raison de la taille du point de soudure et de la réalisation de la *sonde coaxiale*.

L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'elle peut être placée à n'importe quel endroit désiré du l'élément rayonnant afin d'assurer l'adaptation d'impédance. Cette méthode d'alimentation est facile à fabriquer et a un rayonnement parasite faible. Cependant, son inconvénient principal est qu'elle fournit une bande passante étroite et elle est difficile à modéliser (Ce type d'alimentation est mécaniquement délicat à réaliser) car un trou doit être foré dans le substrat et le connecteur sort en dehors du plan de masse.

### **III.5.1.2 Alimentation par ligne microruban et ligne coplanaire**

L'alimentation la plus simple consiste à utiliser une ligne micro ruban sur le même plan que l'élément rayonnant cette disposition présente un inconvénient si la ligne rayonne : c'est le cas en très haute fréquence. Le rayonnement de la ligne perturbe alors celui de l'antenne qui ne présente pas la même pureté de polarisation. Cependant pour les cas usuels, cette technique très utilisée, présente le grand avantage de la simplicité de réalisation [43].

Une ligne microruban placée au voisinage de l'antenne DRA peut l'exciter par couplage comme dans le cas de la sonde coaxiale figure II.14.

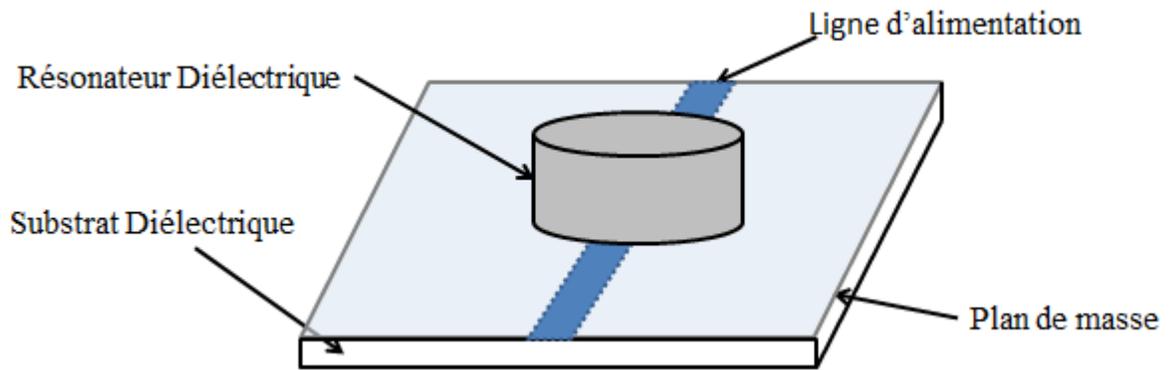


Figure II. 14 : Excitation de l'antenne par une ligne microruban

Cette ligne microruban peut être remplacée par une ligne coplanaire CPW (Coplanar Waveguide) comme le montre la (figure II.15) [44-48].

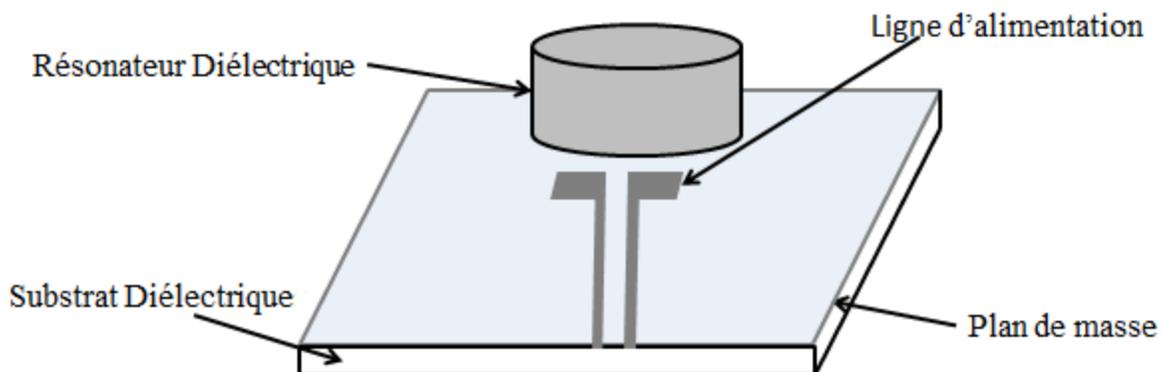


Figure II. 15 : Excitation de l'antenne par une ligne coplanaire

Dans ces deux cas, le niveau de couplage peut être ajusté par la modification de la position latérale du résonateur et par sa permittivité. Pour des faibles valeurs de permittivité (nécessaire pour avoir une large bande), le couplage est généralement faible et il est difficile d'exciter le mode du résonateur diélectrique. Il faut également noter que cette méthode d'excitation peut être utilisée comme une alimentation sans contact (La ligne d'alimentation et le plan de masse se trouvent à la même façade inférieure du substrat).

### III.5.2 Alimentation sans contact

Ces dernières années, une variété d'alimentations sans contact a été développée pour les antennes à résonateur diélectrique, d'où la nécessité de détailler deux de ces types :

#### III.5.2.1 Alimentation par fente

L'alimentation par une ligne micro ruban sur le même plan que l'élément rayonnant est, dans certains cas, un désavantage par rapport à la qualité du rayonnement. La solution à ce problème consiste à placer la ligne d'excitation sur un plan inférieur (figure II.16). La ligne écrantée par le plan de masse ne rayonne pratiquement pas.

La ligne est gravée sur la face arrière d'un diélectrique possédant un plan de masse sur la face avant, dans lequel une ouverture est pratiquée. Le plan de masse est recouvert par un deuxième diélectrique au-dessus duquel est gravé l'élément rayonnant. Le diélectrique se trouvant au-dessus est généralement de faible permittivité afin de favoriser le rayonnement. Le diélectrique supportant la ligne est de permittivité plus élevée afin de jouer le rôle d'écran de la ligne d'excitation et de concentrer le champ électrique.

Le couplage existant est un couplage magnétique à travers l'ouverture. Cette ouverture introduit un élément inductif qui est compensé par l'effet capacitif plus ou moins prononcé de la ligne micro ruban. Relativement à ce dernier paramètre, il suffit d'ajuster la longueur de la ligne afin d'obtenir l'adaptation adéquate.

Ces différentes descriptions des formes d'adaptation entre l'élément rayonnant et la ligne d'accès montrent la grande variété des solutions qui s'offrent lors de la conception. Cette description pourrait être encore longue, car les dispositifs d'adaptation dépendent à la fois des lignes d'accès et de l'élément rayonnant. Il existe par exemple des techniques différentes pour les accès coplanaires [49-51].

La conception d'une antenne ne peut être faite indépendamment de sa ligne d'adaptation. Dans les simulations numériques sur lesquelles s'appuie la conception, la partie de la ligne d'excitation est modélisée en même temps que le dispositif rayonnant.

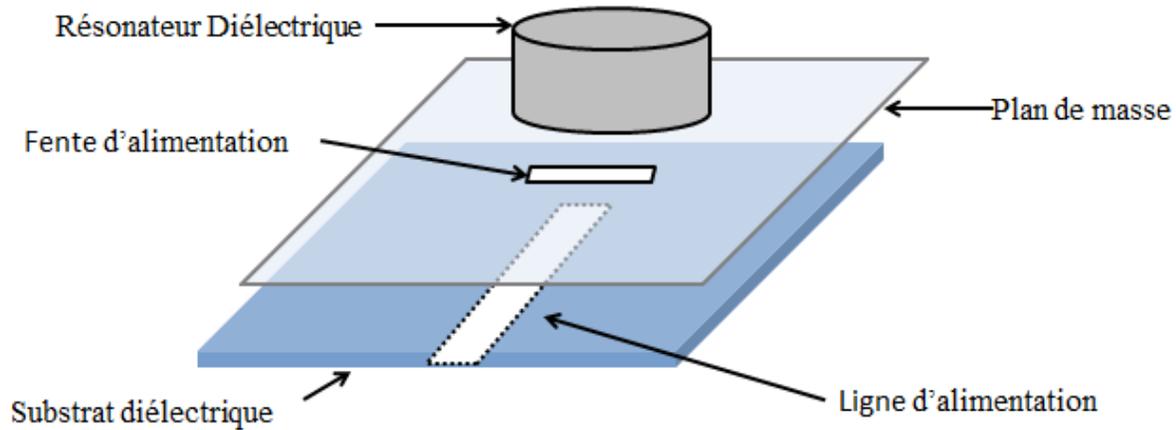


Figure II. 16 : Géométrie de l'alimentation avec fente de couplage

### III.5.2.2 Alimentation de proximité

Cette technique d'alimentation est connue également sous le nom de couplage électromagnétique. L'alimentation de proximité, montrée dans la (figure II.17), emploie deux substrats diélectriques de permittivité  $\epsilon_{r1}$ ,  $\epsilon_{r2}$  et de hauteurs respectivement  $h_1$  et  $h_2$ . La ligne d'alimentation se trouve entre les deux substrats diélectriques (en sandwich), le RD (résonateur diélectrique) à la façade supérieure du substrat supérieur et le plan de masse à la façade inférieure du substrat inférieur [3-4].

La longueur du stub d'alimentation est le rapport entre la largeur de l'élément rayonnant et celle de la ligne. L'avantage principal de cette technique d'alimentation est qu'elle élimine le rayonnement parasite due à l'alimentation et fournit une largeur de bande très élevée (au-delà de 13%), L'inconvénient principal de cette technique d'alimentation est qu'elle est difficile à fabriquer en raison des deux couches diélectriques qui nécessitent un alignement approprié. En outre, il y a une augmentation de l'épaisseur globale de l'antenne.

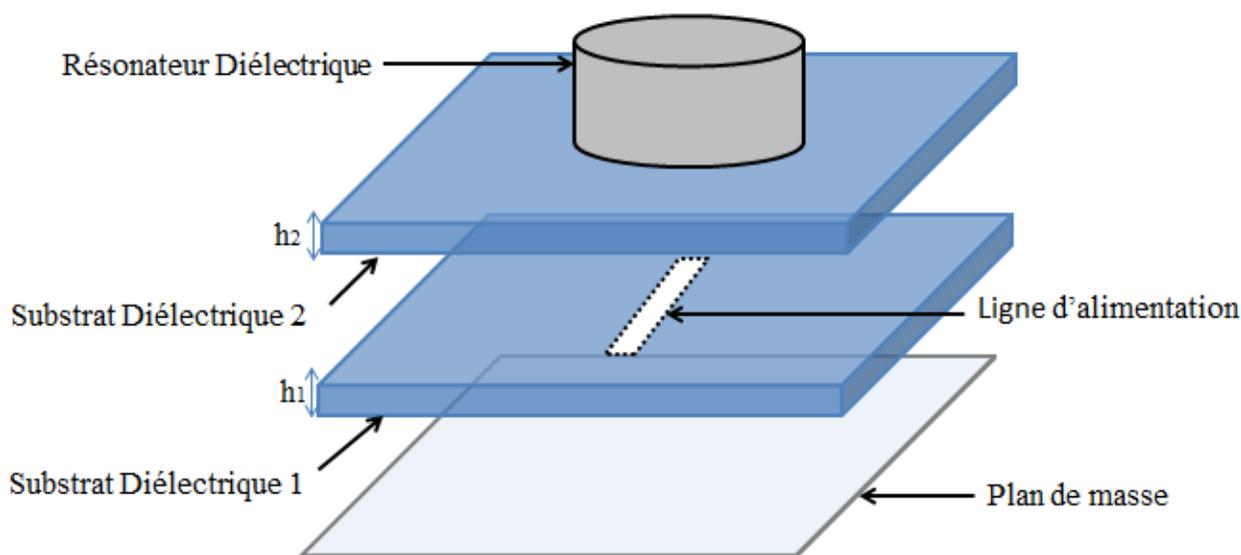


Figure II. 17 : Géométrie de l'alimentation de proximité

Une comparaison entre l'alimentation avec contact (par sonde coaxiale et par ligne microruban et l'alimentation sans contact (par couplage, par guide d'onde coplanaire, et par couplage par fente), se résume dans le tableau suivant :

Méthodes		Avantages	Inconvénients
Alimentation avec contact	<i>Sonde coaxiale</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Pas de pertes par rayonnement de ligne</li> <li>- Sélection possible d'un mode privilégié</li> <li>- Obtention d'une impédance d'entrée adéquate par positionnement de la sonde</li> <li>- Prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur</li> <li>- Technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Dans le cas de substrat épais, la réactance inductive supplémentaire apportée par la sonde affecte la bande passante</li> <li>- Partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte</li> <li>- Technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique</li> <li>- Difficile à exciter chaque élément d'un réseau seul</li> </ul>
	<i>Ligne microruban</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation</li> <li>- Adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Rayonnement parasite de la discontinuité ligne-aérien</li> <li>- Rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique</li> <li>- Structure figée après gravure</li> </ul>

<b>Alimentation Sans contact</b>	<b>Guide d'onde coplanaire</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Procédé technologique simple</li> <li>- Facilités pour intégrer des dispositifs actifs et dissiper la chaleur résultante</li> <li>- Faible rayonnement arrière</li> <li>- Transitions simples pour l'intégration de dispositifs actifs et circuits</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Génération de modes de propagation parasites sur les guides d'onde coplanaires après une discontinuité (coude ou tés) nécessitant des ponts à air en millimétrique</li> </ul>
	<b>Par couplage</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens</li> <li>- Bande passante plus large par augmentation de la hauteur</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Deux couches de substrat Requises</li> <li>- Difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur</li> </ul>
	<b>Couplage par fente</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Réalisation du circuit de distribution et de l'aérien indépendantes</li> <li>- séparation électromagnétique des deux couches</li> <li>- Possibilité d'élargir la bande passante en associant la résonance de l'élément rayonnant à celle de la fente</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Technologie plus couteuse et complexe (positionnement des 2 couches, 4 faces de métallisation)</li> <li>- Intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions</li> <li>- Rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément</li> </ul>

Table II. 1 : Avantages et inconvénients de différentes techniques d'alimentations

## III.6 Facteur de qualité

### III.6.1 Définition

Le facteur de qualité est un paramètre intrinsèque à l'antenne. La définition d'un facteur de qualité  $Q$  d'une antenne vient de l'analogie avec les circuits électroniques linéaires. Le facteur de qualité est souvent calculé à la résonance, et il est relié à la bande passante [52-54].

Une définition générale du facteur de qualité applicable à tous les types des résonateurs, est la suivante :

$$Q(\omega_0) = \frac{\omega_0 W(\omega_0)}{P(\omega_0)} \quad (\text{II. 14})$$

Où  $\omega_0$  est la pulsation,  $W(\omega_0)$  représente l'énergie électromagnétique stockée et  $P(\omega_0)$  la puissance dissipée dans l'antenne qui est composée des puissances associées au rayonnement et aux pertes. Donc le facteur de qualité total peut être réécrit de la manière suivante [54-55] :

$$\frac{1}{Q_{Total}} = \frac{1}{Q_{ray}} + \frac{1}{Q_{pertes}} \quad (II. 15)$$

Divers mécanismes amènent les pertes dans le résonateur. Les pertes les plus importantes sont souvent les pertes dues au substrat diélectrique, aux conducteurs métalliques. Le facteur de qualité total à vide  $Q_0$  est relié aux différentes pertes du circuit par la relation suivante :

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_m} + \frac{1}{Q_{ray}} \quad (II. 16)$$

Avec :

$Q_d$  : représente les pertes diélectriques.

$Q_m$  : représente les pertes métalliques.

### III.6.1.1 Les pertes métalliques

Elles représentent la puissance moyenne dissipée par effet Joule dans les parois ou les conducteurs métalliques de la cavité contenant le dispositif étudié.

$$P_m = \sum_i \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\mu_0 \epsilon_0}{2\sigma_i}} \iint_{S_i} |H_{Ti}|^2 dS_i \quad (II. 17)$$

Avec :

$i$  : indice associé à la paroi  $i$

$\sigma_i$  : Conductivité métallique de la paroi  $i$

$H_{Ti}$  : Composantes tangentielles du champ magnétique (H) à la surface  $S$

### III.6.1.2 Les pertes diélectriques

Elles décrivent les pertes introduites par les différents diélectriques présents dans la structure

$$P_d = \sum_j \frac{1}{2} \omega_0 \varepsilon_0 \tan \delta_j \iiint_{V_j} |E_j|^2 dV_j \quad (\text{II. 18})$$

Avec  $j$  : indice relatif à la zone diélectrique

$\varepsilon_0$  : Permittivité du milieu

$\tan \delta_j$  : Tangente de pertes du milieu diélectrique  $j$

$V_j$  : Volume diélectrique  $j$

### III.6.2 Facteur de qualité à vide

En principe, le facteur de qualité  $Q_0$  ne peut pas être obtenu directement par la mesure qui donne seulement accès aux facteurs de qualité en charge  $Q_L$ . La relation qui lie ces deux grandeurs est donnée par :

$$Q_0 = Q_L \times (1 + \beta_1 + \beta_2) \quad (\text{II. 19})$$

Où  $\beta_1$  et  $\beta_2$  correspondent aux coefficients de couplage

Lorsque  $\beta_1$  et  $\beta_2$  tendent vers 0 (c'est-à-dire que l'on est fortement découplé),  $Q_0 = Q_L$ . C'est une méthode qui peut être utilisée pour déterminer la valeur du coefficient de qualité à vide  $Q_0$ . Ce paramètre associé à la fréquence de résonance permet alors de caractériser la permittivité complexe des matériaux diélectriques.

## III.7 Matériaux usuels utilisés comme RD

Les propriétés électromagnétiques des matériaux sont définies à partir de deux paramètres constitutifs : la permittivité ( $\varepsilon$ ), qui traduit la réaction du milieu face à une excitation électrique et la perméabilité  $\mu$ , qui décrit le comportement du matériau vis-à-vis d'une excitation magnétique. La permittivité et la perméabilité doivent être représentées par des valeurs complexes. En 1971, les chercheurs de Raytheon, Bell et Phillips ont élaboré les premières céramiques thermo-

compensées utilisées comme résonateurs diélectriques [56-57]. Des matériaux classiques, comme le ZrTiO<sub>4</sub>, (ZrSn) TiO<sub>4</sub>, BaTi<sub>4</sub>O<sub>9</sub> (BT-4), Ba<sub>2</sub>Ti<sub>9</sub>O<sub>20</sub> (BT-9) ont été proposés au Japon par des chercheurs de Murata Co [58] et sont actuellement toujours utilisés.

Leurs propriétés sont données dans le tableau II.2. On trouve aussi les caractéristiques suivantes :

- permittivité diélectrique relative  $\epsilon_r$  variable de 10 à 100 ;
- coefficient de qualité Q entre  $10^3$  et quelques  $10^4$ ;
- coefficient de stabilité thermique de la fréquence de résonance  $\tau_f$  compris entre 0 et + 20 ppm/K garanti dans des plages les plus resserrées possibles ( $\pm 2$  à  $\pm 0,05$  ppm/K, ppm : parties par million).

Matériaux	$\epsilon_r$	Q/f (GHz)	$\tau_f$ (ppm/deg)	Réf
BaTi <sub>4</sub> O <sub>9</sub> (BT-4)	38	8500/4	15	[56-57]
Ba <sub>2</sub> Ti <sub>9</sub> O <sub>20</sub> (BT-9)	40	8700/4	2	[56-57]
ZrTiO <sub>4</sub>	38	4000 /10	10	[58]
Zr <sub>0</sub> , 2Sn <sub>0</sub> , 8TiO <sub>4</sub>	38-40	5300/10	0	[59-60]
Mg <sub>9</sub> , 95Ca <sub>0</sub> , 05TiO <sub>3</sub>	20-23	10000/10	-3,8	[61-62]
TiO <sub>2</sub>	100	10000/4	400	[63]
ZrTiO <sub>4</sub> (+2%B <sub>2</sub> O <sub>3</sub> )	40	4428/7	58	[59]

Table II. 2 : Résonateurs diélectriques classiques

Les matériaux à faible permittivité (comprise entre 6 et 10) possèdent des pertes très faibles (comprises entre 3 et  $10 \cdot 10^{-5}$ , soit Q compris entre 10 000 et 20 000) et sont destinés aux fréquences comprises entre 50 et 100GHz ; les matériaux à permittivité moyenne (comprise entre 15 et 25) sont utilisés dans la gamme de 20 à 30GHz ; ceux dont la permittivité est comprise entre 30 et 40 sont utilisés dans le spectre 7-12 GHz ; et enfin ceux dont la permittivité est supérieure à 50 ont des pertes relativement élevées ( $\tan \delta = 10^{-3}$ ) et sont destinés aux fréquences comprises entre 0,8 et 3GHz. Les dimensions d'un résonateur sont également liées au matériau utilisé par le biais de la permittivité et à son utilisation par celui de la fréquence.

Les matériaux céramiques : Comme le Saphir, l'oxyde de Beryllium (BeO), le Rubile (TiO<sub>2</sub>), sont couramment employés pour les circuits microrubans, dont le plus répandu est sans

doute l'alumine ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) avec une permittivité relative entre 11 et 10. D'un point de vue mécanique, ces substrats disposent généralement d'excellentes qualités de surface et une bonne rigidité, mais ils sont cassables et donc fragiles et présentent de faibles pertes ( $\tan\delta < 10^{-3}$ ) de ce fait les matériaux composites obtenus en combinant les qualités radioélectriques et mécaniques d'un substrat diélectrique. En ajoutant aux matériaux plastiques de la fibre de verre (cas du DUROID 5870, TLC et ARLON 320) ou de la poudre de céramique (ARLON 340), les propriétés mécaniques sont améliorées et l'on peut, suivant le dosage, ajuster la permittivité. Des produits comme le DUROID sont couramment utilisés pour réaliser des résonateurs.

Grâce au développement de nouveaux matériaux diélectriques à très faibles pertes et présentant des bonnes caractéristiques électriques et thermiques, le choix du matériau découle de deux propriétés générales des matériaux diélectriques, à savoir que le coefficient de qualité décroît quand la fréquence ou la permittivité augmentent. La permittivité diélectrique du substrat est l'un des paramètres les plus sensibles dans l'évaluation de l'antenne car la petite variation de la permittivité due à la température peut décaler la fréquence de résonance. Précisons bien que les matériaux ayant une constante diélectrique plus faible permettent d'obtenir une bande passante plus large et par la suite on aura une antenne plus efficace.

### III.8 Amélioration de la largeur de bande

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 menées s'intéresse le plus souvent à l'élargissement de la bande passante.

Les fréquences d'utilisation vont d'environ de 1 à 40 GHz. La limitation en fréquence basse est imposée par les dimensions du résonateur alors que pour la fréquence haute, ce sont les pertes diélectriques du matériau qui deviennent trop fortes et entraînent une réduction du coefficient de qualité (Le résonateur diélectrique est généralement monté dans un boîtier métallique). Il existe plusieurs méthodes d'augmentation de la bande passante d'un résonateur diélectrique. L'une des méthodes les plus simples consiste à utiliser un trou d'air soit dans le résonateur, soit entre ce dernier et le plan de masse [39]. Cette technique permet de diminuer la permittivité effective du résonateur diélectrique, ce qui réduit le facteur de qualité  $Q$  et par conséquent, augmente la largeur de bande [20,22]. Les formes conique et tétraédrique des résonateurs peuvent également augmenter la largeur des bandes.

Les résonateurs diélectriques peuvent être empilés ou couplés par des résonateurs diélectriques parasites, comme par exemple :

- deux RD cylindriques peuvent être empilés pour obtenir une largeur de bande plus que 25% [64].
- un disque conducteur ou de haute permittivité dans une technique d'empilement [65].
- un RD couplé avec les RD parasite améliore la bande passante [66].
- un patch parasite peut être utilisé pour augmenter la largeur de la bande.
- une configuration multi segment permet d'avoir un couplage important et une grande largeur de bande [67], son originalité consiste à ajouter et à superposer les diélectriques.

Une autre façon d'augmenter la bande passante, est de faire imbriquer des résonateurs de différentes formes les uns sur les autres. Les structures imbriquées ont l'avantage d'être plus rigides que les structures empilées. Leur bande passante peut être augmentée jusqu'à 70% en utilisant une configuration multicouche et leur gain peut s'accroître de 30% en mettant en réseau plusieurs résonateurs qui permettent d'améliorer le rendement et la directivité. La combinaison de la résonance de plusieurs éléments rayonnant avec la technique hybride permet d'obtenir une large bande passante. L'avantage de cette technique c'est la facilité de la réalisation de la combinaison [68-69].

### III.9 Amélioration du gain

Le gain d'un résonateur diélectrique est en général limité ( $\approx 5$  dBi). Plusieurs méthodes ont été utilisées pour augmenter ce gain, l'une d'elle consiste à utiliser des cavités [70-71]. Des réseaux à rotation séquentielle ont été réalisés avec les DR [72]. Une telle configuration permet d'améliorer le gain de l'antenne, la bande passante et le taux d'ellipticité. Les réseaux de RDCs ont plusieurs avantages par rapport à un seul RDC, ils ont des diagrammes de rayonnement plus directifs, une plus grande largeur de bande et un gain plus élevé.

## IV. TECHNIQUE D'ANALYSE

Les principes de fonctionnement des antennes viennent d'être présentés dans le chapitre précédent. Toutes les caractéristiques des antennes découlent des équations de Maxwell qui ont été développées grâce à des méthodes analytiques. Ces méthodes ont comme seules limites la

complexité mathématique sur laquelle le concepteur s'arrête à partir d'un certain degré de difficulté. Les méthodes numériques prennent alors le relais des méthodes analytiques. Bien entendu, les résultats en sont approchés. Pour mener à bien les travaux effectués sur les résonateurs diélectriques, le choix de la méthode d'analyse est très important [1].

La méthode la plus adaptée pour la détermination du rayonnement des antennes est la méthode des moments (MoM) [73-74]. C'est la méthode la plus naturelle qui s'appuie sur l'étude des fonctions de Green. Les développements analytiques sont poussés le plus loin possible selon une méthode intégrale. En dernier recours, la méthode des moments est utilisée pour exprimer la solution sous forme matricielle. Elle donne des résultats fréquentiels.

Une autre méthode fréquentielle utilisée, lorsque la complexité des structures est trop grande, est la méthode des éléments finis (FEM) [75]. Elle s'appuie sur un maillage de l'espace 3D et sur une formulation variationnelle des équations de Maxwell. Elle est, de ce fait, très robuste. C'est une méthode générale, utilisée dans tous les domaines. Elle permet de traiter de structures très complexes, mais demande une puissance de calcul très importante. Notons qu'elle fait l'objet d'importants développements mathématiques depuis de nombreuses années [1].

La troisième méthode, aussi très utilisée, est la méthode des différences finies FDTD (Finite Difference Time Domain). Elle s'appuie sur un maillage en trois dimensions. Elle présente plusieurs avantages qui sont, d'une part sa simplicité de mise en œuvre et d'autre part, la place mémoire réduite qu'elle requiert néanmoins la méthode FDTD peut demander une place mémoire énorme lorsque le volume de calcul des champs est important. De nombreux développements ont porté sur une variante de cette méthode dans le domaine temporel. Les résultats, obtenus dans le domaine temporel, peuvent s'exprimer dans le domaine fréquentiel par une transformée de Fourier en une seule opération [1].

Les trois méthodes citées ne sont pas les seules. Elles constituent une base de méthodes numériques suffisamment variée permettant de décrire certains modes de raisonnements utilisés par les numériciens. Signalons aussi des méthodes ayant des points communs avec ces méthodes: la FIT (Finite Integration Technique), la méthode TLM (Transmission Line Matrix), la BEM (Boundary Element Method) qui sont des méthodes très répandues en électromagnétisme [73-75].

Deux techniques sont les plus utilisées pour résoudre les équations de Maxwell. La méthode des éléments finis (FEM) qui est utilisée par le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) d'ANSOFT et la technique des intégrales finis (FIT) qui est utilisée par le logiciel CST Microwave Studio. Ces deux logiciels sont des simulateurs solides, versatiles et applicables à une grande variété de structures. Malheureusement, ceci souvent nécessite un temps de calcul long et une grande capacité de mémoire comme le montre la figure II.18.

Méthode	Circuits planaires	Structures volumiques	Substrat inhomogène	Temps de calcul
MoM ADS-MoM	Très efficace 😊😊	Non adapté 😞😞	Non adapté 😞😞	Courts 😊😊
FDTD EMPIRE	Efficace 😊	Efficace 😊	Efficace 😊	Longs 😞😞
FEM HFSS	Efficace 😊	Très efficace 😊😊	Très efficace 😊😊	Longs 😞😞
WCIP	Très efficace 😊😊	Non adapté 😞😞	Non adapté 😞😞	Courts 😊😊

Figure II. 18 : Comparaison des forces et des faiblesses des méthodes de simulation

Premièrement nous allons donner un aperçu sur le logiciel de simulation utilisé dans notre travail. Ensuite nous exposons les résultats des différentes méthodologies utilisées pour l'étude d'une antenne RDC.

## IV.1 Logiciel de simulation

Plusieurs logiciels commerciaux utilisent des méthodes fréquentielles purement volumiques (CST Microwave Studio, Ansoft HFSS par exemple), au laboratoire, nous sommes équipés du logiciel 3D HFSS.

Le logiciel **HFSS** « High Frequency Structure Simulator » est un outil performant à onde électromagnétique (EM) qui fait la simulation du champ d'un modèle arbitraire en 3D.

HFSS utilise la méthode des éléments finis (FEM) à laquelle est incorporée une fonction de discrétisation adaptative pour générer les solutions. La FEM permet à HFSS de pouvoir solutionner des structures 3D de formes irrégulières et modéliser une grande quantité de matériel diélectrique. La FEM subdivise le modèle fourni par l'utilisateur en un nombre fini de sous régions et d'éléments. Dans HFSS, l'élément de base est un tétraèdre régi par des fonctions locales, une solution approximative est développée en se basant sur les conditions aux frontières et les excitations. Il combine tous les éléments de solutions de champs dans une seule matrice qu'il va résoudre [76].

L'interface est une interface graphique, où le concepteur devrait dessiner la structure, spécifier les caractéristiques de chaque objet et alors identifier les ports et les caractéristiques spéciales de certaines surfaces. Après que la structure soit aménagée, le modèle est validé et simulé pour obtenir les caractéristiques radioélectriques suivantes:

- les paramètres de réflexion / transmission (paramètres S),
- le champ proche, et le diagramme de rayonnement,
- l'impédance et les constantes de propagation des différents modes.

## IV.2 Première antenne RDC étudiée

Les études théoriques concernant les antennes RDC sont nombreuses [4]. Elles présentent en grande majorité une approche théorique issue du modèle des guides diélectriques permettant de déterminer les fréquences de résonance et l'allure des champs électrique E et magnétique H. Elles se restreignent donc à étudier des structures classique à savoir des antennes RD rectangulaires [6], cylindriques [13-15] ou hémisphériques [16].

Cependant, ces études théoriques sont basées sur l'approximation des parois du résonateur par des courts circuits magnétiques (CCM). Cette approximation est vraie lorsque la permittivité  $\epsilon$  du diélectrique tend vers l'infini. En effet, l'équation (II.20) ci-dessous montre que le coefficient de réflexion  $\rho$  d'une onde lors de son passage de la cavité vers l'extérieur (Figure II.19) tend vers 1 (condition de CCM) lorsque  $\epsilon_{cav}$  (permittivité de la cavité) tend vers l'infini (En supposant que :  $\mu_{cav} = \mu_{ext}$ ). Or, en réalité ceci n'est jamais vérifié surtout dans le cas où le matériau diélectrique utilisé est de faible permittivité [2-5].

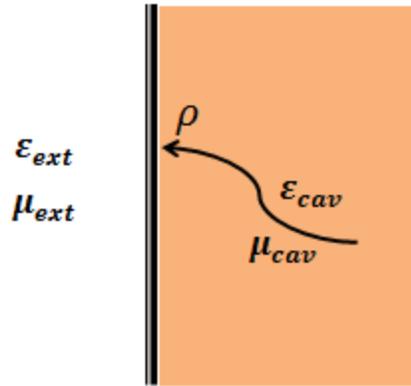


Figure II. 19 : Passage d'une onde dans une cavité

$$\begin{aligned}
 \rho &= \frac{Z_{ext} - Z_{cavité}}{Z_{ext} + Z_{cavité}} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_{ext}}{\epsilon_{ext}}} - \sqrt{\frac{\mu_{cav}}{\epsilon_{cav}}}}{\sqrt{\frac{\mu_{ext}}{\epsilon_{ext}}} + \sqrt{\frac{\mu_{cav}}{\epsilon_{cav}}}} \\
 &= \frac{\sqrt{\epsilon_{cavité}} - \sqrt{\epsilon_{ext}}}{\sqrt{\epsilon_{cavité}} + \sqrt{\epsilon_{ext}}}
 \end{aligned} \tag{II. 20}$$

L'étude d'une antenne RDC doit en premier lieu être une étude modale (détermination de la fréquence de résonance et les différents modes de propagation) qui déterminera le choix de l'excitation. Pour expliquer notre méthode, considérons le cas simple d'un résonateur diélectrique cylindrique [77] de hauteur  $H=15.73$  mm et de rayon  $R=13.85$  mm. Il est constitué d'un matériau en céramique à faible pertes ( $\tan \delta = 0.0001$ ) dont la permittivité est  $\epsilon_r = 35.5$  (Figure II.8), avec une alimentation coaxiale (figure II.12).

#### IV.2.1 Méthode utilisée

Il existe deux manières différentes pour effectuer une étude modale. Ces deux possibilités vont être explorées. Nous verrons les limites et les précisions de chacune d'entre elles, ce qui déterminera notre choix pour la suite de la thèse.

- La première est de considérer les équations théoriques de champs E et H (équations II.5-10) présentées précédemment. Celle-ci rappelle entre autre la détermination de l'expression générale de la fréquence de résonance des modes  $HE_{nmp}$  (équation II.12) en fixant des conditions

de courts circuits magnétiques (CCM) ou de courts circuits électriques (CCE) parfaites sur les parois du résonateur l'équation de la fréquence est donnée comme précédemment :

$$\begin{aligned}
 f_{mnp} &= \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{X'_{np}}{R}\right)^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi}{2H}\right)^2} \\
 &= \frac{c}{2R\pi\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} \sqrt{(X'_{np})^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi R}{2H}\right)^2}
 \end{aligned} \tag{II.12}$$

Le mode fondamental est le mode  $HE_{11\delta}$ , ce mode est à forte ressemblance TM. Au cours de cette thèse, nous ferons l'approximation que les modes HE et TM sont équivalents. Le plan horizontal  $z=0$  est considéré comme étant un mur électrique parfait et toutes les autres surfaces sont considérées comme étant des murs magnétique parfaits.

Compte tenu des caractéristique géométrique du RD, celui-ci rayonne, d'après la formule (II.12) à  $f=1.533$  GHz.

Pour avoir la fréquence de résonance cette méthode nécessite de résoudre l'équation de propagation et les équations de Maxwell en fixant des conditions aux limites sur les parois du résonateur cylindrique (partie III.4). Cette étude ne peut se faire que dans le cas de structures à géométries simples.

- Lorsque la forme de résonateur est plus complexe la résolution des équations de propagation devient très complexe et de ce fait la seconde étude peut se réaliser à l'aide de « l'Eigenmode Solver » du logiciel HFSS [76]. Celui-ci permet de représenter la configuration des champs et de déterminer la fréquence de résonance de chacun des modes d'un résonateur diélectrique et cela quelle que soit la géométrie du résonateur. Cependant, certaines précautions doivent être prises.

Tout comme dans l'étude analytique précédente, des conditions aux limites doivent être entrées. Ce logiciel n'autorise que des conditions de courts circuits magnétiques (CCM) ou de courts circuits électriques (CCE) et uniquement sur les parois de la « boîte de calcul » et non pas directement sur le résonateur.

De plus, l'équation II.20 montrait que l'approximation d'avoir un CCM sur les parois du résonateur n'est vraie que lorsque la permittivité ( $\epsilon$ ) du diélectrique tend vers l'infini. Afin de contourner ces problèmes et de s'approcher de la réalité, le résonateur diélectrique est placé dans une cavité d'air comme le présente la Figure II.20.

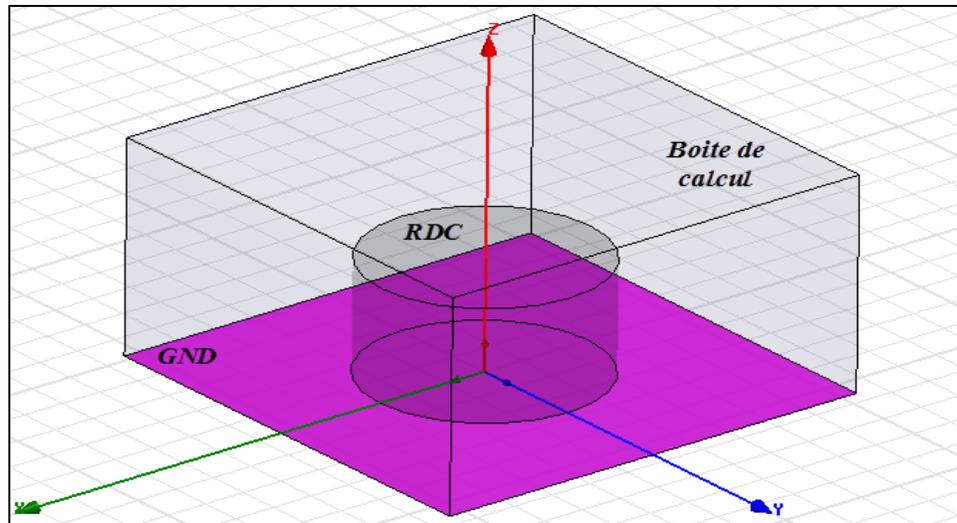


Figure II. 20 : Résonateur diélectrique placé dans une cavité d'air

En se replaçant dans l'exemple précédent et en définissant des conditions de CCE en  $z_0$  (plan de masse) et de CCM sur les autres parois de la boîte de calcul, le logiciel nous fournit une fréquence de résonance pour le premier mode ( $HE_{11\delta}$ ) telle que  $f=1.614$  GHz. La différence de 80 MHz est due au fait que les conditions de CCM ne soient pas directement appliquées sur les parois du résonateur dans le cas du logiciel.

Cette seconde méthode semble être la plus appropriée, surtout dans le cas où la structure à étudier possède une géométrie pour laquelle la résolution de l'équation de propagation et des équations de Maxwell devient complexe.

Le tableau II.3 présente la fréquence de résonance du mode  $HE_{11\delta}$  calculée avec les formules approchées (II.12) et celle obtenue à l'aide du logiciel HFSS. Nous remarquons ici une différence d'environ 5 % entre la fréquence calculée et celle trouvée à l'aide du logiciel HFSS.

Méthode-1 Fréquence calculée « équation II.12 » (GHz)	Méthode-2 (Eigenmode Solver) Fréquence HFSS	Différence avec HFSS(%)
1.533	1.614	5%

Table II. 3 : Fréquences de résonance du mode  $HE_{11\delta}$

Afin de vérifier la validité de ces résultats, il convient de faire une étude électromagnétique (simulation). Pour cela, on va visualiser la configuration des champs E et H à l'intérieur du résonateur pour le premier mode (Figure II.21) afin de savoir comment l'exciter. Les cartes de champ E et H (Figure II.21) sont similaires à celles de la figure II.6-7 du mode HEM théorique.

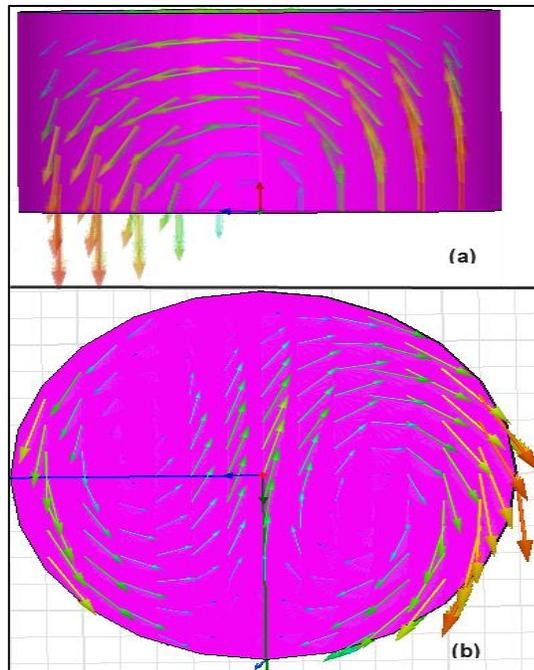


Figure II. 21 : (a) Mode  $HE_{11\delta}$  configuration du champ E  
(b) Mode  $HE_{11\delta}$  configuration du champ H

Nous pouvons donc venir exciter le premier mode de la cavité en plaçant une sonde coaxiale parallèle au champ E.

#### IV.2.2 Etude électromagnétique

Le mode  $HE_{11\delta}$  est excité par une sonde coaxiale comme le montre la figure II.22.

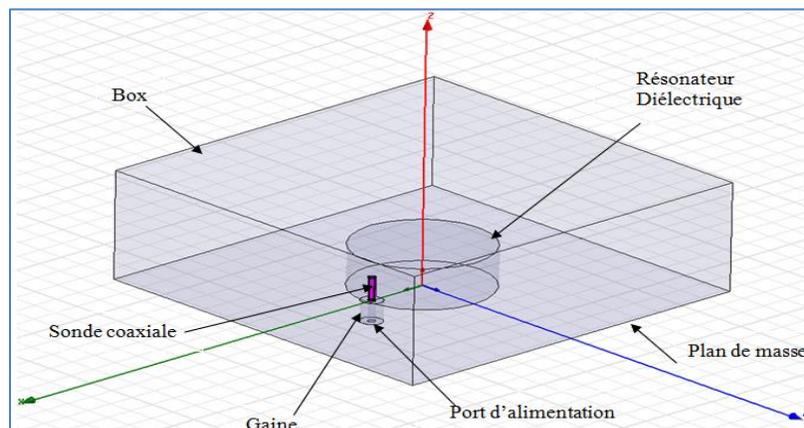


Figure II. 22 : Excitation du mode  $HE_{11\delta}$  avec une sonde coaxiale

La figure II.23 représente l'impédance d'entrée de l'antenne, son coefficient de réflexion et son diagramme de rayonnement à la fréquence de résonance 1.615 GHz. Cependant la figure II.24 illustre le coefficient de cette l'antenne mesuré par A.V. Praveen Kumar [77]

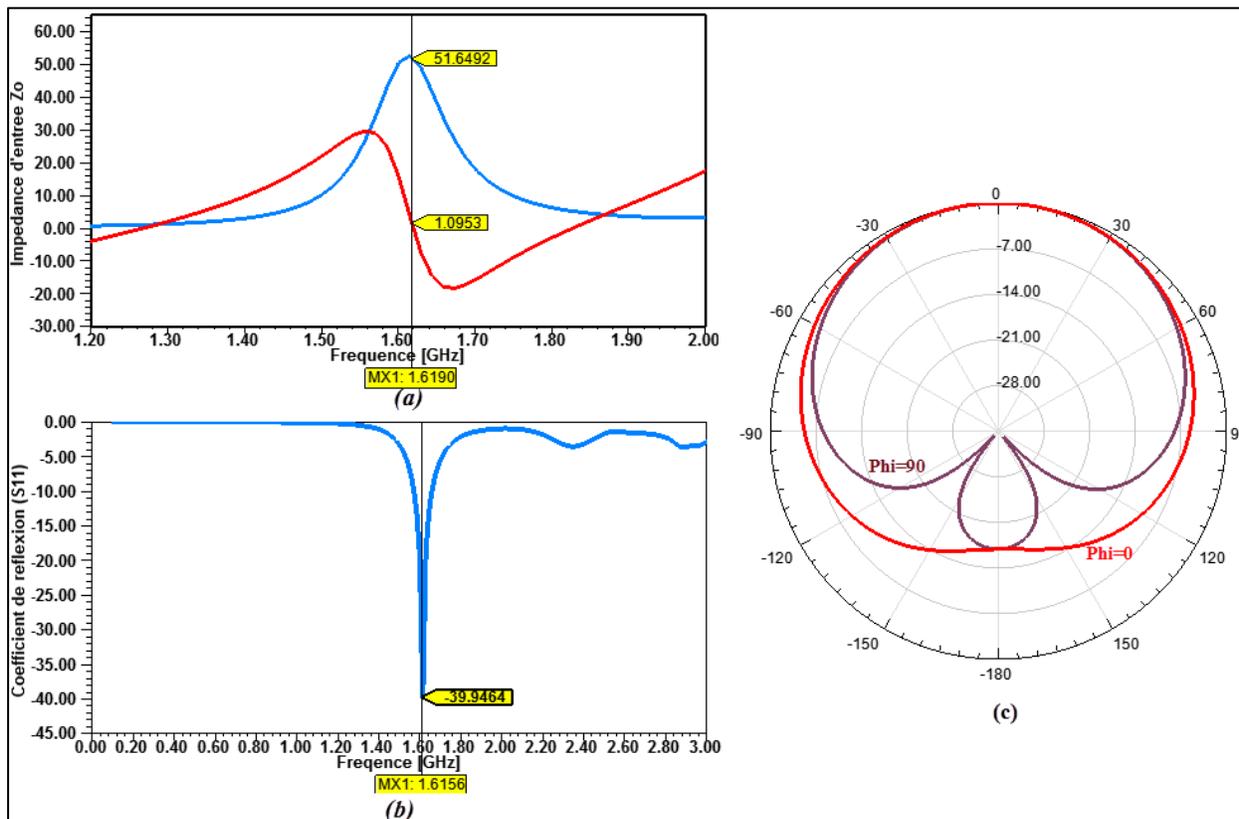


Figure II. 23 : (a) Impédance d'entrée ( $Z_0$ ) (b) Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) (c) Diagramme de rayonnement dans les plans  $\phi = 0^\circ$  et  $\phi = 90^\circ$ .

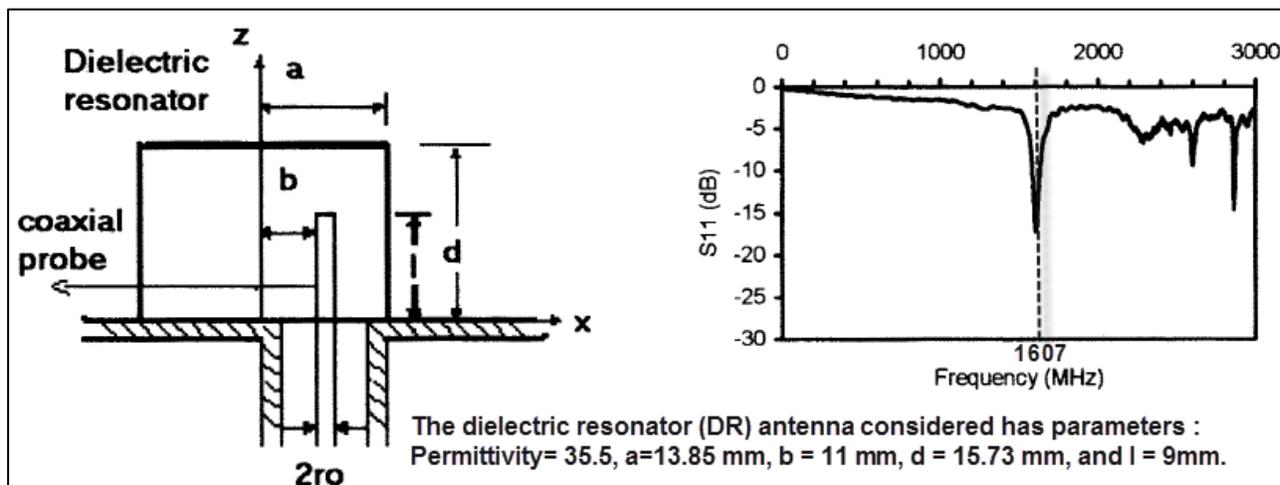


Figure II. 24 : Structure et coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) mesuré, Réf. [77]

Nous constatons sur l'impédance d'entrée de l'antenne figure II.22.que la fréquence de résonance est égale à 1.615 GHz. Cette valeur correspond à celle déterminée lors de l'analyse

modale du résonateur diélectrique inséré dans une cavité d'air et celle mesurée dans la référence [77] figure II.23, le tableau II.4 résume les différentes valeurs de la fréquence.

Méthode-1 Fréquence calculée (GHz)	Méthode-2 Fréquence HFSS (Eigenmode Solver)	Différence avec HFSS(%)	Fréquence HFSS (Simulation)	Fréquence mesurée (Réf [77])	Différence avec HFSS(%)
1.533	1.614	5 %	1.615	1.607	0.5 %

**Table II. 4 : Fréquence de résonance du mode  $HE_{116}$**

D'après le tableau II.4, la différence entre les valeurs de la fréquence de résonance est très faible ce qui valide d'une part notre étude réalisée sous HFSS, et d'autre part l'introduction du résonateur dans une cavité d'air dont la hauteur du box de calcul est suffisamment grande pour avoir une fréquence de résonance égale à celle obtenue lors de l'étude électromagnétique (simulation) et celle obtenue en mesure Réf [77].

Toutes les études d'antennes RDC réalisées dans ce manuscrit suivront cette méthode à savoir :

- L'étude du résonateur diélectrique à l'aide de HFSS « Eigenmode Solver ».
- L'optimisation de la hauteur de la cavité d'air jusqu'à l'obtention de la stabilité de la fréquence de résonance ou des modes étudiés.
- L'étude électromagnétique avec alimentation, permettant de valider les deux étapes précédentes.

### IV.3 Deuxième antenne RDC étudiée

Les résultats des simulations réalisées sur le logiciel HFSS sont comparés aux mesures effectuées au laboratoire d'Ondes et Systèmes Associés (OSA) réalisées par Laure HUITEMA [78].

#### IV.3.1 Structure

La structure testée est une antenne à résonateur diélectrique alimenté par une sonde coaxial ramenant une impédance de  $50 \Omega$  avec une âme centrale prolongée de 25 mm et de diamètre 1.4 mm. Le matériau utilisé est une céramique de permittivité 10 et le résonateur est posé sur un plan de masse en  $z=0$  comme le montre la Figure II.25.

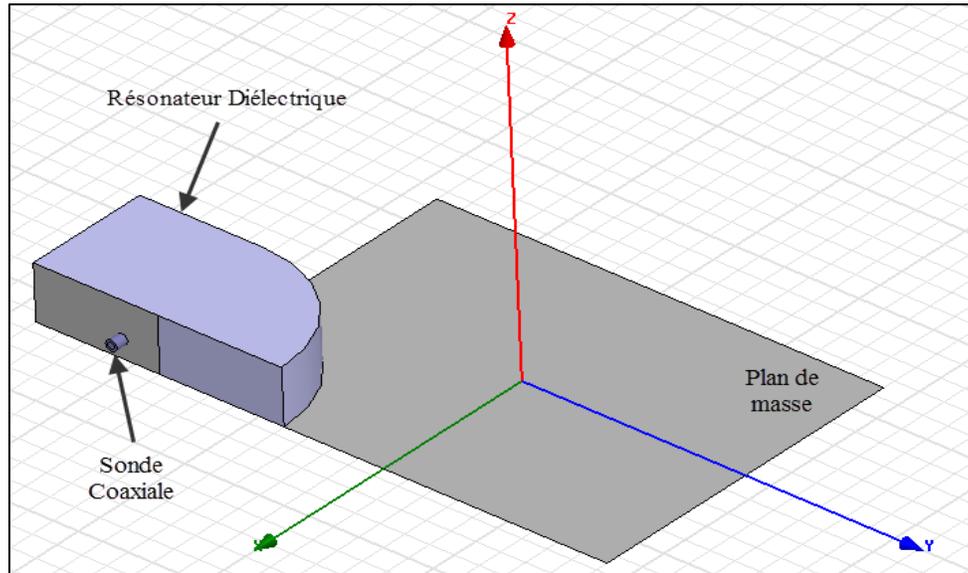


Figure II. 25 : Structure finale sous HFSS

### IV.3.2 Prototype de la structure

Afin de vérifier les performances de cette antenne et de comparer la fréquence de résonance trouvée en simulation, un prototype a été réalisé comme présente par la figure II.26 [78].

Description [78] : pour but d'avoir une antenne miniaturisation en vue d'une intégration dans le terminal mobile, l'antenne est basée sur un résonateur diélectrique parallélépipédique et une portion cylindrique, cette jonction apporte une diminution des fréquences de résonance et de plus l'antenne aurait un caractère multibande.



Figure II. 26 : Prototype réalisé de l'antenne, Réf. [78]

Les mesures de cette antenne se sont déroulées dans la base de mesure du laboratoire OSA. La Figure II.27 présente l'antenne sous-test dans la base de mesure.

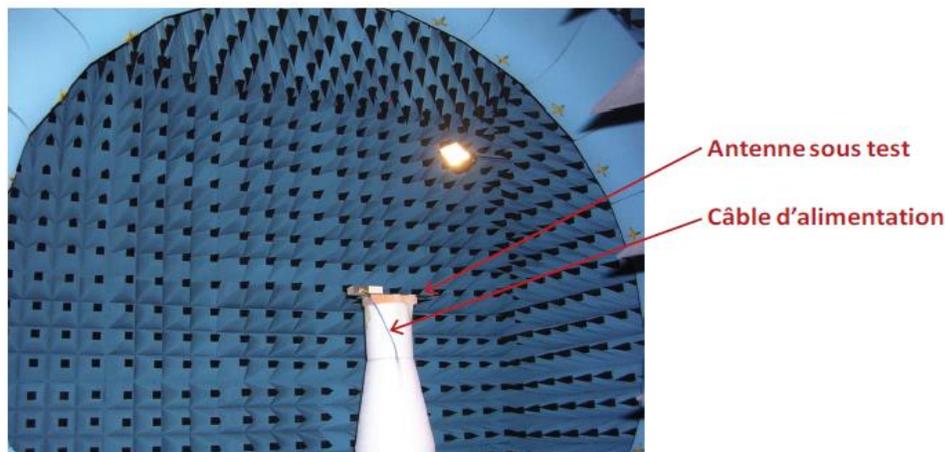


Figure II. 27 : Mesure de l'antenne dans la base OSA

### IV.3.3 Présentation et analyse des résultats

Un des gros avantages des antennes RD cylindriques (Contrairement aux RD rectangulaire) est de pouvoir obtenir des modes dégénérés aux fréquences souhaitées c'est-à-dire des modes de configurations différentes et résonantes à des fréquences identiques. Cette antenne est conçue pour résonner à deux fréquences différentes à savoir  $f_1=653\text{MHz}$  et  $f_2=910\text{ MHz}$ . La première résonance sera due au résonateur diélectrique excité sur son mode fondamental par la sonde coaxiale et la seconde fréquence de résonance est celle de mode dégénéré comme le montre les figures II.28-29 du coefficient de réflexion et de l'impédance d'entrée respectivement.

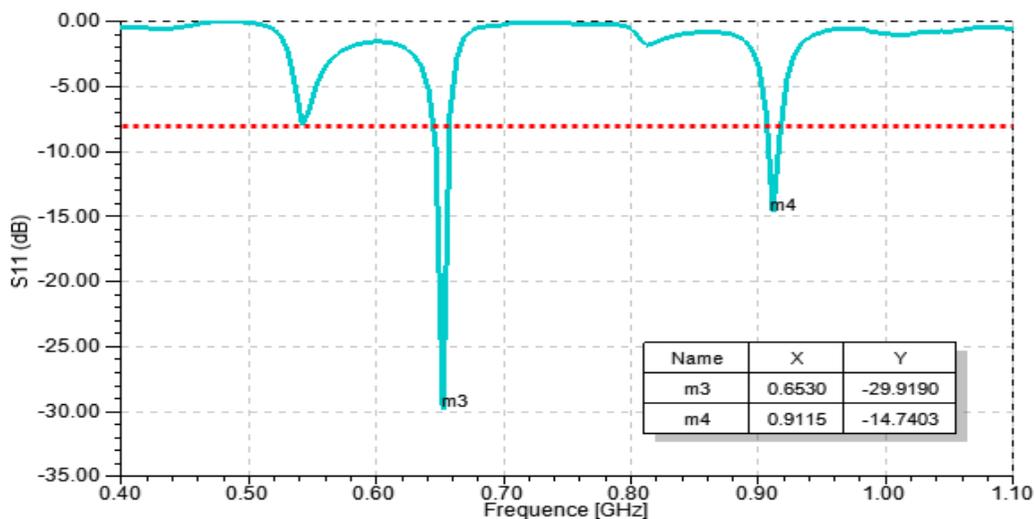


Figure II. 28 : Coefficient de réflexion simulé sous HFSS

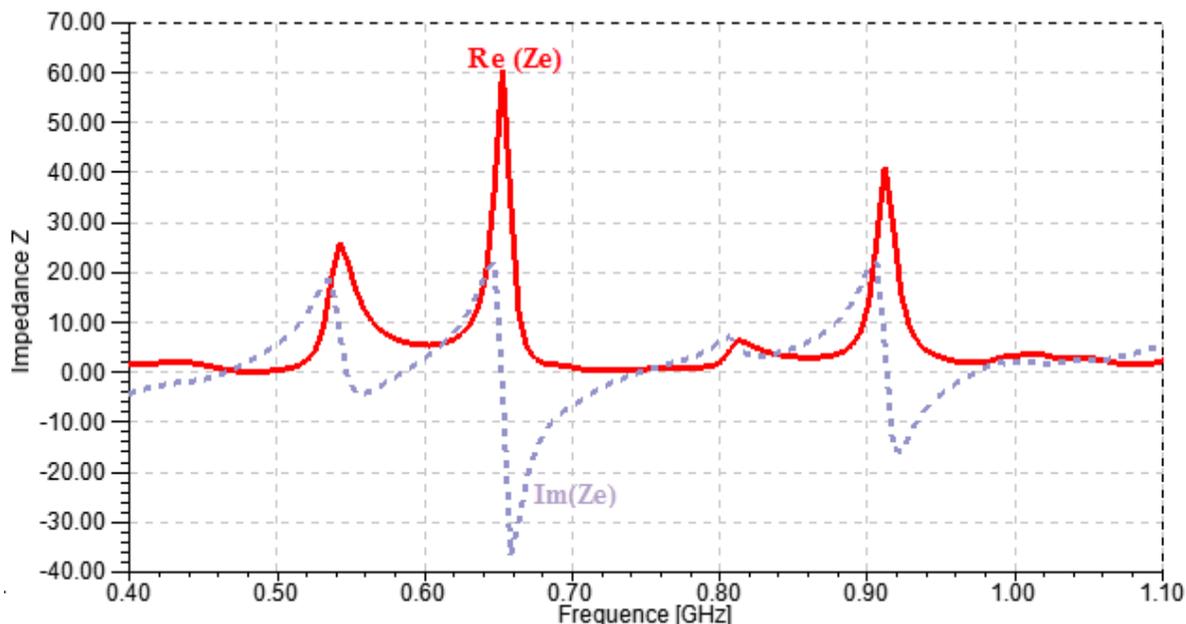


Figure II. 29 : Impédance d'entrée (réelle et imaginaire) simulée de l'antenne sous HFSS

Du côté réalisation du prototype, il n'a pas été possible de percer un trou inférieur à 2mm sur le résonateur. Du fait de ces contraintes mécaniques, l'âme centrale de la sonde coaxiale de diamètre 1.4 mm est insérée dans un trou de diamètre 2 mm, d'où la présence d'un gap d'air entre le module d'excitation du résonateur et le résonateur lui-même. Il est connu [39,42] que l'insertion d'un gap d'air entre l'excitation d'un RD et le résonateur entraîne un shift fréquentiel. En effet, la permittivité effective du résonateur est plus faible ( $\epsilon_r=10$ ), d'où une augmentation de la fréquence de résonance de chacun des modes. Nous constatons que ce gap d'air n'est pas négligeable puisque nous observons un décalage fréquentiel respectivement égal à 40 MHz et 70 MHz pour le premier pic et le second pic d'adaptation entre la simulation et la mesure figure II.30-31 (les figures contiennent deux tracés : simulé à l'aide de CST et mesuré [78]).

La mesure de l'impédance d'entrée et du coefficient de réflexion présente une bonne adéquation avec les simulations vis-à-vis des valeurs de résonance  $f_1=653\text{MHz}$  et  $f_2=910\text{MHz}$ . Le décalage fréquentiel et la largeur de bande est dû au gap d'air entre la sonde d'excitation et la céramique. En outre, un autre inconvénient du logiciel HFSS est que les études sur des larges bandes sont difficiles à mener en raison de la méthode de maillage (mesh) adaptatif retenue.

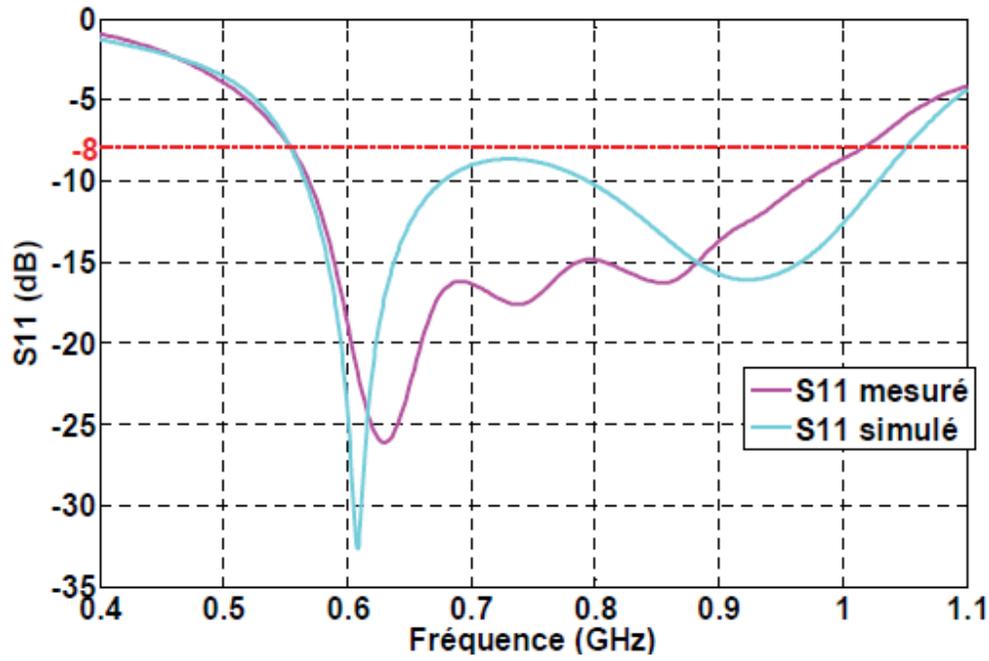


Figure II. 30 : Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne, Réf. [78]

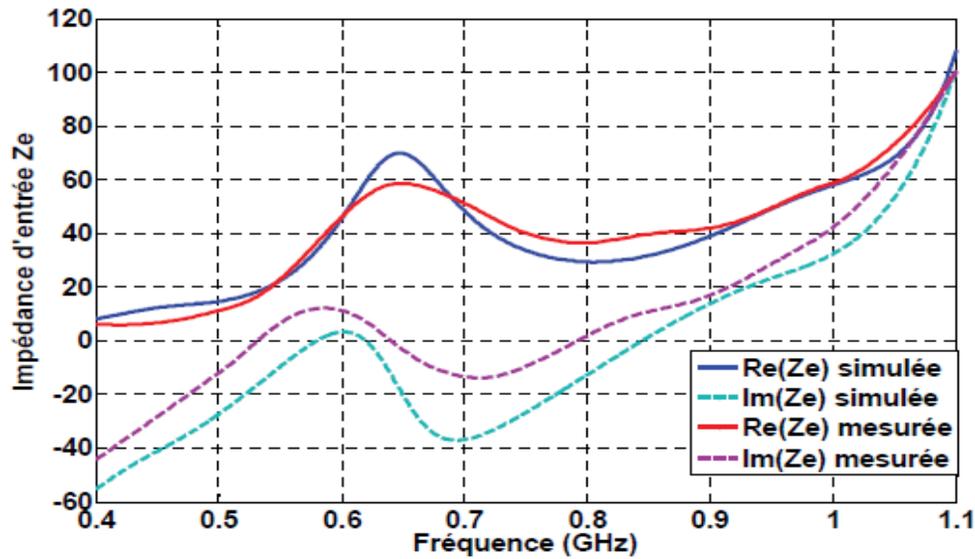


Figure II. 31 : Impédances d'entrée simulée et mesurée de l'antenne, Réf. [78]

En conclusion, les résultats obtenus à l'aide d'HFSS pour les deux structures comportant des résonateurs diélectriques sont proches des mesures effectuées et des expressions analytiques ce qui justifie l'utilisation de ce logiciel dans la suite de cette thèse.

## V. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons pu mettre en évidence le contexte de l'étude, étant donné qu'il existe de nos jours un fort engouement de la part des opérateurs industriels pour l'utilisation d'antennes à résonateur diélectrique.

Dans un premier temps, nous avons effectué une étude détaillée sur les résonateurs diélectriques cylindrique, qui présente 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 second lieu, la méthode d'analyse, l'outil de simulation ont été succinctement présentés. Finalement, une validation analytique et par mesure du logiciel HFSS<sup>TM</sup> a été faite.

Le troisième chapitre va maintenant être consacré à étudier des antennes dont l'élément résonant offre une géométrie plus complexe afin d'améliorer ou de modifier les performances des antennes comportant un simple résonateur cylindrique.

## VI. BIBLIOGRAPHIE

- [1] Odile Picon et coll, "Les antennes Théorie, conception et applications", Dunod, Paris, 2009
- [2] S. Fargeot, "Etude d'un résonateur diélectrique cylindre antenne. Application à la caractérisation des matériaux", Thèse du doctorat de l'université de Limoges, 1999
- [3] S. Long , M. McAllister , Liang Shen, "The resonant cylindrical dielectric cavity antenna", Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.31, no.3, pp. 406- 412, May 1983
- [4] K.M Luk , K.W Leung, "Dielectric Resonator Antennas", Electronic & Electrical Engineering Research Studies, 2003.
- [5] RD. Richmeyer, "Dielectric resonators", International Journal of Applied Physics, vol.210, pp. 391-398, 1939
- [6] R.K. Mongia, P. Bhartia, "Dielectric Resonator Antennas-A review and General Design Relations for Resonant Frequency and Bandwith", International Journal of Microwave and Millimeter-Wave and Computer-Aided Engineering, vol. 4, no. 3, pp: 600-625, 1994
- [7] H. Schlike, "Quasi-Degenerated Modes in High- $\epsilon$  Dielectric Cavities, " J. Appl. Phys., v.24, 1953- publié en 2004.
- [8] A. Okaya, " The rutile microwave resonators", Proc. IRE, v.48, (1960), 1921
- [9] A. Okaya, F.Barash, "The dielectric microwave resonator", Proc. IRE, v.50, 2081, 1962
- [10] G. Duchiron, "Analyse et conception de résonateurs saphir à modes de galerie pour des applications de métrologie et de filtrage microondes", Thèse du doctorat de l'université de Limoges, Juin 2001
- [11] J.M. Le Floch, " Modélisation de nouveaux résonateurs diélectriques à forts coefficients de qualité pour des applications de métrologie, " Thèse du doctorat de l'université de Limoges, fév. 2007.
- [12] P.Y. Bourgeois, " Référence secondaire de fréquence à résonateur saphir cryogénique", Thèse du doctorat de l'université de Franche-Comté, déc. 2004.
- [13] Y. Kobayashi, S. Tanaka, " Resonant Modes of a dielectric rod resonator short circuited at both ends by parallel conducting plates, " IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 28, pp: 1077-1085, Oct. 1980
- [14] M.W. McAllister, S. A. Long, G. L. Conway, "Rectangular Dielectric Resonator Antenna", Electronics letters, vol. 19, no.6: 218-219, 1983

- [15] R.K. Mon gia, A. Ittipiboon," Theoretical and Experimental Investigations on Rectangular Dielectric Resonator Antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 45, no.9: 1348-1356. 1997
- [16] A.A. Kishk, G. Zhou, A.W. Glisson, "Analysis of dielectric-resonator antennas with emphasis on hemispherical structures", Antennas and Propagation Magazine, IEEE, vol.36, no.2, pp.20-31, Apr 1994
- [17] K.W. Leung, "Conformed Strip Excitation of Dielectric Resonator", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 48, no.6, pp 961-967, 2000
- [18] M.W. Mc Allister, S.A. Long", Resonant Hemispherical Dielectric Antenna", Electronic letters, vol. 20, No.16: 657-659,1984
- [19] M.T.K. Tarn, R.D. Murch", Circularly Polarized Circular Sector Dielectric Resonator Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 48, no.1: 126-129, 2000
- [20] A.A Kishk, Y.Y. an, A.W. Glisson", Conical dielectric resonator antennas for wide-band applications", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 50 no.4, 469-474, 2002
- [21] K.W. Leung, "High permittivity dielectric resonator antenna excited by a rectangular waveguide", Microwave and optical technology letters, vol. 34, no. 4: 157-158, 2002
- [22] A.A. Kishk, "Wide-Band Truncated Tetrahedron Dielectric Resonator Antenna Excited by a Coaxial Probe", IEEE, Transaction on Antennas and Propagation, vol. 51, no. 10: 1500-1504, 2003.
- [23] D. Kajfez, P. Guillon, " Dielectric resonators, " The Artech House,1986
- [24] Darko Kajfez, A.A. Kishk, " Dielectric Resonator Antenna-Possible Candidate for Adaptive Antenna Arrays, " University of Mississippi, USA, 2002
- [25] D.Kajfez , P.Guillon, " Dielectric resonators", Vector Fields, Oxford, Mississippi, 1990.
- [26] K.F. Lee, K.M. Luk, P.Y. Tam, " Cross polarization characteristics of circular patch antennas, " Electron. Lett. vol.28.pp.587-589, 1992.
- [27] A. Petosa, " Dielectric Resonator Antenna Handbook", Artech House, Incorporated, 2007.
- [28] G. Almpanis, "On the Geometry and the Coupling Schemes of Broadband Dielectric Resonator Antennas", These, Eng, National Technical University of Athens, Greece, 2007.
- [29] N. Christelle, "Etude de nouvelles antennes à résonateur diélectrique multifréquence, large bande et à polarisation circulaire", thèse Université de Nice, 2004.
- [30] D. Drossos, Z. Wu, L.E. Davis, " Theoretical and experimental investigation of cylindrical Dielectric Resonator Antennas, " Microwave and Optical Technology Letters, vol. 13, no. 3, pp. 119-123, October 1996

- [31] R. Desmedt, " correction due to finite permittivity for ring resonator in free space, " IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-32, no10, pp.1288-1293, October 1984
- [32] M. Tsuji, H. Shigesawa, K. Takiyama, " Analytical and experimental investigation on several resonant modes in open dielectric resonators, " IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-32, no6, pp. 628-633, June 1984
- [33] A. Kishk, A. Ittipiboon, Y.M.M. Antar, M. Cuhaci, " Dielectric resonator antenna feed by a slot in the ground of microstrip line, " Proc. Eight. Int. Conf. On Antennas and Propagation, ICAP'93, Part1, pp: 540-543, April 1993
- [34] A. Kishk, A.W. Gillson, D.Kajfez, " Computed resonant frequency and far field of isolated disks, " IEEE AP-S International Symposium digest, pp: 408-411, June 1993
- [35] A.W. Gilsson, D. Kajfez, J. James, "Evaluation of modes in dielectric resonators using a surface integral equation formulation", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-31, no12, pp. 1023-1029, December 1983
- [36] M .David Pozar, "Microwave Engineering", Jhon Wiley & Sons, Inc, 2005
- [38] G. Zhou, A.A. Kishk, A.W. Glisson, "Input Impedance of a Hemispherical Dielectric Resonator Antenna Excited by a Coaxial Probe", IEEE Antennas and Propagation Symposium, Ann Arbour Michigan, pp: 1038-1041, June 1993
- [39] G.P Junker, A.A Kishk, A.W Glisson, D. Kajfez, "Effect of an Air Gap Around the Coaxial Probe Exciting a Cylindrical Dielectric Resonator Antenna", IEE Electron Letters, vol.30, no.3, pp:177-178, Feb. 1994
- [40] G.P. Junker, A.A Kishk, A.W. Glisson, "Input Impedance of Dielectric Resonator Antennas Excited by a Coaxial Probe", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol.42.no.7, pp: 960-966, July 1994
- [41] M. Cooper, A. Petosa, A. Ittipiboon, J.S. Wight, "Investigation of Dielectric Resonator Antennas for L-Band communication", Antenna Technology and Applied Electromagnetics ANTEM '96, Ottawa, Canada, Aug.1996.
- [42] G.P. Junker, A.A. Kishk, A.W. Glisson, D. Kajfez, "Effect of air gap on cylindrical dielectric resonator antennas operating in TM<sub>01</sub> mode", Electronics Letters, vol. 30, no. 2,pp. 97-98, 20th January 1994
- [43] R.A. Kranenburg, S.A. Long, "Microstrip Transmission Line Excitation of Dielectric Resonator Antennas", IEE Electronics Letters, vol.24, pp.1156-1157, Sept.1998
- [44] L.I. Basilio, M.A. Khayat, J. Williams, S.A. Long, "The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line fed patch antennas", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 49, pp.45-47, Jan. 2001.

- [45] R. Kranenberg, S.A. Long, J.T. Williams, "Coplanar Waveguide Excitation of Dielectric Resonator Antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.39, pp.119-122, Jan.1991
- [46] C. Curry, "Novel Size- Reduced Circularly Polarized Antennas", Master's Thesis, Royal Military College, Kingston, Canada, July 2000.
- [47] M.S. Al Salmeh, Y.M.M. Antar, G. Seguin, A. Petosa, "Analysis and Measurement of Compact-Size DRA With CPW Feed", USNC/URSI National Radio Science Meeting, Boston, MA, pp, 221 July 2001.
- [48] J.P.S. McKenzie, "Dielectric Resonator Antennas Fed by Coplanar Waveguide at Extremely High Frequency", Master's Thesis, Royal Military College, Kingston, 2004
- [49] Kwok.Wa Leung, Kwai-Man. Luk, K.Y.A. Lai, Lin. Deyun, "Theory and experiment of an aperture-coupled hemispherical dielectric resonator antenna", Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol.43, no.11, pp.1192-1198, Nov 1995
- [50] A. Ittipiboon, R.K. Mongia, Y.M.M. Antar, P. Bhartia, M. Cuhaci, "Aperture Fed Rectangular and Triangular Dielectric Resonators for Use as Magnetic Dipole Antennas", IEE Electronic Letters, vol. 29,no,3, pp.2001-2002, 1993
- [51] K.W .Leung, K.Y.A. Lai, K.M. Luk, D.Lin, "Input Impedance of Aperture Coupled Hemispherical Dielectric Resonator Antenna", IEE Electronics Letters, vol.29, pp.1165-1167, 1993
- [52] S.M. Shum and, K.M. Luk, "Stacked Annular Ring Dielectric Resonator Antenna Excited by Axi-Symmetric Coaxial Probe", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.43, no.8, pp.889-892, Aug.1995
- [53] J.S. McLean, "A Re-Examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.44, pp.672-676, Mai 1996
- [54] A.D. Yaghjian, S.R. Best, "Impedance bandwidth and Q of antennas", IEEE Trans.Antennas Propagat., vol.53, no.4 pp1298-1324, Avr.2005
- [55] K. Carver, J. Mink, "Microstrip antenna technology", Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 29, no 1, p. 2-24, 1981.
- [56] D. Masse, R.A. Purcel, "A new low-loss, high-k, temperature compensated dielectric for microwave application", Proc. IEEE, v.59, 1628,1971
- [57] D. Hennings, P. Schnabel, "Dielectric characterization of Ba<sub>2</sub>Ti<sub>9</sub>O<sub>20</sub> type ceramics at microwave frequencies", Philips J. Res, v.38, 295,1983
- [58] T. Nischikawa, Y. Ishikawa, H. Tamuraal, "Ceramic Materials for Microwave Applications, "Electronic Ceram., Spring issue, Japan 1979

- [59] H. Tamura, "Microwave loss quality of (Zr<sub>0.8</sub>Sn<sub>0.2</sub>) TiO<sub>4</sub>", Am.Cer. Soc. Bull, 73, 94, 1994
- [60] S. Hirano", Synthesis and Thermal Behaviour of Zirconium Oxyacetate Powders", J. Am. Ceram. Soc, 74, 1991
- [61] K. Wakino, T.Nishikawa, "Dielectric High-Power Band pass Filter Using Quarter-Cut TE/018/ Image Resonator for Cellular Base Stations", Microwave Theory and Techniques, IEEE Trans.,vol.35, no 12, 1986
- [62] I. Iliev, " Métallurgie des métaux non-ferreux et éléments semi-conducteurs", Brev., inov. Bulgare, N°: 49098 de 26.09, 1989
- [63] R. Kell, A.C. Greenham", microwave dielectric properties of Ba (Mg<sub>1/3</sub>Ta<sub>2/3</sub>) O<sub>3</sub> ceramics", J. Am. Cer. Soc., vol.56, no352, 1973
- [64] A.A. Kishk, B. Ahn , D. Kajfez, "Broadband Stacked Dielectric Resonator", IEEE Electronic Letters, vol. 25, no 18: pp 1232-1233, 1989
- [65] G.P. Junker, A.A. Kishk, A. W. Glisson, "Numerical Analysis of Dielectric Resonator Excited in Quasi-TE Modes", Electronics Letters, vol. 29, no.21: 1810-1811, 1993
- [66] Z. Fan, al., "Parasitic Coplanar Three-element Dielectric Resonator Antenna Subarray", Electronic Letters, vol. 32, no.9: pp 789-790, 1996
- [67] A. Petosa, al., "Design and Analysis of Multi segment Dielectric Resonator Antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 48, no.5: 738-742, 2000
- [68] A. Buerkle , A. Sarabandi, H. Mossallei, "Compact slot and dielectric resonator antenna with dual-resonance, broadband characteristics", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 53, no.3: 1020-1027, 2005
- [69] T.A. Denidni, Q.Rao, "Hybrid dielectric resonator antennas with radiating slot for dual-frequency operation", IEEE, Antenna and Wireless Letters, vol. 3, no. 1: 321-323, 2004
- [70] Nasimuddin, K. P. Esselle, " Antennas with dielectric resonators and surface mounted short horns for high gain and large bandwidth", IET, Microwave, Antenna & Propagation, vol. 1, no. 3: 723-728, 2007
- [71] Nasimuddin, K. P. Esselle, "A low-profile compact microwave", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 55, no.6: 1880-1883, 2007
- [72] Nasimuddin, K. P. Esselle", A law profile compact microwave antenna with high gain and wide bandwidth", International Conference on Electromagnetic in advanced applications: 895-898, 2007
- [73] T. Itoh, "Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-wave Passive Structures", Wiley-Interscience, Editor, 1989

- [74] M.N.O. Sadiku, "Numerical techniques in electromagnetics", CRC press,1992
- [75] R. Rolland, L. Simpson", Finite-Difference Analysis EMP Coupling to thin Struts and Wire", IEEE Trans. on Electromagn. Compat., vol.23, no.2 : 88-97, 1981
- [76] [http://www.ansys.com/fr\\_fr/Produits/Flagship+Technology/ANSYS+HFSS](http://www.ansys.com/fr_fr/Produits/Flagship+Technology/ANSYS+HFSS)", AnSoft HFSS Full Documentation"
- [77] A.V. Praveen Kumar, Vinu Thomas, V. Hamsakkutty, K.T. Mathew, "Microwave Ceramic Resonator Antenna for Communication Applications", IEEE Trans Antennas and Propagt, vol. 46, no. 3, 1998
- [78] L. Huitema, M. Koubeissi, C. Decroze, T. Monediere, "Ultra wide band Dielectric Resonator Antenna for DVB-H and GSM Applications", IEEE Antennas and Wireless Propagation letter, vol. 8, pp. 1021- 1027, 2009.

# **Chapitre 3**

---

## **ANTENNES A RESONATEURS DIELECTRIQUES APPLICATION AUX ANTENNES BIBANDES**

## I. INTRODUCTION

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...) comme on l'a vu dans le chapitre précédent. 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 [1-3].

Dans ce chapitre, nous nous intéressons principalement aux antennes à résonateurs diélectriques cylindriques. Une étude approfondie de ce type d'antenne avec une classification rigoureuse des différents modes excités sera présentée. Par ailleurs, cette forme cylindrique constitue la brique de base sur laquelle 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 cette structure d'antenne à résonateur diélectrique cylindrique (RDC) ou le couplage entre la source et le résonateur se fait moyennant une sonde coaxiale soit entièrement analysée en premier. Cette étude permet d'expliquer l'importance et l'effet de chaque paramètre sur les caractéristiques essentielles de l'antenne.

Dans la deuxième partie, notre attention se porte sur la recherche de modification de fréquences de résonance, d'augmentation de la bande passante et de comportement bibande ou multifréquence par des agencements particuliers sur des antennes à résonateurs diélectrique conçues avec deux résonateurs cylindriques de permittivités différentes intégrés l'un dans l'autre ou bien par l'ajout d'une portion de taille et de permittivité différentes. Les performances de ce type d'antenne sont déterminées par les caractéristiques géométriques, les permittivités des deux résonateurs et leur position relative.

## II. ETUDE D'UNE ANTENNE RESONATEUR DIELECTRIQUE CYLINDRIQUE SIMPLE

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 (Pour optimiser ce maillage, HFSS utilise un procédé itératif : il génère d'abord une solution à partir du maillage initial qu'il raffine ensuite jusqu'à ce qu'un critère de convergence soit atteint). 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 [4].

## II.1 Choix du matériau

La permittivité diélectrique du résonateur est l'un des paramètres les plus sensibles dans l'évaluation de l'antenne car la petite variation de la permittivité due à la température peut décaler la fréquence de résonance. Précisons bien que les matériaux ayant une constante diélectrique plus faible permettent d'obtenir une bande passante plus large et par la suite on aura une antenne plus efficace [5].

Les caractéristiques du matériau choisi dans cette partie sont celle d'un résonateur en céramique de série (E2000 à E8000) ayant des permittivités diélectriques faibles-moyennes-élevées, permet la réalisation de résonateurs diélectriques à haut facteur de qualité (High Q), et faibles pertes ( $\tan \delta = 0,0001$ ), pour de nombreuses applications de 1.5 GHz à 100 GHz [6-7].

Domaines d'application :

- E2000/E3000: spatial/industrie/énergie/télécommunications
- E4000/E7000: spatial/défense/télécommunications
- E5000/E6000: télécommunications

## II.2 Spécifications géométriques

La structure simulée est un résonateur diélectrique cylindrique de hauteur  $H$  et de rayon  $R$  centré au-dessus d'un plan de masse fini. Les caractéristiques de la sonde coaxiale sont : une âme centrale de rayon 0,65 mm et une gaine extérieure de rayon 2 mm. Nous disposons la sonde à une distance  $r_s$  du centre du cylindre. L'âme centrale a une hauteur  $h_s$  (figure III.1). L'influence de la hauteur et de la position de l'âme centrale sur l'adaptation du mode  $HEM_{11\delta}$  sont étudiées.

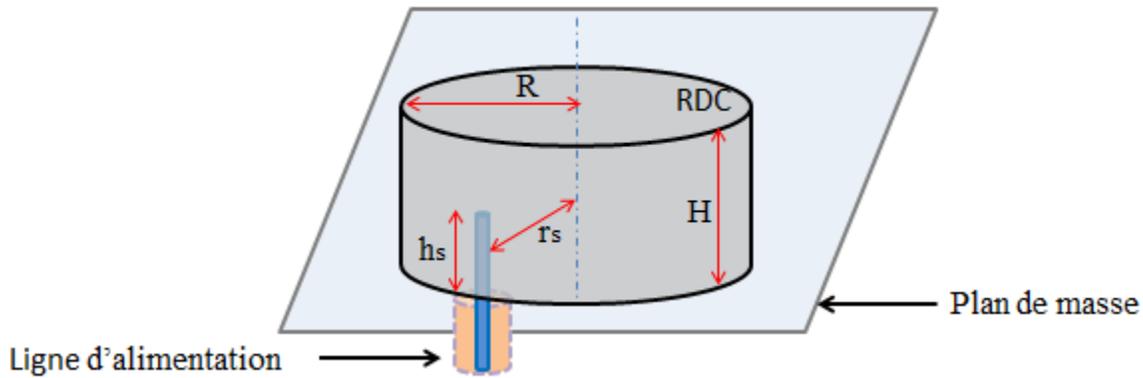


Figure III. 1 : Géométrie du RDC et son alimentation avec sonde coaxiale

### II.3 Étude paramétrique

Dans cette partie, une étude paramétrique a été conduite. Cette étude 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 l'alimentation par un câble coaxial (position  $r_s$ , hauteur de pénétration  $h_s$ ).

#### II.3.1 Effet de 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.

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 la permittivité de 5 à 100. Nous pouvons voir sur la Figure III.2 l'effet de cette variation sur la fréquence de résonance qui varie de 4.5GHz à 1GHz.

On remarque aussi que pour une permittivité entre 5 et 40, la descente en fréquence est importante. Au-delà de cette valeur  $\epsilon_r > 45$ , la variation en fréquence est très faible devant la variation en permittivité.

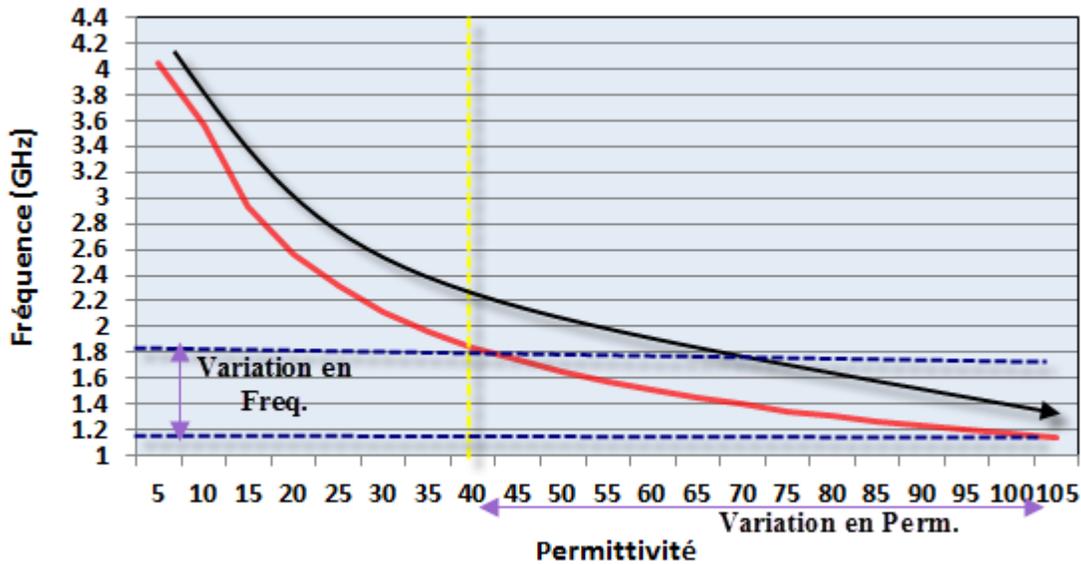


Figure III. 2 : Influence de la permittivité du résonateur sur la fréquence de résonance

Il faut également noter que si l'on souhaite utiliser notre résonateur dans des applications néanmoins large bande on devra bien entendu lui associer une permittivité plus au moins faible.

La Figure III.3 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.

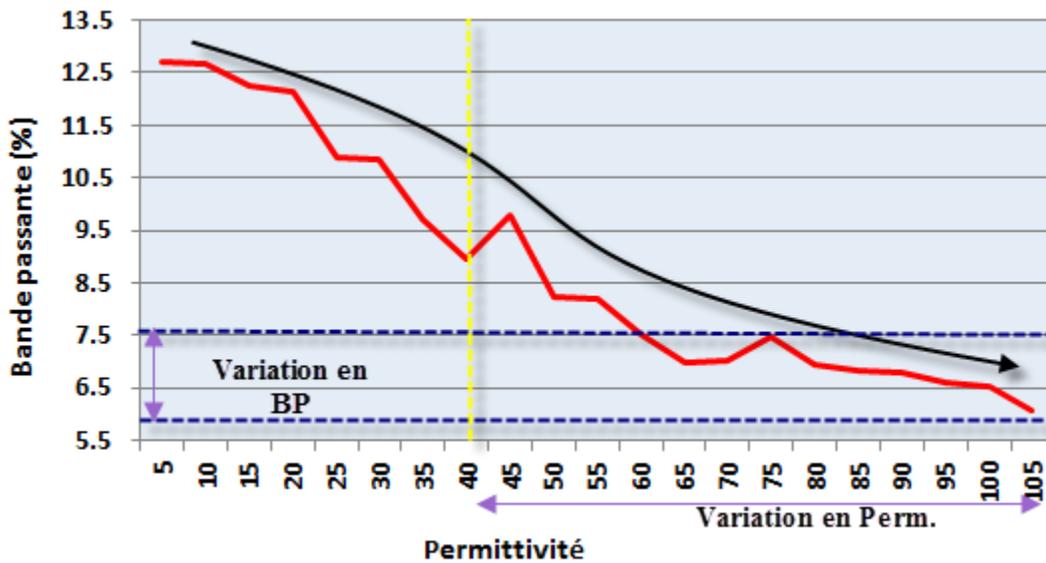


Figure III. 3 : Influence de la permittivité du résonateur sur la bande passante

Les résultats obtenus représentés par les figures III.2 et III.3 sont assez intéressants et montrent un effet remarquable de la permittivité sur la fréquence de résonance et la bande passante, comme le montre les formules analytiques citées dans le chapitre précédent. Nous pouvons appliquer cet effet en compromis, dans le cas d'une augmentation ou diminution de la

fréquence de résonance pour chaque application souhaitée. Par ailleurs une autre possibilité d'amélioration serait de choisir les dimensions de la structure du résonateur cylindrique (Rayon R et Hauteur H).

Pour la suite de l'étude, on opte pour une permittivité du résonateur  $\epsilon_r = 36 - 38$  « série E2000 » [6].

### II.3.2 Effet du rayon R

L'étude théorique montre un effet primordial du rayon du résonateur sur la fréquence de résonance. La Figure III.4 présente la variation de la fréquence en fonction du rayon. En faisant varier le rayon de 8 mm à 12 mm par pas de 1 mm on constate que la fréquence de résonance diminue.

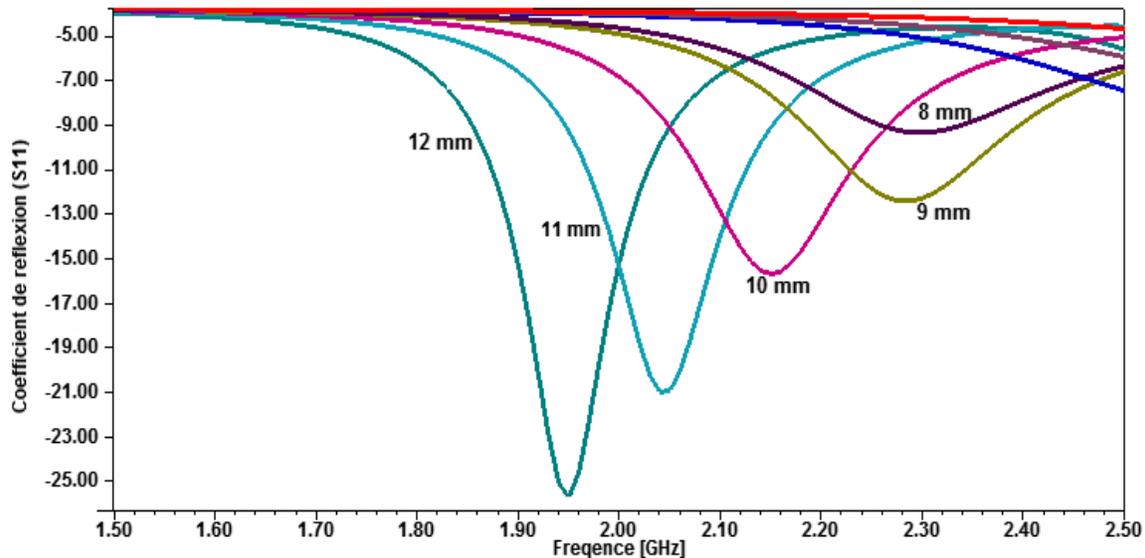


Figure III. 4 : Adaptation de l'antenne en fonction du rayon R

En raison d'un certain nombre de contraintes liées à la conception et au domaine d'utilisation, notre démarche a été orientée suivant une approche plus théorique qu'expérimentale. En effet, nous n'avons pas, par exemple, tenu compte de manière formelle des conditions de fonctionnement et d'intégration de l'antenne. En prenant en compte cet aspect de manière plus rigoureuse on devrait probablement améliorer les performances du résonateur et les dimensions géométriques. De ce fait le choix de rayon R est celui qui ramène une bonne adaptation de l'antenne.

### II.3.3 Effet de la hauteur H

La Figure III.5 présente la variation de la fréquence en fonction de la hauteur du résonateur. En faisant varier la hauteur du résonateur de 7 mm à 10 mm par pas de 1 mm, on remarque que la fréquence de résonance diminue. La fréquence de résonance 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.

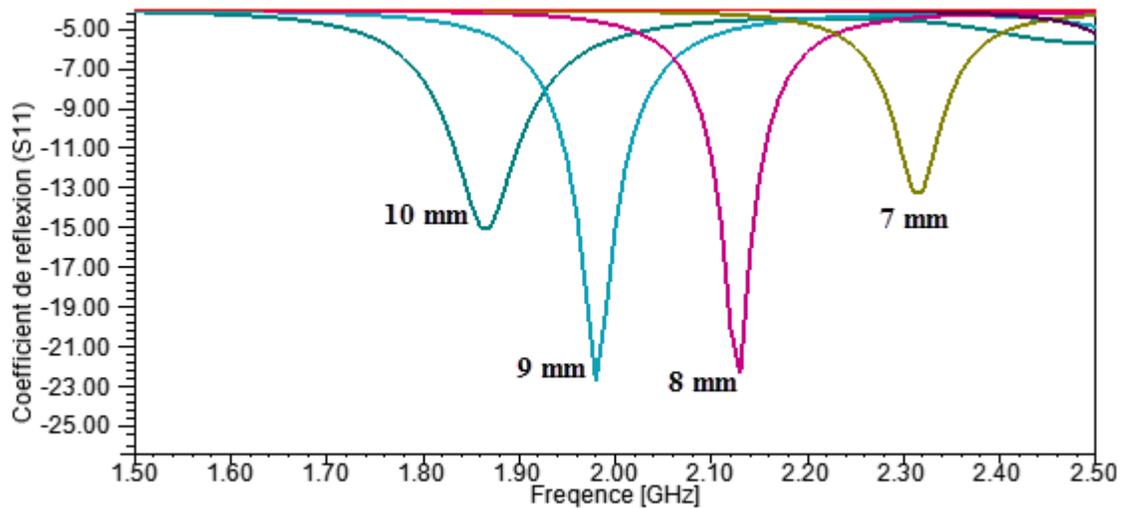


Figure III. 5 : Adaptation de l'antenne en fonction de la hauteur H

Nous constatons d'après les figures III.4 et III.5 que le rayon et la hauteur du résonateur influent sur la fréquence, il suffit de la moindre variation pour que celle-ci change. La seconde étude paramétrique va porter sur l'influence des différents paramètres constituant l'élément d'alimentation.

### II.3.4 Etude paramétrique de l'alimentation par sonde coaxiale

La sonde coaxiale assure le couplage de l'énergie électromagnétique avec le résonateur diélectrique. De ce fait l'analyse de ses dimensions est importante pour améliorer les performances de l'antenne.

Les caractéristiques de la sonde coaxiale sont : une âme centrale de rayon 0,65 mm et une gaine extérieure de rayon 2mm. Le résonateur diélectrique est posé sur le plan de masse. Nous disposons la sonde à une distance  $r_s$  du centre du cylindre. L'âme centrale a une hauteur  $h_s$  (figure III.1). L'influence de la hauteur et de la position de l'âme centrale sur l'adaptation du mode HEM sont étudiées.

### II.3.4.1 Variation de la hauteur de la sonde $h_s$

La position de la sonde  $r_s = 10$  mm. On remarque que lorsque  $h_s$  augmente, la fréquence de résonance du mode  $HEM_{11}$  a diminué. Le tableau III.1 montre l'évolution de la bande passante ainsi que la fréquence de résonance correspondant au minimum du coefficient de réflexion en fonction de la hauteur  $h_s$ .

$h_s$ (mm)	f (GHz)	$S_{11}$ (dB)	Bande passante (BW%)
2 à 4	1.9333	> -10dB	X
4.5	1.9216	12.40	5.4
5	1.9205	15.80	8.12
5.5	1.9120	19.32	9.59
<b>6</b>	<b>1.9114</b>	<b>25.13</b>	<b>12.81</b>
6.5	1.9114	17	10.59
7	1.9011	15	10.2
7.5	1.8812	12	7.3
8 à 8.5	1.8857	> -10dB	X

Table III. 1 :  $S_{11}$  et BW en fonction de la hauteur  $h_s$

Les graphiques sur la figure III.6 montrent l'adaptation de l'antenne pour les différentes valeurs de  $h_s$ .

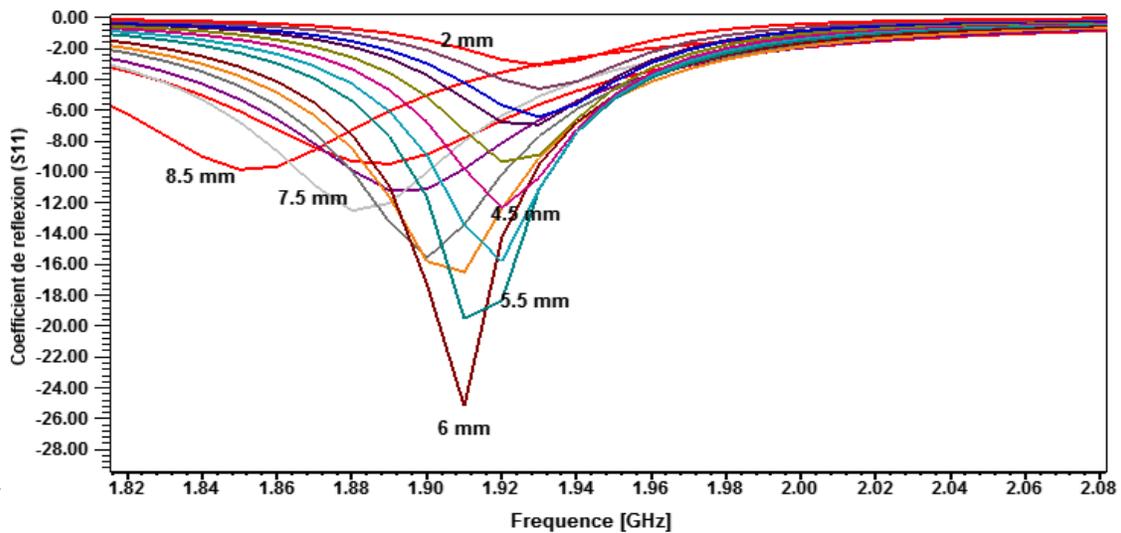


Figure III. 6 : Coefficient de réflexion en fonction de  $h_s$

Les résultats obtenus indiquent que l'augmentation de la hauteur  $h_s$  entraîne un élargissement de la bande passante, ainsi qu'une légère diminution de la fréquence de résonance.

Les meilleures caractéristiques en terme de bande passante et d'adaptation est celui où la hauteur de la sonde introduite dans le résonateur est de **hs = 6 mm**.

### II.3.4.2 Variation de la position de la sonde $r_s$

Afin d'observer l'influence de la position de la sonde coaxiale sur l'adaptation de l'antenne, une variation de la position du centre vers l'extrémité du résonateur a été faite. La courbe III.7 illustre le fait qu'une augmentation de  $r_s$  provoque la descente du coefficient de réflexion de l'antenne des modes de résonances.

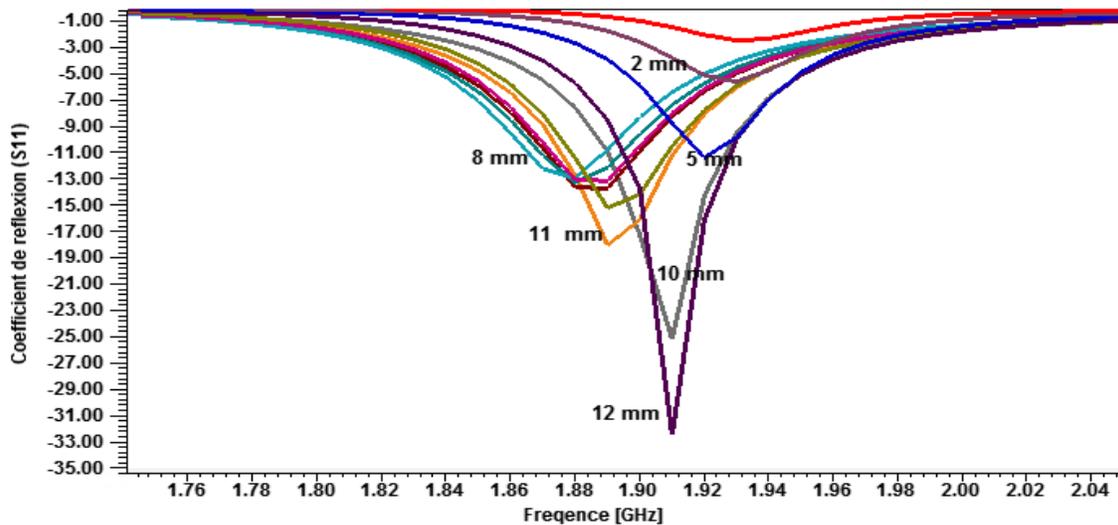


Figure III. 7 : Coefficient de réflexion en fonction de  $r_s$

Nous pouvons remarquer que plus la différence entre le rayon  $R$  et la position  $r_s$  se réduit, plus les pics du coefficient de réflexion augmentent. De même, nous constatons une réduction de la largeur des pics au fur et à mesure que la position de la sonde se rapproche des parois du résonateur [1-3].

En résumé, les dimensions optimales en termes d'adaptation pour l'alimentation par sonde coaxiale sont :

- position de la sonde **rs = 12 mm** de l'axe du résonateur,
- hauteur de la sonde introduite dans le résonateur **hs = 6 mm**.

En conclusion, l'étude paramétrique nous a permis :

- De définir l'effet des caractéristiques du résonateur sur le comportement de l'antenne. En effet, il existe plusieurs paramètres qui peuvent être modifiés pour trouver la fréquence désirée.
- D'identifier l'importance de la géométrie de l'alimentation pour une bonne adaptation de l'antenne

### II.3.5 Structure finale

Cette première partie nous a permis de faire une étude paramétrique sur une structure d'antenne cylindrique où nous avons vu l'influence de chaque facteur sur l'adaptation de l'antenne, qui sera une introduction aux parties suivantes où nous allons beaucoup plus détailler l'étude de certaines structures en les modélisant. Cette antenne peut couvrir les bandes DCS et WCDMA (1800 à 2100MHz)

Les figures III.8-9-10 montrent respectivement la structure finale sous HFSS de l'antenne RDC avec une permittivité  $\epsilon_r = 36.7$ , rayon  $R=12.65$  mm et une hauteur  $H=9.8$  mm, le coefficient de réflexion de l'antenne, le diagramme de rayonnement.

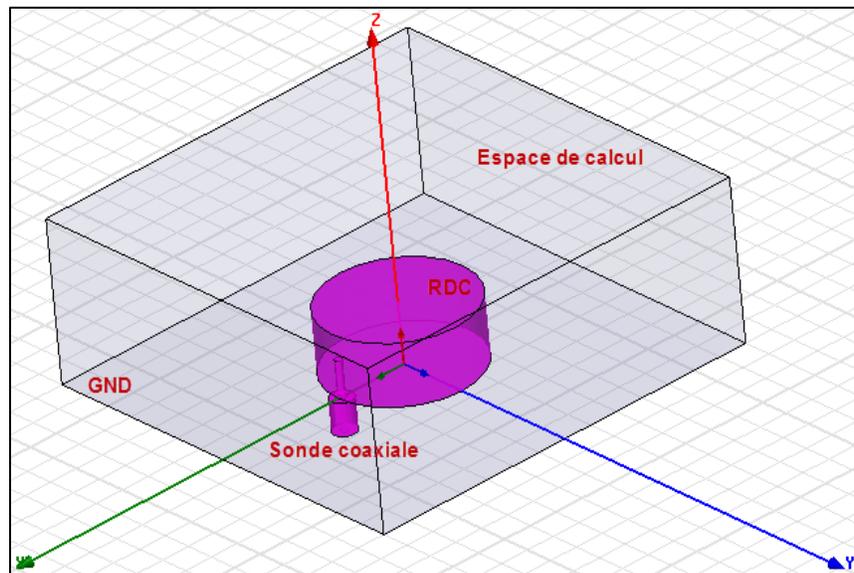


Figure III. 8 : Structure RDC finale sous HFSS

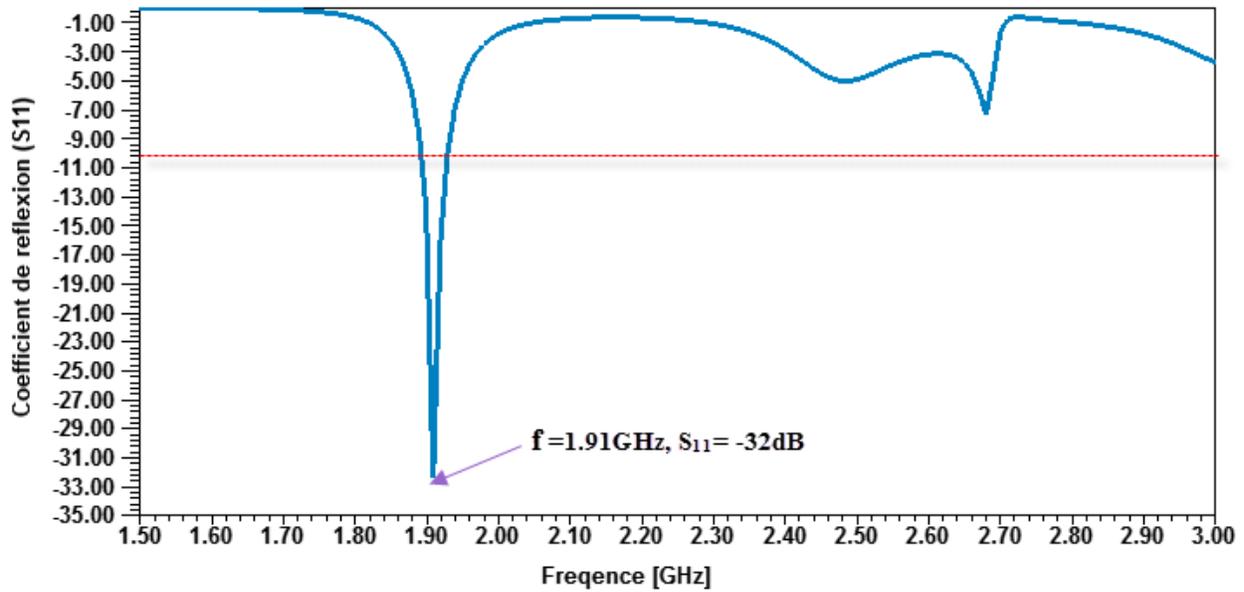


Figure III. 9 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$

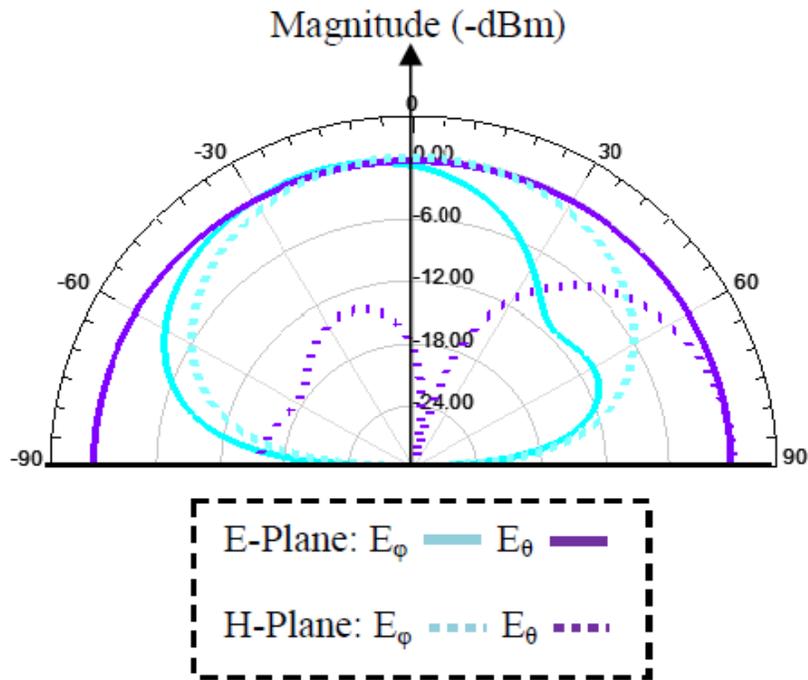


Figure III. 10 : Champs électrique dans les deux plans E et H

On remarque d'après la figure III.11 que le gain simulé varie entre 4 dBi et 6 dBi dans la bande de 1.88 GHz à 1.98 GHz. Cependant, on note un gain maximal de 5.82dBi.

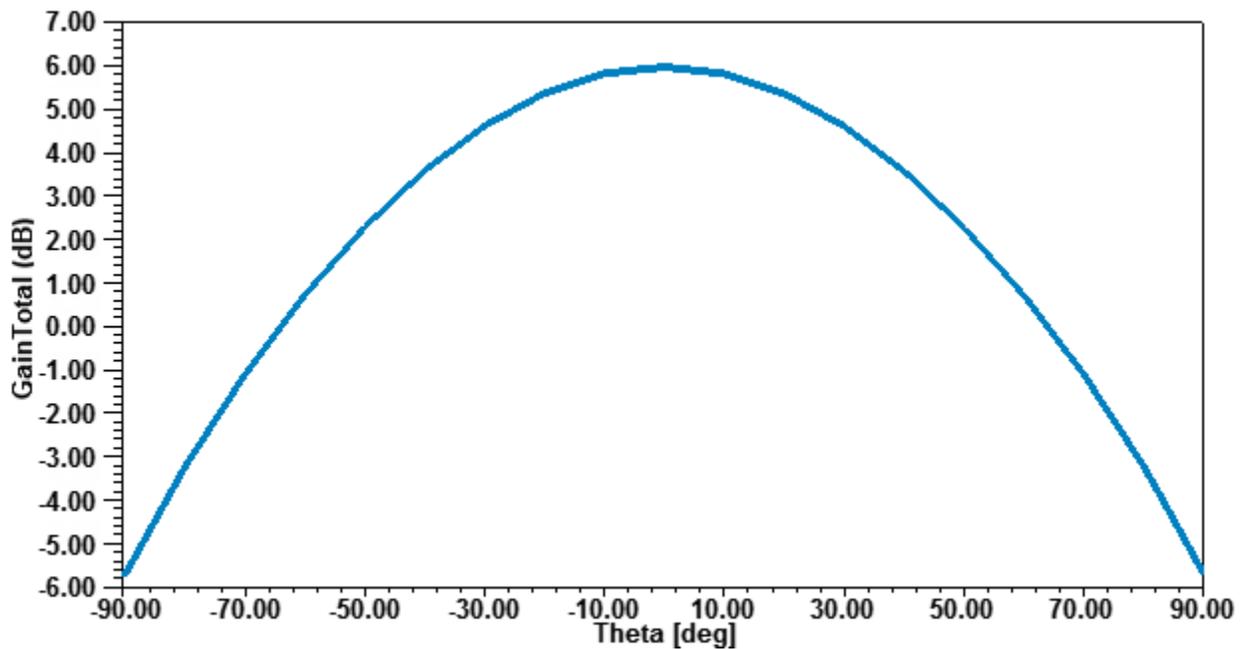


Figure III. 11 : Gain de L'antenne RDC

### III. ETUDE D'ANTENNE BIBANDE

Les télécommunications civiles et militaires utilisent de plus en plus de bandes de fréquence. Cette utilisation exhaustive du spectre radioélectrique a engendré un grand intérêt pour les dispositifs permettant de couvrir deux ou plusieurs bandes simultanément. Un élément fondamental jouant un rôle déterminant dans ces dispositifs est l'antenne. Cette dernière concrétise clairement cette tendance de multiplication de bandes de fréquence, d'où l'importance des antennes bibandes et multibandes [8-10].

Les antennes bibandes 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 cette partie nous portons notre intérêt sur la réalisation des antennes dont l'élément rayonnant est composé premièrement de deux résonateurs cylindriques de différentes tailles dont le petit est inséré dans celui ayant les plus grandes dimensions, et deuxièmement l'ajoute d'une

portion de taille et de permittivité différentes au résonateur cylindrique initial. On montre que, suivant l'agencement de ces deux résonateurs, on peut obtenir un comportement bibande dont les diagrammes de rayonnement présentent un maximum dans l'axe de l'antenne.

### III.1 Antenne à deux résonateurs cylindriques

#### III.1.1 Géométrie de la structure

Sous sa forme cylindrique la plus fondamentale, l'antenne RDC est constituée d'un agencement de deux résonateurs. Le premier est celui étudié précédemment, ce dernier résonne en mode  $HEM_{11}$  à une fréquence de 1,91 GHz (d'après les formules du chapitre-2 et la figure III.9). Quant au second de dimensions inférieures initialement on prend :  $R_2 = R/2$  mm,  $H_2 = H/2$  mm, il possède une permittivité beaucoup plus élevée et résonne en mode  $HEM_{11}$  à une fréquence de 2,21 GHz (d'après les formules du chapitre-2) comme représenté sur la figure III.12.

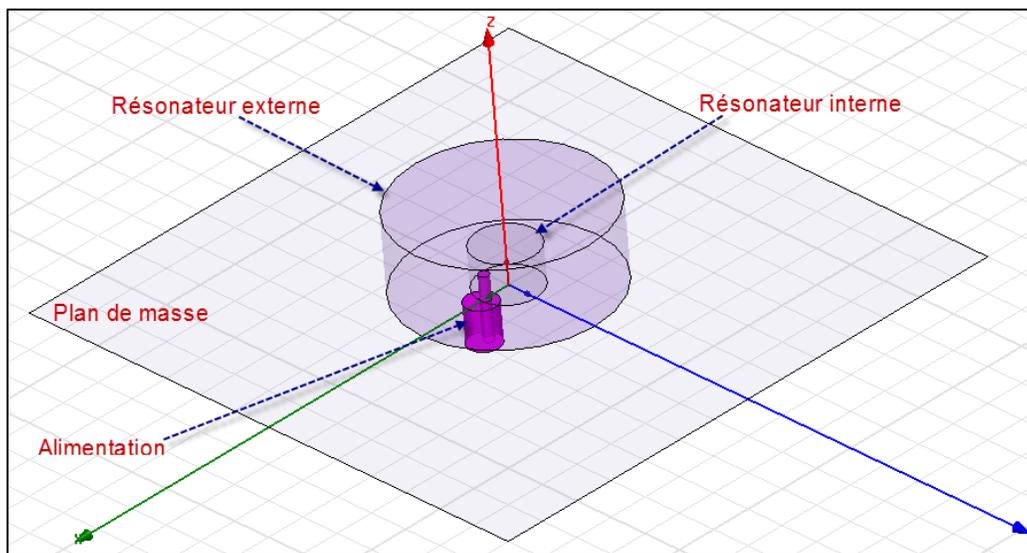


Figure III. 12 : Géométrie de la structure sous HFSS

Comme objectif : cette modélisation consiste à montrer que, suivant l'agencement de ces deux résonateurs, on peut obtenir un comportement bibande.

### III.1.2 Structure à deux résonateurs centrés

Les antennes à résonateurs diélectriques exploitent des modes de résonance apparaissant à l'intérieur de blocs diélectriques de très forte permittivité de forme parallélépipédique ou cylindrique. Les limites de ces résonateurs sont des murs magnétiques obtenus grâce à un fort contraste de permittivité entre le diélectrique et l'air. Ainsi, plus la permittivité du diélectrique est importante, meilleure est l'efficacité du mur magnétique. Il faut toutefois préciser qu'un tel mur magnétique est beaucoup moins localisé qu'un mur électrique réalisé grâce à une paroi métallique. Ainsi, bien que le diélectrique présente généralement une forte permittivité (plusieurs dizaines), le champ électromagnétique n'est pas complètement confiné dans le diélectrique [1].

La réalisation des couplages entre les résonateurs s'effectue à travers l'air, les résonateurs étant situés à proximité les uns des autres. Les couplages d'entrée et de sortie s'effectuent à l'aide de la sonde coaxiale, située à proximité du résonateur diélectrique interne  $r_s=R_2$ .

La structure étudiée est présentée à la figure III.12. Les deux résonateurs sont posés sur un plan de masse. Ils sont concentriques un empilement radial: celui de plus petite taille et de plus forte permittivité se trouve à l'intérieur du plus grand. En revanche, le réglage de la position et la dimension du résonateur interne de cette antenne, ainsi que les difficultés à avoir une excitation simple et ne présentant pas trop de pertes sont les principaux points faibles de cette technologie bibande.

#### III.1.2.1 Effet de la permittivité

Nous avons vu dans la première partie que la fréquence de résonance est très sensible à la variation de la permittivité. Partant de ce constat, nous allons étudier la variation de la permittivité du résonateur interne. Une telle variation permet d'avoir l'effet sur le comportement bibande de la nouvelle antenne. La simulation associée est présentée sur la figure III.13, pour une permittivité  $\epsilon_r$  [10, 20,30.....90,100].

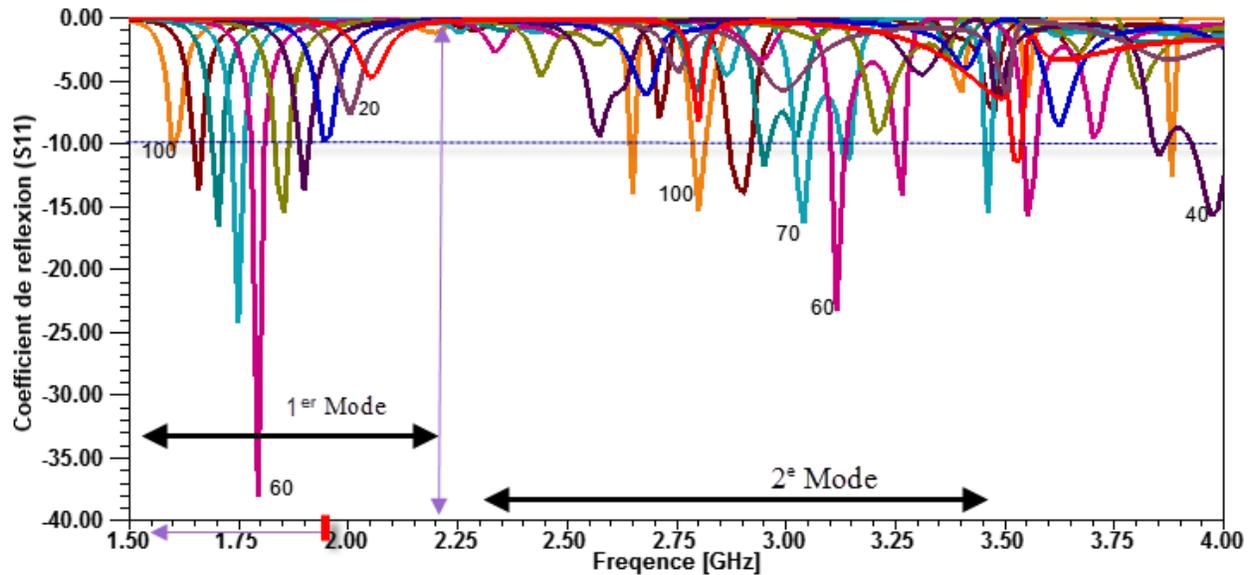


Figure III. 13 : Coefficient de réflexion en fonction de la permittivité

A partir de cette courbe III.13, il est possible de réaliser des antennes bibandes associant plusieurs résonateurs (Deux RD dans notre cas), contrairement à une antenne basée sur un seul résonateur  $f = 1.91 \text{ GHz}$ , d'une part le coefficient de réflexion montre qu'il existe un décalage fréquentiel  $f < 1.91 \text{ GHz}$  comme le montre G. Andrew [11] sur la figure III.14, d'autre part une apparition d'un deuxième mode de fréquence de résonance aux alentours de  $f = 2.7 \text{ GHz}$ . Celui-ci ne possède pas une bonne adaptation en terme de coefficient de réflexion mais, à l'aide d'une excitation appropriée et après optimisation des différents paramètres il semble gagner quelque caractéristique. En effet la longueur de la sonde  $r_s$  ainsi que les dimensions du résonateur interne jouent sur les performances de ce mode qui se rapproche d'un mode  $\text{HEM}_{11}$

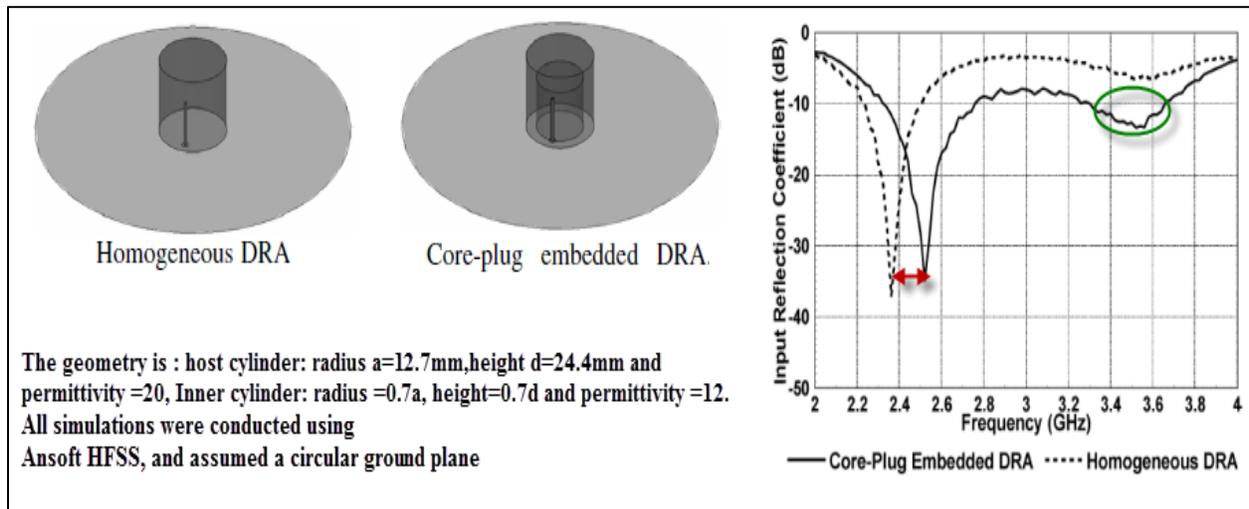


Figure III. 14 : Décalage du coefficient de réflexion, Réf. [11]

### III.1.2.2 Effet des dimensions du RD interne

Cette partie permet d'affirmer que de la même manière que pour une antenne à un seul RD, les réponses du coefficient de réflexion aux variations du rayon  $R_2$  et la hauteur  $H_2$  sont identiques. Cependant, la hauteur  $H_2$  a un effet important sur les réponses du coefficient  $S_{11}$ . Nous voyons apparaître des modes loin de la fréquence de résonance de l'antenne RDC à 1.91 GHz, contrairement à la variation du rayon  $R_2$  où le décalage en fréquence est faible.

Les figures III.15-16 et la figure III-17-18 des références [11-12] représentent l'effet des dimensions du résonateur additionnel sur la fréquence de résonance pour  $\epsilon_{r2}=60$ .

Ces résultats peuvent être interprétés comme suit :

On constate que l'augmentation du rayon du cylindre intérieur par conséquent la permittivité de l'antenne globale augmente et entraîne une diminution de la fréquence de résonance qui décroît de façon monotone. Cette décroissance est plus importante pour les grandes valeurs du rayon. Alors que le décalage entre les fréquences du premier mode et ceux du deuxième croît selon l'augmentation de la hauteur, ce deuxième mode provient du couplage entre les deux résonateurs [1,11-12].

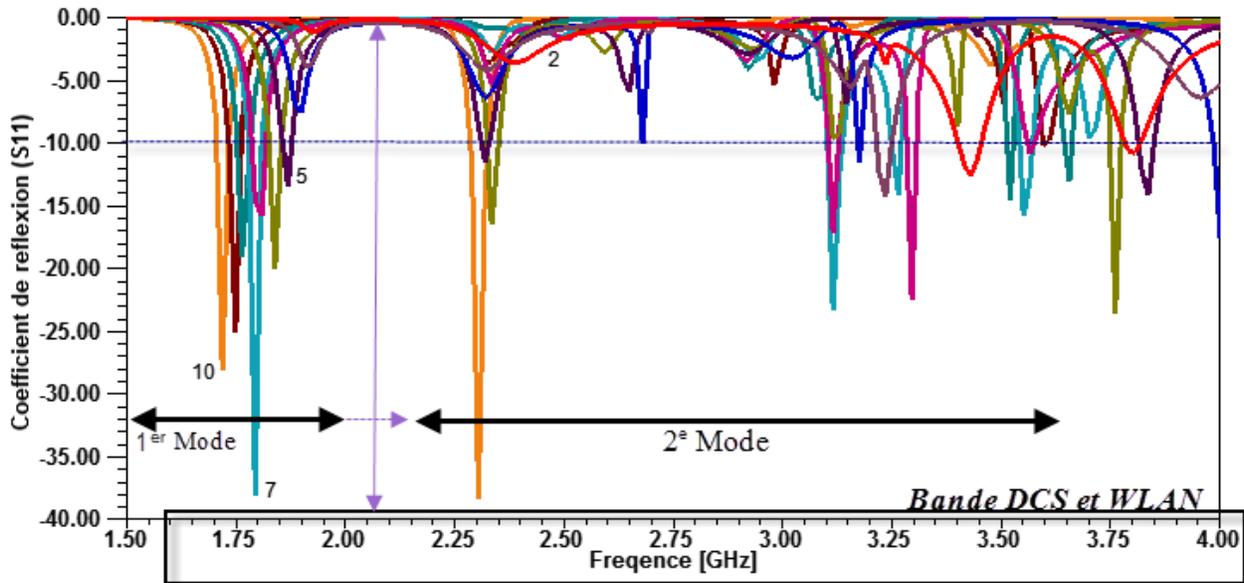


Figure III. 15 : Coefficient de réflexion en fonction du Rayon  $R_2$ ,  $\epsilon_{r2}=60$ ,  $H_2=5$

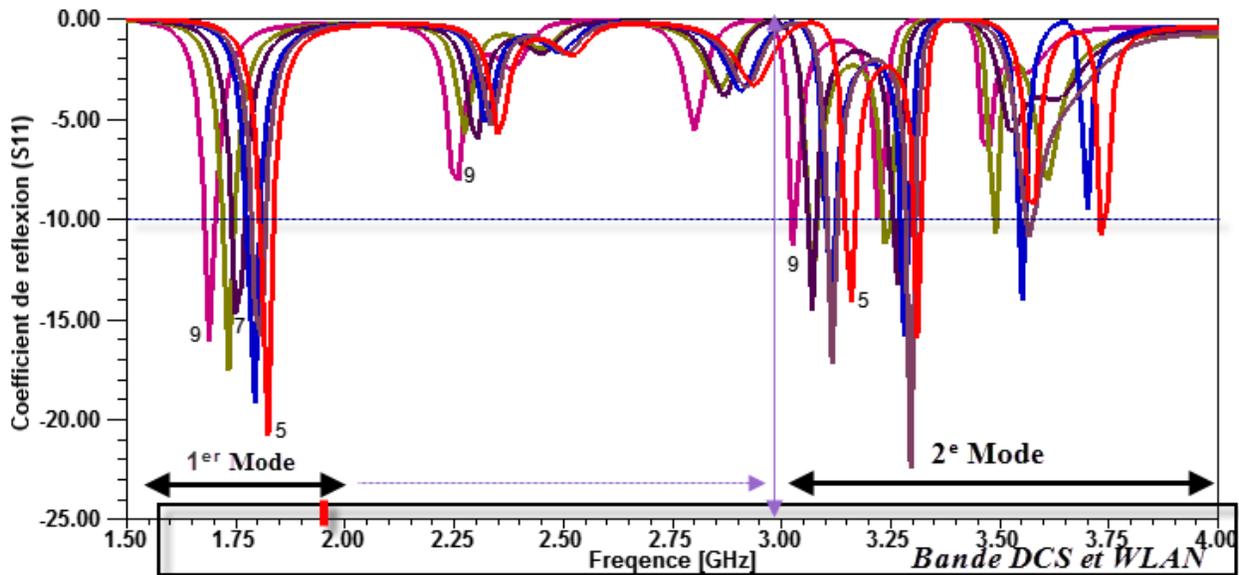


Figure III. 16 : Coefficient de réflexion en fonction de la hauteur  $H_2$ ,  $\epsilon_{r2}=60$ ,  $R_2=7$ .

Nos résultats simulés obtenus moyennant le logiciel HFSS sont confrontés et comparés à certains nombre de simulations fournis dans la littérature sur des antennes à résonateur diélectrique de différentes dimensions et permittivités. Ils sont généralement en bon accord en termes de bande passante et comportement bidande achevés après ajustement de la structure [11-23].

G. Andrew Walsh et Al. Stuart [11] ont fait la comparaison du coefficient de réflexion à travers la réalisation et la simulation de différentes géométries d'antenne cylindrique à résonateur diélectrique comme le montre la figure III-17 (Alors que le DRA homogène donne qu'une seule résonance, les autres géométries d'empilement montrent un comportement bibande et large bande).

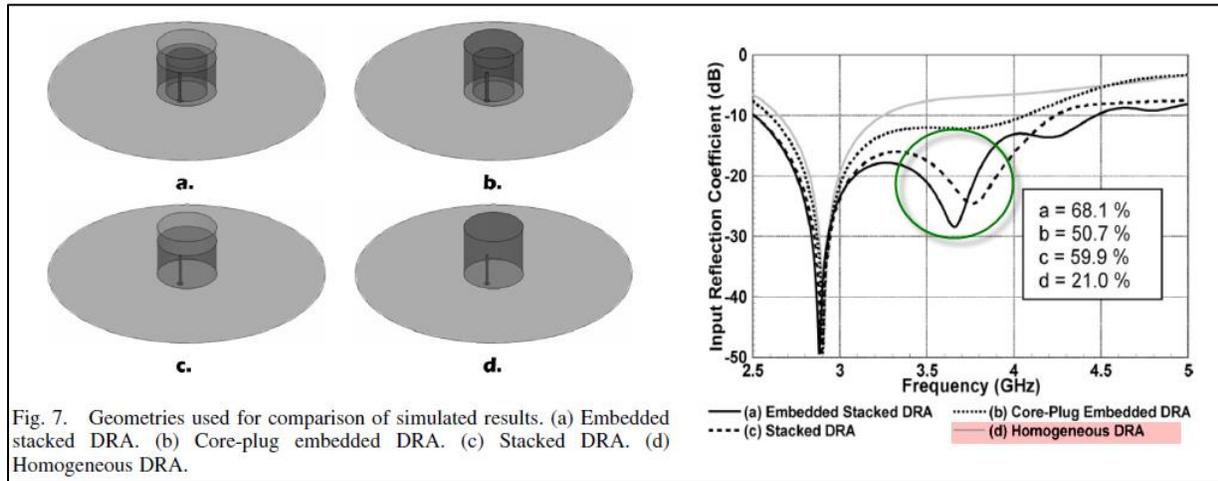


Figure III. 17 : Coefficient de réflexion des différents ajustements, Réf. [11]

Y. Zhang et A. Kishk [12] ont montrés par mesure que le faite d'empiler deux cylindres l'un dans l'autre l'antenne résonne en deux fréquences comme le montre la figure III.18

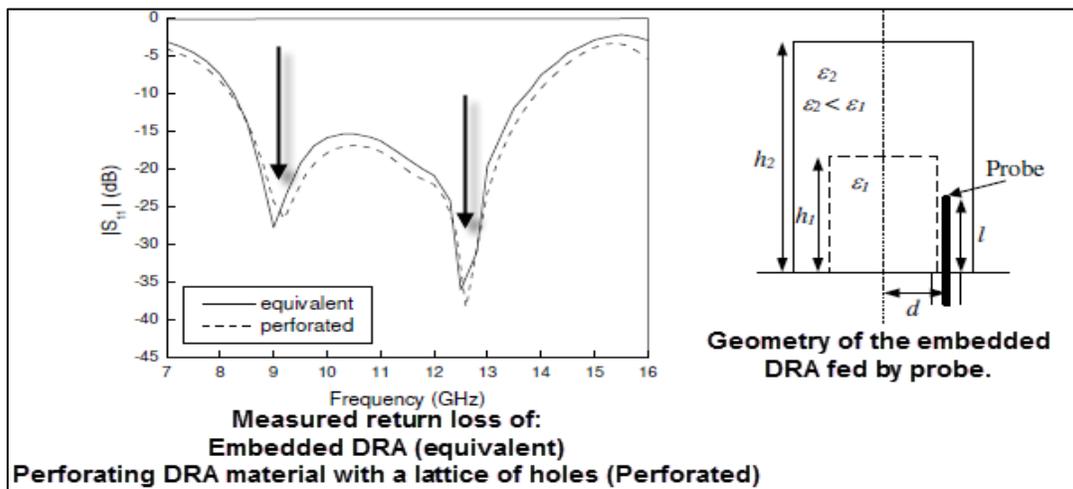


Figure III. 18 : Coefficient de réflexion des différents ajustements, Réf. [12]

Après avoir présenté le fonctionnement de l'antenne basée sur deux résonateurs centrés qui couvre les bandes DCS et WLAN, nous allons maintenant nous intéresser à la manière d'avoir une antenne bibande avec deux résonateurs non centrés.

### III.1.3 Structure à deux résonateurs décentrés

Un aspect important dans l'étude et la réalisation des antennes à plusieurs résonateurs diélectriques est leurs positions. En effet les caractéristiques géométriques des deux résonateurs sont fixées ( $H_2=5$ ,  $\epsilon_{r2}=60$ ,  $R_2=7$ ) et dans le but de contrôler et optimiser les performances du résonateur global, la distance axiale (Delta) entre les deux centres des résonateurs est variée de 0 à 5 mm.

Les inconvénients majeurs de cette technique sont les difficultés rencontrés lors de sa réalisation. La structure considérée est illustrée par la figure III.19.

Nous avons simulé la structure de la figure III.19 de l'antenne à résonateurs décentrés alimentée par une sonde coaxiale placée à l'extrémité de cylindre interne, pour différentes valeurs de Delta, distance centrale entre les deux résonateurs décrits précédemment, en utilisant le logiciel HFSS.

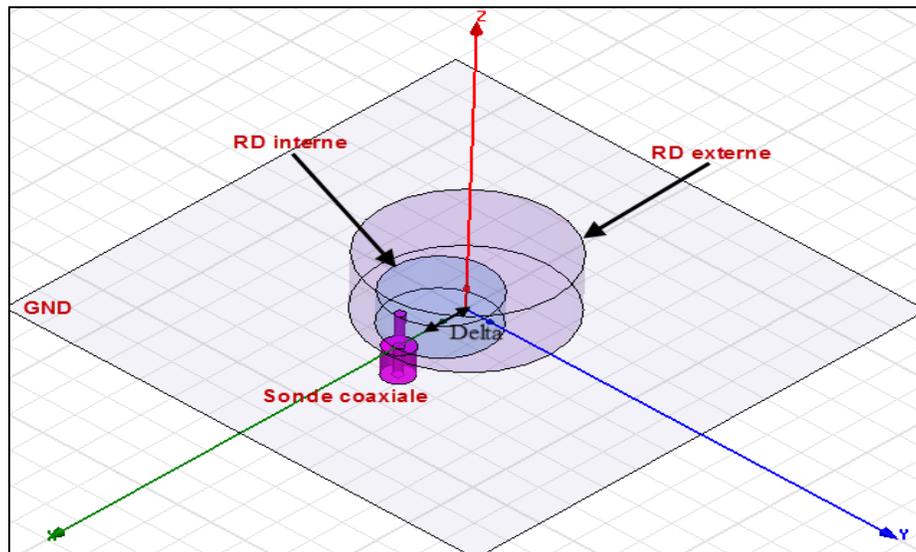


Figure III. 19 : Géométrie de la structure sous HFSS

À partir des courbes de la figure III.20, on constate dans ce cas aussi que l'augmentation de l'écart Delta (Delta=0 le cas précédent et Delta  $\neq$  0) diminue le décalage fréquentiel entre les modes. Dans ce cas-là, le niveau de couplage entre les résonateurs est en premier défini par les dimensions de ces derniers et aussi principalement contrôlé par leurs positions. Lorsque les résonateurs sont décentrés, il apparaît plusieurs pics de résonance. Ce phénomène semble

prouver que cette configuration de résonateurs diélectriques décentrés se comporte non plus comme un résonateur équivalent, mais comme deux résonateurs. Le fait de décentrer les résonateurs et d'alimenter le résonateur interne force les lignes de champ à ne plus se comporter comme sur un résonateur unique.

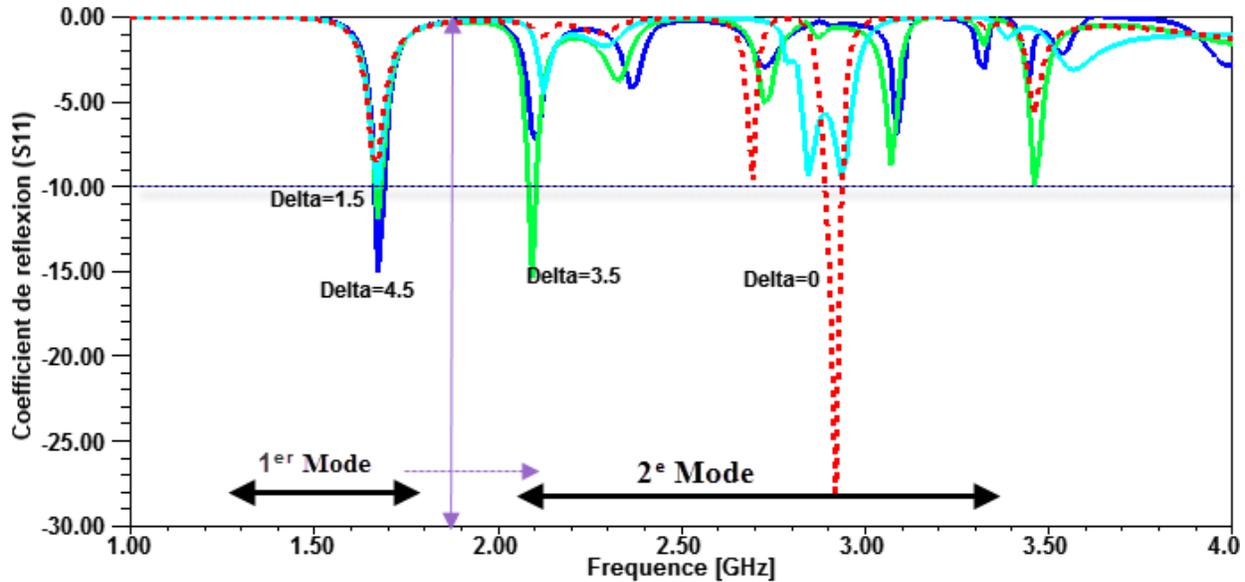


Figure III. 20 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne

En bref, l'agencement de deux résonateurs (une stratification radiale) dans lequel le plus petit est inséré dans le plus grand conduit à un comportement bi-fréquences pour lequel le gain des deux modes varie entre 4 dB et 6 dB comme sur la figure III.21.

Le choix des caractéristiques géométriques de l'antenne contrôle ses performances. Ainsi, la distance entre les centres des résonateurs agit sur l'adaptation, les permittivités et les dimensions du petit résonateur influencent principalement sur les fréquences de résonance, et le rapport de dimension entre les cylindres contrôle, entre autres, l'écartement entre les deux bandes. Cependant, certaines limites à ce comportement doivent être mentionnées. En effet, dans certaines configurations, les diagrammes de rayonnement sont fortement altérés. De plus, un compromis doit toujours être défini entre l'adaptation simultanée des deux bandes et l'écartement entre les bandes et la pureté des diagrammes de rayonnement.

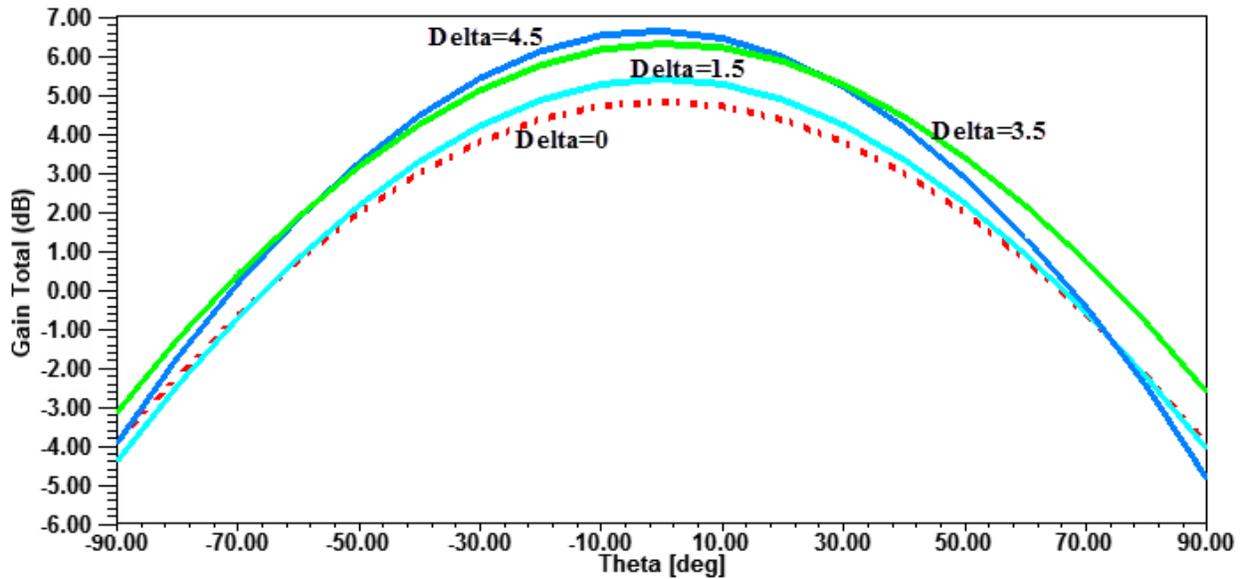


Figure III. 21 : Gain total de l'antenne

### III.2 Antenne à résonateur cylindrique stratifié

Une autre technique pour avoir une antenne bibande, toujours à base d'addition d'élément rayonnant, consiste à analyser une géométrie simple formée par l'agencement de portions cylindriques de différentes tailles (Alpha :  $\alpha$ ) et permittivités, tout en conservant les dimensions externes du cylindre constantes. La figure III.22 illustre la géométrie de l'antenne étudiée.

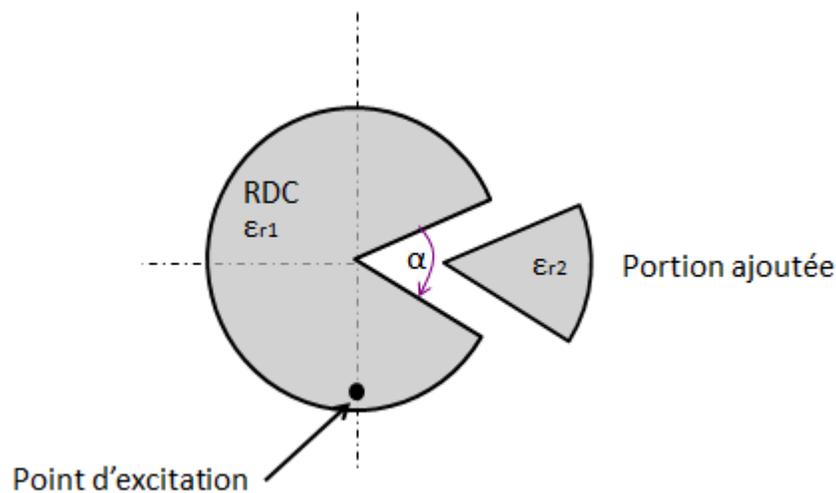


Figure III. 22 : Géométrie de l'antenne

Nous allons présenter les résultats numériques concernant l'effet de la permittivité diélectrique de la portion ajoutée pour chaque angle d'intégration ( $\alpha$  :  $0^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $120^\circ$ ,  $180^\circ$ ), sur la fréquence de résonance du résonateur global.

Les angles d'ouvertures des portions sont comme suit :

- $\alpha = 0^\circ$  : pas d'addition.
- $\alpha = 60^\circ$  : soit le sixième du cylindre simple.
- $\alpha = 120^\circ$  : soit le tiers du cylindre simple.
- $\alpha = 180^\circ$  : soit la moitié du cylindre simple.

### III.2.1 Portion ajoutée à $\alpha=60^\circ$

Dans cette première configuration, la structure est basée sur l'agencement de deux résonateurs diélectriques à permittivités différentes. Le premier est le RDC simple vu précédemment, et le deuxième est une portion de taille un sixième ( $\alpha=60^\circ$ ) du cylindre extérieur.

La portion est caractérisée par la permittivité la plus importante. L'ensemble est placé sur un plan de masse métallique et excité par une simple sonde coaxiale testée précédemment. Les valeurs de la permittivité des deux résonateurs résonnant tous les deux en mode  $HEM_{11\delta}$ , sont respectivement 36.7 (résonateur extérieur) et de 10 à 100 (portion ajoutée).

La structure considérée est illustrée par la figure III.23.

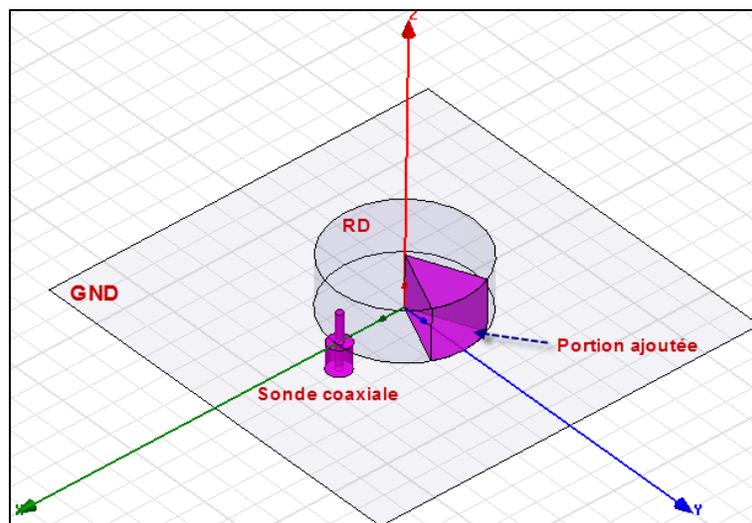


Figure III. 23 : Structure de l'antenne sous HFSS ( $\alpha=60^\circ$ )

Les courbes de la figure III.24 sont tracées pour différentes permittivités de la portion ajoutée de 10 à 100.

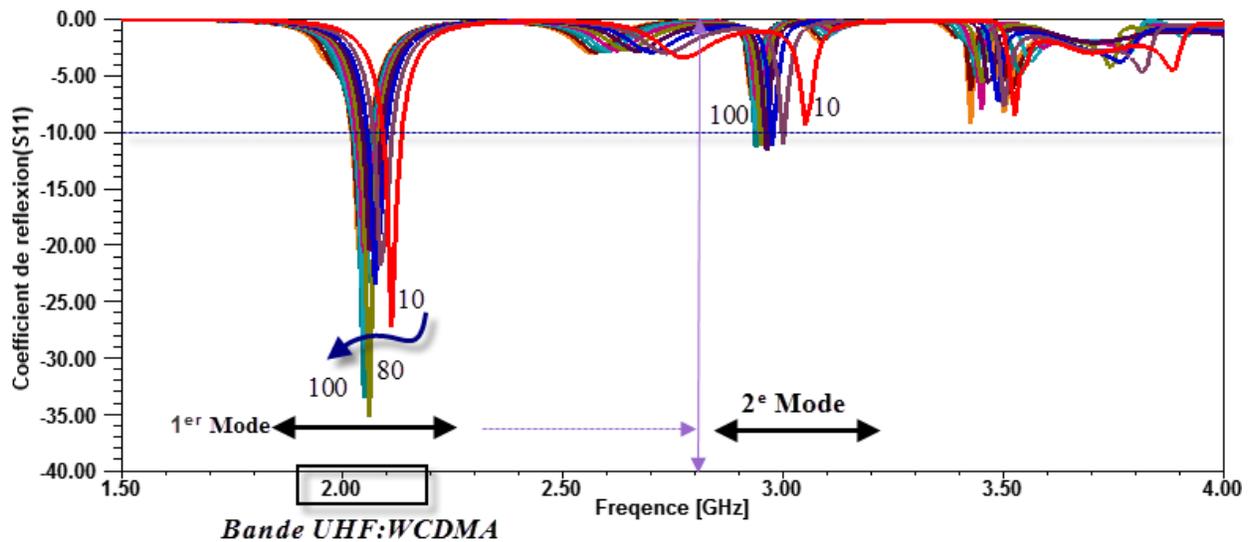


Figure III. 24 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne ( $\text{Alpha}=60^\circ$ )

Sur cette figure, on peut dire qu'après avoir introduit un élément rayonnant de permittivité différente, un deuxième mode se présente d'où l'apparition d'une antenne bibande. Il est important de souligner que la réponse en coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) pour chaque valeur de la permittivité présente une résonance aux alentours d'une seule fréquence (de 2 à 2.2 GHz, 1<sup>er</sup> mode), ceci est dû au fait que la portion est principalement de dimension petite d'où son influence reste réduite. Cette antenne peut couvrir la bande WCDMA pour application aux réseaux 3G.

### III.2.2 Portion ajoutée à $\text{Alpha}=120^\circ$

Introduisons maintenant une nouvelle portion de taille plus importante  $\text{Alpha}=120^\circ$  (un tiers de la taille du cylindre simple) dans la direction de l'axe  $Oy$ . Les caractéristiques géométriques de l'antenne sont identiques à celle de la structure précédente. La figure III.25, présente la structure à étudier

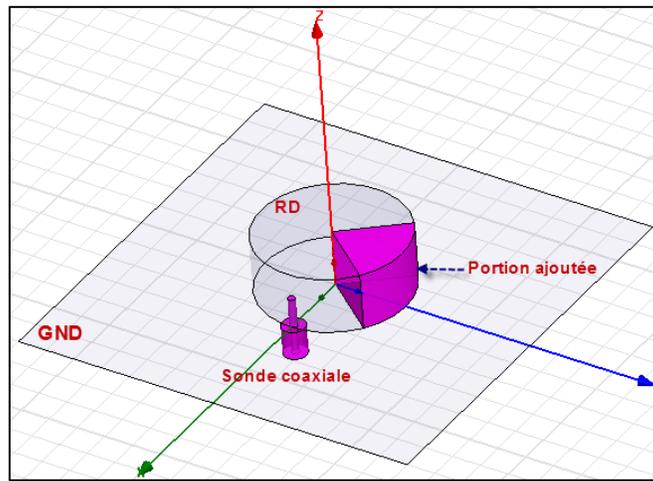


Figure III. 25 : Structure de l'antenne sous HFSS (Alpha=120°)

Sur la figure III.26 sont représentées les variations du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) pour différentes valeurs de permittivité  $\epsilon_{r2}$ .

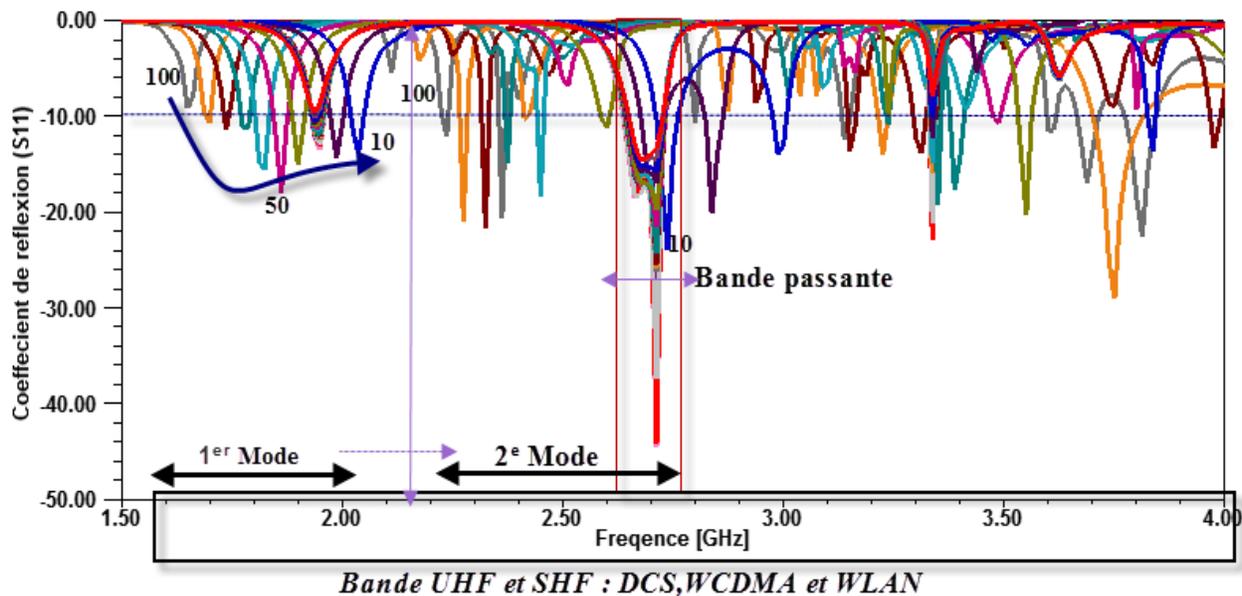


Figure III. 26 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne (Alpha=120°)

On remarque que la variation de la permittivité de la portion ajoutée influe sur la fréquence des deux bandes. Lorsque la permittivité  $\epsilon_{r2}$  est plus faible ou se rapproche de la permittivité du résonateur extérieur ( $\epsilon_{r2} < \epsilon_{r1}$ ), la fréquence de la deuxième résonance augmente. Cela peut s'expliquer en raisonnant sur une permittivité moyenne. En effet, en ajoutant une portion de permittivité inférieure, on baisse la permittivité moyenne, ce qui entraîne une augmentation de la

fréquence de résonance des modes. Ce phénomène est inversé lorsque la portion ajoutée a une permittivité supérieure à celle du cylindre d'origine.

Par ailleurs, quand la permittivité augmente, la fréquence des deux modes baisse, et l'écartement entre les deux bandes est réduit. Cependant on souligne que le deuxième mode prend de plus en plus de largeur en bande passante et le spectre de fréquences de cette antenne couvre des applications dans les bandes UHF et SHF.

### III.2.3 Portion ajoutée à Alpha =180°

La structure du résonateur stratifié est présentée par la figure III.27. Elle est constituée de deux demi résonateurs cylindrique posés en côte à côte, l'angle alpha est de 180° (la moitié de la taille du cylindre simple).

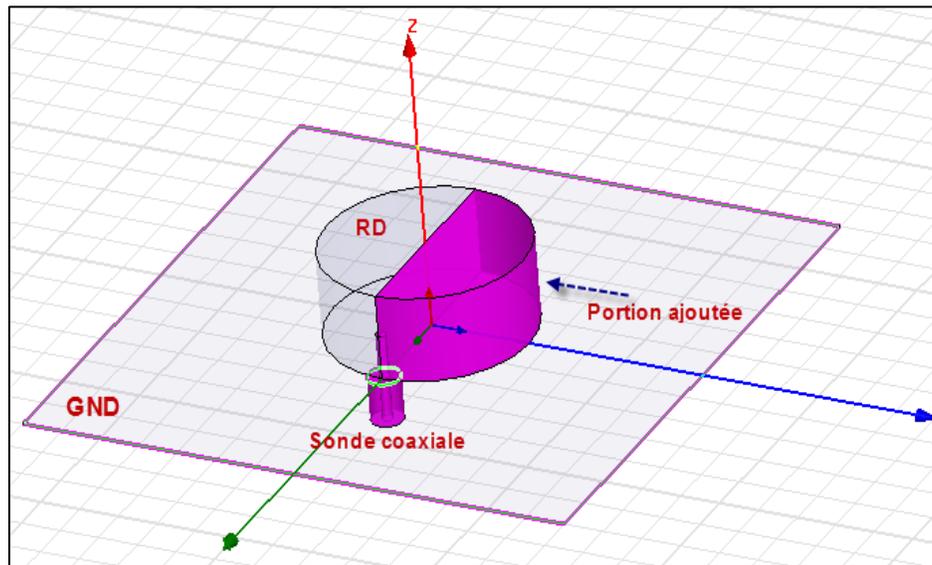


Figure III. 27 : Structure de l'antenne sous HFSS (Alpha=180°)

De même, la figure III.28 présente l'adaptation de l'antenne en termes de coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) pour différentes valeurs de permittivités. Ici, nous pouvons de nouveau observer un décalage en fréquence entre les deux modes (une diminution) dû à l'effet de la variation de la permittivité de la portion par rapport à la permittivité du cylindre simple.

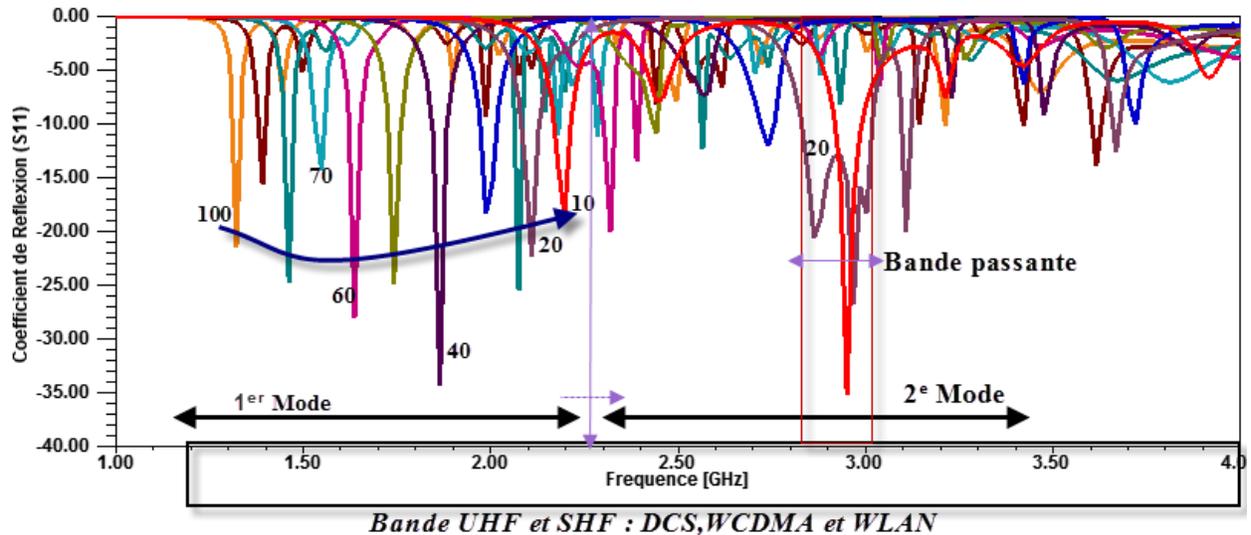


Figure III. 28 : Coefficient de réflexion (S11) de l'antenne (Alpha=180°)

Nous pouvons constater, en ce qui concerne l'adaptation de l'antenne, en général, plus l'angle Alpha augmente, plus le coefficient de réflexion diminue, quelle que soit la permittivité de la portion ajoutée, une corrélation entre la variation de la permittivité et le l'écartement entre les deux bandes de plus en plus réduit. Cependant, la bande passante relative à la permittivité ( $\epsilon_{r2}=20$ ) de la portion est plus importante entre 400 MHz à 600MHz en pourcentage 10% à 40%.

Cela peut être comparé à l'étude faite par M. Yahia et M. Antar dans [23], la figure III.29 montre clairement un comportement bibande/large bande lorsque deux demi cylindres sont associés côte à côte.

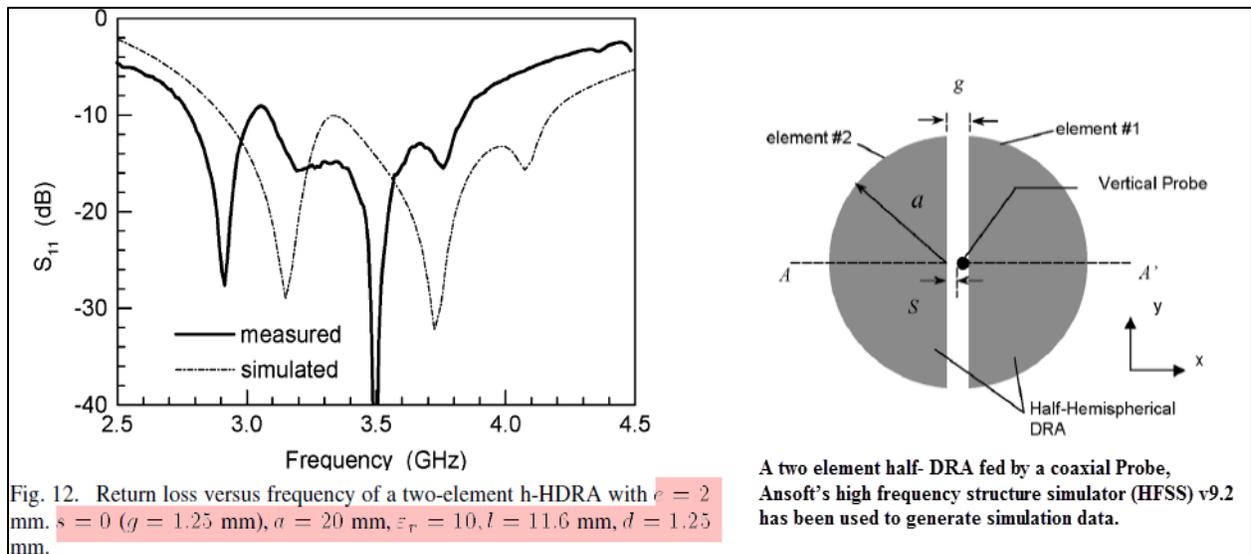


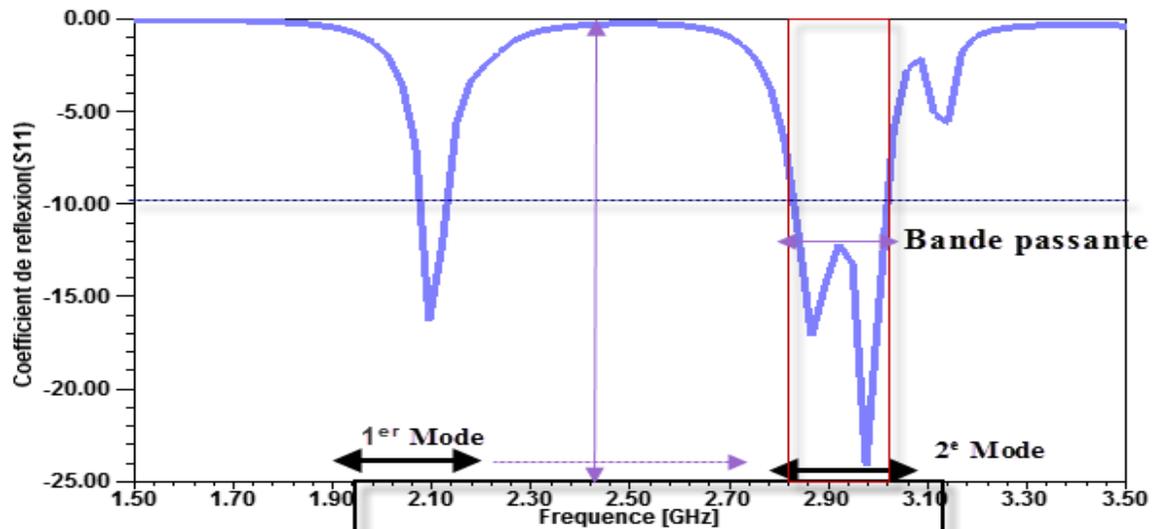
Fig. 12. Return loss versus frequency of a two-element h-HDRA with  $\epsilon = 2$  mm.  $s = 0$  ( $g = 1.25$  mm),  $a = 20$  mm,  $\epsilon_r = 10$ ,  $l = 11.6$  mm,  $d = 1.25$  mm.

A two element half- DRA fed by a coaxial Probe, Ansoft's high frequency structure simulator (HFSS) v9.2 has been used to generate simulation data.

Figure III. 29 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne, Réf. [23]

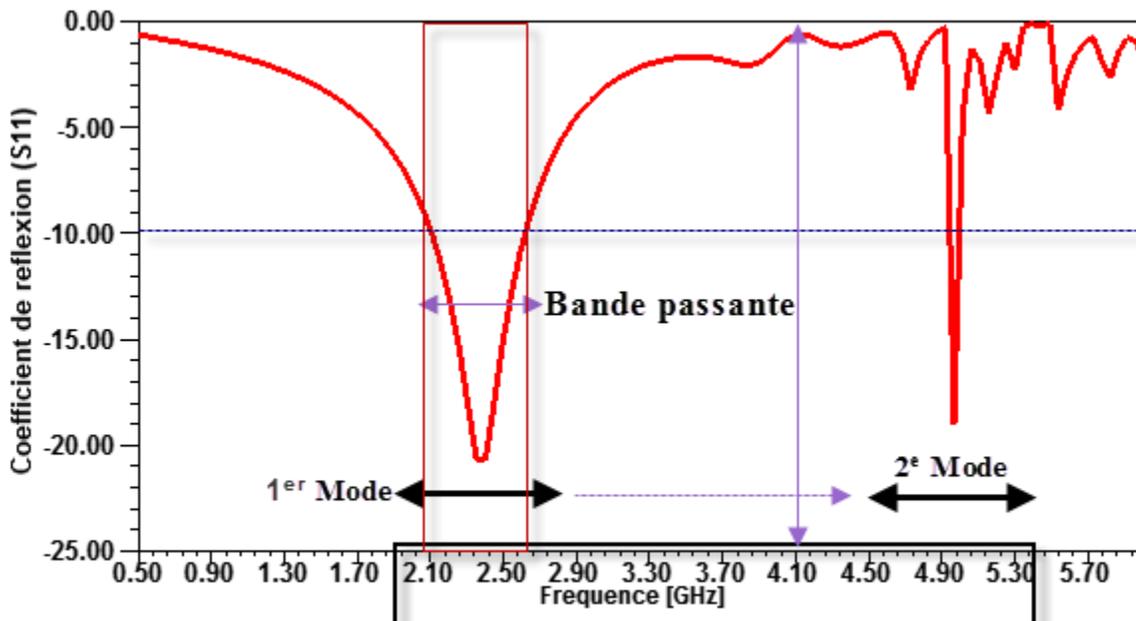
### III.2.3.1 Cas particuliers

Dans ce cas de configuration  $\alpha=180^\circ$ , on note quelques combinaisons de permittivité plus intéressante pour des applications en domaine de télécommunication tel que les réseaux téléphonie mobile 2G, 3G et 4G et d'autres dans les réseaux sans fils et radar...etc. Pour voir clairement l'allure de ces configurations les figures suivantes (III.30-33) présentent leurs coefficients de réflexion :



*Bande UHF et SHF : WCDMA, LTE, RADAR*

Figure III. 30 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne  $\epsilon_{r1}=36.7$  et  $\epsilon_{r2}=20$



*Bande UHF et SHF : WLAN 2.4GHz et 5GHz*

Figure III. 31 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne  $\epsilon_{r1}=90$  et  $\epsilon_{r2}=20$

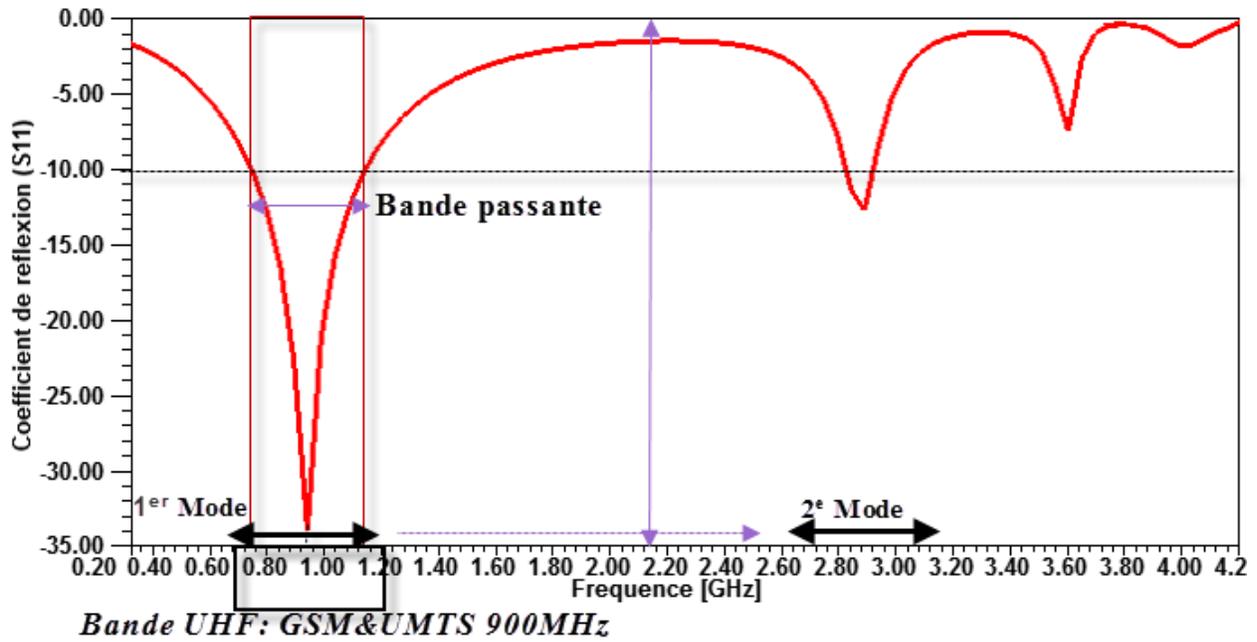


Figure III. 32 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne  $\epsilon_{r1}=90$  et  $\epsilon_{r2}=55$

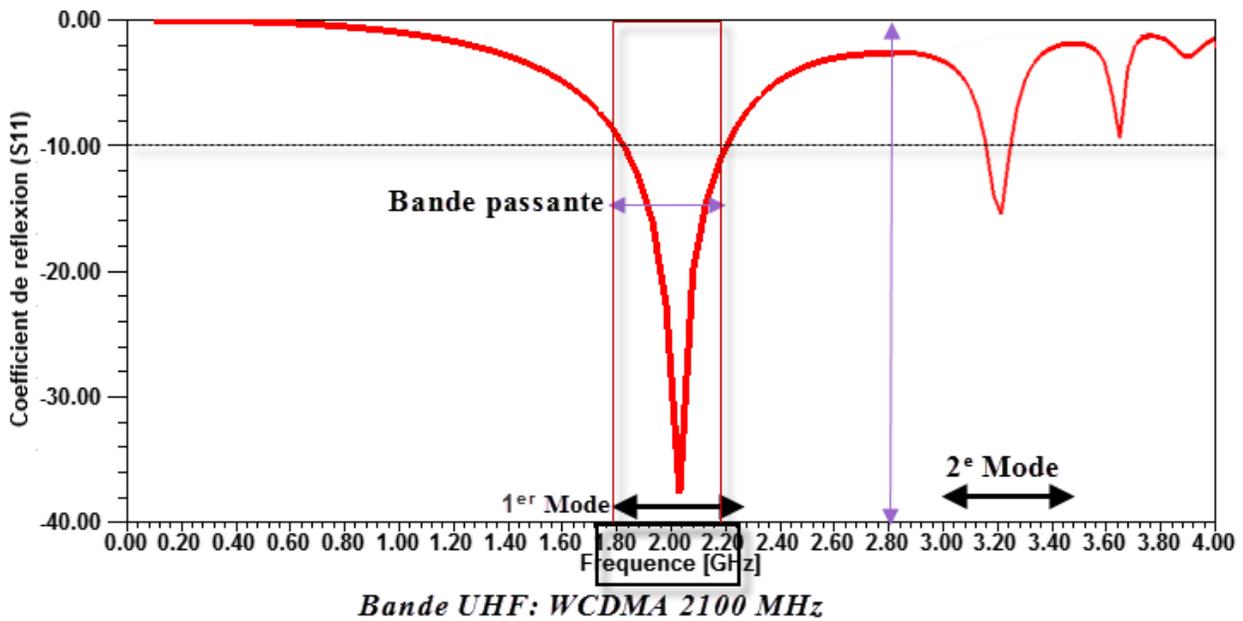
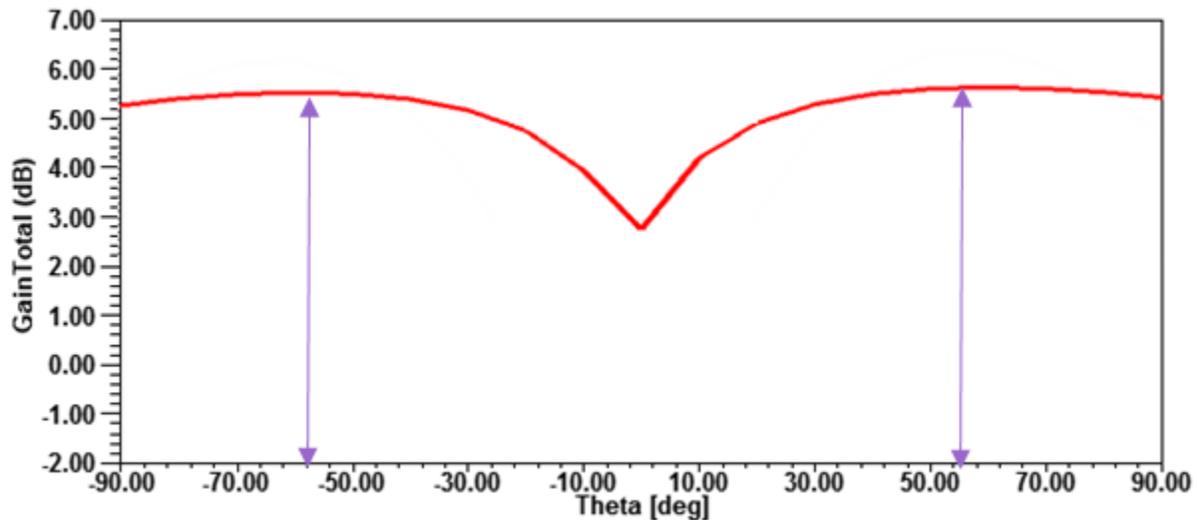


Figure III. 33 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne  $\epsilon_{r1}=70$  et  $\epsilon_{r2}=36.7$

### III.2.3.2 Gain Simulé

L'évolution du gain maximum simulé de l'antenne basé sur deux demi cylindres ( $\alpha=180$ ) est représentée sur la Figure III.34. La courbe de mesure présente deux pics de gain à valeurs presque égales  $\approx 5$ dB.

Figure III. 34 : Gain total de l'antenne  $\epsilon_{r1}=36.7$  et  $\epsilon_{r2}=20$ 

#### IV. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'influence des différents paramètres géométriques du résonateur et ceux de l'alimentation par sonde coaxiale, qui nous ont permis de concevoir une antenne à résonateur diélectrique de forme cylindrique. Nous avons conclu que : les dimensions, la permittivité et l'alimentation ont une grande influence sur le couplage et l'adaptation de l'antenne,

Dans une deuxième partie, nous avons présenté une nouvelle antenne bibande dont la géométrie est basée sur celle de l'antenne RDC. Nous avons vu comment, en insérant un élément cylindrique dans le premier résonateur, il est possible de faire descendre les fréquences de résonance des modes supérieurs. De plus, cette descente de mode peut être pilotée en jouant sur les différents paramètres constituant l'élément additionnel, à savoir, sa permittivité, sa hauteur ou son rayon.

## V. Bibliographie

- [1] K.M. Luk, K.W. Leung, " Dielectric Resonator Antennas", Electronic & Electrical Engineering Research Studies, 2003.
- [2] R.K. Mongia, P. Bhartia, " Dielectric resonator antennas - a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth," Int. J. Microw. and Millim. Wave Computer Aided Eng., vol. 4, no. 3, pp. 230–247, March 1994.
- [3] A. Petosa, A. Ittipiboon, Y. M. M. Antar, D. Roscoe, M. Cuhaci, " Recent advances in dielectric resonator antenna technology," IEEE Antennas and Propagation Mag., vol. 40, no. 3, pp. 35–48, June 1998.
- [4] [http://www.ansys.com/fr\\_fr/Produits/Flagship+Technology/ANSYS+HFSS](http://www.ansys.com/fr_fr/Produits/Flagship+Technology/ANSYS+HFSS), "AnSoft HFSS Full Documentation"
- [5] C.A. Balanis, " Antenna Theory: Analysis and Design," 2nd Edition, John Wiley & Sons, New York, 1997.
- [6] [http://www.exxelia.com/tous-nos-produits/produits hyperfrquences/resonateurs/resonateurs-dielectriques/](http://www.exxelia.com/tous-nos-produits/produits-hyperfrquences/resonateurs/resonateurs-dielectriques/)
- [7] D. Hennings, P. Schnabel, "Dielectric characterization of Ba<sub>2</sub>Ti<sub>9</sub>O<sub>20</sub> type ceramics at microwave frequencies", Philips J. Res, v.38, 295, 1983
- [8] Yong. Ding, WA. KwokLeung, "On the Dual-Band DRA-Slot Hybrid Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, no. 3, March 2009.
- [9] Yong. Ding, WA. KwokLeung, Kwai Man Luk, "Compact Circularly Polarized Dual band Zonal-Slot/DRA Hybrid Antenna Without External Ground Plane", Antennas and Propagation, IEEE Transactions, vol: 59 , Issue: 6 , Part: 2 page(s): 2404 - 2409, 2011.
- [10] T. A. Denidni, Q. Rao, " Hybrid Dielectric Resonator Antennas with Radiating Slot for Dual-Frequency Operation," IEEE Anten. Wireless Propagat. Lett. vol.3, pp. 321-323, 2004.
- [11] A.G. Walsh, C.S. DeYoung, S.A. Long, "An investigation of stacked and embedded cylindrical dielectric resonator antennas," Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, vol.5, Issue: 1, 2006
- [12] Yizhe Zhang, Ahmed Kishk, " Study of Embedded Dielectric Resonator Antennas Using Perforated Dielectric Materials for Wideband Applications," IEEE Anten. Wireless Propagat, 2006
- [13] Castillo Solis, A. Maria, Z. Wu, C.G. Liu, " Microstrip-fed embedded cylindrical dielectric resonator antenna", Antennas and Propagation (EuCAP), page(s): 2398 - 2401, 2013.
- [14] Xiao Sheng Fang, WA. Kwok 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.

- [15] S. Dhar, R. Ghatak,, B. Gupta, Poddar, "D.R.A Wideband Minkowski Fractal Dielectric Resonator Antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*,vol.: 61, Issue: 6 , page(s): 2895 - 2903, 2013.
- [16] Li. Bin , WA. Kwok Leung," Dielectric-Covered Dual-Slot Antenna for Dual band Applications", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, vol.: 55, Issue: 6, part: 2, page(s):1768-1773, 2007.
- [17] 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.
- [18] A. Benomar, N. Boukli Hacene: H. Megnafi, P. Vaudon , "Embedded Dual band Cylindrical Dielectric Resonator Antenna," *Int. J. Communications, Network and System Sciences*, volume 4, p656-661, Oct 2011.
- [19] A. Benomar, N. Boukli Hacene: H. Megnafi, P. Vaudon," Effect of permittivity on characteristics of embedded cylindrical dielectric antenna," *IEEE conference publications*, Sept 2011.
- [20] A.A Kishk, Y.Y. an, A.W. Glisson," Conical dielectric resonator antennas for wide-band applications," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 50 no.4, 469-474, 2002
- [21] A.A. Kishk, "Experimental study of broadband embedded dielectric resonator antennas excited by a narrow slot," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol.4, 2005
- [22] R.K. Chaudhary, K.V. Srivastava, A. Biswas," Two-layer embedded half-split cylindrical dielectric resonator antenna for wideband applications," *Microwave Conference (EuMC),IEEE*, 2012
- [23] Debatosh Guha, M. M. Yahia Antar, "New Half-Hemispherical Dielectric Resonator Antenna for Broadband Monopole-Type Radiation," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 54, no. 12, December 2006.

# **Chapitre 4**

---

## **ANTENNES A RESONATEURS DIELECTRIQUES LARGE BANDE ET ULTRA LARGE BANDE**

## I. INTRODUCTION

Aujourd'hui le domaine des télécommunications s'étant beaucoup développé avec la miniaturisation des composants d'une part, et le nombre de bandes de fréquence à couvrir d'une autre part. Ces deux contraintes contradictoires doivent être soulevées avec des solutions peu coûteuses, et fournissant un rendement élevé.

Cette évolution qui exige alternativement des composants à large bande et à multibandes, a un impact direct sur les antennes. Au fur et à mesure des années, la nécessité d'implanter un nombre toujours plus important d'applications a rendu la conception des antennes très problématique, en conciliant les contraintes techniques. L'utilisation de bandes larges requiert des antennes dont les paramètres restent le plus constant possible sur toute la bande utile.

Pour répondre à ces attentes, nous 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 [1-3]. 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 cylindriques. La bande passante peut être renforcée par la modification géométrique du résonateur diélectrique tout en gardant la même polarisation et le même diagramme de rayonnement. Les dimensions de la géométrie optimale sont déterminées à travers l'analyse paramétrique de cette configuration.

## II. ANTENNE RDC LARGE BANDE ET ULTRA LARGE BANDE

La bande passante des antennes à résonateurs diélectriques apparaît comme leur principal point faible. Nous nous proposons, ici d'améliorer ce paramètre. 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 conventionnelle cylindrique vue précédemment sur laquelle on empile verticalement un autre cylindre de taille et de permittivités différentes. La forme globale du résonateur composé d'une stratification de deux cylindres est représentée sur la figure IV.1.

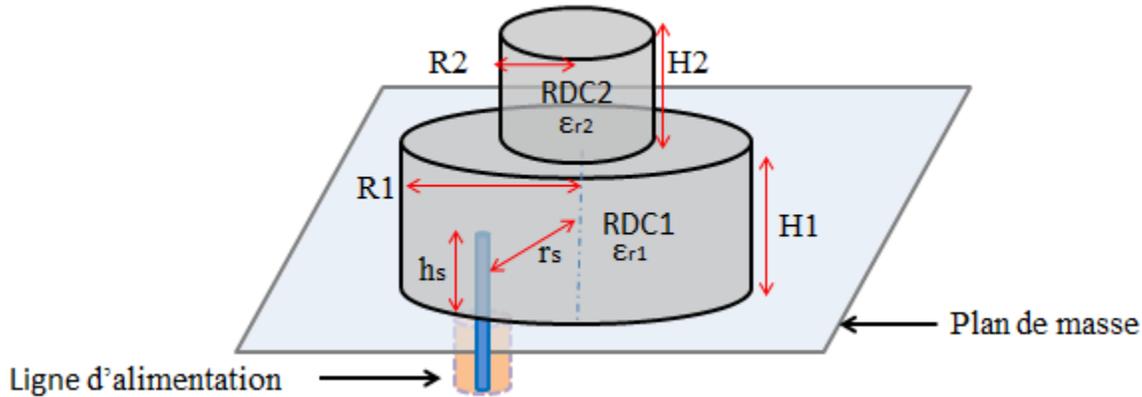


Figure IV. 1 : Structure de l'antenne à deux résonateurs cylindriques

Bien qu'il n'existe pas encore de normalisation officielle, la communauté scientifique admet qu'un signal est considéré large bande ou bien ultra large bande, lorsque le rapport ( $FB$  : Fractional Bandwidth) entre la bande passante ( $BP$ ) et la fréquence centrale ( $f_c$ ) a une valeur comme le montre tableau IV.1 suivant [2-3] :

Critère FB	$FB$	Type de système
$FB = \frac{BP}{f_c}$ $BP = f_2 - f_1$ $f_c = \frac{f_1 + f_2}{2}$	$0 \leq FB < 0.01$	Bande Etroite
	$0.01 \leq FB < 0.25$	Large Bande (LB)
	$0.25 \leq FB$	Ultra Large Bande (ULB)

Table IV. 1 : classification fréquentielle des systèmes

Pour un spectre couvrant de 300 MHz à 3GHz bande UHF complète,  $FB=1.63$ , ce qui correspond bien à un spectre Ultra Large Bande. Cependant on peut noter que l'appellation ULB la plus répandue pour les communications sans fil correspond à un gabarit d'émission/réception dans la bande [3.1 à 10.6 GHz].

## II.1 RDC en stratification verticale

Dans le but d'éviter les problèmes de dissymétrie des structures, nous avons choisi une structure cylindrique symétrique et homogène composée d'un empilement vertical de deux cylindres de même rayon posés sur un plan de masse, pas de gap d'air entre les deux cylindres. La principale différence est que la permittivité  $\epsilon_{r1}$  du cylindre RD-1 est différente de la permittivité  $\epsilon_{r2}$  du cylindre RD-2.

Dans cette partie les variations de la bande passante seront successivement étudiées par l'effet de la permittivité du cylindre RD-2 et du cylindre RD-1 pour chaque valeur de  $H_2$ . Ces deux études permettront d'avoir la meilleure configuration en termes de dimension et permittivité afin d'avoir une antenne large bande.

La figure IV.2 présente la structure de la première configuration géométrique de l'antenne à deux volumes cylindriques diélectriques couplés. L'alimentation est réalisée à l'aide d'une sonde coaxiale placée à l'extrémité du cylindre RD-1 (cas d'un résonateur simple "chapitre-3").

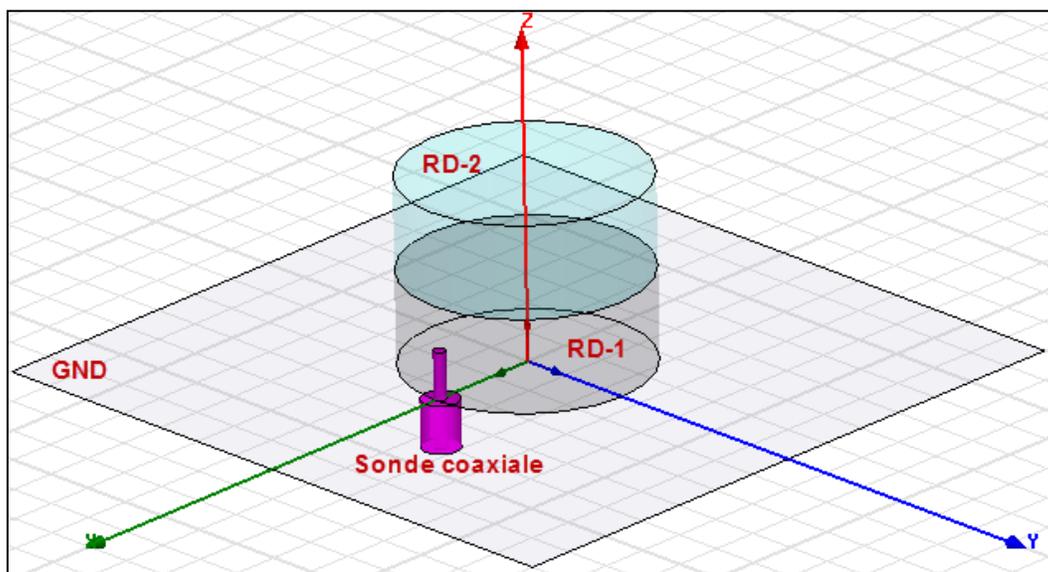


Figure IV. 2 : Structure de l'antenne sous HFSS

### II.1.1 Effet de la permittivité du résonateur RD-2

Le processus d'optimisation reste très similaire à celui des optimisations précédentes. Cette nouvelle géométrie est toujours basée sur des résonateurs cylindriques.

Pour étudier les variations de la bande passante pour différentes valeurs de la permittivité du cylindre ajouté RD-2, trois hauteurs de celui-ci ont été retenues à savoir :

- $H_2 = H_1 * 1/3$  soit le tiers du cylindre RD-1.
- $H_2 = H_1 * 2/3$  soit deux tiers du cylindre RD-1.
- $H_2 = H_1$  soit le cylindre RD-1.

Ces trois approches seront étudiées en considérant comme élément central un résonateur diélectrique cylindrique (RD-1) de constante diélectrique  $\epsilon_{r1}=36.7$ , de rayon  $R_1=12.65$  mm et de hauteur  $H_1=9.8$  mm. Le rayon de RD-2 est égal à celui de RD-1,  $R_1=R_2= 12.65$  mm.

### II.1.1.1 Volume de RD-2 un tiers RD-1

La figure VI.3 ci-dessous présente le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne pour une hauteur  $H_2=3.26$  mm et une permittivité  $\epsilon_{r2}$  variant de 10 à 100 avec un pas de 10.

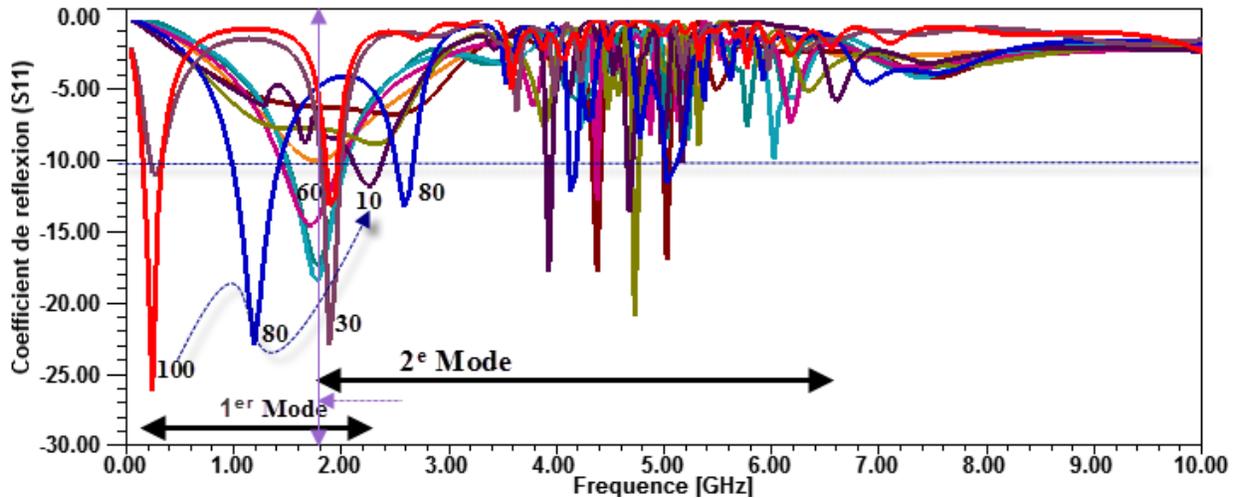


Figure IV. 3 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la permittivité

Comme pour l'étude de la stratification centrale ou avec portion vu dans le chapitre-3, nous remarquons que les fréquences, obtenues à l'aide de la simulation, sont sensible à la variation de la permittivité du cylindre RD-2. Ainsi, un résonateur formé de deux résonateurs cylindriques se comporte comme un seul résonateur homogène.

En revanche, l'augmentation en permittivité apporte une réelle augmentation de la bande passante du premier mode. On note aussi que le décalage fréquentiel entre les deux modes est très réduit.

### II.1.1.2 Volume de RD-2 deux tiers RD-1

On garde les mêmes paramètres de la première antenne mais on ajoute un cylindre de volume deux fois plus grand, cette augmentation importante du volume du cylindre RD-2 d'un point de vue hauteur  $H_2$ , se manifeste dans la fréquence de résonance et d'autres propriétés comme l'élargissement de la bande passante.

La figure IV.4 présente l'influence de la permittivité sur le coefficient de réflexion de l'antenne.

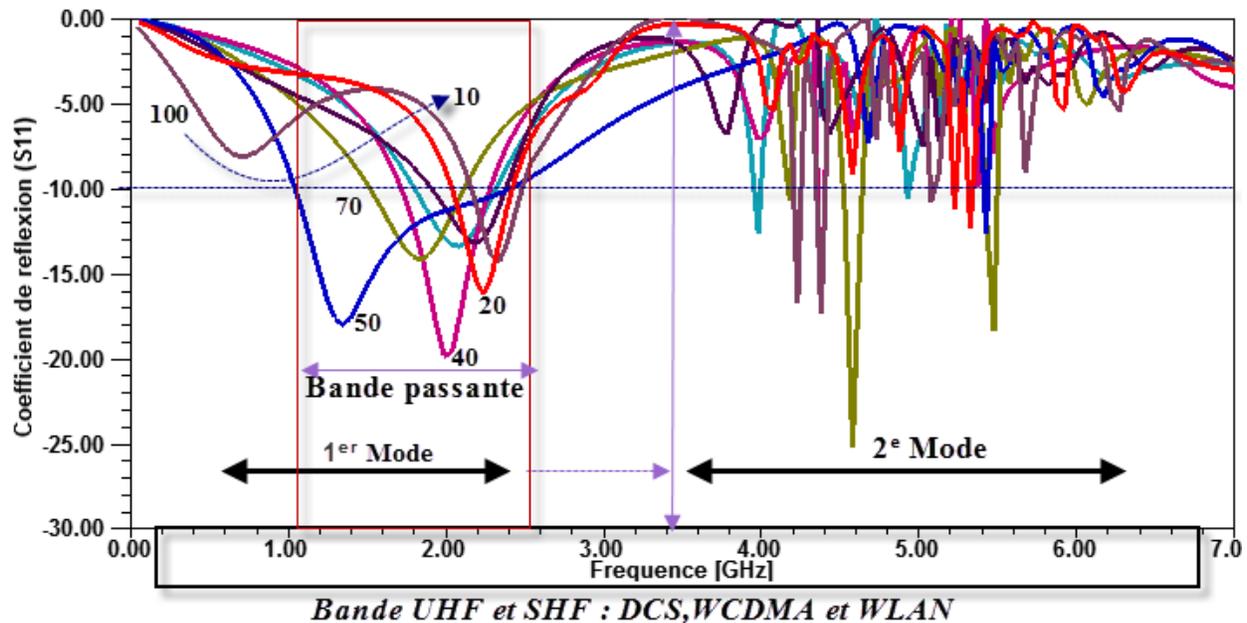


Figure IV. 4 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la permittivité

Les résultats des simulations de l'antenne montrent une amélioration considérable de la bande passante par rapport à la configuration précédente. Par ailleurs, selon la figures IV.4 nous pouvons remarquer que plus la variation en permittivité augmente plus la fréquence diminue et l'écart entre les deux modes augment.

De même, il est à noter que la bande passante est très importante pour les permittivités élevées du cylindre supérieur ajouté par rapport à celle du cylindre RD-1, spécialement à  $\epsilon_{r2}=40,50$ . Il est donc possible d'utiliser cette antenne pour couvrir des plages de fréquences pour les applications: réseaux GSM, DCS, WCDMA et WLAN.

### II.1.1.3 Volume de RD-2 identique que RD-1

Après avoir fait une stratification verticale de un et deux tiers. Nous allons maintenant nous intéresser à une antenne constituée de deux RD identiques comme indiqué sur la figure IV.2.

En raison de la présence du volume parasitique (Cylindre supérieure) dans la configuration à empilement, deux fréquences de résonances, associées avec les deux résonateurs constitutifs de la structure à empilement, sont obtenues. La première résonance, obtenue pour une fréquence de résonance inférieure associée au résonateur RD-2, et la deuxième résonance, obtenue pour une fréquence de résonance supérieure notée associée au résonateur RD-1. Cette constatation reste valable uniquement lorsque la permittivité du cylindre ajouté est supérieure à celle du cylindre RD-1[4].

La figure VI.5 illustre l'effet de la variation de la permittivité en fonction de la fréquence de résonance et la bande passante BP

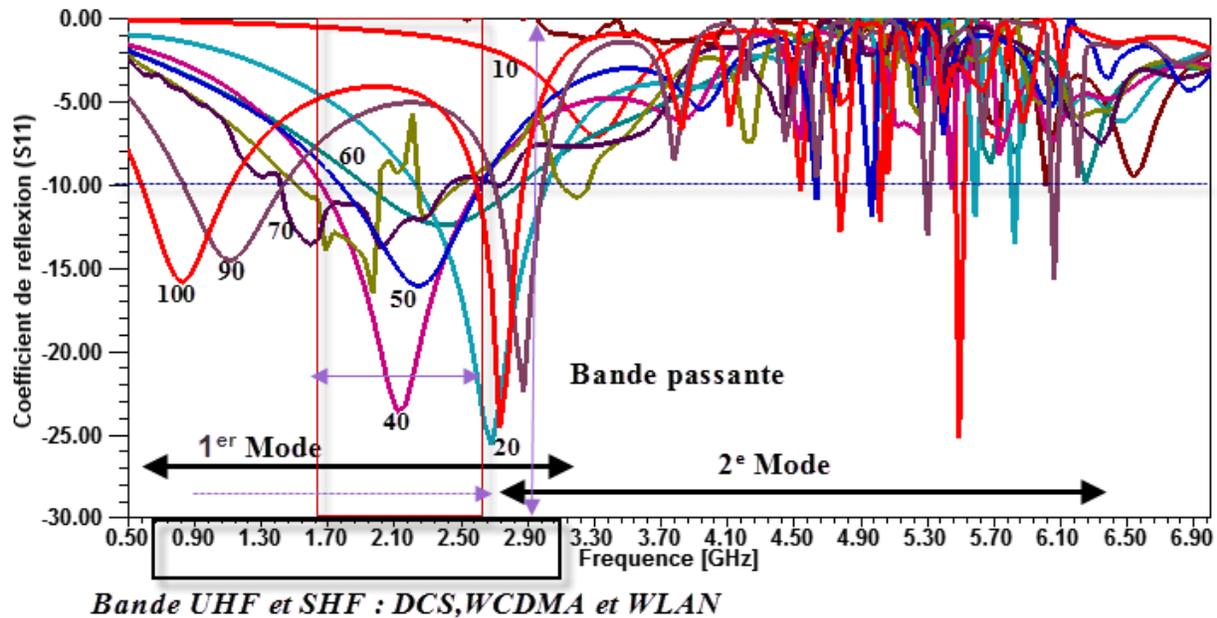


Figure IV. 5 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la permittivité

Il est clair que la bande passante du résonateur est plus grande pour une permittivité  $\epsilon_{r2}$  de 40 à 70 plus grande que  $\epsilon_{r1}$  [4]. Cependant cette méthode reste limitée, notamment l'antenne

devient grande, et elle perd l'aspect de faible volume, on retrouve ainsi les mêmes conclusions dans les travaux [4-10], qu'on peut citer par exemple:

[4] : H.H.B. Rocha, F.N.A. Freire et d'autres, ont fait l'étude expérimentale et numérique (HFSS) sur une antenne à deux résonateurs diélectriques cylindriques de taille identique et de permittivités différentes. La figure IV.6 montre le coefficient de réflexion et la bande passante du résonateur simple et empilé, pour différentes combinaisons ( $\epsilon_{r1}/\epsilon_{r2}$ ) de permittivités. Il faut noter que lorsque  $\epsilon_{r2} > \epsilon_{r1}$  la bande passante est la plus large.

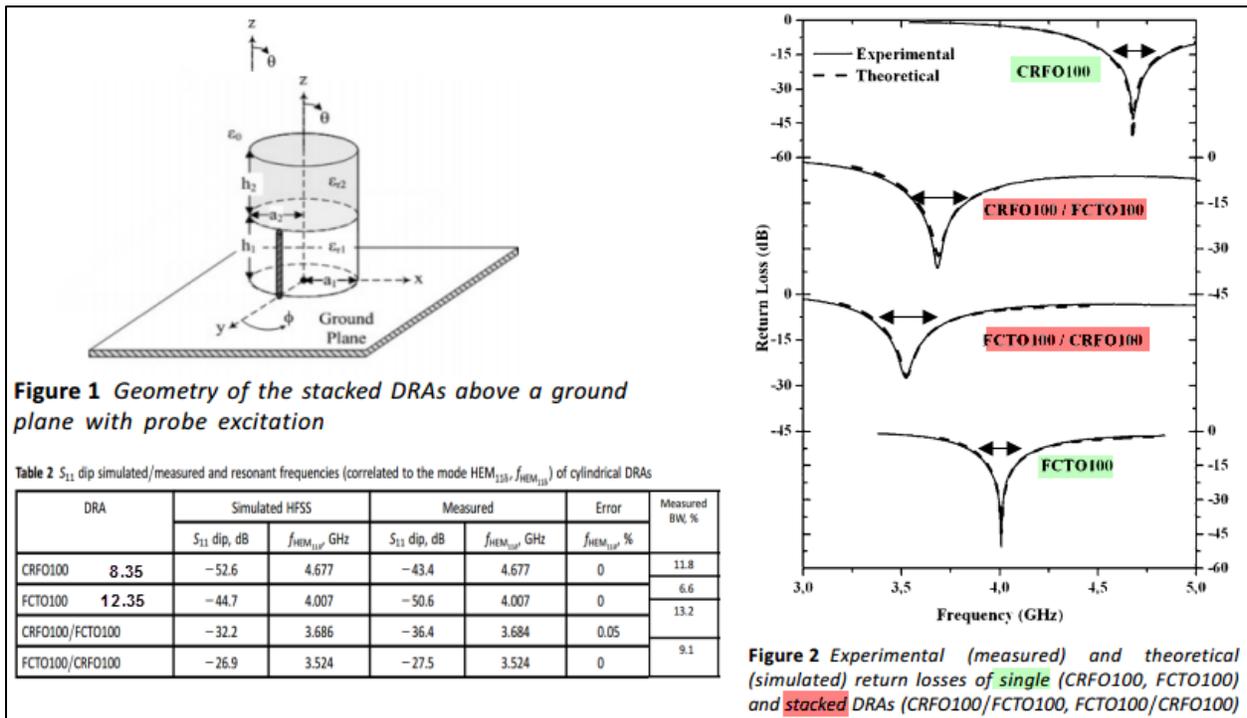


Figure IV. 6 : Coefficient de réflexion en fonction de la permittivité, Réf. [4]

[5] : A. Ahmed Kishk, Xiao Zhang, W. Allen Glisson, Darko Kajfez, ont fait l'étude des différents paramètres constituant l'antenne à deux résonateurs diélectriques cylindriques à l'aide du FORTRAN computer code développé par G. P. Junker [II. [40]]. La figure IV.7 montre un comportement bibande et large bande quel que soit les dimensions du second cylindre RD-2.

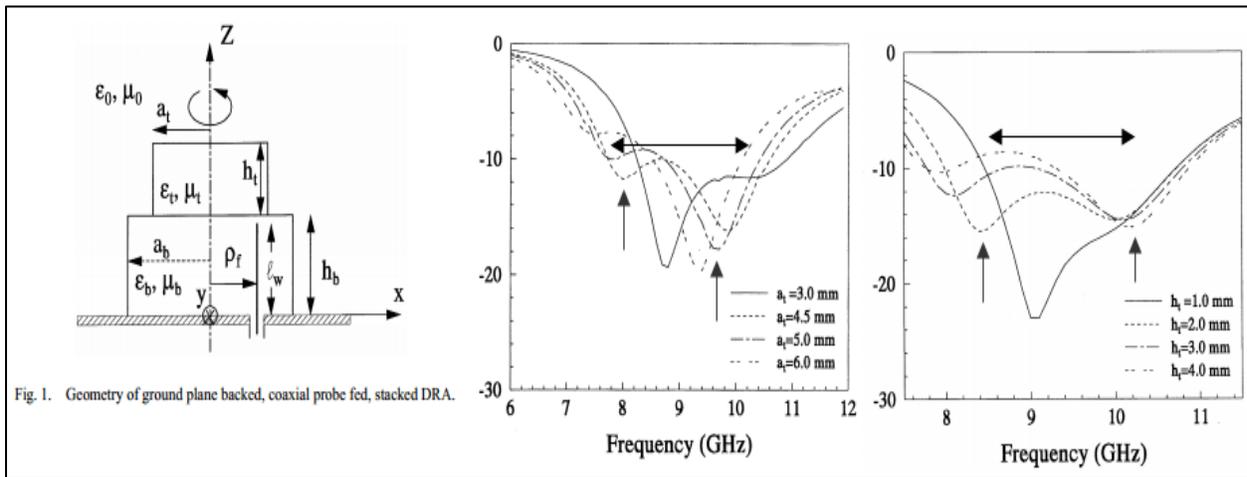


Figure IV. 7 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, Réf. [5]

[6] : G. Andrew Walsh, S. Christopher De Young, et A. Stuart Long ont fait la comparaison du coefficient de réflexion à travers la réalisation et la simulation (sous le logiciel HFSS) de différentes géométries d'antenne RDC comme le montre la figure IV-8. Alors que le RDC homogène donne qu'une seule résonance, les autres géométries d'empilement montrent un comportement bibande et large bande, on note que la structure C (Stacked DRA), empilement radial a la plus large bande.

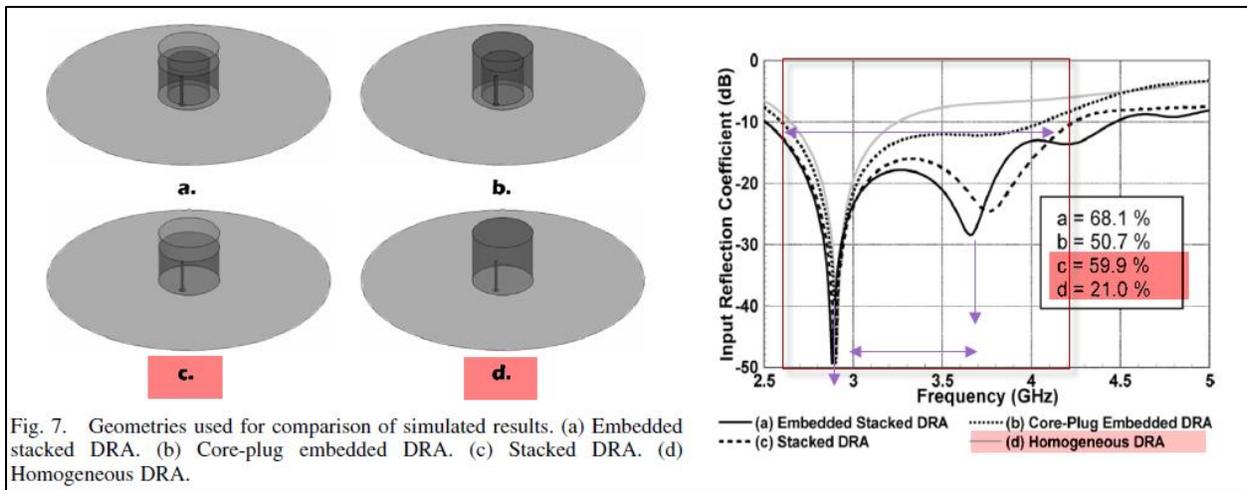


Figure IV. 8 : Coefficient de réflexion en fonction de fréquence, Réf. [6]

### II.1.1.4 Cas particuliers

En gardant les mêmes dimensions des résonateurs et après optimisation de quelques paramètres géométriques de l'antenne, les configurations particulières choisies sont celles où les

deux cylindres empilés ont le même rayon et des hauteurs :  $H_2=2/3*H_1=6.5$  mm et  $H_2=H_1=9.8$  mm pour des permittivités 40 et 50. Les figures IV.6-7 montrent respectivement le coefficient de réflexion de ce type de configuration.

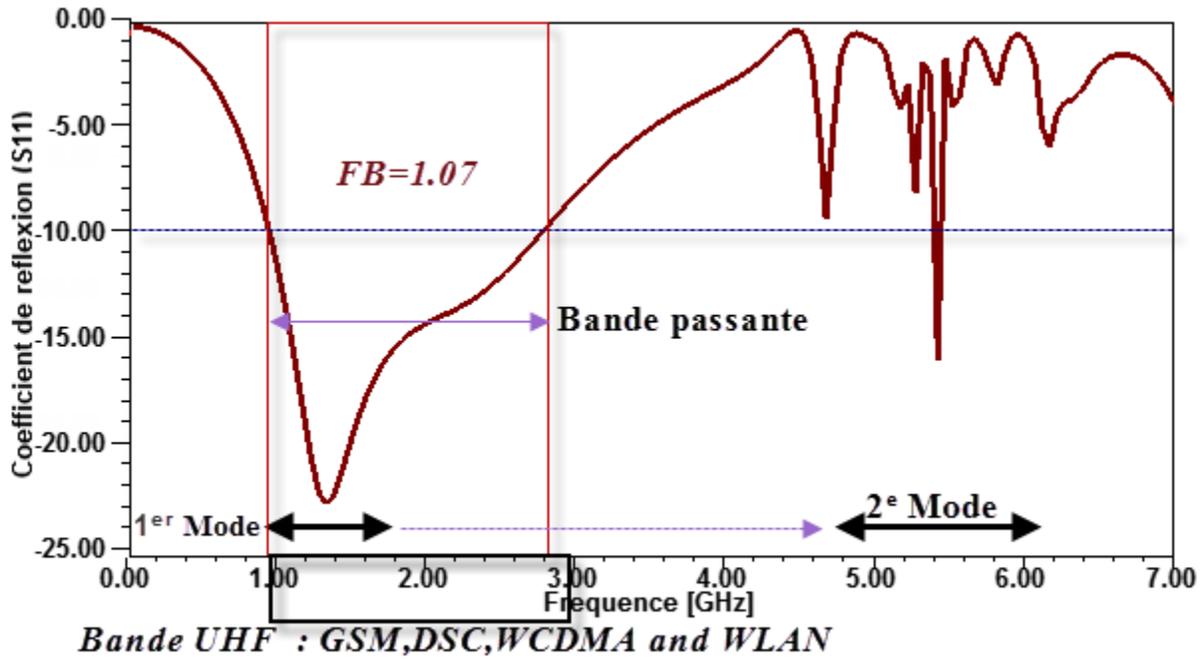


Figure IV. 9 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) pour  $H_1=9.8$  mm,  $H_2=6.5$  mm et  $\epsilon_{r2}=50$

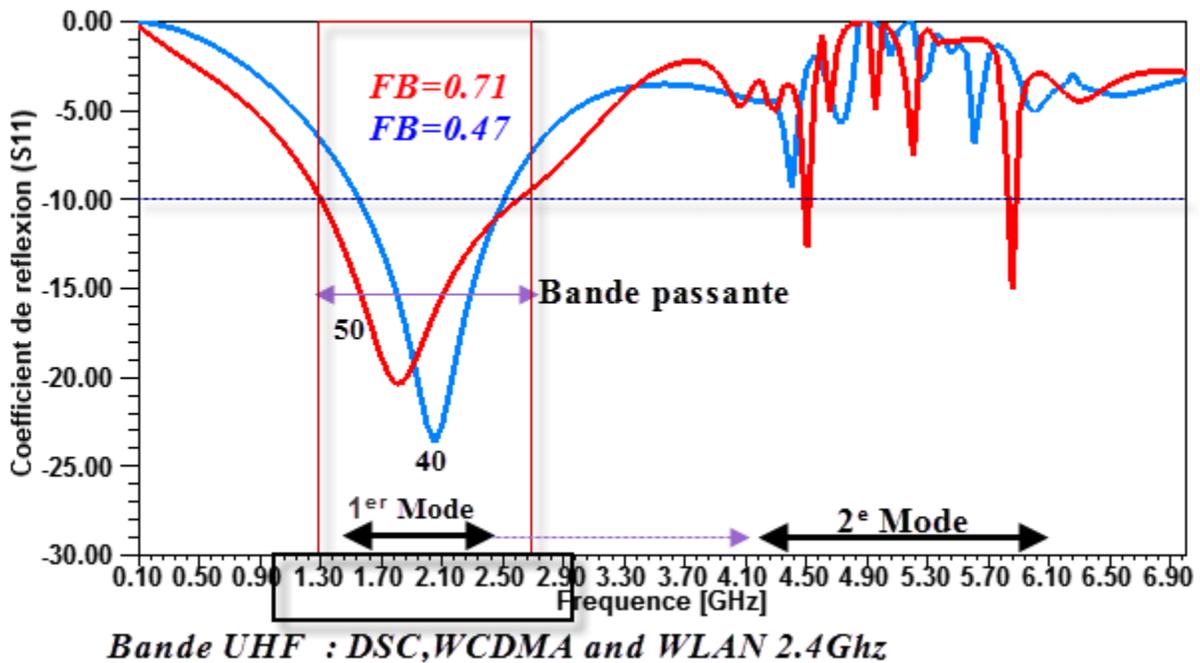


Figure IV. 10 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) pour  $H_2=H_1=9.8$  mm,  $\epsilon_{r2}=40, 50$

En bref, d'après ces deux graphiques, on remarque qu'on a une augmentation de la bande passante de l'antenne (FB =0.47, 0.71 et 1.07) on parle ici des antennes large bande et même ultra large bande (d'après le Tableau IV.1) qui peuvent être utilisées dans des réseaux de télécommunications tel que : la téléphonie mobile 2G, 3G et 4G et les réseaux sans fils.

En ce qui concerne le gain, le fait d'insérer des permittivités différentes n'altère que très peu le gain, il reste toujours aux alentours de 5 dB à 6.5 dB, la figure IV.11 montre le gain total de l'antenne pour  $H_2=6.5\text{mm}$ ,  $\epsilon_{r2}=50$ .

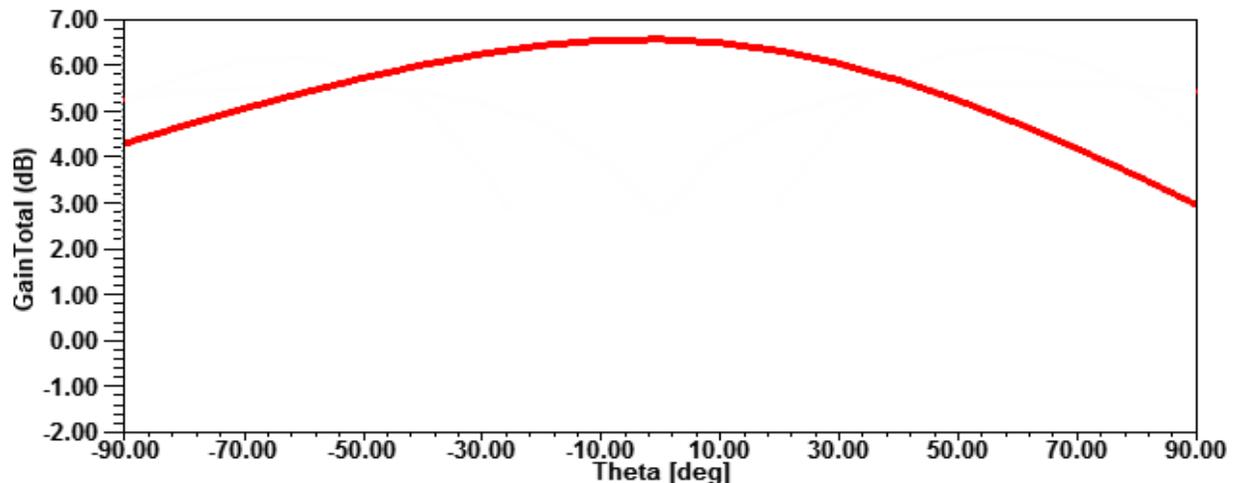
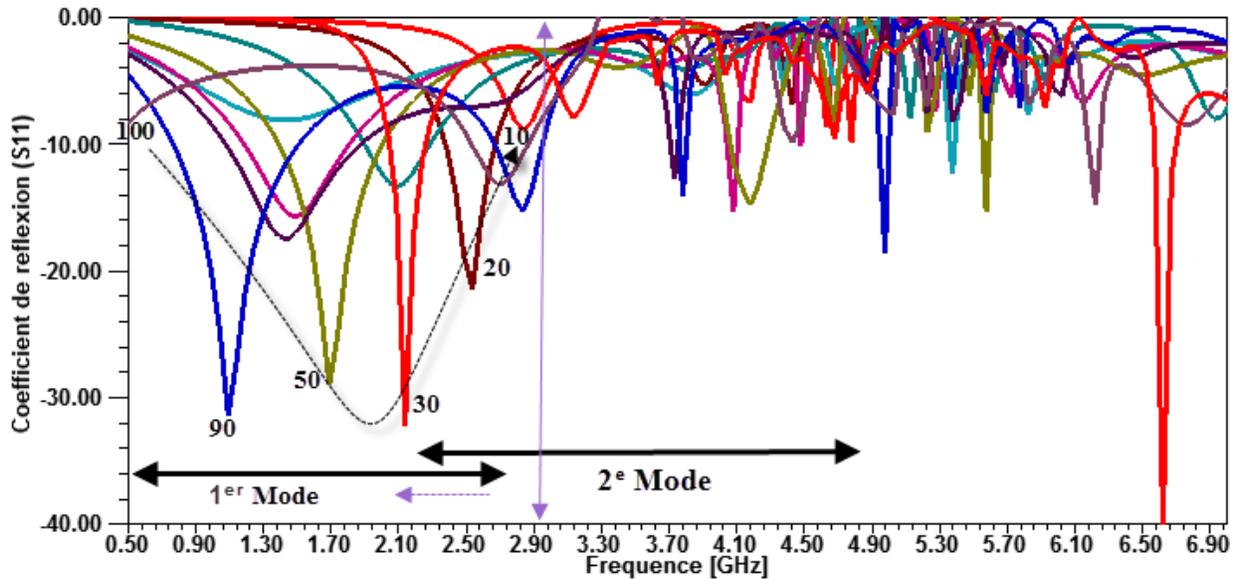
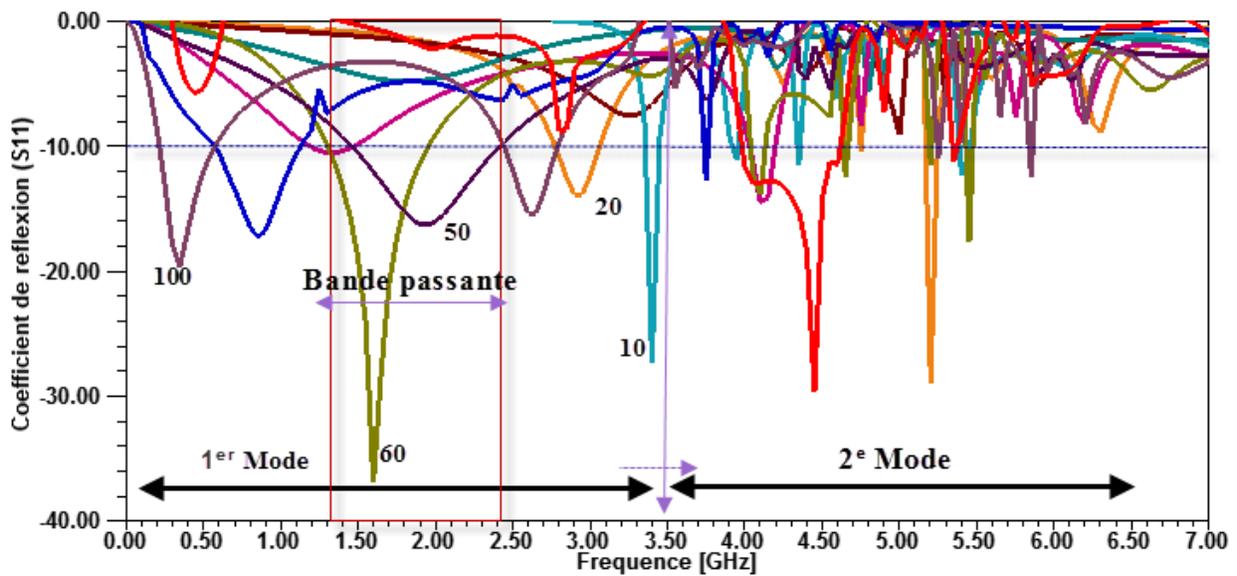


Figure IV. 11 : Gain total de l'antenne pour  $H_2=6.5\text{mm}$ ,  $\epsilon_{r2}=50$

### II.1.2 Effet de la permittivité du résonateur RD-1

En ce qui concerne la seconde configuration et pour bien comprendre l'influence de chaque paramètre sur la bande passante de l'antenne, on fait varier la permittivité du cylindre RD-1 de 10 à 100, cependant la permittivité du cylindre RD-2 est  $\epsilon_{r2}=36.7$ . La géométrie de la structure est la même présentée sur la figure IV.2.

Les figures IV.12-13 ci-dessous présentent la fréquence de résonance en fonction de la permittivité  $\epsilon_{r1}$  pour deux hauteurs  $H_2$  (deux tiers et identique) du cylindre ajouté RD-2.


 Figure IV. 12 : Coefficient de réflexion en fonction de la permittivité  $\epsilon_{r1}$  pour  $H_2=6.5\text{mm}$ ,  $H_1=9.8\text{mm}$ .

 Figure IV. 13 : Coefficient de réflexion en fonction de la permittivité  $\epsilon_{r1}$  pour  $H_2=H_1=9.8\text{mm}$ .

Conformément aux simulations précédentes, nous pouvons voir que lorsque la hauteur du Cylindre RD-2 augmente, les deux pics de fréquence ont tendance à s'écarter. Pour une taille  $H_2=6.5\text{ mm}$ , la bande passante est globalement plus faible que celle de la configuration identique  $H_2=H_1$ . A l'aide des deux représentations, nous pouvons dire que le FB croit avec la taille du cylindre RD-2. Ces mêmes conclusions sont retrouvées dans les travaux de H.H.B. Rocha, A. Ahmed Kishk, A.G. Walsh, H. Raggad et A. Petosa...etc. [4-10].

Enfin, nous pouvons remarquer des figures précédentes que l'utilisation d'un cylindre RD-2 de taille petite ou identique à celle du cylindre RD-1 offre la possibilité d'obtenir une séparation importante entre la fréquence inférieure et la fréquence supérieure à la fréquence de résonance.

En résumé, lorsque la permittivité de la partie basse (cylindre RD-1) ou intérieure (Cylindre interne de la structure à deux résonateurs centrés – Chapitre3) de la structure est plus faible par rapport à celle de la partie haute cylindre RD-2 ou externe (Cylindre externe Structure à deux résonateurs centrés –Chapitre3), la fréquence de résonance dans le cas de la configuration radiale (RD centrée ou avec portion) est supérieure à celle dans le cas de la configuration verticale. Il est donc possible d'en déduire que si on veut diminuer les dimensions de l'antenne (en vue de concevoir une antenne miniature), on choisira d'utiliser plutôt une structure à stratification verticale dont la permittivité du matériau bas est inférieure à celle du matériau haut. Un autre avantage de cette structure réside dans sa facilité d'usinage [8-12].

En conclusion, les deux configurations étudiées (une stratification radiale (chapitre-3) et une stratification verticale comprenant des permittivités différentes) mettent en évidence la possibilité de contrôler la fréquence de résonance du mode  $HEM_{11}$  en conservant constantes les dimensions externes du cylindre. En effet, toutes deux se comportent fréquemment comme un cylindre de permittivité moyenne. De plus, certaines structures ont retenu l'attention parce qu'elles apportent une augmentation de bande passante relativement significative ou la possibilité d'élaborer des antennes à taille réduite [9,11-12]. La prochaine partie s'intéresse à une géométrie de résonateur toujours basée sur le cylindre mais dont certaines portions cylindriques sont ajoutées pour avoir un cylindre multicouche ou bien coupées pour avoir une forme d'anneau.

## II.2 RDC en Multicouche

L'évolution constante et rapide des systèmes de télécommunications conduit à rechercher des solutions hyperfréquences faibles coûts toujours plus performantes et de taille réduite. Une technique de miniaturisation est de faire une antenne RDC multicouches (RDCM) comme présentée sur la figure IV.14. Celle-ci est étudiée aussi dans [13-18].

La géométrie conventionnelle d'une antenne RDC consiste en un seul élément diélectrique monocouche. C'est une configuration simple et facile à fabriquer, mais elle est limitée dans ses possibilités fonctionnelles. De nombreuses recherches ont été effectuées visant l'amélioration de la bande passante et le gain des résonateurs. Parmi les diverses configurations proposées dans la littérature ouverte, il existe la géométrie multicouche ou bien empilée qui semble être très. En effet la technologie multicouche est apparue vers le début des années 1990 afin de répondre aux exigences de coût, de performance et de réduction de taille [13-18]. Cette technologie se caractérise par une réduction significative de l'encombrement par rapport à l'antenne à résonateur céramique monobloc traditionnellement utilisée. Elle est basée sur l'empilement successif de fines couches de diélectriques. L'utilisation de plusieurs couches diélectriques offre des degrés de liberté additionnels au concepteur qui peut contrôler et optimiser les performances de l'antenne telles que la bande passante, l'ouverture du faisceau de rayonnement, le gain et autres.

Notre objectif est d'illustrer les bénéfices d'une antenne multicouche en termes de largeur de bande. Cette antenne est basée sur un empilement de trois cylindres de hauteur égales  $H_1$ ,  $H_2$  et  $H_3$ , et de permittivités  $\epsilon_{r1}$ ,  $\epsilon_{r2}$  et  $\epsilon_{r3}$  respectivement. Le concept de multicouche est utilisé afin d'obtenir une taille optimale. Pour cela, le volume global du RDCM est le même qu'un RDC simple vu précédemment.

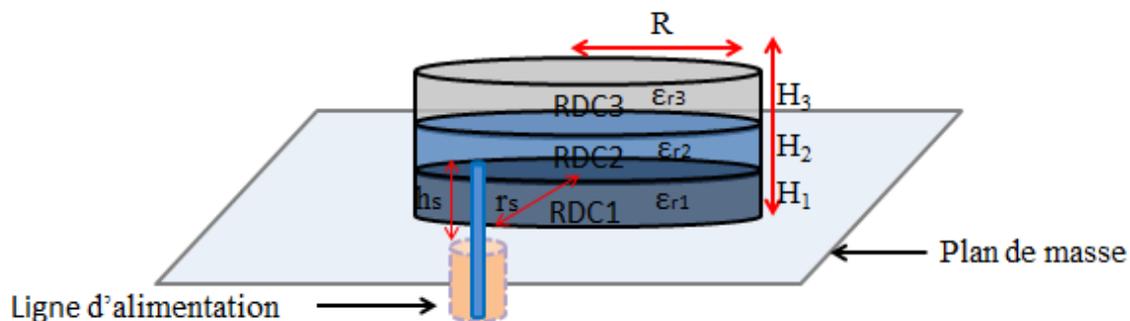
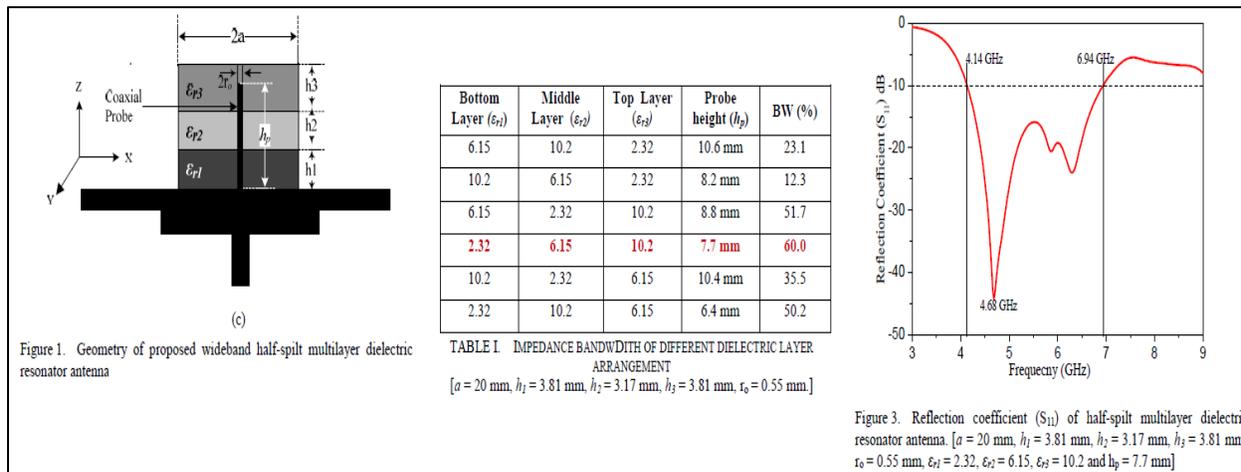


Figure IV. 14 : Antenne CDRM excitée par une ligne coaxiale

Une étude faite par Raghvendra Kumar Chaudhary et autres [15] montrant la hauteur optimale de la sonde coaxiale pour un maximum de largeur de bande passante, comme le montre

la figure IV.15. C'est pour cela que notre structure est alimentée par une sonde coaxiale placée à l'extrémité ( $r_s \approx R$ ) et une hauteur comprise  $h_s$  entre  $H_1+H_2$  et  $H_1+H_2+H_3$



**Figure IV. 15 : L'influence de la hauteur de la sonde  $h_p$  sur la bande passante D'une antenne CDRM, Réf. [15]**

Nous étudions le comportement de la structure à large bande en fonction des paramètres  $\epsilon_{r1}$ ,  $\epsilon_{r2}$  et  $\epsilon_{r3}$ . Il n'est pas nécessaire de faire des variations de 10 à 100 avec pas de 10 pour les trois permittivités (comme sur les sections précédentes) cela ramène à plus de 1000 cas à analyser.

Les caractéristiques du matériau choisi dans cette partie sont celle d'un résonateur en céramique de série (E2000 à E8000) ayant des permittivités diélectriques faibles-moyennes-élevées, permettant la réalisation de résonateurs diélectriques à fort facteur de qualité (High Q), et faibles pertes ( $\tan \delta = 0,0001$ ), pour de nombreuses applications de 1.5 GHz à 100 GHz [III. [6-7]].

Domaines d'application :

- E2000/E3000: spatial/industrie/énergie/télécommunications
- E4000/E7000: spatial/défense/télécommunications
- E5000/E6000: télécommunications

On choisira trois plages de permittivités comme suit:

- Permittivité faible : de 8 à 20 pas de 4.
- Permittivité moyenne  $\epsilon_{r2}$  : 36.7
- Permittivité élevée : de 50 à 100 pas de 10.

### II.2.1 Permittivité de RD-1 faible et celle de RD-3 élevée

Nous proposons, dans cette partie l'étude de l'incidence des permittivités relatives de deux résonateurs diélectriques RD1 et RD3 sur la bande passante. Pour évaluer cet effet, nous considérons en premier lieu la permittivité du RD-1 faible et celle du RD-3 élevée. La structure peut être assimilée à un seul RD équivalent. La figure IV.16 montre la géométrie à simuler du RDCM sous logiciel HFSS.

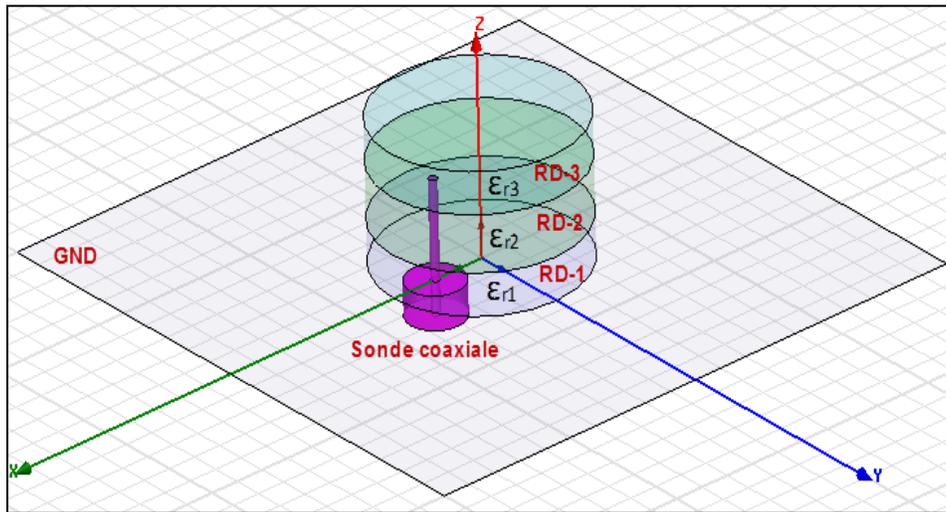


Figure IV. 16 : Géométrie de la structure sous HFSS

La bande passante en fonction des permittivités des deux résonateurs est donnée dans le tableau IV .2

Permittivité RD-1	Permittivité RD-3	fréquence de résonance $f_c$	Critère $FB$	Bande passante %	Remarques
4	50	9.37	0.06	5.73	Large Bande
8		8.72	0.21	20.52	Large Bande
12		7.27	0.28	28.38	Ultra large Bande
16		6.90	0.3	30.26	Ultra large Bande
20		6.60	0.32	32.23	Ultra large Bande
4	60	9.76	0.4	42.21	Ultra large Bande
8		9.50	0.13	13.16	Large Bande
12		9.19	0.05	4.63	large Bande
16		8.54	0.13	13.35	large Bande
20		8.50	0.07	6.64	Large Bande
4	70	9.62	0.13	13.6	Large Bande
8		9.18	0.13	13.17	Large Bande

12		8.17	0.27	28.15	Ultra large Bande
16		8.65	0.16	16.77	Large Bande
20		8.60	0.06	6.32	Large Bande
4	80	8.84	0.11	11.52	Large Bande
8		8.42	0.05	5.43	Large Bande
12		8.26	0.25	26.61	Ultra Large Bande
16		8.22	0.23	23.74	Large Bande
20		8.02	0.17	15.79	Large Bande
4	90	9.78	0.52	67.8	Ultra large Bande
8		9.47	0.14	16.32	Large Bande
12		8.40	0.14	14.8	Large Bande
16		8.08	0.14	13.9	Large Bande
20		7.89	0.27	27.04	Ultra large Bande
4	100	9.75	0.2	20.78	Large Bande
8		9.23	0.19	19.61	Large Bande
12		8.84	0.32	31.94	Ultra large Bande
16		8.24	0.18	17.8	Large Bande
20		7.98	0.16	15.78	Large Bande

Table IV. 2 : Fréquences de résonance et bandes passantes en fonction des permittivités

Nous constatons après l'obtention du tableau ci-dessus que la fréquence de résonance et la bande passante sont dépendantes de la variation de la permittivité (Comme vu précédemment). Pour mieux comprendre cet effet, la structure peut être comparée à un seul résonateur équivalent. Une baisse de permittivité s'accompagne dans les deux cas d'une hausse des fréquences de résonance. Toutefois cette hausse de fréquence n'est pas similaire et non pas linéaire selon que l'on modifie la permittivité du résonateur RD-1 ou celle du résonateur RD-3. En effet, plus la permittivité du résonateur RD-3 augmente, plus l'écart entre les deux fréquences (à -10dB) se réduit et la bande passante aussi. En bref si la permittivité équivalente diminue, la bande passante ainsi que la fréquence augmentent [15-16].

Il est intéressant de noter ici que la variation de la permittivité ( $\epsilon_r$ ) de l'antenne à résonateur diélectrique multicouche mène à un fonctionnement en haute fréquences de 6 à 17 GHz définissant un autre domaine d'utilisation tel que : les radars, les communications par satellite, applications Militaires/Police, les Faisceaux Hertiens, télémétrie biomédicale, radiolocalisation...etc.

W. Huang et A.A. Kishk [16] ont fait l'étude de l'influence de la permittivité de différentes couches et la hauteur de la sonde coaxiale sur la bande passante. La figure IV.17 montre que lorsque la permittivité RD-1 est faible et RD-3 est élevée, la bande passante est assez large. Cependant lorsque la permittivité RD-1 est faible et RD-3 élevée, la bande passante est très large.

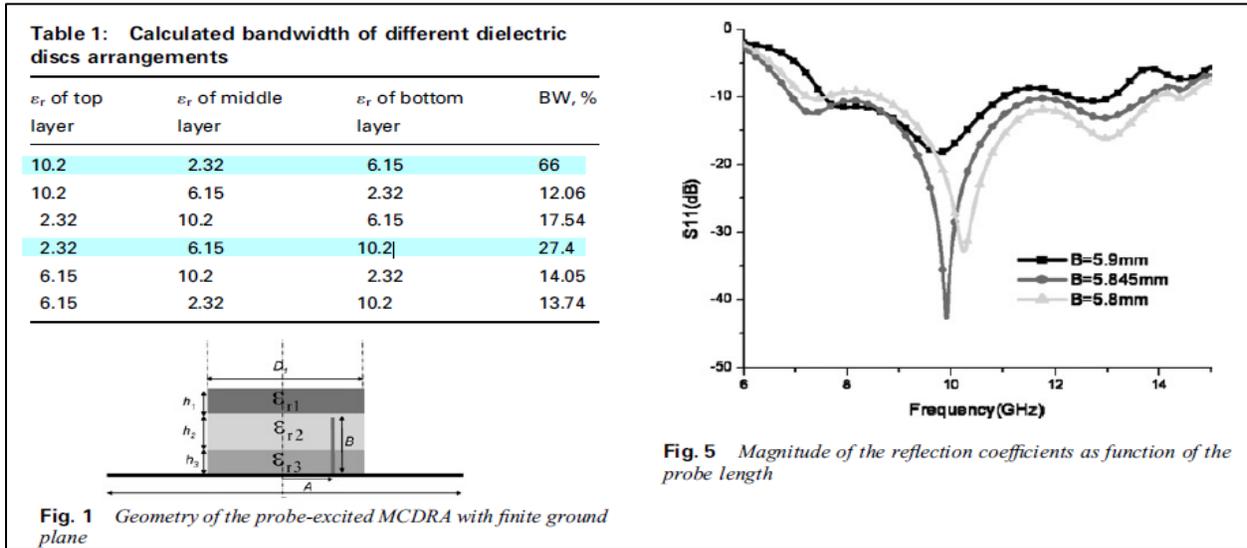


Figure IV. 17 : Coefficient de réflexion en fonction de la permittivité, Réf. [16]

Wei Huang et Ahmed A. Kishk [17] ont montré aussi comme dans [16] que le fait d'associer trois couches de résonateur diélectrique cylindrique aboutit à une largeur de bande passante assez intéressante, comme le montre la figure IV.18 du coefficient de réflexion simulé et mesuré.

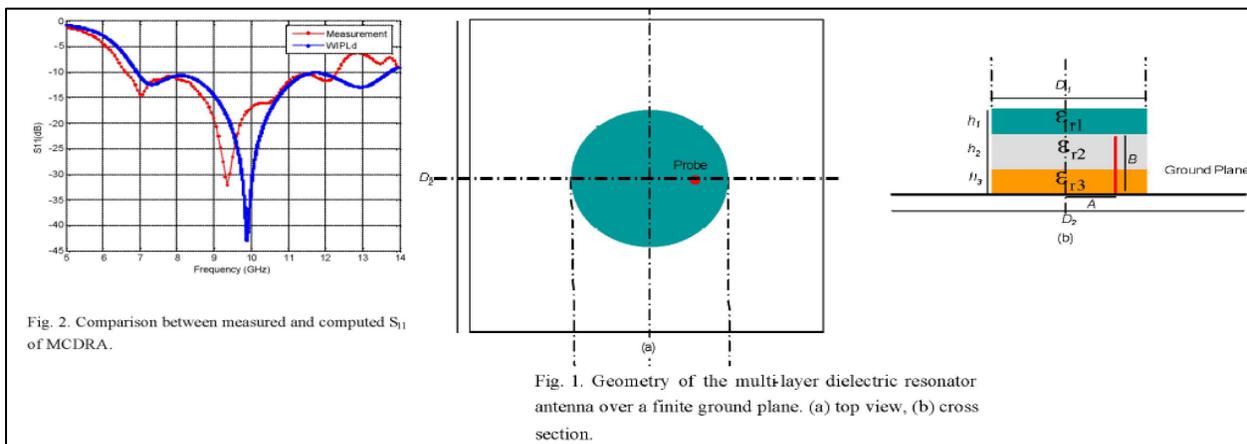


Figure IV. 18 : Coefficient de réflexion en fonction de la permittivité, Réf. [17]

### II.2.1.1 Cas particuliers

A partir du tableau IV.2 on prend les cas où la bande passante est très large, et en gardant les mêmes dimensions de la structure nous optimisons que quelques paramètres tels que la hauteur de la boîte de calcul et celle de la gaine protectrice du câble coaxial.

Nous traçons les courbes de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne sur les figures IV.19-21 ci-dessous.

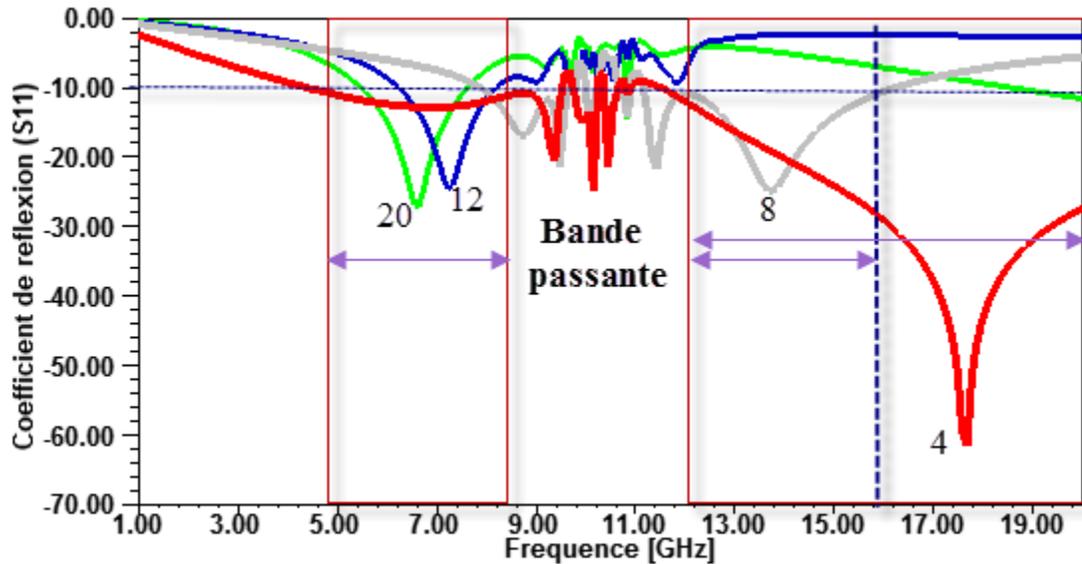


Figure IV. 19 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne  $\epsilon_{r3}=50$ ,  $\epsilon_{r1}=4\&8\&12\&20$

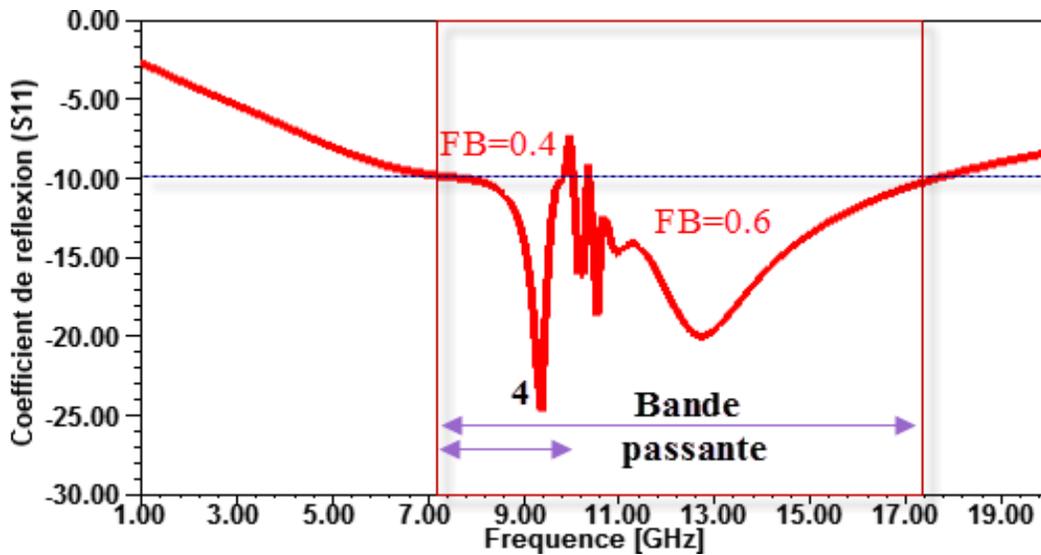
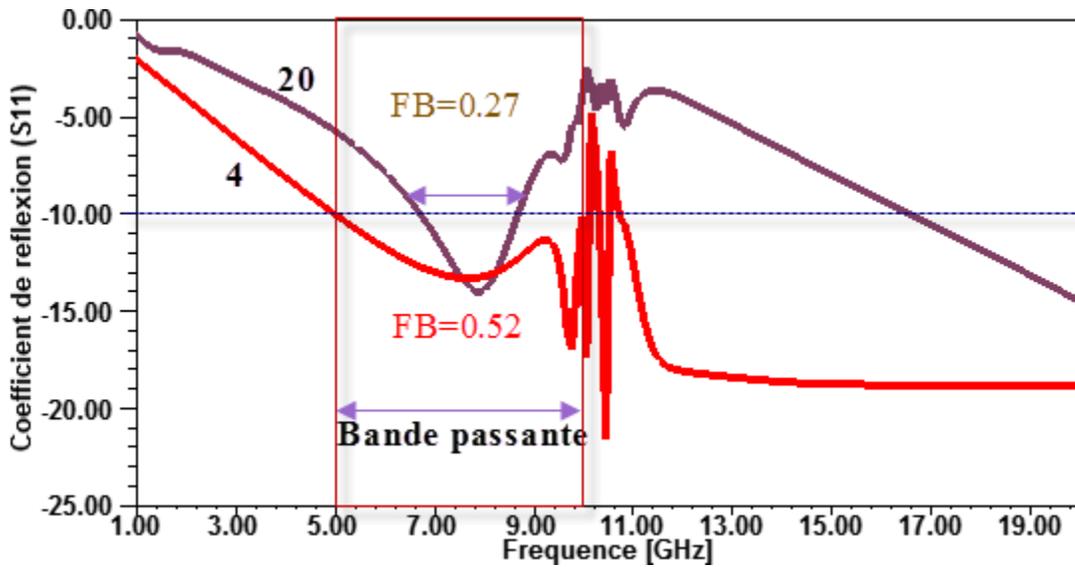


Figure IV. 20 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne  $\epsilon_{r3}=60$  et  $\epsilon_{r1}=4$


 Figure IV. 21 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne  $\epsilon_{r3}=90$  et  $\epsilon_{r1}=4\&20$ 

On peut conclure que, pour qu'un résonateur diélectrique opère sur des fréquences élevées, il faut connaître les valeurs des permittivités relatives des différentes couches d'empilements. L'analyse proposée peut être facilement prolongée à d'autres variations de permittivités. Cependant, les hauteurs des différents cylindres RD1-2-3 peuvent être aussi étudiées, cela est d'autant plus vrai quand la hauteur et le volume des couches est élevée, par conséquent, l'effet de la permittivité peut être grand et la bande passante peut être réduite.

## II.2.2 Permittivité de RD-1 élevée et celle de RD-3 faible

Pour ce deuxième cas, on inverse l'ordre de grandeur des permittivités pour RD-1 et RD-3 en gardant toujours la permittivité du cylindre du milieu RD-2 fixe, c'est-à-dire la permittivité de RD-1 élevée et celle de RD-3 faible. Les valeurs des permittivités retenues sont les mêmes que précédemment, dans cette seconde configuration.

Les fréquences de résonance ainsi que la bande passante en fonction de la permittivité sont présentées sur le tableau IV.3.

Permittivité RD-3	Permittivité RD-1	fréquence de résonance $f_c$	Critère FB	Bande passante %	Remarques
4	50	9.385	0.62	62.0996454	Ultra large Bande
8		9.2857	0.62	62.0996454	Ultra large Bande
12		7.2549	0.28	27.7777778	Ultra large Bande
16		X	X	X	X
20		6.6107	0.26	25.8986223	Ultra large Bande

4	60	8.6289	0.30	29.64723	Ultra large Bande
8		9.5094	0.07	7.21072144	Large Bande
12		9.283	0.05	4.99956488	Large Bande
16		8.6289	0.09	8.99350611	Large Bande
20		9.8868	0.01	1.17912453	Large Bande
4	70	9.5837	0.14	14.2735825	Large Bande
8		9.1865	0.12	11.7242722	Large Bande
12		9.0331	1.09	108.662275	Ultra large Bande
16		8.5907	0.15	15.09059	Large Bande
20		8.3921	0.11	10.5013599	Large Bande
4	80	9.9119	0.24	24.3786218	Large Bande
8		9.5094	0.04	3.78586687	Large Bande
12		8	0.27	27.3607621	Ultra large Bande
16		8.2264	0.24	23.8346531	Large Bande
20		X	X	X	X
4	90	9.7793	0.68	67.8025246	Ultra large Bande
8		8.6166	0.62	61.7158659	Ultra large Bande
12		9.0818	0.14	13.7714133	Large Bande
16		X	X	X	X
20		7.8654	0.25	25.4268364	Ultra large Bande
4	100	10.1132	0.36	35.9746828	Ultra large Bande
8		9.2327	0.17	16.8695558	Large Bande
12		9.1069	0.14	14.2057625	Large Bande
16		8.2516	0.18	18.1230638	Large Bande
20		9.4843	0.02	2.2933512	Large Bande

**Table IV. 3 : Fréquences de résonance et bandes passantes en fonction des permittivités**

D'après ce tableau, nous constatons que dans la majorité des cas, nous avons un élargissement de bande passante vis-à-vis d'un seul RDC simple. Ainsi, nous avons pu obtenir grâce à des combinaisons de permittivité diélectrique une bande passante atteignant les 70%. En effet, l'explication de ce phénomène est donnée par l'évolution de la permittivité aux hyperfréquences, autrement dit les propriétés diélectriques du matériau sensible varient de manière conséquente avec la fréquence et la bande passante.

Les résultats des simulations montrent que la réponse fréquentielle obtenue du résonateur multicouche est fortement dépendante et sensible à la variation de la permittivité de chaque couche. Cependant, il est important de noter que lorsque la permittivité du RD-1 est élevée et

RD-3 est faible (spécialement 4 et 8), la fréquence de résonance est plus grande, et la bande passante est assez importante que dans le cas inverse vu précédemment.

Il faut noter que l'optimisation en termes de permittivité (élevée, moyenne, faible) et la manière d'empilement est étroitement liée au domaine d'utilisation de cette antenne et au temps de calcul fait par le logiciel. En effet, le maillage de la structure effectué à des hautes fréquences au-delà de  $f=12$  GHz entraîne un temps de calcul beaucoup plus long. Par ailleurs, il est impossible de simuler la totalité des combinaisons de permittivité possible.

Par ailleurs, le niveau d'adaptation est bien inférieur à  $-10$ dB, l'antenne présente alors une bonne adaptation d'impédance sur une bande passante assez large utilisable dans différents domaine de télécommunication on cite par exemple : les radars, radiodiffusion par satellite, microonde... etc.

Raghvendra Kumar Chaudhary, et autres [18], ont fait l'étude de l'influence de la permittivité et la hauteur de la sonde coaxiale comme dans [15] sur la bande passante, comme le montre la figure IV.22

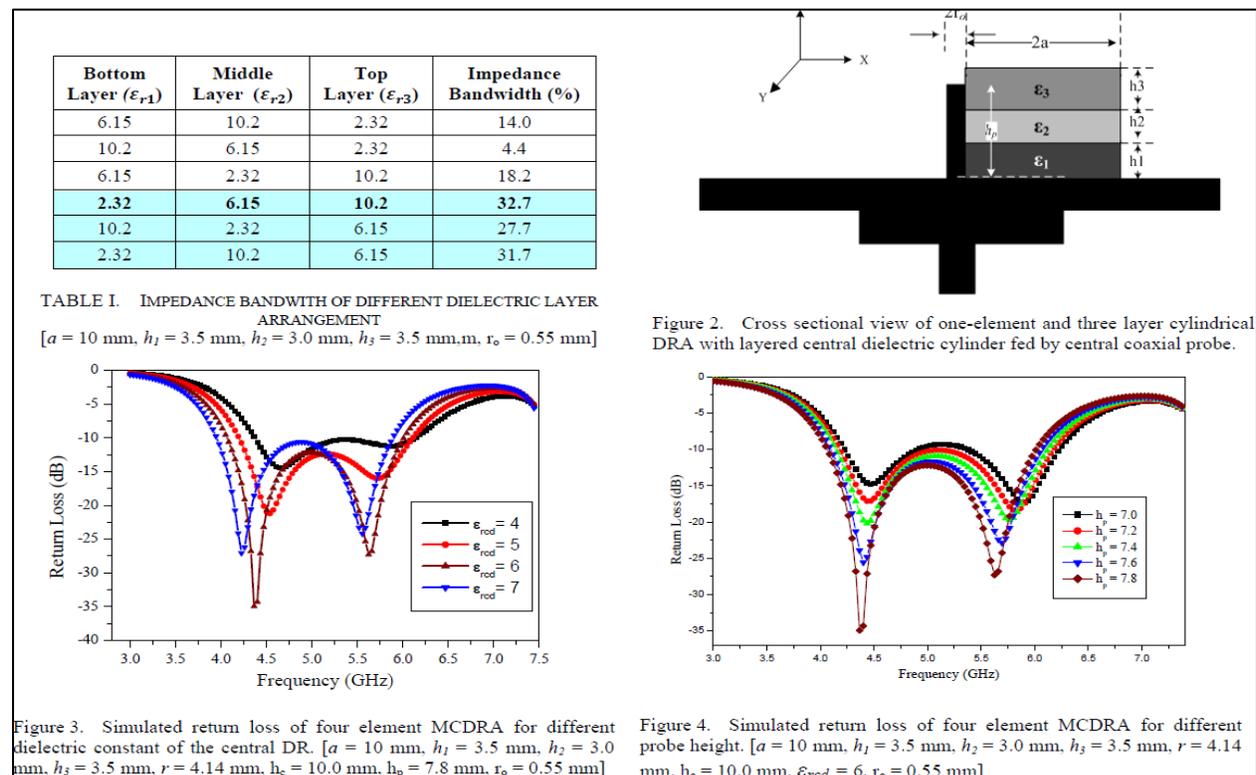


Figure IV. 22 : Coefficient de réflexion en fonction de la permittivité et la hauteur  $h_p$ , Réf. [18]

### II.2.2.1 Cas particulier

Nous montrons sur les courbes d'adaptations présentées ci-dessous (figures IV-23, 24,25) quelques exemples du tableau IV.3 où la bande passante est très large. Au regard des courbes (figures 23-25) du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ), les performances de l'antenne (en rapport avec les objectifs fixés) sont relativement excellentes, toutes les bandes de fréquences désirées sont adaptées et il n'y a pas de nombreuses résonances parasites.

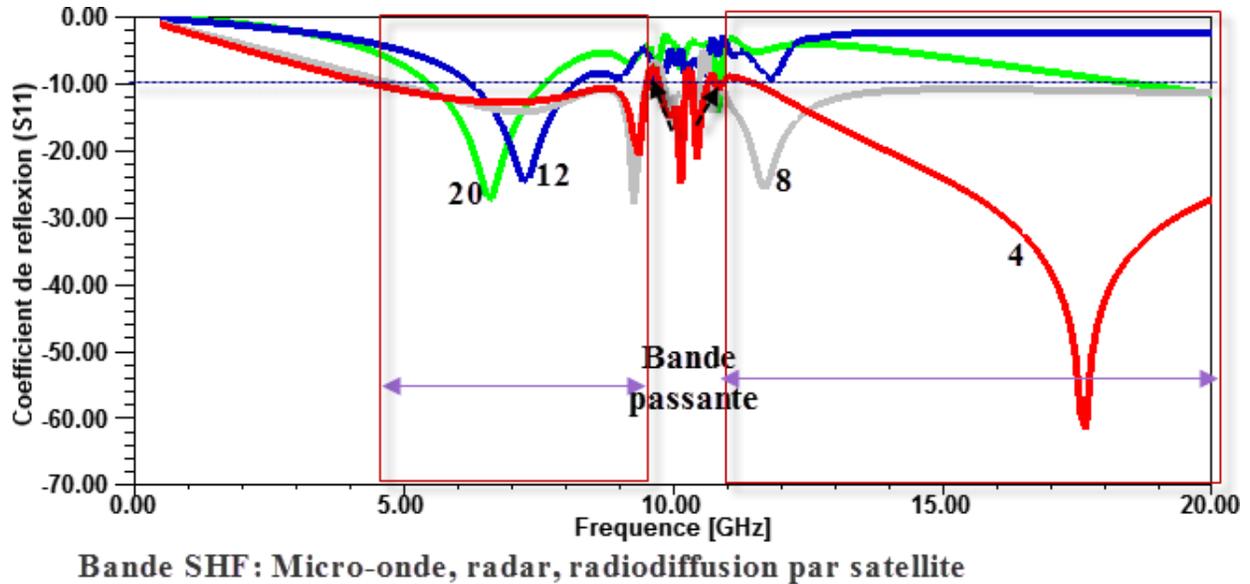


Figure IV. 23 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne  $\epsilon_{r1}=50$  et  $\epsilon_{r3}=4-20$

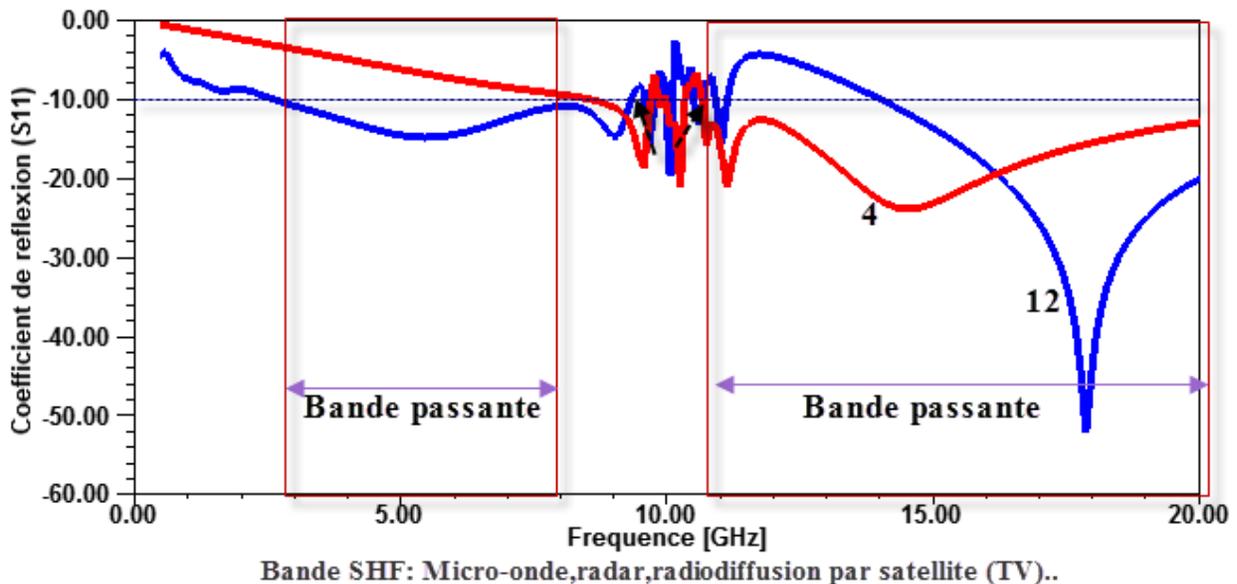
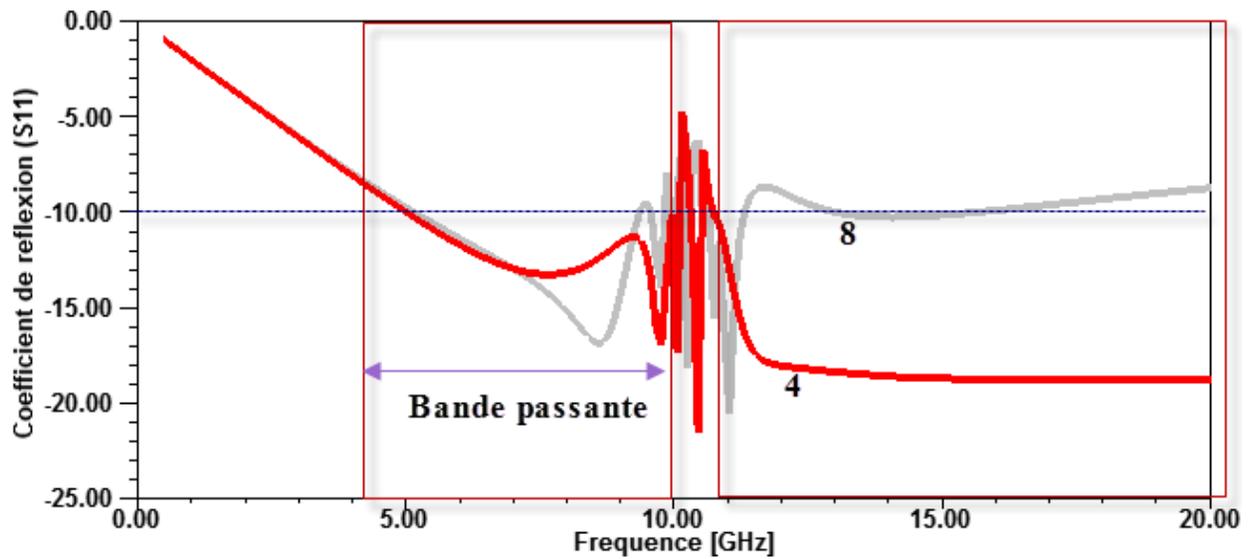


Figure IV. 24 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne  $\epsilon_{r1}=70$  et  $\epsilon_{r3}=4&12$



Bande SHF: Micro-onde, radar, radiodiffusion par satellite (TV)..

Figure IV. 25 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne  $\epsilon_{r1}=90$  et  $\epsilon_{r3}=4\&8$

Le gain maximal de l'antenne RDCM est similaire à celui d'une antenne RDC simple (figure III.11) autour de 5.5 dB. La figure IV.26 ci-dessous montre le gain simulé pour  $\epsilon_{r1}=50$ ,  $\epsilon_{r3}=20$ .

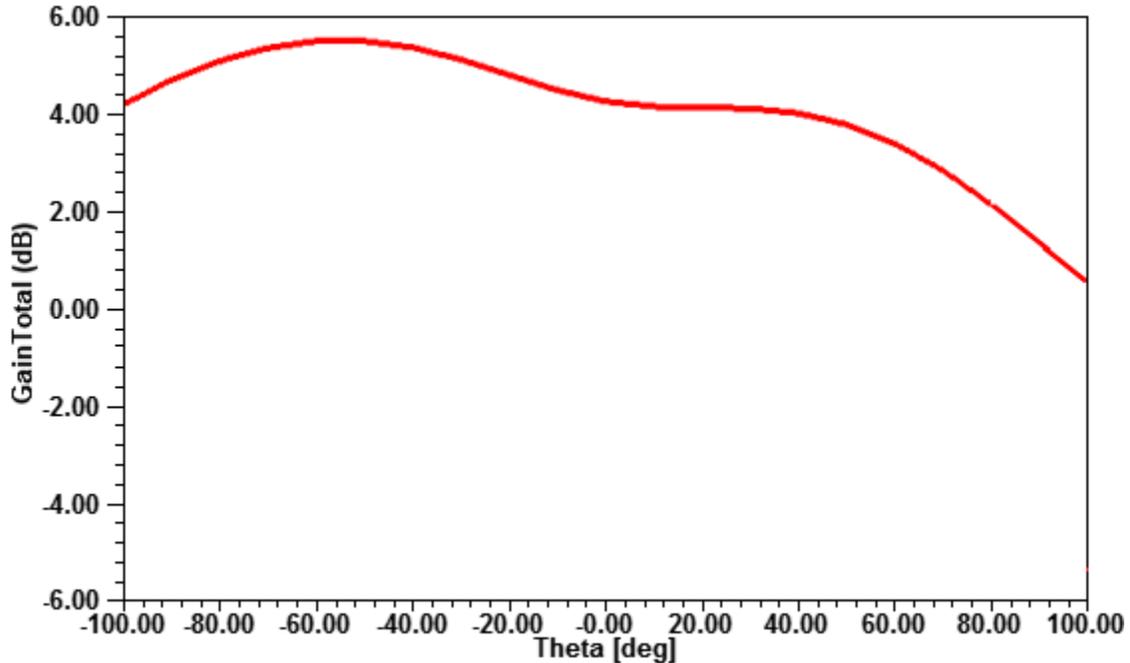


Figure IV. 26 : Gain total de l'antenne pour  $\epsilon_{r1}=50$  et  $\epsilon_{r3}=20$

### II.3 RDC en anneau

Bien que la forme cylindrique du résonateur diélectrique soit la plus utilisée en tant qu'élément résonnant dans la réalisation d'antennes, d'autres formes peuvent proposer des avantages pour certaines applications. Ainsi, de nombreuses études ont été menées sur la topologie de résonateurs diélectriques. Une forme simple autre que le cylindre comme l'anneau a été proposée en premier par Troughton afin de mesurer les coefficients de propagation et la dispersion des lignes microruban [19]. Depuis Wolff et Knoppik [20] ont considéré l'anneau diélectrique comme une cavité résonante circulaire à laquelle on ajoute un trou d'air. Cependant, quand un trou de rayon  $R_{\text{interne}}$  est enlevé près de l'axe du cylindrique RD comme le montre la figure IV.27, nous obtenons un anneau cylindrique.

Le résonateur en anneau possède un bon compromis entre le facteur de qualité et la bande passante. Il montre une grande possibilité d'obtenir un fort facteur de qualité à vide, un facteur de qualité extérieur faible tout en ayant la possibilité d'avoir une isolation fréquentielle plus grande que les autres topologies de résonateur au sein de cavités de dimensions identiques [21-24]. Par ailleurs, les résonateurs diélectriques en anneau (RDAs) supportent le même type de modes que les RDC. Les fréquences de résonance d'un anneau diélectrique sont plus grandes que celle d'un résonateur cylindrique correspondant. Le facteur de qualité  $Q$  de l'anneau est plus petit que celui du cylindre. L'anneau aura donc une largeur de bande plus grande que celle du RD cylindrique. Ces améliorations peuvent être importantes pour certains modes de propagation comme le montre Chew et Bhattacharyya [21,22]. L'utilisation des RDA s'est généralisée à de nombreuses applications telles que les antennes, les filtres, les oscillateurs et les mélangeurs...etc., utilisées dans différents domaines de télécommunication [25- 32].

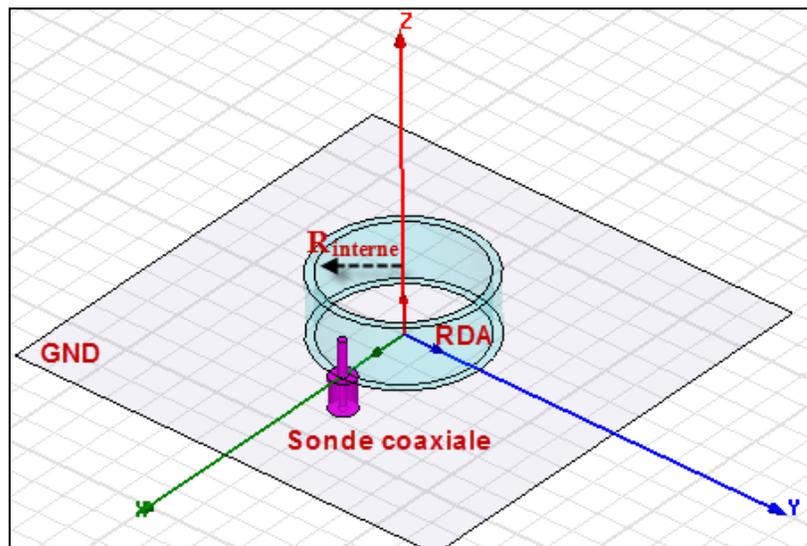


Figure IV. 27 : Géométrie de la structure sous HFSS

### II.3.1 RDA en simulation

Nous poursuivons nos essais de conception d'antenne large bande, c'est dans cette optique qu'a été développée cette partie de ce travail de thèse, où nous proposons un nouveau concept de résonateur à base d'anneau pour une fréquence centrale comprise dans la bande UHF et/ou SHF. La simplicité de ce nouveau concept de résonateur en anneau s'appuie principalement sur la facilité à contrôler les caractéristiques de sa réponse fréquentielle par les paramètres  $R_{interne}$  et  $\epsilon_r$  des éléments constitutifs du résonateur.

Pour commencer l'étude du RDA, le cylindre « seul » vu précédemment d'une permittivité initiale  $\epsilon_r$  à 36.7,  $R= 12.65$  mm et  $H= 9.8$  mm doit être d'abord modélisé, un trou de rayon  $R_{interne}$  est ajouté à ce cylindre pour former un anneau.

L'idée est d'observer l'évolution de la bande passante en fonction du paramètre  $R_{interne}$  pour différentes valeurs de permittivités  $\epsilon_r$ , pour voir les effets que produit l'intégration d'un trou d'air dans le résonateur. Dans un premier temps nous partons d'un anneau de rayon  $R_{interne}$  maximal cela veut dire ( $R_{interne} = R - \text{Diamètre de l'âme coaxiale}$ , il faut noter que la sonde est placée à l'extrémité interne de l'anneau, figure IV.27) pour différentes valeurs de permittivités de 4 à 100 avec un pas de 4.

Les figures IV.28-29 montrent les réponses des coefficients de réflexions du RDA pour différentes valeurs de permittivités. Il est important de noter que la variation de la permittivité est inversement proportionnelle à la fréquence de résonance. Nous remarquons que pour des valeurs faibles de permittivités, la fréquence de résonance de l'anneau est très grande par rapport à celle du cylindre seul. La courbe IV.29 montre d'une manière plus claire la relation improportionnelle entre la fréquence de résonance et la permittivité, on note aussi que l'allure est plus stable au-delà de  $\epsilon_r=30$ .

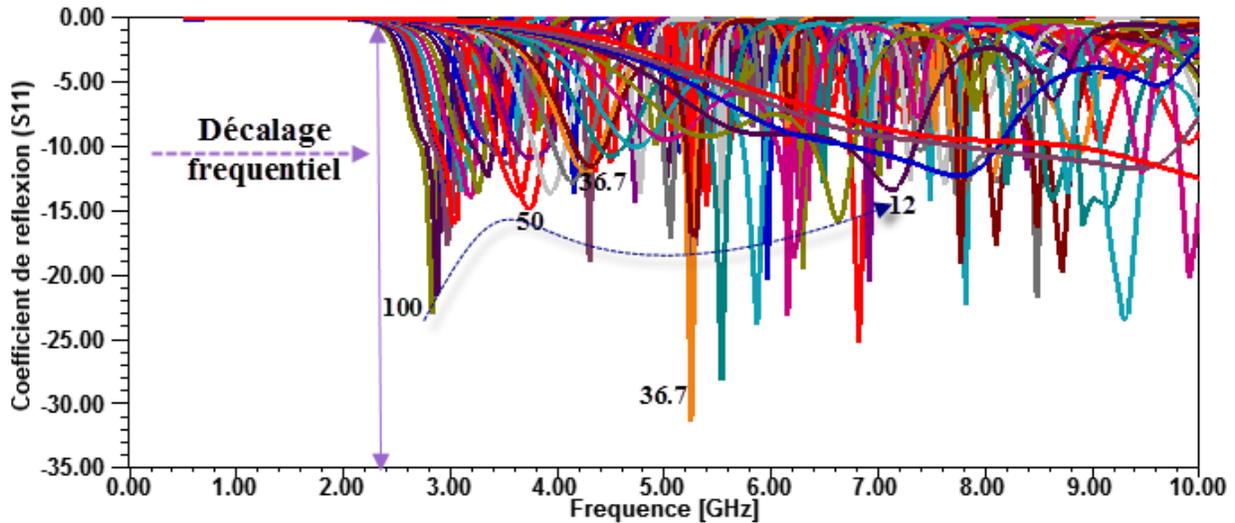


Figure IV. 28 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne anneau

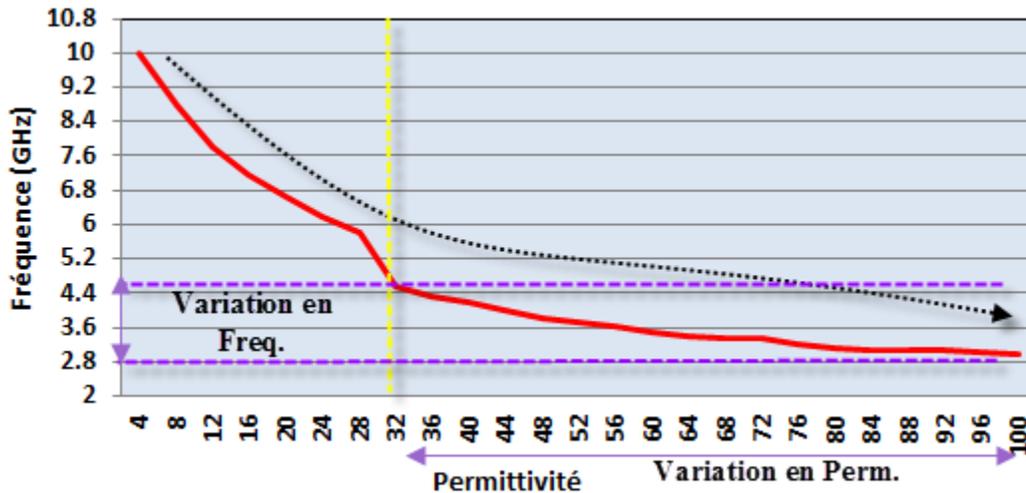


Figure IV. 29 : Influence de la permittivité de l'anneau sur la fréquence de résonance pour  $R_{interne}$  maximal

D'après ce qu'on a vu précédemment figure III.2. Le choix de la valeur de la permittivité du résonateur est très important. En effet, celle-ci représente 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). Il est à noter que lors de l'association d'un anneau avec un plan de masse, un décalage en fréquence est observé sans pour autant augmenter la dimension totale de l'antenne. En effet, avec la nouvelle topologie, la fréquence de résonance est passée de 1.9 GHz (RDC) à 4 GHz (RDA). Ainsi la nouvelle topologie en anneau contribue à une amélioration de la bande passante par apport à celles obtenues avec un seul RDC.

On peut donc s'attendre à pouvoir augmenter la fréquence de résonance d'une antenne à résonateur diélectrique cylindrique, en augmentant le rayon  $R_{interne}$  cela veut dire avoir un anneau de largeur la plus petite, comme le montre T.H. Lee et R.A. Abd-Alhameed dans [25]. Afin d'apprécier le comportement de l'antenne excitée par un câble, on se propose ici de qualifier, par simulation, les propriétés de l'antenne DRA. On constate sur la figure IV.30 que les résultats sont concordants avec ceux que on a vu précédemment figure III.2 et ceux de la littérature [25-26]. Le changement de la largeur de l'anneau influe sur la fréquence de résonance. En effet pour un rayon interne plus grand, la fréquence de résonance et grande. Lorsque le rayon interne est petit (2mm, 4 mm) la fréquence de résonance devient plus faible. Autrement si un anneau à une permittivité supérieure que 40, l'écart entre les deux rayons extrêmes est plus grand pour les hautes fréquences que pour les basses. La figure IV.30 montre la variation de la fréquence en fonction de la permittivité pour différent taille de l'anneau ( $R_{interne}$ ).

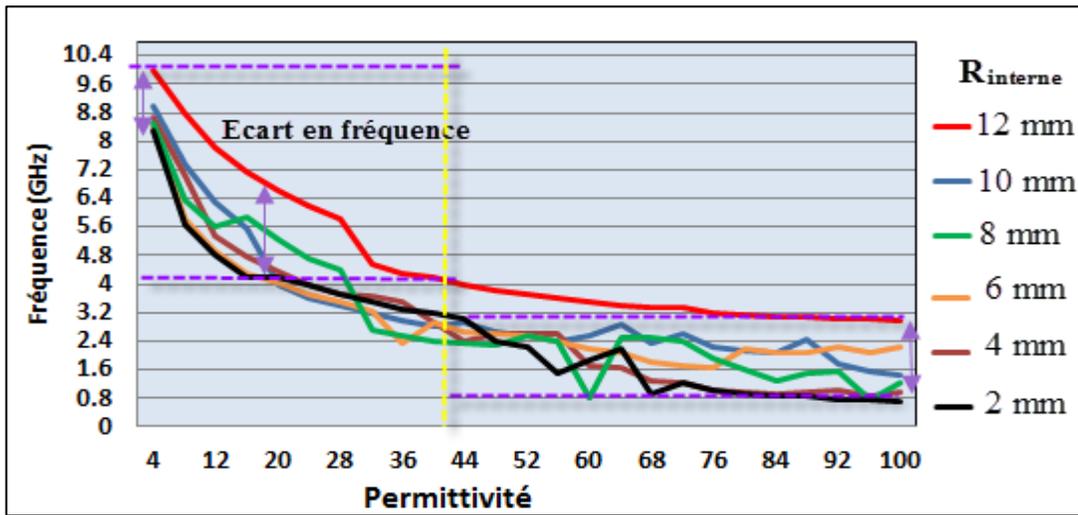


Figure IV. 30 : Influence de la permittivité de l'anneau sur la fréquence de résonance

T.H. Lee et R.A. Abd-Alhameed [25] ont fait la simulation (sous HFSS et CST) et la mesure du coefficient de réflexion d'un anneau cylindrique. L'étude montre que la fréquence augmente avec l'augmentation du rayon interne de l'anneau, ainsi on remarque sur la figure IV.31 un comportement bibande et large bande autour de 2GHz pour une permittivité  $\epsilon_r = 77$ .

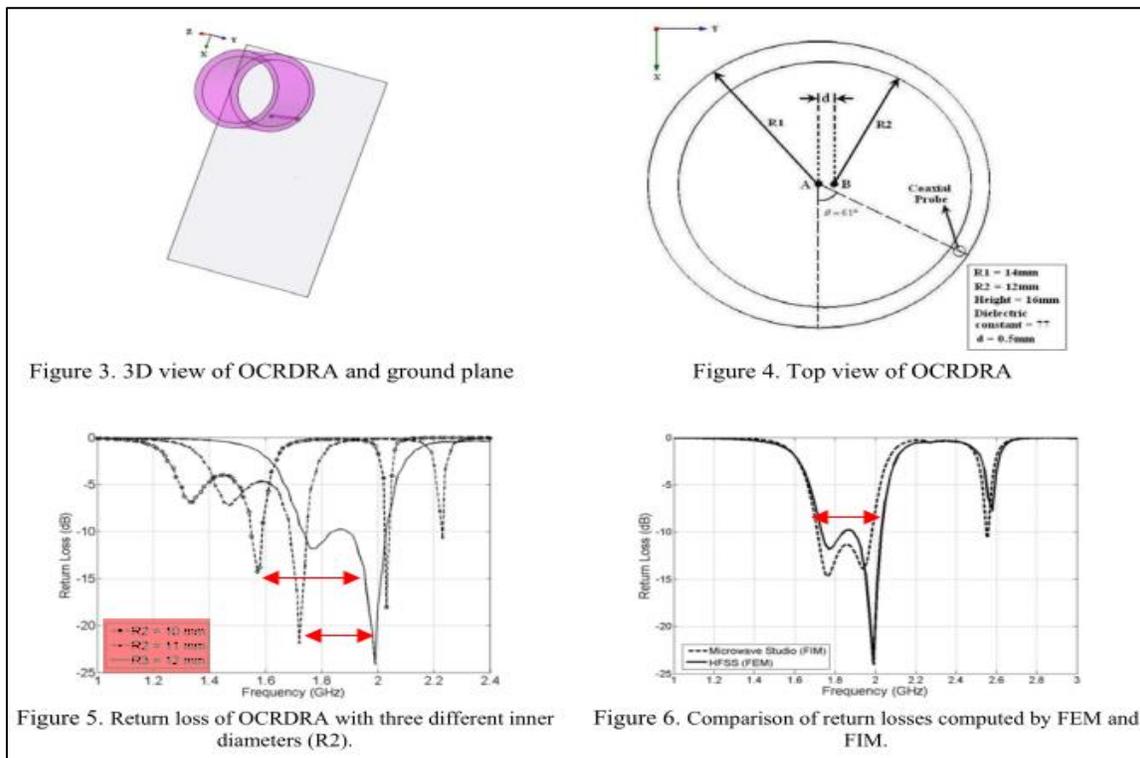


Figure IV. 31 : Coefficient de réflexion en fonction de la taille  $R_2$  de l'anneau cylindrique, Réf. [25]

Y. K. Choukiker et S. K. Behera [26] ont montrés à l'aide du logiciel CST que la fréquence de résonance est proportionnelle à la taille de l'élément rayonnant. Ainsi on peut avoir un comportement bibande et large bande comme le montre la figure IV.32.

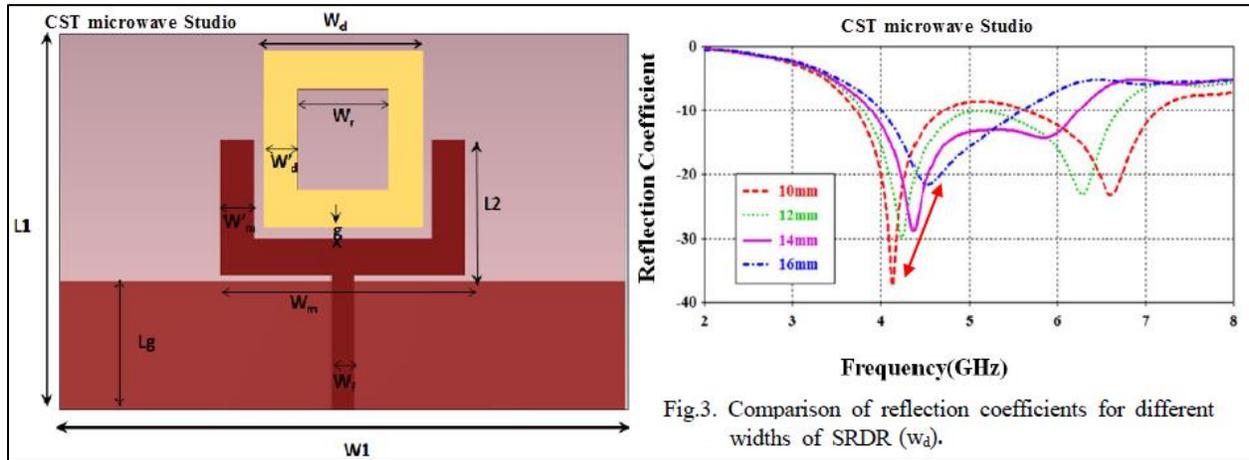


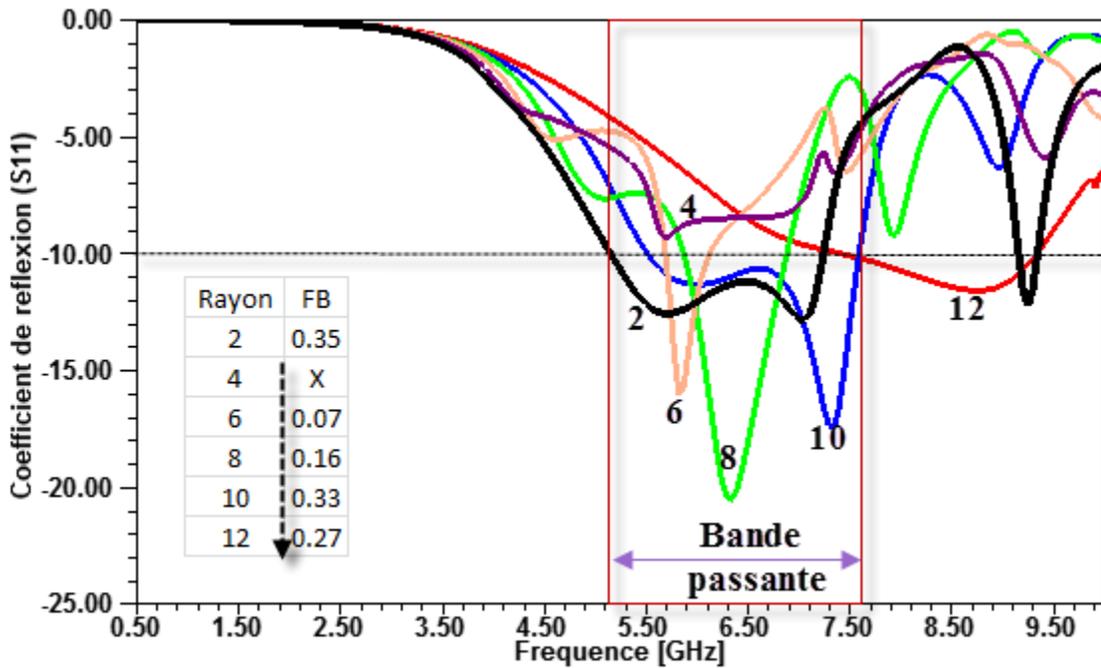
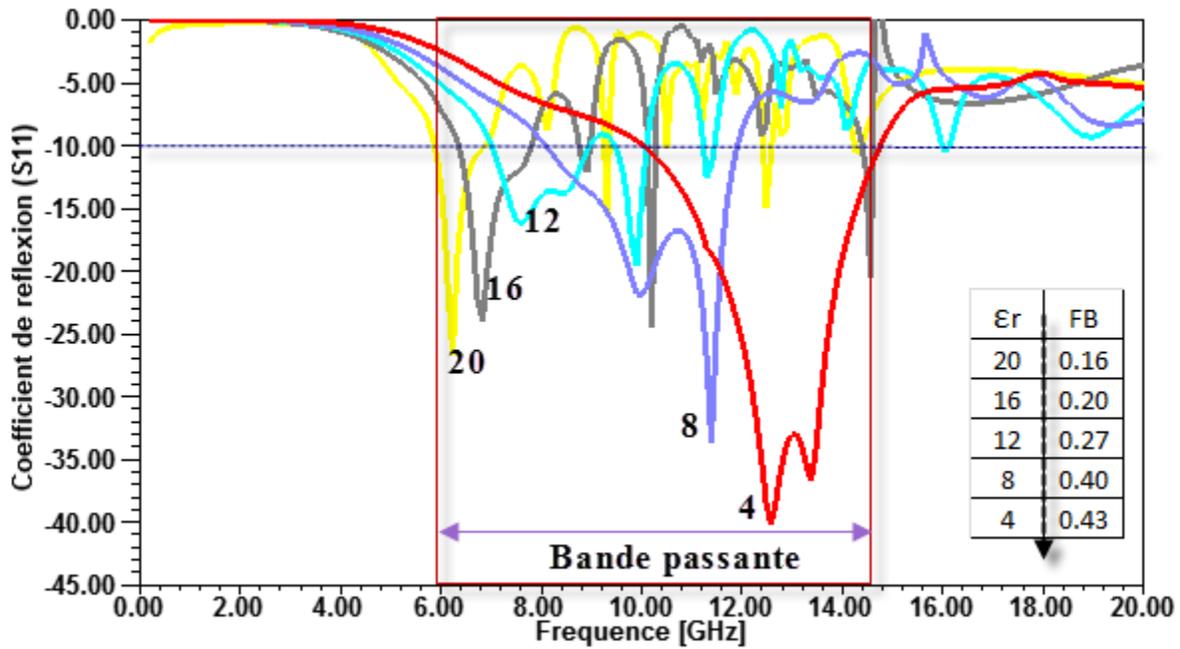
Figure IV. 32 : Coefficient de réflexion en fonction de la taille  $W_d$  de l'anneau carré, Réf. [26]

Nous constatons ainsi que la fréquence de résonance du résonateur en anneau dépendait principalement de la taille globale de l'anneau, une conséquence très intéressante. En effet, plus la fréquence d'utilisation est grande, plus la largeur de l'anneau sera petite. Ainsi, un RDC initialement conçu pour une certaine fréquence de résonance et décalé à une autre fréquence de résonance plus haute après passage vers un RDA. Le décalage fréquentiel de la réponse du résonateur en anneau vers les hautes fréquences (de la bande UHF à SHF) s'accompagne d'une augmentation de la bande passante.

### II.3.2 Cas particuliers ( $\epsilon_r$ , $R_{interne}$ ).

Dans la suite, quelques applications en domaine de télécommunication de l'antenne RDA sont données. Les résultats sont présentés sur les figures IV.33-34 pour les deux combinaisons ( $8, R_{interne}$ ) et ( $\epsilon_r, 12$ ).

On a pu constater que la largeur de la bande passante dépend de la largeur de l'anneau et de sa permittivité [25-26]. En effet lorsque le rayon  $R_{interne}$  augmente la bande passante passe de étroite à ultra large (sauf exception pour  $R_{interne} = 2\text{mm}$  avec un niveau d'adaptation minimal) cela est valable pour les permittivités faible par exemple  $\epsilon_r = 4, 8, 20$ . Autrement on note une largeur de bande passante (FB entre 0.01 et 0.25) pour le reste des variations ( $\epsilon_r, R_{interne}$ ).


 Figure IV. 33 : Bande passante et coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) pour (8,  $R_{interne}$ )

 Figure IV. 34 : Bande passante et coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) pour ( $\epsilon_r$ , 12)

On constate d'après les deux courbes ci-dessus que la bande passante est beaucoup plus large lorsque la largeur de l'anneau est faible (Rayon maximal) et une permittivité faible.

Le gain simulé est proportionnel à la variation de la permittivité de l'anneau. La figure IV.35 illustre le gain ( $\epsilon_r$ , 12) en fonction de la permittivité :  $\epsilon_r = 4$  à 100.

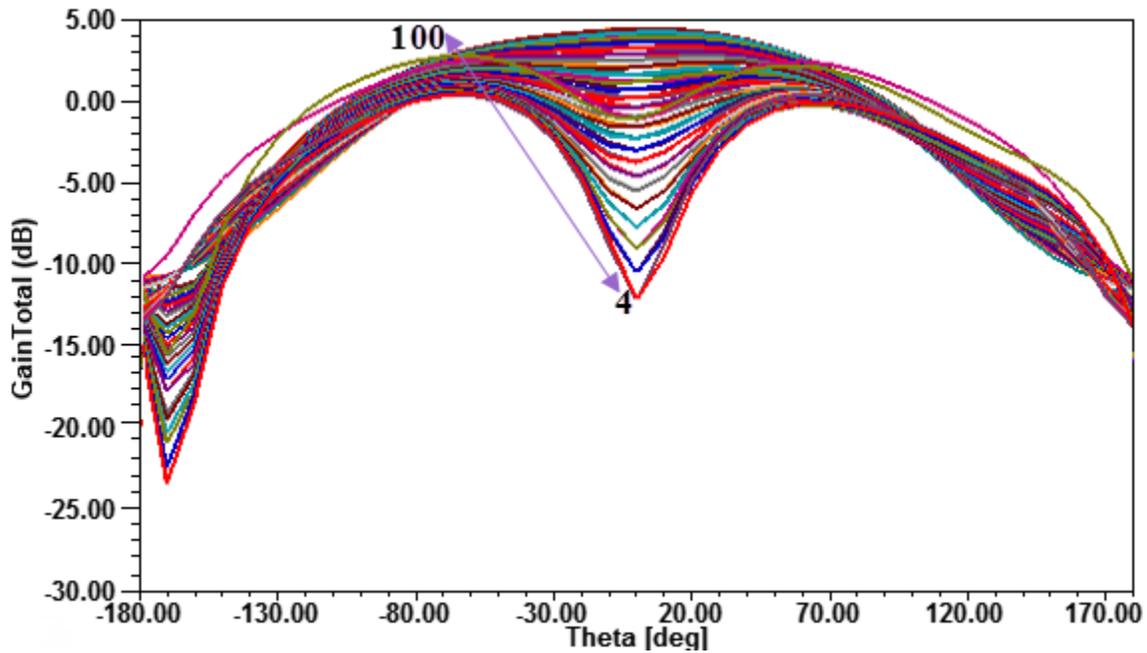


Figure IV. 35 : Evolution du gain total en fonction de la permittivité ( $\epsilon_r$ , 12)

Les performances de l'antenne pour d'autres combinaisons ( $\epsilon_r$ ,  $R_{interne}$ ) permettent d'avoir une antenne pour application précise dans le domaine de télécommunication sont observées sur les figures IV.36-38, les résultats obtenus sont conformes à la littérature [25-30], comme le montre la figure IV.39 [27].

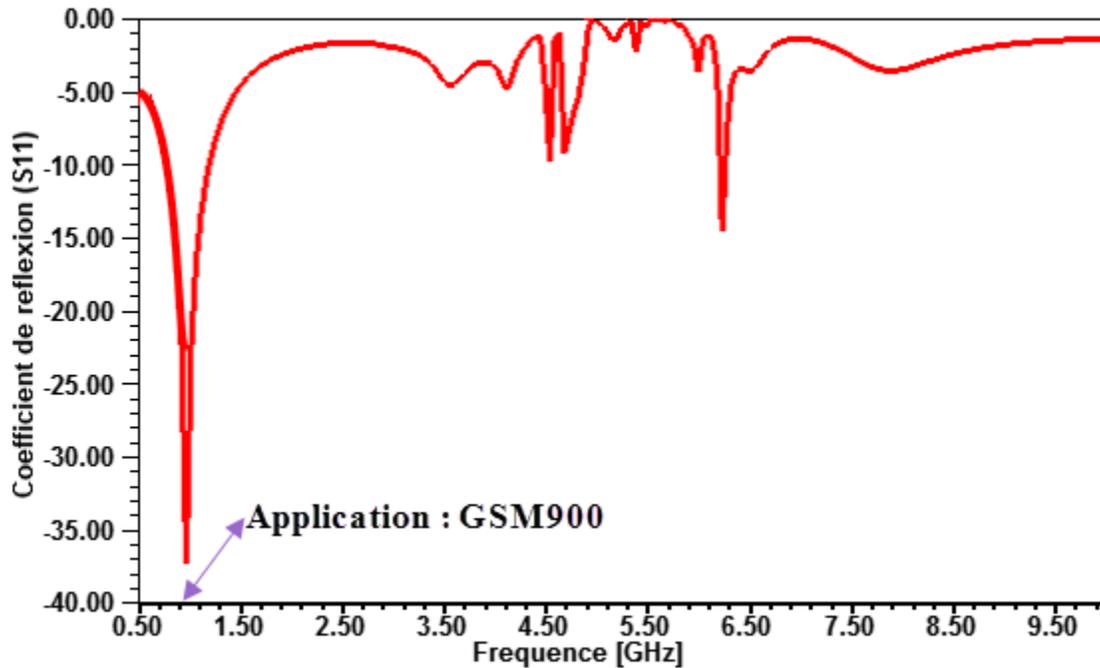


Figure IV. 36 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne DRA (86,2), application GSM900

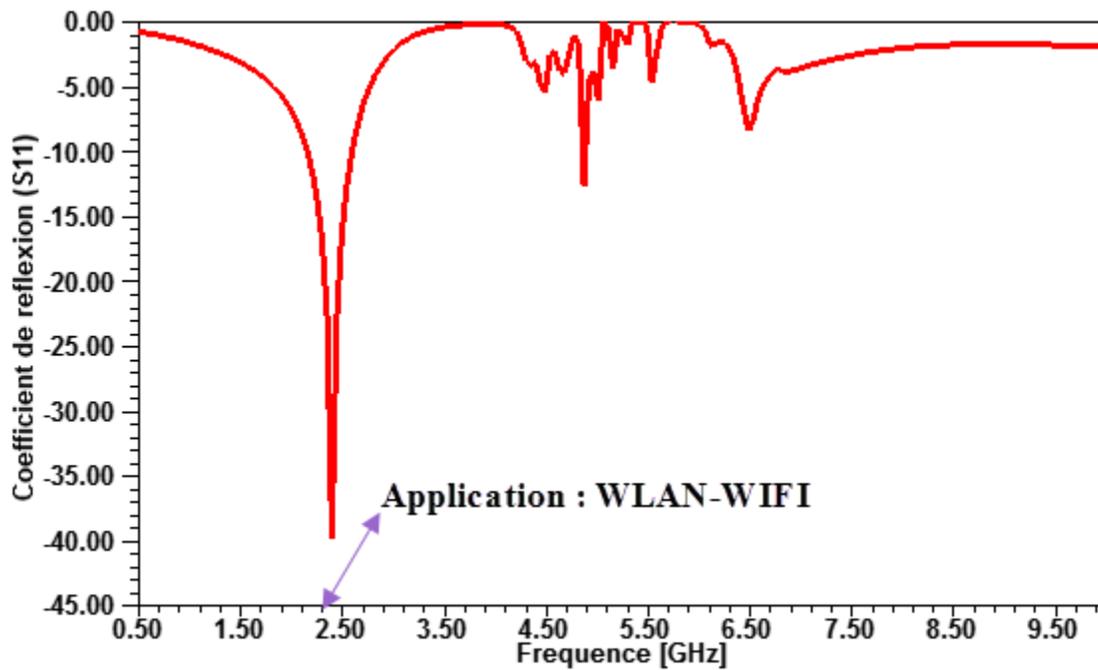


Figure IV. 37 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne DRA (56,8), application WLAN-WIFI

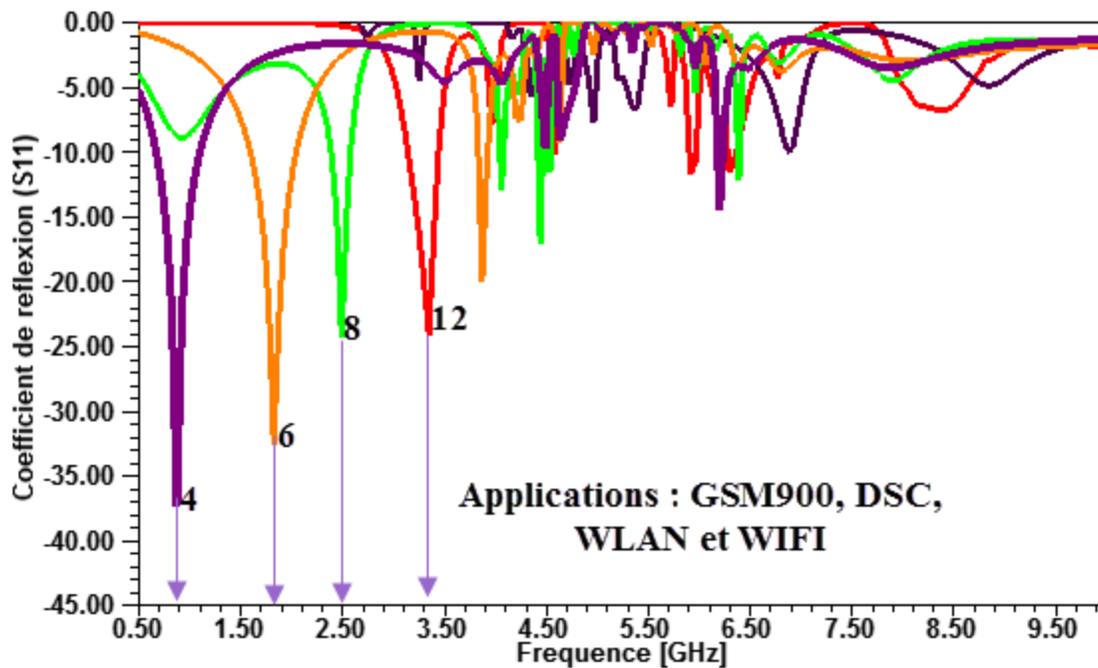


Figure IV. 38 : Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne RDA (68,4&6&8&12), application WLAN-WIFI

M.S.M. Aras et autres [27] ont comparé les résultats de mesure et simulation sous CST du coefficient de réflexion d'une antenne RDA pour application WIFI, comme le montre la figure IV.35.

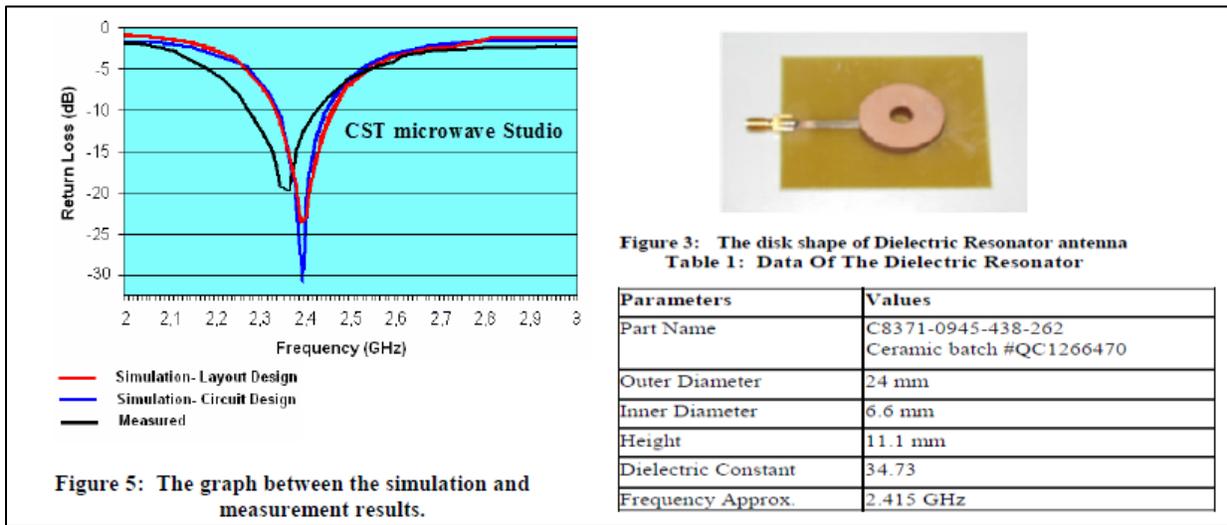


Figure IV. 39 : Bande passante et coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) antenne WIFI, Réf. [27].

### III. CONCLUSION

Ce chapitre a fait l'objet d'une étude de trois géométries d'antennes à résonateurs diélectriques large bande issues des formes cylindriques utilisables dans plusieurs domaines de télécommunications tels : GSM900-1800, UMTS, WIFI, RADAR ...etc. La bande passante peut être renforcée par la modification géométrique du résonateur diélectrique tout en gardant la même alimentation et le même diagramme de rayonnement.

Trois configurations d'antennes ont été étudiées dans ce chapitre. Les deux premières, comportant une stratification verticale : empilement vertical ou bien en multicouche, ont révélés la possibilité de contrôler la fréquence de résonance et de proposer un comportement multifréquence, tout en conservant les dimensions externes du résonateur cylindrique. De plus, selon les structures, certaines géométries mettent en évidence une augmentation de bande passante de 30 à 80 % (jusqu'à trois fois la bande passante du cylindre homogène) et la capacité de concevoir des antennes à taille réduite.

La dernière configuration est obtenue par l'ajout d'un trou d'air à une antenne RDC classique, pour arriver à former une antenne RD en anneau de permittivité et de rayon variables. Cette topologie présente l'avantage d'augmenter la fréquence de résonance d'où un décalage de bande de fréquence est réalisé ainsi un élargissement de la bande passante. Un inconvénient à ces structures est sans doute la présence de modes parasites qui peuvent gêner le fonctionnement de l'antenne et une dégradation des diagrammes de rayonnement.

## IV. BIBLIOGRAPHIE

- [1] G. Dubost , S. Zisler, "Les Antennes indépendantes de la fréquence", French, Book, Illustrated edition, Paris , New York : Masson, 1976.
- [2] M. Granger, "Radar ULB : impulsional ou bande synthétique", REE n°4, Avril 2004.
- [3] X. Begaud, "Antennes large Bande, indépendantes de la fréquence", GDR ondes, Octobre 2006.
- [4] H.H.B. Rocha, F.N.A. Freire, R.S.T.M. Sohn, M.G. da Silva, M.R.P. Santos, C.C.M. Junqueira, T. Cordaro, A.S.B. Sombra, "Bandwidth enhancement of stacked dielectric resonator antennas excited by a coaxial probe: an experimental and numerical investigation", *Microw. Antennas Propag.*, vol. 2, no. 6, pp. 580– 587, 2008.
- [5] A. Ahmed Kishk, Xiao Zhang, W. Allen Glisson, Darko Kajfez, "Numerical Analysis of Stacked Dielectric Resonator Antennas Excited by a Coaxial Probe for Wideband Applications, " *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 51, no. 8, 2003
- [6] A.G. Walsh, C.S. DeYoung, S.A. Long, "An investigation of stacked and embedded cylindrical dielectric resonator antennas," *Antennas and Wireless Propagation Letters*, IEEE, vol.5, Issue: 1, 2006
- [7] Castillo Solis, A. Maria, Z. Wu, C.G. Liu, "Microstrip-fed embedded cylindrical dielectric resonator antenna", *Antennas and Propagation (EuCAP), European Conference*, Page(s): 2398 - 2401, 2013.
- [8] S. Dhar, R. Ghatak, B. Gupta, Poddar, "D.R.A Wideband Minkowski Fractal Dielectric Resonator Antenna," *Antennas and Propagation*, *IEEE Transactions on* volume: 61, Issue: 6, Page(s): 2895 - 2903, 2013.
- [9] S.S. Aljaafreh, Yi Huang, A. Lei Xing, "small wideband Ushaped dielectric resonator antenna," *Antennas and Propagation Conference (LAPC), Loughborough*, Page(s): 1 - 4, 2012.
- [10] T.A Denidni, Zibin Weng , M. Niroo- Jazi, " Shaped Dielectric Resonator Antenna for Ultra wideband Applications ", *IEEE Transactions on* volume: 58, Page(s): 4059 - 4062, 2010.
- [11] C. Nannini, "Etude de nouvelles antennes à résonateur diélectrique multifréquence, large bande et à polarisation circulaire," *Université de Nice* 2004.
- [12] H. Raggad, M. Latrach, A. Gharsallah, T. Razban, "A New Shape of Dielectric Resonator Antenna for Wideband Applications," *Mediterranean Telecommunications Journal*, vol. 3 no 1, Février 2013.

- [13] A. Petosa, N. Simons, R. Siushansian, A. Ittipiboon, M. Cuhaci, "Design and analysis of multisegment dielectric resonator antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.48, no.5, pp.738-742, May 2000
- [14] A. Petosa, "Dielectric Resonator Antenna Handbook", Artech House, Boston/London, pp. 160,2007
- [15] Raghvendra Kumar Chaudhary, Gautam Kumar Singh, Kumar Vaibhav Srivastava, Animesh Biswas," Coaxial Fed Half-Split Multilayer Cylindrical Dielectric Resonator Antenna for Wideband Applications", *Microwave Conference (EuMC), 41st European, IEEE, 2011*
- [16] W. Huang, A.A. Kishk, "Compact wideband multi-layer cylindrical dielectric resonator antennas", *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol.1, Issue.5, 2007.
- [17] W. Huang, A.A. Kishk," Multi-Layer Cylindrical Dielectric Resonator Antenna for Wideband Applications", *Antennas, Propagation & EM Theory, IEEE, 2006.*
- [18] Raghvendra Kumar Chaudhary, Gautam Kumar Singh, Kumar Vaibhav Srivastava, Animesh Biswas," Four Element Multilayer Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Excited by a Coaxial Probe for Wideband Applications", *Communications (NCC),IEEE, 2011.*
- [19] P. Troughton,"High Q factor resonators in microstrip", *Electronics Letters*, vol. 4, pp. 520-522, 1968.
- [20] I. Wolff and N. Knoppik "Microstrip ring resonator and dispersion measurement on microstrip lines", *Electronics Letters*, vol. 7, pp. 779-781, 1971.
- [21] A. K. Bhattkaryya, R. Garg, "Input Impedance of Annular Ring Microstrip antenna Using Circuit Theory Approach", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-33, 369-374, 1983
- [22] W. C. Chew, "A Broad-Band Annular-Ring Microstrip Antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-30, 918-922, 1982
- [23] A. Das, S. K. Das, S. P. Mathur," Radiation Characteristics of Higher-Order Modes in of Microstrip Ring Antenna", *IEEE Proceedings-H*, -131, 102-106, 1984
- [24] Y. Coulibali, "Étude et réalisation d'antenne hybride à base de résonateur diélectrique pour les systèmes de communications sans fils", thèse de doctorat. INRS, 2009.
- [25] T.H. Lee, R.A. Abd-Alhameed, P.S. Excell,"New Dielectric Resonator Antenna Design for Mobile Handsets", *Mobile & Satellite Communications Research Centre, University of Bradford*, 2014

- [26] Ayaskanta Panigrahi, Y. K. Choukiker, S. K. Behera, " Square ring Dielectric Resonator Antenna for Wideband Applications", International Conference on Computer Communication and Informatics, IEEE, 2014
- [27] M.S.M. Aras, M.K.A. Rahim, A.A srokin, M.Z.A. Abdul Aziz, " Dielectric Resonator Antenna (DRA) for Wireless Application", IEEE international RF and microwave conference proceedings, 2008
- [28] M. Matsuo, H. Yabuki, and M. Makimoto "Dual-mode stepped-impedance ring resonator for bandpass filter applications" Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 49, pp. 1235-1240, 2001.
- [29] B. S. Virdee and C. Grassopoulos "Folded ring microstrip filter" 33rd European Microwave Conference, pp. 151-154 vol.1. 81, Munich 2003
- [30] I. Wolff, "Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a microstrip ring resonator", Electronics Letters, vol. 8, pp. 302-303, 1972.
- [31] K. Chang, L. H. Hsieh, "Microwave Ring Circuits and Related Structures", John Wiley & Sons, Inc., United States of America, 2004.
- [32] M.S.M. Aras, M.K.A. Rahim, A. Asrokin, M.Z.A. Abdul Aziz, " Dielectric Resonator Antenna for Wireless Application", IEEE international RF and microwave conference proceedings, 2008

# **Conclusion générale**

# Conclusion générale

---

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit sont axés sur le développement et l'amélioration des performances des nouvelles configurations d'antennes à résonateurs diélectriques. Nous avons montré la possibilité d'une modification des fréquences de résonance, d'une diminution de l'encombrement, d'une augmentation de la bande passante et de l'obtention d'un comportement multifréquence à partir d'un résonateur de forme cylindrique.

Tout d'abord, l'étude de la littérature nous a permis de recenser les différents types d'antenne classiquement utilisés dans le domaine de télécommunication, mais également de présenter plusieurs notions de base permettant de voir les potentialités de ces types d'antennes. Parmi ces antennes, l'antenne à résonateur diélectrique semble prometteuse. Nous nous sommes alors attachés à comprendre les avantages des antennes à résonateurs diélectriques par rapport aux autres antennes, entre autres les antennes imprimées classiques et comment elles pouvaient répondre à nos attentes vis à vis de l'élargissement de la bande passante et de la création d'un comportement multifréquence.

Le deuxième chapitre a été dédié à l'étude théorique de l'antenne à résonateur diélectrique cylindrique qui représente l'origine de toutes les formes dans la littérature. Une classification rigoureuse des modes et des expressions pour le calcul de la fréquence de résonance, le facteur de qualité et la distribution en champ proche ont été présentés. Les différentes techniques d'excitation les plus usitées pour l'alimentation des résonateurs sont aussi présentées tout en expliquant les avantages et les inconvénients de chaque technique. Les matériaux et les méthodes de calcul sont évoqués. En outre, la connaissance approfondie des propriétés de rayonnement des RDC, peut nous conduire au développement de formes non cylindriques dans le but d'améliorer ces caractéristiques, puis une validation du logiciel à travers une comparaison des résultats simulés à ceux mesurés.

Enfin, nous avons présenté, dans les deux derniers chapitres (III et IV) de ce mémoire, des nouvelles topologies d'antennes multibandes et ultra large bande possédant des rapports de fréquence de résonance indépendants et aisément ajustables. Des études paramétriques ont démontré la capacité à maîtriser les performances à l'aide des caractéristiques géométriques, des

permittivités des résonateurs et de leur position relative soit : deux résonateurs l'un inséré dans l'autre, en empilement vertical, insertion d'une portion, en multicouche. Puis une nouvelle méthode comportant le perçage de trous sur le résonateur a donc été conçue. Un élément rayonnant percé d'un trou a permis la réalisation d'une antenne en anneau. Ces topologies ont permis un fonctionnement dans les bandes UHF et SHF pour des applications différentes dans le domaine de télécommunications : GSM, DCS, UMTS, WIFI, RADAR, RADIO, Télévision et communication par satellite... etc.

Ces travaux ont permis d'élaborer des antennes et d'acquérir la capacité de contrôler les performances à l'aide des caractéristiques géométriques, ce qui nous rend maintenant capables de créer une structure satisfaisant un cahier de charges précis. Etant donné la sensibilité aux paramètres géométriques des résonateurs diélectriques, certaines difficultés existent dans la réalisation des prototypes d'antennes. En effet, une grande précision est requise pour l'agencement et le positionnement des résonateurs entre eux et par rapport à leur système d'alimentation. L'étude que nous avons menée sur les différentes configurations d'antennes à résonateurs diélectriques montre la simplicité de réalisation, la capacité de ces résonateurs à être utilisés dans les domaines d'applications nécessitant une taille réduite, une bande passante élevée et une bonne pureté de polarisation (télécommunications mobiles par satellite et intra-muros).

Pour poursuivre ces travaux, une étude prospective sur de nouveaux matériaux diélectriques pourrait être menée afin d'améliorer ou de piloter certaines caractéristiques des antennes à résonateurs diélectriques. L'utilisation de nouveaux matériaux à propriétés physiques particulières (modification des caractéristiques diélectriques par changement de température, d'éclairage) permettrait par exemple un pilotage en fréquence. On peut également penser que l'intégration d'impuretés dans ces matériaux permettrait de modifier les propriétés radioélectriques de ces antennes. De nouvelles techniques d'alimentation des résonateurs permettant une intégration en réseau très simple pourrait être étudiée. On pourrait s'intéresser plus particulièrement aux techniques d'alimentation par guides diélectriques pour réaliser des antennes entièrement non métalliques.

S'il est certain que de nombreuses études restent à mener dans le domaine des antennes diélectriques pour en avoir une connaissance aussi approfondie que celle sur les antennes

microruban, leurs nombreux avantages devraient leur procurer dans l'avenir une place toujours plus importante dans les systèmes de télécommunications.

## LISTE DES PUBLICATIONS INTERNATIONALES

### 1. Embedded Dual-band Cylindrical Dielectric Resonator Antenna

Auteur: **Ahmed Benomar, Nouredine Boukli Hacene, Hicham Megnafi, Patrick Vaudon**

*Int. J. Communications, Network and System Sciences*, 2011, 4, 656-661 Doi:10.4236/ijcns.2011.410080 Published

Online October 2011 (<http://www.SciRP.org/journal/ijcns>)

### 2. Cylindrical Dielectric Resonator Antenna for SFH Band Application

Auteur: **Ahmed Benomar, Nouredine Boukli Hacene, Hicham Megnafi, Patrick Vaudon**

*Network and communication technologies; Vol2, No.1; 2013, ISSN 1926-064X E-ISSN 1927-0650*

*Published by Canadian Center of science and Education*

### 3. Cylindrical Dielectric Resonator Antenna For Dual Band Application

Auteur: **Ahmed Benomar, Nouredine Boukli Hacene, Hicham Megnafi, Patrick Vaudon**

*DOI:10.1109/MMS.2011.6068526; Mediterranean Microwave Symposium (MMS), ISSN: 2157-9822, conference proceeding Piscataway, NJ: IEEE, 2011*

### 4. Effect of Permittivity on Characteristics of Embedded Cylindrical Dielectric Antenna

Auteur: **Ahmed Benomar, Nouredine Boukli Hacene, Hicham Megnafi, Patrick Vaudon**

*DOI:10.1109/MMS.2011.6068526; Mediterranean Microwave Symposium (MMS), ISSN: 2157-9822, conference proceeding Piscataway, NJ: IEEE, 2011*

**Résumé :** Un développement technologique rapide dans le domaine de télécommunication, qu'il s'agisse de la téléphonie mobile, des réseaux sans fils, de la télévision par satellites, ou des applications radar (civiles ou militaires)...etc. est observé. Cet essor considérable a engendré d'énormes besoins et entraîne une évolution technologique majeure au niveau des antennes. Ces dernières doivent faire face aux différentes exigences, à savoir l'augmentation du gain, l'élargissement de la bande passante... et aux différents problèmes existant, à savoir le coût, l'encombrement...etc. Notre objectif est donc de concevoir des topologies d'antennes simples, à faible encombrement et à gain relativement élevé avec un fonctionnement multibande et/ou ultra large bande. Pour cela nous nous sommes orientés vers des antennes à résonateur diélectrique (ARD) dans les bandes UHF et SHF. Récemment, elles ont fait l'objet de plusieurs recherches et ont acquis un grand intérêt du monde académique et industriel. Les ARDs, par leurs simples et diverses géométries, peuvent être alimentées par différentes usuelles techniques. En outre, leurs tailles peuvent être plus petites que leurs homologues à savoir les antennes imprimées. Une première partie de ce travail s'est concentré sur l'étude des ARDs de forme cylindrique, puis une validation de l'outil de simulation par comparaison avec la mesure. En vue d'une utilisation multistandard, d'un élargissement des bandes de fonctionnement ou d'une modification de la fréquence, une seconde partie a été consacrée à l'étude de nouvelles topologies de résonateurs basées sur un empilement vertical et radial de deux cylindres, une topologie en multicouche et en anneau. Les résultats obtenus trouvent leurs applications dans le GSM900-DSC1800, UMTS, WIFI....

**Mots clés :** Antennes à résonateur diélectrique cylindrique, coefficient de réflexion, HFSS, antenne bibande, multicouche et multibande antenne, large bande et ultralarge bande, antenne en anneau

**Abstract:** A fast technological development in the telecommunications domain, as mobile telephony, wireless networks, TV over Satellite, Radar Applications (civil or military)...etc, is observed. This considerable growth has led to enormous needs and caused a major technological evolution in antennas. These have to face different needs such as gain improvement, bandwidth enlargement, and different existing problems, such as cost and overcrowding...etc. Though, our goal is to design antenna topologies that are simple, having low overcrowding and relatively with high gain operating in multiband and/or ultra large. To achieve this we headed to Dielectric Resonator Antennas (DRA) in UHF and SHF bands. Recently they have been the subject of several studies and have gained great interest from both academic and industrial sectors. Due to their diverse and simple geometries, they can be fed with different usual techniques. Furthermore, they can be smaller than patch antennas. The first part of this work has focused on the study of cylindrical DRAs, and then a validation of the simulating tool has been done after comparison with measurement results. For a multi-standard utilization, enlargement antennas' operating bands, to have bi-band behaviour, get a modification of the resonant frequency and also a reduction of the overcrowding, the second part is dedicated to the study of new resonator topologies based on a vertical and radial stack of two cylinders, and then a multilayer and ring topologies. The obtained results found their applications in GSM900-DCS1800-UMTS-WiFi...

**Key words:** Dielectric resonator cylindrical antenna, return loss, HFSS, dual band antenna, multilayer and multiband antenna, wideband and ultra-wideband antenna, ring antenna

**ملخص:** أدى التقدم التكنولوجي المتنامي في مجال الاتصالات كالهاتف المحمول, الشبكات اللاسلكية, استخدامات الرادار (مدنية و عسكرية) ...الخ, أدى الى احتياجات كبيرة و كان سببا لتطور تكنولوجي كبير على مستوى الهوائيات التي عليها ان تواجه عقبات مختلفة كتحسين معامل الكسب, توسيع عرض النطاق الترددي, التكلفة و الازدحام...الخ. هدفنا اذا هو تصميم طوبولوجيا هوائيات بسيطة ذات معامل كسب مرتفع نسبيا مع ازدحام قليل قادرة على الاشتغال في نطاق ترددي متعدد النطاقات و/أو عريض. لأجل هذا أبدينا في هذه المذكرة اهتماما للهوائيات ذات عنصر تجاوب من مادة عازلة في نطاق التردد UHF و SHF و التي كانت مؤخرا محل دراسات و بحوث كثيرة و حازت اهتمام العالم الأكاديمي و الصناعي لإمكانية تزويدها بالطاقة بطرق عديدة لبساطة أشكالها الهندسية و بساطتها بالإضافة لكونها أصغر من مثيلاتها الهوائيات المسطحة. في الجزء الأول من هذا العمل ركزنا على دراسة الهوائيات ذات عنصر تجاوب من مادة عازلة اسطوانية الشكل, ثم المصادقة على أداة العمل (برنامج المحاكاة) بعد المقارنة مع نتائج القياسات. من أجل استعمال متعدد المعايير, توسعة نطاق تردد اشتغال الهوائيات, الحصول على أداء ثنائي القطب, الحصول على تغيير في تردد الرنين و أيضا التقليل من الازدحام, قمنا في الجزء الثاني بدراسة طوبولوجيا ذات عنصر تجاوب جديدة مرتكزة على تكديس اسطوانتين عموديا و دائريا, و من ثم طوبولوجيا متعددة الطبقات و طوبولوجيا حلقيّة. النتائج المتحصل عليها يمكن استعمالها في مجالات GSM900-UMTS, DSC1800, WiFi...

**لمصطلحات:** هوائيات ذات عنصر تجاوب من مادة عازلة, هوائي اسطواني, معامل الانعكاس, برنامج الحاسوب HFSS, الهوائيات مزدوجة التردد, هوائي متعدد الطبقات و متعدد نطاقات التردد, نطاق تردد عريض, نطاق تردد عريض جدا, هوائي حلقي

