



Université Sidi Mohamed Ben Abdellah
Ecole doctorale : Science et Techniques de l'Ingénieur
Laboratoire Signaux, Systèmes et Composants
Laboratoire Energies Renouvelables et Systèmes
Intelligents

Université Côte d'Azur
Ecole doctorale : Sciences et Technologies de
l'Information et de la Communication
Laboratoire d'Electronique, Antennes et
Télécommunications

Thèse de Doctorat

En cotutelle internationale
Présentée en vue de l'obtention du grade de
Docteur de l'Université Sidi Mohamed Ben Abdellah
et
Docteur de l'Université Côte d'Azur

Discipline
Électronique

par
Kaoutar Allabouche

Etude, conception et caractérisation de nouvelles topologies d'Antennes à Résonateurs Diélectriques : Application aux nouveaux systèmes de communications sans fil

Dirigée par : Najiba EL Amrani El Idrissi, Mohammed Jorio / Jean-Marc Ribero

Soutenue : le 14/12/2017

Devant le jury composé de :

Mohamed Hassan Saad Noura Najiba Mohammed Jean-Marc Fabien Leonardo	Himdi Ammor Bennani Aknine El Amrani Jorio Ribero Ferrero Lizzi	Professeur des universités, Université de Rennes 1 Professeur de l'ES, Université Mohamed V Professeur de l'ES, Université SMBA Professeur de l'ES, Université Abdelmalek Saadi Professeur de l'ES, Université SMBA Professeur de l'ES, Université SMBA Professeur des universités, Université Côte d'Azur Maitre de conférences HDR, Université Côte d'Azur Maitre de conférences, Université Côte d'Azur	Rapporteur Rapporteur Rapporteur Examinateur Directeur de thèse Directeur de thèse Directeur de Thèse Co-directeur de Thèse Co-encadrant/Invité
---	---	--	---

Remerciements

« Si j'ai vu si loin, c'est que j'étais monté sur des épaules de géants »

Isaak Newton

J'avoue qu'en écrivant ces lignes, de fortes émotions m'ont envahies, et de nombreux souvenirs se sont bousculés dans ma tête. Cet instant marque pour moi la fin d'une expérience exceptionnelle jalonnée de difficultés, que j'ai pu confronter grâce aux géants qui m'ont épaulée durant toutes ces années et auxquels j'ai le plaisir d'adresser mes remerciements.

*Gloire et louange à **ALLAH**, le Tout Puissant, qui m'a guidé pour frayer mon chemin vers le succès, et m'a donné courage, patience et persévérance, durant toutes ces longues années d'études afin que je puisse arriver à ce stade, et accomplir ce projet de thèse.*

*De prime abord, je tiens à exprimer mes sincères remerciements à mes directeurs de thèse : Mme. **Najiba El Amrani El Idrissi** et M. **Mohammed Jorio** : Professeurs à l'Université Sidi Mohamed Ben Abdellah et M. **Jean-Marc Ribero** et M. **Fabien Ferrero** : Professeurs à l'Université Côte d'Azur de Nice, pour m'avoir permis de relever le défi de la cotutelle. Je les remercie aussi pour m'avoir fait bénéficier de leurs grandes compétences scientifiques, pour le temps, la patience et la confiance qu'ils m'ont accordées, et pour les pertinents conseils qu'ils m'ont prodigués.*

*Merci à Mme Najiba et M. Jorio de m'avoir choisie pour ce sujet de thèse, pour vos encouragements, votre patience, votre suivi et surtout d'avoir cru en mes capacités. Merci pour votre travail acharné à mes côtés. **Je vous souhaite une vie jalonnée de bonheur et de succès !***

*Un grand Merci à M. Ribero d'avoir accepté de diriger mes travaux de thèse dans le cadre d'une cotutelle, de m'avoir soutenue lors des moments difficiles, en particulier lors de mon dernier séjour en France. **Merci pour votre sympathie et gardez votre beau sourire !***

*J'adresse une dette de reconnaissance à M. Ferrero, d'abord de m'avoir aidée en permanence à mener à bien mes travaux de recherche, à travers ses idées et remarques pertinentes, de m'avoir guidée, et surtout de m'avoir fait bénéficier de sa grande expérience scientifique ainsi que sa patience avec les mesures qui n'étaient pas facile à accomplir. **Des pages ne suffiront jamais pour rendre hommage à la hauteur de ta grande disponibilité. Je te prie Fabien, de trouver ici l'expression de ma gratitude et d'accepter mes très sincères remerciements !***

*J'associe à ces remerciements M. **Leonardo Lizzi**, Maître de conférences à l'Université Côte d'Azur de Nice, qui a également encadré mes travaux pendant ces années de thèse. Il a su me donner de précieuses directives tout en me laissant une ample autonomie. Je le remercie d'avoir partagé avec moi sa passion pour la recherche, que j'ai grandement appréciée. **Grazie mille per la tua gentilezza e la tua simpatia Leo !***

Je vous remercie encore Fabien et Leo, vous étiez plus que des encadrants... des amis !

*Je remercie M. **Mohammed Himdi**, Professeur à l'Université de Rennes I, M. **Hassan Ammor** Professeur à l'Université Mohamed V et M. **Saad Doss Bennani** Professeur à l'Université Sidi*

Remerciements

Mohamed Ben Abdellah, qui m'ont fait un grand honneur, en acceptant d'être les rapporteurs de ce travail. Qu'ils trouvent ici toute ma reconnaissance.

Je remercie Mme. **Noura Aknin**, Professeur de l'université Abdelmalek Essaâdi, de m'avoir fait l'honneur de bien vouloir examiner ce travail de thèse.

Je remercie **Fabien** pour m'avoir épaulé tous les jours dans la construction de ce travail, de son aide précieuse et permanente aussi bien morale que scientifique, surtout dans cette période éprouvante qu'est la dernière ligne droite. **Un grand merci Bafien !**

Je ne saurai oublier de gratifier les efforts de **Oualid** et **Abdellah**, mes brillants compatriotes, qui n'ont jamais cessé de m'aider durant tous mes séjours en France, scientifiquement et mentalement. **Merci infiniment à vous deux et bon courage dans votre carrière professionnelle !**

Je pense maintenant à ma chère amie et sœur **Florence**, pour son soutien, son aide et pour son amour sincère envers moi. **Tu resteras gravée dans ma mémoire à jamais !**

Il m'est extrêmement agréable de remercier mes collègues maliens : **Cheick** et **Chaka** pour leur sympathie et bonne ambiance. **Vous avez donné une belle image du Mali !**

Je n'oublierai pas : **Mathieu, Van Hieu, David, Brice, Emna, Omar, Ahmed, Rania** qui m'ont vraiment marquée avec leur gentillesse et précieuse aide dans mes moments difficiles, sans oublier **Assan, Lamia, Youssef, Badia, Sara, Amal, Akimu, Calypso, Ameni, Michael**

Merci à tous les thésards et stagiaires des trois laboratoires pour tous les bons moments. La liste des remerciements est longue et plusieurs prénoms ne pourront pas être cités dans ce peu de lignes. Je peux juste dire que j'ai pris amplement du plaisir à venir travailler chaque matin. Tous les membres des trois laboratoires, permanents et non-permanents, ont tous de grandes qualités aussi bien humaines que scientifiques, qui méritent d'être soulignées.

Je ne saurai terminer ces remerciements sans témoigner de ma reconnaissance profonde à mes chers frères que j'aime très fort : **Mohammed** et **Abdelmadjid**, qui m'ont encouragée et apportée leur soutien tout au long de cette thèse. Un remerciement spécial à toi **Mohammed** pour ton aide financière et morale, **tu es plus qu'un frère... un deuxième père !**

Je garde le meilleur pour la fin : **merci** mes chers parents **Malika** et **Saïd** pour votre soutien pendant les bons et les mauvais moments. **Merci** pour votre attention de chaque instant. **Merci** de m'avoir encouragé et permis d'entreprendre et supporter les difficultés de cette thèse. **Merci** pour votre grand soutien financier. **Merci** de m'avoir appris que l'on continuait d'avancer même après avoir pensé qu'il était impossible de le faire, que je peux affronter les obstacles de la vie, que je suis vraiment forte et que mes rêves se réaliseront un jour. **Je tiens à vous rendre hommage dans ce manuscrit, car sans vous, je n'en serais jamais arrivée à ce stade-là !**

Nice, le 10 octobre 2017

A.K

Résumé

De nos jours, la croissance du trafic d'informations entraîne un développement technologique spectaculaire dans le domaine des télécommunications, qu'il s'agisse de réseau cellulaire, télévision, satellite, WIFI ou autres applications. Cette révolution a engendré d'énormes besoins et suscite une évolution technologique prodigieuse dans le domaine de la conception des antennes. Ces dernières se doivent de répondre aux différentes exigences, telles que la diminution de l'encombrement et des interférences électromagnétiques, la robustesse à l'environnement proche, l'augmentation du gain, l'élargissement de la bande passante, l'intelligence, etc. Les travaux menés dans cette thèse s'orientent surtout vers la conception de nouvelles topologies d'antennes simples, à faible encombrement, intelligentes, insensibles à l'environnement, large et ultra large bande... Notre intérêt s'est porté sur les antennes à résonateurs diélectriques (ARD).

Dans le domaine de l'internet des objets, nous avons conçu et réalisé une antenne filtre, à base d'une jonction fente-résonateur diélectrique de forme rectangulaire en vue d'une intégration dans les dispositifs dédiés à ces applications.

Pour des applications liées à la télémétrie, et plus précisément les compteurs intelligents, nous avons conçu et réalisé une antenne à base d'un résonateur diélectrique de forme cylindrique. Ces antennes intégrées dans des dispositifs où les sources de perturbations sont très présentes, ont montré une grande robustesse et une insensibilité à leur proche environnement.

Par ailleurs, nous avons proposé deux nouvelles topologies d'antennes larges et ultra larges bandes. La première est un anneau cylindrique, constitué de quatre quartiers avec deux permittivités différentes. Un gap d'air a été introduit séparant le résonateur en deux. Cette structure innovante, confère à notre antenne une large bande et des caractéristiques de rayonnement stables. Cette antenne a servi comme élément de base pour proposer une antenne réseau agile en diagramme de rayonnement. La seconde, est dans la continuité de la première structure pour laquelle nous avons adopté une nouvelle technique d'alimentation ainsi qu'une diminution des dimensions du plan de masse. L'antenne obtenue propose alors des caractéristiques adaptées à des applications ultra large bande.

Mots clés : Antennes à résonateurs diélectriques, Antenne large bande, Antenne ultra large bande, internet des objets, antenne filtre, compteurs d'énergie...

Abstract

Nowadays, the constant increase of information traffic leads to a spectacular technological development in the field of telecommunications, whether it is cellular network, television, satellite, WIFI or other applications. This revolution is creating new needs and is inspiring a phenomenal technological evolution in the field of antenna design. Modern antennas in fact must meet increasingly harder requirements in terms of compactness, electromagnetic interference reduction, robustness to environment, increased gain, broadband bandwidth, intelligence, etc.

The work carried out in this thesis mainly focuses on the design of new simple antenna topologies of small size, intelligent, insensitive to environment, broad and ultra-wide band. In particular, our interest focused on antennas based on Dielectric Resonators (DRs).

In the field of the Internet of Things (IoT), we designed and realized a high-Q filter antenna based on a slot loaded rectangular dielectric resonator suitable for integration in compact IoT devices.

We also designed and characterized an antenna based on a cylindrical shaped dielectric resonator (CDR). This antenna, which has been proposed to be integrated in smart meter devices, where interference sources are very present, has shown a great robustness to the surrounding environment.

In addition, we proposed two new broadband and ultra-wideband antenna topologies. The first one is based on a cylindrical ring resonator, divided in four quarters characterized by two different permittivities. An air gap was inserted separating the resonator in two parts. This innovative structure gives our antenna a wide band behavior and stability in terms of radiation pattern. This structure has been used in an array configuration to achieve a reconfigurable radiation pattern. Starting from this work, the second antenna achieves an ultra-wideband behavior by adopting a new feeding technique as well as a reduced ground plane.

Keywords: Dielectric Resonator Antennas, Wideband antennas, ultra-wideband antennas, internet of things, filter antenna, smart meter devices...

ملخص

في الوقت الحاضر، أدت الزيادة المستمرة في حركة المعلومات إلى تطور تكنولوجي مذهل في مجال الاتصالات سواء تعلق الأمر بالشبكة الخلوية، أو التلفاز، أو الأقمار الاصطناعية، أو واي في أو غيرها من التطبيقات. وهذه الثورة بطبيعة الحال خلقت احتياجات جديدة كما أنها لا زالت تلهم التطور التكنولوجي الهائل في مجال تصميم الهوائي. ويجب أن تستوفي الهوائيات الحديثة في الواقع متطلبات متزايدة الصعوبة من حيث التراص، والحد من التداخل الكهرومغناطيسي، والمحافظة على البيئة، وزيادة المكاسب، وعرض النطاق الترددي، والاستخبارات، وما إلى ذلك. ويركز العمل المضطلع به في هذه الرسالة على تصميم طوبولوجيا جديدة و بسيطة للهوائيات ذات الحجم الصغير تكون ذكية و مقاومة للظروف البيئية و ذات نطاق واسع جدا. وسنركز اهتمامنا على الهوائيات التي تعتمد أساسا على الرنانات العازلة (DR).

اما في مجال أنترنت الأشياء فقد قمنا بتصميم وإنجاز فلتر هوائي ذو جودة عالية على أساس فتحة حاملة للرنانات العازلة و مناسبة للتكامل في الأجهزة المدمجة. كما قمنا بتصميم و تسمية هوائي على أساس رنانات عازلة أسطوانية الشكل، و قد أظهر هذا الهوائي الذي يقترح دمج في أجهزة العدادات الذكية حيث تكون مصادر التداخل حاضرة بقوة ، صلابة كبيرة للظروف البيئية المحيطة .

و بالإضافة إلى ذلك اقترحنا طبقتين جديدتين للنطاق العريض، يستند الأول على أساس عازل رنان أسطواني الشكل مقسم إلى أربعة أرباع تتميز اثنتين منها برنانات مختلفة.

وقد تم إدخال فجوة هوائية لفصل هذه الرنانات العازلة إلى جزأين وهذا الهيكل المبتكر بالطبع يعطي للهوائي لدينا نطاق عمل واسع و مستقر من حيث نمط و نوع الإشعاع، و قد تم استخدام هذا الهيكل بالفعل في إنجاز مجموعة من التكوينات لتحقيق إعادة تشكيل نمط الإشعاع. وبناءا على ذلك يحقق الهوائي الثاني عملا على نطاق واسع من خلال اعتماد تقنية جديدة للتغذية.

المصطلحات الرئيسية: هوائيات ذات عنصر تجاوب من مادة عازلة ، هوائي ذو نطاق تردد عريض ، هوائي ذو نطاق تردد عريض جدا ، أنترنت الأشياء ، فلتر هوائي، العدادات الذكية

Table des matières

Remerciements	3
Résumé	5
Abstract.....	6
ملخص	7
Liste des figures	15
Liste des tableaux	21
Introduction Générale	23
Chapitre I - Contexte Général de l'étude et l'état de l'art.....	25
I. Contexte de l'étude	27
II. Les antennes à résonateurs diélectriques	28
II. 1. Généralités sur les résonateurs diélectriques	28
II.1.1. Définition.....	28
II.1.2. Principe de fonctionnement	28
II.1.3. Forme d'antennes à résonateurs diélectriques	29
II.1.4. Mécanismes de couplages des antennes à résonateurs diélectriques.....	30
II.1.5. Techniques d'amélioration de la bande passante.....	32
II.1.6. Les antennes à résonateurs diélectrique multi-bandes.....	33
II.1.7. Techniques de miniaturisation des antennes à résonateurs diélectriques	35
II.1.8. Amélioration du gain des ARD	36
II.1.9. Matériaux utilisés pour les ARD	37
II. 2. Les antennes à résonateurs diélectriques cylindriques	40
II.2.1. Présentation	40
II.2.2. Modes de résonance et nomenclature	40
II.2.3. Les modes transverses électriques ou modes $TE_{m,n,p}$	42

Table des matières

II.2.4. Les modes transverses magnétiques ou modes $TM_{m,n,p}$	46
II.2.5. Les modes hybrides ou modes $HEM_{m,n,p}$	48
II. 3. Antennes à résonateurs diélectriques rectangulaires (ARDR).....	50
II.3.1. Présentation	50
II.3.2. Modes de résonance.....	51
III. Outils de simulation et mesures.....	54
III. 1. Méthodes numériques	55
III.1.1. Méthodes des moments	55
III.1.2. Méthodes des éléments finis	55
III.1.3. Méthode d'intégration finie.....	56
III. 2. Logiciels de simulation	56
III.2.1. HFSS	56
III.2.2. CST.....	56
III. 3. Outils de mesures expérimentales	57
III.3.1. Mesure du coefficient de réflexion.....	57
III.3.2. Mesures de l'efficacité et du diagramme de rayonnement.....	58
IV. Conclusion	59
V. Références	60
Chapitre II - Antenne filtre à fente chargée par résonateur diélectrique rectangulaire.....	69
I. Introduction.....	71
II. Contexte de l'étude et généralités	72
II. 1. L'internet des objets	72
II.1.1. Définition.....	72
II.1.1. La technologie LoRa	73
II. 2. Les antennes à facteur de qualité élevé.....	73

II. 3. Les antennes filtres	74
III. Etude et conception de l'antenne filtre à 868 MHz	78
III. 1. Mise en équation du modèle théorique proposé.....	78
III. 2. Choix de la fente elliptique	79
III. 3. Spécifications géométriques de l'antenne filtre	81
III.3.1. Description de l'antenne filtre.....	81
III.3.2. Etudes paramétriques	83
IV. Performances simulées et validation expérimentale.....	86
IV. 1. Méthode de mesure en connecteur SMA	88
IV.1.1. Prototype fabriqué.....	88
IV.1.2. Présentation et analyse des résultats	89
IV. 2. Méthode de mesure en module autonome avec batterie	95
IV.2.1. Prototype fabriqué.....	96
IV.2.2. Présentation et analyse des résultats	98
V. Conclusion.....	102
VI. Bibliographie	104
Chapitre III - Robustesse des antennes à résonateurs diélectriques.....	107
I. Introduction.....	109
II. Intérêt de l'étude et problématique adressée.....	110
III. Etude de la sensibilité des antennes à résonateur diélectrique à une perturbation de type métallique : cas d'une forme cylindrique	113
III. 1. Analyse modale de l'antenne à résonateur diélectrique cylindrique.....	114
III.1.1. Mode $TE_{01\delta}$	115
III.1.2. Mode $TM_{01\delta}$	117
III.1.3. Mode $HEM_{11\delta}$	120
III. 2. Effet de la perturbation métallique sur le mode excité.....	123

Table des matières

III.2.1. Mode $TE_{01\delta}$	124
III.2.2. Mode $TM_{01\delta}$	125
III.2.3. Mode $HEM_{11\delta}$	126
III. 3. Performances du mode $HEM_{11\delta}$	127
IV. Validation expérimentale et performances du mode $HEM_{11\delta}$	131
IV. 1. Prototype fabriqué.....	132
IV. 2. Présentation et analyse des résultats	133
IV.2.1. Validation expérimentale du prototype.....	133
IV.2.2. Performances expérimentales du mode HEM.....	137
V. Conclusion	141
VI. Bibliographie	143
Chapitre IV - Conception et Analyse d'une antenne à RD pour des applications LB et ULB	145
I. Introduction	147
II. Mise en contexte et cadre réglementaire	148
III. Antenne à RD stratifiée pour les applications large bande (LB)	148
III. 1. Etude d'une antenne à RDC en stratification horizontale	149
III.1.1. Evolution de la géométrie de l'antenne proposée	149
III.1.2. Optimisation et études paramétriques	154
III.1.3. Structure finale	161
III. 2. Configuration en réseau linéaire	165
III.2.1. Géométrie du réseau.....	165
III.2.2. Résultats et discussion.....	166
III. 3. Configuration en réseau agile en diagramme de rayonnement	168
III.3.1. Géométrie du réseau.....	168
III.3.2. Résultats et discussion.....	169

IV. Antenne à RD stratifiée pour les applications ultra large bande (ULB)	174
IV. 1. Spécifications géométriques.....	174
IV. 2. Etudes paramétriques	175
IV. 3. Résultats de simulation et discussions	176
V. Conclusion	179
VI. Bibliographie	181
Conclusion générale et Perspectives.....	183
Liste des publications.....	185

Liste des figures

Chapitre I

Figure I- 1 Comparaison entre les coefficients de réflexion d'une antenne micro-ruban et à résonateur diélectrique [21].....	29
Figure I-2 Différentes formes d'antennes à résonateurs diélectriques	30
Figure I-3 Résonateur diélectrique cylindrique excité par câble coaxial [7]	31
Figure I-4 Résonateur diélectrique cylindrique excité par fente rectangulaire [7].....	31
Figure I-5 Résonateur diélectrique cylindrique excité par ligne micro-ruban [7].....	31
Figure I-6 Prototype de l'antenne à résonateur diélectrique empilé proposé dans [38].....	32
Figure I-7 Prototype de l'antenne à résonateur diélectrique fractale [42].....	33
Figure I-8 Géométrie de l'antenne multi-bande proposée dans [55]	34
Figure I-9 Prototype de l'antenne multi-permittivité proposée dans [57].....	34
Figure I-10 : Champs E et H d'une ARD rectangulaire posée sur un plan de masse et l'influence de l'insertion d'une plaque métallique sur une de ses faces latérales [62].....	35
Figure I-11 Antenne à résonateur diélectrique multicouches excitée par une ligne micro ruban [62]	36
Figure I-12 Prototype de l'antenne ARD compacte proposée dans [66]	36
Figure I-13 Modèle de l'antenne ARD cylindrique proposée dans [68].....	37
Figure I-14 Antenne à résonateur diélectrique multi-permittivité (Modèle en simulation et prototype expérimental) [50].....	38
Figure I-15 Prototype proposé pour les applications multi-bandes [56].....	38
Figure I-16 Antenne à résonateur diélectrique rectangulaire proposé pour les applications large bande [73].....	39
Figure I-17 Configuration de l'antenne à résonateur cylindrique [7]	40
Figure I-18 Résonateur diélectrique cylindrique (repère en coordonnées cylindrique).....	41
Figure I-19 Différents plans du résonateur cylindrique isolé.....	43
Figure I-20 : Lignes des champs électrique et magnétique du mode $TE_{01\delta}$ [19]	43
Figure I-21 Résonateur diélectrique cylindrique posé sur un plan de masse fini	44
Figure I-22 Excitation du résonateur cylindrique en mode $TE_{01\delta}$ via :	46
Figure I-23 Méthodes de couplage du mode $TE_{01\delta}$ [79]	46
Figure I-24 Lignes des champs électrique et magnétique du mode $TM_{01\delta}$	47
Figure I-25 Méthodes de couplage du mode $TM_{01\delta}$ [79].....	48
Figure I-26 Lignes des champs électrique et magnétique du mode $HEM_{11\delta}$	49

Liste des figures

Figure I-27 Méthodes de couplage du mode $HEM_{11\delta}$ [79].....	50
Figure I-28 Antenne à résonateur diélectrique rectangulaire posée sur un plan de masse.....	51
Figure I-29 Distribution des champs électrique et magnétique du mode TE_{111}	52
Figure I-30 Antenne à RD rectangulaire excitée en mode TE_{111} par câble coaxial.....	54
Figure I- 31 Analyseur de réseau vectoriel (VNA)	58
Figure I-32 La station SATIMO pour les mesures d'efficacité.....	58

Chapitre II

Figure II- 1 Exemple de communication machine à machine.....	73
Figure II- 2 Prototype de mesure de l'antenne à haut coefficient Q à proximité de l'utilisateur [10]	74
Figure II- 3 Exemple synoptique d'architecture d'un système de communication en réception	75
Figure II- 4 Prototype de l'antenne filtre fabriquée dans [13]	76
Figure II- 5 Photo de l'antenne filtre présentée dans [15]	76
Figure II- 6 Structure de l'antenne filtre proposée dans [16].....	77
Figure II- 7 Configuration simulée à base de fentes elliptique et rectangulaire.....	80
Figure II- 8 Impact de la fente choisie sur l'efficacité totale	80
Figure II- 9 Structure de l'antenne filtre étudiée : Vue latérale	82
Figure II- 10 Structure de l'antenne filtre étudiée : Vue de dessus.....	82
Figure II- 11 Adaptation de l'antenne en fonction de R_{min}	84
Figure II- 12 Adaptation de l'antenne en fonction de R_{max}	85
Figure II- 13 Adaptation de l'antenne en fonction de L_s	85
Figure II- 14 Effet de la permittivité du résonateur diélectrique sur la fréquence de résonance	86
Figure II- 15 La machine LPKF Laser & Electronics	87
Figure II- 16 Prototype fabriqué : (a) Vue de dessus , (b) vue de dessous.....	88
Figure II- 17 Antenne filtre sous test montée sur le positionneur et alimentée par fibre optique pour la caractérisation de l'antenne en champ lointain.....	89
Figure II- 18 Coefficients de réflexion mesuré et simulé de l'antenne filtre.....	90
Figure II- 19 Variation de l'efficacité totale en fonction de la fréquence	91
Figure II- 20 Diagramme de rayonnement 2D obtenu en mesure et simulation : plan XZ.....	92
Figure II- 21 Diagramme de rayonnement 2D obtenu en mesure et simulation : plan YZ.....	92
Figure II- 22 Diagramme de rayonnement 2D obtenu en mesure et simulation : plan XY	93
Figure II- 23 Diagramme de rayonnement 3D mesuré	93

Liste des figures

Figure II- 24 Le gain simulé et mesuré de l'antenne proposée en fonction de la fréquence....	94
Figure II- 25 Eléments constituant le module RF iM881A	95
Figure II- 26 Photographie du module RF iM881A.....	96
Figure II- 27 Prototype fabriqué : (a) Vue de dessous , (b) vue de dessus.....	97
Figure II- 28 Antenne filtre sous test montée sur le positionneur et alimentée en utilisant le module RF autonome pour la caractérisation de l'antenne en champ lointain	97
Figure II- 29 Le gain simulé et mesuré de l'antenne proposée en fonction de la fréquence....	98
Figure II- 30 Composantes principale et croisée du champ simulé et mesuré dans le plan $\varphi = 0^\circ$	100
Figure II- 31 Composantes principale et croisée du champ simulé et mesuré dans le plan $\varphi = 90^\circ$	100
Figure II- 32 Composantes principale et croisée du champ simulé et mesuré dans le plan azimutal	101
Figure II- 33 Diagramme de rayonnement 3D mesuré	101

Chapitre III

Figure III- 1 Exemple d'un boîtier de compteur électrique.....	111
Figure III- 2 Configuration de l'antenne à résonateur diélectrique de forme (a) : cylindrique et (b) : rectangulaire, étudiée dans [8]	112
Figure III- 3 Configuration de l'antenne proposée dans [9]	112
Figure III- 4 Structure de l'antenne étudiée dans [10]	113
Figure III- 5 Configuration de l'antenne à résonateur diélectrique excitée en mode $TE_{01\delta}$	115
Figure III- 6 Effet de la longueur de la ligne d'alimentation sur l'adaptation de l'antenne	116
Figure III- 7 Coefficient de réflexion de l'ARDC excitée en mode $TE_{01\delta}$	116
Figure III- 8 Configuration du champ électrique du mode $TE_{01\delta}$	117
Figure III- 9 Configuration du champ magnétique du mode $TE_{01\delta}$	117
Figure III- 10 Configuration de l'antenne à résonateur diélectrique excitée en mode $TM_{01\delta}$	118
Figure III- 11 Effet de la hauteur du câble coaxial sur l'adaptation de l'antenne.....	118
Figure III- 12 Coefficient de réflexion de l'ARDC excitée en mode $TM_{01\delta}$	119
Figure III- 13 Configuration du champ électrique du mode $TM_{01\delta}$	119
Figure III- 14 Configuration du champ magnétique du mode $TM_{01\delta}$	120
Figure III- 15 Configuration de l'antenne à résonateur diélectrique excité en mode $HEM_{11\delta}$	120
Figure III- 16 Effet des dimensions de la ligne sur l'adaptation de l'antenne.....	121

Liste des figures

Figure III- 17 Coefficient de réflexion de l'ARDC excité en mode $HEM_{11\delta}$	122
Figure III- 18 Configuration du champ électrique du mode $HEM_{11\delta}$	122
Figure III- 19 Configuration du champ magnétique du mode $HEM_{11\delta}$	123
Figure III- 20 Scénario de l'ARDC avec la plaque métallique	124
Figure III- 21 Effet de la plaque métallique sur l'antenne excitée en mode $TE_{01\delta}$	125
La même étude a été accomplie pour le mode $TM_{01\delta}$. La Figure III- 22 présente la réponse du coefficient de réflexion simulé en fonction de la distance d	125
Figure III- 22 Effet de la plaque métallique sur l'antenne excitée en mode $TM_{01\delta}$	126
Figure III- 23 Effet de la plaque métallique sur l'antenne excitée en mode $HEM_{11\delta}$	127
Figure III- 24 Effet de la plaque métallique sur le diagramme de rayonnement dans le plan : $\varphi = 0^\circ$	128
Figure III- 25 Effet de la plaque métallique sur le diagramme de rayonnement dans le plan : $\varphi = 90^\circ$	128
Figure III- 26 Effet de la plaque métallique sur le diagramme de rayonnement dans le plan : $\theta = 90^\circ$	129
Figure III- 27 Scénario de la plaque métallique en face du résonateur diélectrique : (1) la plaque couvre la moitié du RD ; (2) la plaque se trouve à proximité du RD ; (3) Position arbitraire.....	129
Figure III- 28 Effet de la position de la plaque sur le coefficient de réflexion simulé de l'antenne.....	130
Figure III- 29 Configuration de l'antenne RDC excitée en mode $HEM_{11\delta}$ simulé sous HFSS	132
Figure III- 30 Prototype réalisé de l'ARDC excitée en mode $HEM_{11\delta}$	132
Figure III- 31 Coefficients de réflexion simulé et mesuré.....	133
Figure III- 32 Configuration du champ électrique.....	134
Figure III- 33 Configuration du champ magnétique	134
Figure III- 34 Diagramme de rayonnement 2D obtenu en mesure et simulation : plan $\varphi = 0^\circ$	135
Figure III- 35 Diagramme de rayonnement 2D obtenu en mesure et simulation : plan $\varphi = 90^\circ$	135
Figure III- 36 Diagramme de rayonnement 2D obtenu en mesure et simulation : plan : $\theta = 90^\circ$	136
Figure III- 37 Efficacité totale simulée et mesurée.....	136
Figure III- 38 Scénario de mesure de l'ARDC avec la plaque métallique	137
Figure III- 39 Effet de la plaque sur le coefficient de réflexion mesuré de l'antenne	138
Figure III- 40 Effet de la plaque métallique sur le diagramme de rayonnement dans le plan : $\varphi = 0^\circ$	139

Liste des figures

Figure III- 41 Effet de la plaque métallique sur le diagramme de rayonnement dans le plan : $\varphi = 90^\circ$	139
Figure III- 42 Effet de la plaque métallique sur le diagramme de rayonnement dans le plan : $\theta = 90^\circ$	140
Figure III- 43 Effet de la position de la plaque sur le coefficient de réflexion mesuré de l'antenne.....	140

Chapitre IV

Figure IV- 1 Passage à la forme multi-permittivité avec rotation du gap d'air.....	150
Figure IV- 2 Coefficient de réflexion correspondant aux quatre configurations étudiées	151
Figure IV- 4 Structure globale de l'antenne avec deux gaps d'air	152
Figure IV- 5 Premier scénario de la structure avec deux gaps d'air	152
Figure IV- 6 Deuxième scénario de la structure avec deux gaps d'air.....	153
Figure IV- 7 Variation du coefficient de réflexion pour le premier scénario	153
Figure IV- 8 Variation du coefficient de réflexion pour le deuxième scénario	154
Figure IV- 9 Configuration de l'antenne proposée	155
Figure IV- 10 Influence de R_{ext} sur le coefficient de réflexion.....	156
Figure IV- 11 Influence de R_{int} sur le coefficient de réflexion	156
Figure IV- 12 Influence de h_{RD} sur le coefficient de réflexion.....	157
Figure IV- 13 Influence de d sur le coefficient de réflexion	158
Figure IV- 14 Influence de α sur le coefficient de réflexion.....	158
Figure IV- 15 Influence de Wf sur le coefficient de réflexion	159
Figure IV- 16 Influence de Lf sur le coefficient de réflexion.....	160
Figure IV- 17 Influence de la permittivité sur le coefficient de réflexion	160
Figure IV- 18 Influence de la permittivité sur le coefficient de réflexion	161
Figure IV- 19 Coefficient de réflexion de l'antenne proposée.....	163
Figure IV- 20 Efficacité de l'antenne proposée	163
Figure IV- 21 Gain total 3D simulé à 2GHz	164
Figure IV- 22 Stabilité du diagramme de rayonnement	164
Figure IV- 23 Diviseur de puissance en jonction T.....	165
Figure IV- 24 Configuration du réseau d'antenne linéaire.....	166
Figure IV- 25 Coefficient de réflexion simulé pour le réseau linéaire à quatre éléments.....	167
Figure IV- 26 Gain 3D simulé à 2 GHz	167
Figure IV- 27 Directivité 3D simulé à 2 GHz	168
Figure IV- 28 Diviseur de puissance simple	169

Liste des figures

Figure IV- 29 Configuration du réseau agile en diagramme de rayonnement	169
Figure IV- 30 Paramètres S simulés en fonction de la fréquence	170
Figure IV- 31 Diagrammes de rayonnement en mode faisceaux commutés.....	171
Figure IV- 32 Diagramme de rayonnement 3D : Etat 1	172
Figure IV- 33 Diagramme de rayonnement 3D : Etat 2	172
Figure IV- 34 Diagramme de rayonnement 3D : Etat 3	173
Figure IV- 35 Configuration de l'antenne Ultra large bande	174
Figure IV- 36 Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la longueur du plan de masse	175
Figure IV- 37 Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet du paramètre y	176
Figure IV- 38 Coefficient de réflexion simulé de l'antenne proposée en fonction de la fréquence	177
Figure IV- 39 Efficacité simulée de l'antenne proposée en fonction de la fréquence	177
Figure IV- 40 Diagramme de rayonnement 2D simulé à : 3.5 GHz et 4.5 GHz	178
Figure IV- 41 Diagramme de rayonnement 2D simulé à : 6.4 GHz et 9.5 GHz	178
Figure IV- 42 Diagramme de rayonnement 2D simulé à : 12.9 GHz et 13.6 GHz	179

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau I- 1 Différents matériaux utilisés pour la conception des ARD	39
---	----

Chapitre II

Tableau II-1 Dimensions de l'antenne filtre proposée	83
Tableau II- 2 Réponse de filtrage en fonction de la fréquence	94
Tableau II- 3 Réponse de filtrage en fonction de la fréquence	99
Tableau II- 4 Tableau récapitulatif de la comparaison des deux prototypes d'antennes	102
Tableau II- 5 Comparaison entre l'antenne filtre proposée et les autres antennes filtre existantes	103

Chapitre III

Tableau III- 1 Comparaison des trois modes fondamentaux excités dans une Antenne à résonateur diélectrique	131
Tableau III- 2 Comparaison de l'étude proposée avec les travaux de la littérature utilisant des céramiques à haute permittivité.....	142

Chapitre IV

Tableau IV- 1 Paramètres géométriques optimisés de l'antenne proposée.....	162
Tableau IV- 2 Les trois états de rayonnement sélectionnés	170
Tableau IV- 3 Comparaison entre les différentes configurations étudiées.....	173
Tableau IV- 4 Comparaison avec les antennes ULB à résonateur diélectrique de la littérature	180

Introduction Générale

De nos jours, nous assistons à une mutation considérable dans le domaine des télécommunications, qu'il s'agisse de la téléphonie mobile, des réseaux filaires ou sans fil. Les avancées dans les domaines des technologies de l'information, de la communication, de la micro-électronique et des télécommunications ont conduit à un déploiement massif de nouveaux réseaux qui connectent aujourd'hui une masse d'individus et d'entités de calcul. Ces réseaux constituent le pivot de tous les services influençant à la fois la sphère personnelle et professionnelle, avec un accès quasi-instantané à l'information, aux réseaux sociaux et au monde informatique.

A cet égard, les antennes déployées dans les nouveaux systèmes de télécommunications doivent être en mesure de s'adapter avec un tel environnement en perpétuelle évolution. En effet, avec l'émergence de nouveaux standards de télécommunications tel que l'internet des objets (IdO ou IoT), les nouveaux systèmes de télécommunications doivent répondre à de nouvelles exigences, notamment la capacité d'inclure un grand nombre de fonctionnalités pour répondre aux besoins croissants des utilisateurs, comme faire cohabiter plusieurs normes sur une même structure compacte, diminuer les interférences avec les appareils voisins, améliorer le débit des transmissions, éviter les phénomènes de dégradation des performances de l'antenne en présence de perturbation externe et assurer une bonne efficacité dans la réception des données. Les antennes agiles en diagrammes de rayonnement se présentent également comme des candidats potentiels pour satisfaire les exigences imposées.

Il existe un large éventail de types d'antennes pouvant être utilisées dans ces systèmes, à savoir : les antennes filaires, cornets, à résonateur diélectrique, imprimées...etc. De ce fait, une bonne maîtrise de leur fonctionnement est primordiale lors du choix du dispositif rayonnant pour aboutir à une conception offrant les performances optimales. Dans cette thèse, nous nous sommes focalisés sur l'étude et la conception des Antennes à base des Résonateurs Diélectriques (ARD).

Traditionnellement, les résonateurs diélectriques ont été utilisés pour la conception des filtres, oscillateurs et circuit micro-ondes. Plus tard, avec les exigences de plus en plus pressantes, ils ont été proposés pour jouer le rôle d'éléments rayonnants. Depuis, plusieurs études ont été menées pour appréhender les résonateurs diélectriques et bénéficier au mieux des avantages qu'ils peuvent offrir, notamment en termes de miniaturisation et de stabilité de fonctionnement. C'est dans ce contexte, que cette thèse s'inscrit. Elle propose une contribution à l'étude, la conception et la réalisation de nouvelles topologies d'antennes à résonateur diélectriques pour les nouveaux systèmes de communications sans fil.

Ce manuscrit s'articule autour de quatre chapitres distincts :

Le **premier chapitre** positionne les antennes à résonateur diélectrique par rapport à la littérature et aux autres familles d'antennes. Ensuite une description détaillée de leur théorie et principes de fonctionnement est abordée, en rappelant les formes les plus utilisées, leurs avantages et inconvénients. Par la suite une attention particulière sera portée sur les antennes à

résonateur diélectrique de forme rectangulaire et cylindrique. Enfin, une description concise des différents outils de simulation et de mesure clôturera ce chapitre.

Le **deuxième chapitre** présente une antenne filtre, à base d'une jonction fente-résonateur diélectrique de forme rectangulaire, en vue d'une intégration dans les dispositifs de l'internet des objets. Une étude paramétrique succincte est menée pour étudier l'influence de certains paramètres de la structure sur les performances de rayonnement. Puis, les méthodologies de fabrication et de mesure seront traitées et décortiquées. L'antenne filtre présentée dans ce chapitre est proposée comme solution pour remédier aux problèmes d'interférences électromagnétiques avec les appareils se trouvant au voisinage et fonctionnant à des fréquences proches.

Le **troisième chapitre** est consacré à une application de télémétrie. Il traite la problématique des perturbations liées aux boîtiers des compteurs intelligents, qui peuvent nuire au fonctionnement des antennes. On propose alors une solution basée sur la conception d'une antenne à résonateur diélectrique insensible à son environnement extérieur en vue d'une intégration dans les compteurs intelligents. Une étude modale détaillée des trois modes fondamentaux pouvant être excités dans une ARD cylindrique (ARDC) sera présentée et analysée pour mettre en évidence la robustesse de ce type d'antennes.

Le **dernier chapitre** est orienté vers la proposition de nouvelles topologies d'ARD pour les applications Larges Bande (LB) et Ultra Large Bande (ULB), ayant des bandes passantes importantes et des caractéristiques de rayonnement stables. Dans cet objectif, une technique d'élargissement de la bande passante de l'antenne proposée, basée sur un modèle multi-permittivité, sera mise en place. Nous étudierons dans une deuxième partie la possibilité d'améliorer encore davantage la bande passante pour aboutir à une structure ultra large bande, en se basant sur une modification de la technique d'alimentation.

Finalement une conclusion générale clôturera ce manuscrit et permettra de faire un bilan de ce qui a été développé dans ce projet de thèse tout en mettant en avant les résultats obtenus. De plus quelques pistes de recherche seront proposées pour de futurs travaux.

Chapitre I - Contexte Général de l'étude et l'état de l'art

Sommaire :

I. Contexte de l'étude	27
II. Les antennes à résonateurs diélectriques	28
II. 1. Généralités sur les résonateurs diélectriques	28
II. 2. Les Antennes à résonateurs diélectriques cylindriques	40
II. 3. Antennes à résonateurs diélectriques rectangulaires (ARDR)	50
III. Outils de simulation et mesures	54
III. 1. Méthodes numériques	55
III. 2. Logiciels de simulation	56
III. 3. Outils de mesures expérimentales	57
IV. Conclusion	59
V. Références	60

I. Contexte de l'étude

Depuis l'antiquité, l'homme n'a cessé de chercher les différents moyens (paroles, gestes, signaux ...) pour communiquer. De ce fait, l'être humain, à travers des époques successives, a fourni des efforts intellectuels aussi bien que physiques afin de chercher des méthodes de communication adéquates. Dès lors, les réseaux se sont beaucoup développés qu'ils soient filaires ou hertziens.

C'est dans le courant des dernières années que l'apparition d'une ample variété de réseaux de communications sans fil a été constaté et donc, un vrai besoin a émergé : celui d'être connecté en permanence au réseau quel que soit l'endroit où l'on se trouve et à n'importe quel moment.

Dans un système de communications radiofréquence sans fil l'antenne constitue une composante primordiale. Le rôle d'une antenne de transmission dans ces systèmes est de convertir l'énergie électrique d'un signal en énergie électromagnétique, en assurant la transmission et la propagation de celle-ci entre un émetteur et un récepteur en espace libre. A l'inverse, une antenne de réception est un dispositif qui capte les ondes électromagnétiques se propageant dans l'espace et les transforment en courant électrique.

Un large éventail de types d'antennes existe. Ainsi, il est impératif, lors du choix d'un dispositif rayonnant, d'avoir une bonne maîtrise de leur fonctionnement. Une bonne compréhension dans ce sens permettra d'une part d'utiliser l'antenne au mieux et de bénéficier au maximum de ses performances. D'autre part, ces connaissances donneront la possibilité de réaliser des architectures optimales et efficaces. Les techniques de conception et de réalisation d'antennes se sont améliorées en adéquation avec le progrès du domaine de l'électromagnétisme [1].

A cet égard, l'antenne doit assurément répondre à plusieurs contraintes et exigences notamment les caractéristiques de rayonnement. Celles-ci doivent donc être optimisées pour pouvoir par exemple augmenter le débit de transmission tout en élargissant la bande passante. Aussi, il y a une nécessité croissante de concevoir des architectures multistandards, pour réduire le nombre d'antennes embarquées en associant plusieurs applications sur une même antenne compacte. Enfin, les antennes doivent être également peu influençables par leur environnement.

C'est dans cette perspective que notre sujet de thèse porte sur la conception de nouvelles topologies d'antennes compactes, à fonctionnement ultra/large bande, et non sensibles à l'environnement extérieur et présentant aussi de meilleures caractéristiques de rayonnement. Ainsi que pour satisfaire les spécifications mentionnées précédemment, les antennes à résonateurs diélectriques (ARD) ont été considérés dans cette étude.

Dans ce rapport, nous allons tout d'abord, mettre l'accent dans le premier chapitre sur le positionnement des antennes à résonateurs diélectriques dans la littérature par rapport aux autres

familles d'antennes. Dans un premier temps, nous présenterons un état de l'art des résonateurs diélectriques, en rappelant les différentes formes les plus utilisées, leurs avantages et inconvénients par rapport aux autres types d'antennes classiques. Par la suite, nous nous intéresserons principalement aux antennes à résonateur diélectrique de formes rectangulaire et cylindrique, en présentant les principaux modes excités et leurs techniques d'excitation. Enfin, on citera les différentes techniques d'élargissement de la bande passante, de miniaturisation et de création d'un fonctionnement multi-bandes.

II. Les antennes à résonateurs diélectriques

II. 1. Généralités sur les résonateurs diélectriques

II.1.1. Définition

Les résonateurs diélectriques sont des dispositifs en matériau isolant, sous forme de céramiques poly-cristalline nues ou métallisées (disque, cylindre...). Ils sont couramment utilisés comme composants dans la réalisation des filtres [2, 3] et d'oscillateurs [4] dans le domaine des hyperfréquences, grâce à leurs permittivités élevées (entre 10 et 100) et leurs fréquences propres de résonance (modes) [5]. Plus la permittivité du matériau diélectrique utilisée est élevée, plus les champs électromagnétiques (électrique et magnétique) sont confinés à l'intérieur du matériau [6]. Cette propriété permet une variété importante de résonateurs diélectriques et donc de nombreuses applications peuvent être mises en œuvre. La plus couramment utilisée est la fonction du filtrage : elle permet par exemple la sélection d'une bande de fréquence et peut également servir à la fonction de multiplexage des fréquences. Dans le cas des oscillateurs, l'utilisation d'un résonateur contenant 24 diélectriques (ou plus) garantit une bonne pureté spectrale ainsi qu'une stabilisation de la fréquence du signal généré [7, 8].

II.1.2. Principe de fonctionnement

En 1939, Richtmyer a démontré que les objets diélectriques peuvent résonner en excitant différents modes. Il a nommé de manière appropriée ces structures : résonateurs diélectriques (RD) car ils peuvent agir de manière similaire à ceux des résonateurs à cavité métallique [9]. Plus tard, au début des années soixante, Okaya et Barash ont décrit la distribution et la propagation des modes d'ondes (TE_{xyz} et TM_{xyz}) dans un barreau diélectrique [10, 11]. Richtmyer a également prouvé qu'un RD placé dans l'espace libre doit émettre en raison des conditions aux limites à l'interface entre le diélectrique et l'air [9]. Cette propriété a fourni la théorie fondamentale de l'antenne à résonateur diélectrique (ARD), inventée plus tard. En 1983, Long et al. ont d'abord proposé le concept de l'utilisation des résonateurs diélectriques (RD) en tant qu'élément rayonnant [12]. Depuis lors, plusieurs études approfondies ont été effectuées sur différentes formes [13, 14, 15, 12] possibles, modes et techniques d'excitation [16, 17, 18].

Les résultats de ces études et investigations ont mis en évidence l'intérêt des résonateurs diélectriques en tant qu'élément rayonnant, possédant plusieurs avantages dont notamment :

- Des modes de résonance dont les fréquences sont déterminées par les dimensions [19].
- Faible encombrement : les dimensions du résonateur diélectrique sont de l'ordre de $1/\sqrt{\epsilon}$ [7].
- Bonne stabilité en cas de changement de température (τ_f) [8].
- Bonne efficacité de rayonnement : absence de pertes par conduction [7].
- Toutes les techniques d'alimentation d'antennes imprimées sont utilisables pour les résonateurs diélectriques [7].
- Selon les modes excités au niveau du résonateur, différents diagrammes de rayonnement sont obtenus, augmentant par conséquent le nombre d'applications [20].
- Bande passante importante obtenue en utilisant des matériaux à faible permittivité diélectrique : l'ARD a une bande passante beaucoup plus large par rapport à l'antenne patch micro-ruban. Ainsi par exemple en utilisant une constante diélectrique relative de l'ordre de ~ 10 , une bande passante avoisinant les 10 % peut être obtenue (Figure I- 1) [7].
- Une large gamme de permittivité est disponible (allant de 10 jusqu'à 100), permettant ainsi de contrôler aisément la bande passante et la taille de l'antenne [21].

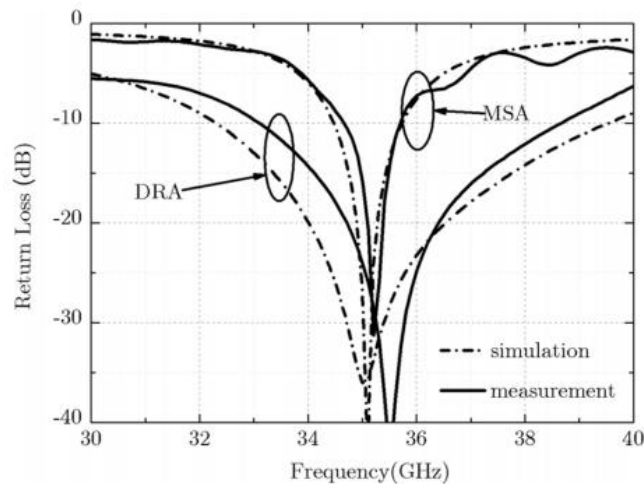


Figure I- 1 Comparaison entre les coefficients de réflexion d'une antenne micro-ruban et à résonateur diélectrique [21]

II.1.3. Forme d'antennes à résonateurs diélectriques

Le choix de la forme, des dimensions et de la permittivité du résonateur peut aboutir à un diagramme de rayonnement bien déterminé [19]. On distingue plusieurs formes de résonateurs diélectriques comme le montre la Figure I-2. Les résonateurs de forme cylindrique ont été les premiers à être utilisés [12]. Par la suite, McAllister et ses collègues ont étudié les formes rectangulaires [15] et hémisphériques [13]. En 1997, Mongia et al. ont mené des études approfondies sur la théorie des résonateurs rectangulaires [22]. Un large éventail de formes supplémentaires a été également étudié par la suite, tels que l'anneau cylindrique [23],

triangulaire [17], sphérique [16], conique [24] et tétraèdre [18, 25]. La liste des topologies des antennes ne semble pas être arrêtée. Beaucoup d'autres formes ont été analysées à travers des recherches effectuées dans ce domaine afin d'améliorer les caractéristiques des ARD. Il s'agit à titre d'exemple, des formes L [26], P [27], S [28], demi-hémisphérique [29], triangulaire [30] et conique [31].

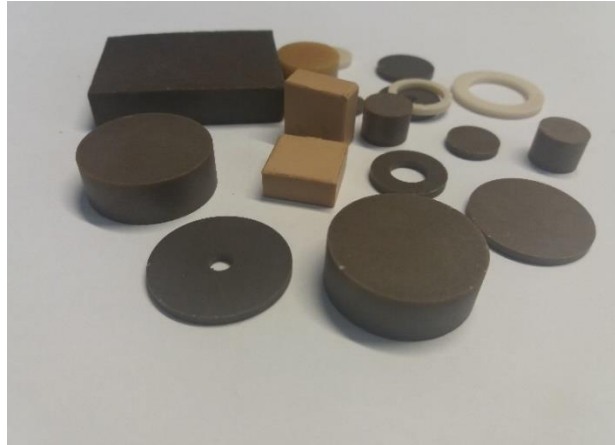


Figure I-2 Différentes formes d'antennes à résonateurs diélectriques

II.1.4. Mécanismes de couplages des antennes à résonateurs diélectriques

La connaissance des champs proches électriques et magnétiques des différents modes est indispensable pour déterminer la meilleure position qui permettra un bon couplage entre le réseau d'alimentation et l'ARD. Cela peut s'effectuer selon plusieurs manières. On peut citer à titre d'exemple, le couplage direct avec sonde coaxiale [32] (Figure I-3), traversant le substrat et venant au contact du résonateur. La position du point de contact de la sonde avec le résonateur est importante car elle contrôle la valeur de l'impédance d'entrée de l'antenne permettant ainsi une bonne adaptation. Elle permet également d'exciter le mode de fonctionnement désiré. Il existe aussi trois autres mécanismes d'excitation de l'ARD utilisant une ligne micro ruban : le couplage par ouverture [33] (Figure I-4), direct [34, 35] et par proximité [36]. Les deux dernières méthodes peuvent être utilisées lorsque le résonateur diélectrique (RD) et la ligne d'alimentation se trouvent sur la même face (Figure I-5), tandis que dans le cas du couplage par fente, qui est le plus populaire, il présente des avantages comme empêcher l'énergie rayonnée par l'antenne de se coupler de nouveau dans le circuit. D'une manière générale, le choix du mécanisme revêt un caractère très important, puisqu'il peut avoir un impact significatif sur la fréquence de travail et les caractéristiques de rayonnement.

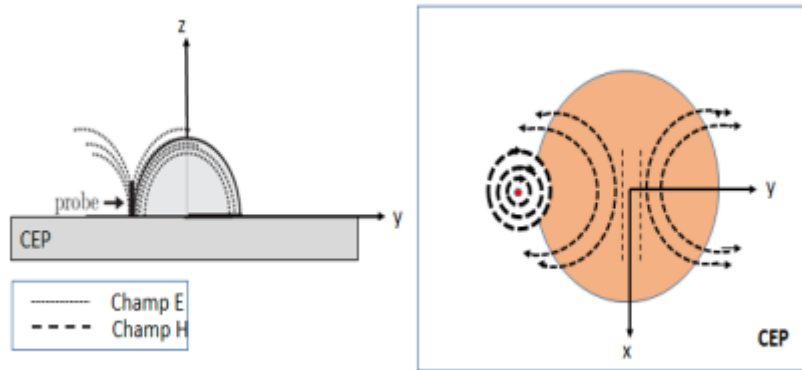


Figure I-3 Résonateur diélectrique cylindrique excité par câble coaxial [7]

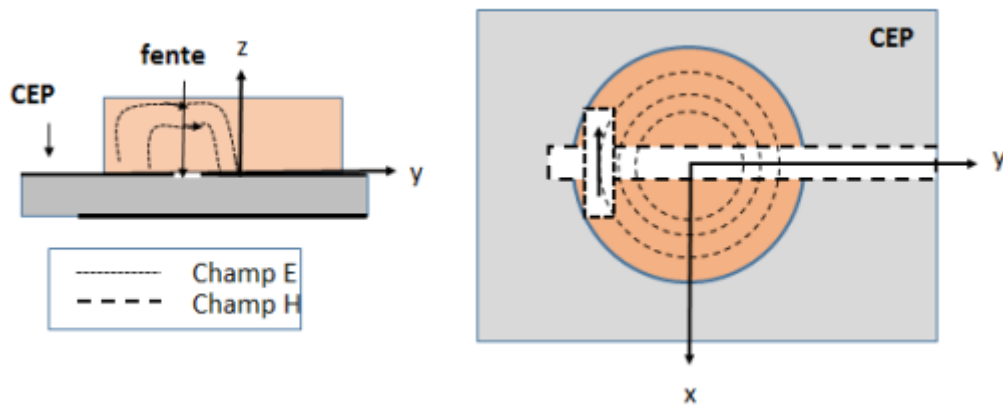


Figure I-4 Résonateur diélectrique cylindrique excité par fente rectangulaire [7]

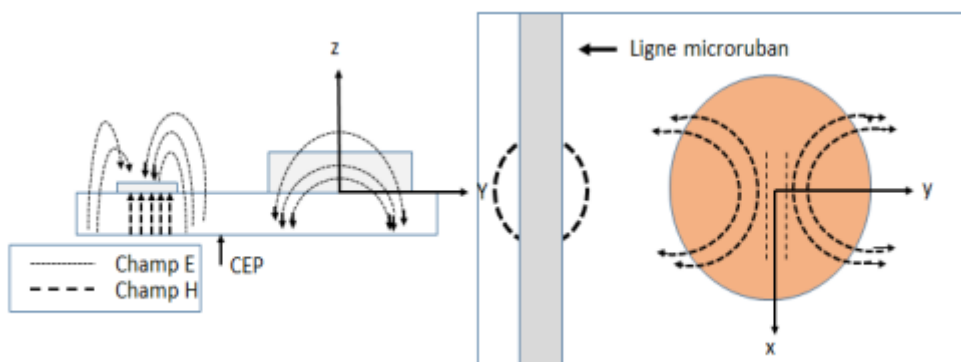


Figure I-5 Résonateur diélectrique cylindrique excité par ligne micro-ruban [7]

II.1.5. Techniques d'amélioration de la bande passante

Les antennes à résonateurs diélectriques à constantes diélectriques élevées, sont caractérisées par leur bande passante étroite, ce qui explique que la plupart des travaux de recherches menées récemment, se focalisent essentiellement sur l'élargissement de la bande passante. Il existe plusieurs techniques d'augmentation de la bande passante d'un résonateur diélectrique. L'une des plus populaires consiste à utiliser un gap d'air soit entre ce dernier et le plan de masse soit dans le résonateur lui-même [37, 14].

L'empilement de plusieurs résonateurs permet l'excitation de leurs modes fondamentaux résonants aux différentes fréquences. Cette propriété pourra être exploitée pour la conception d'antennes multi-bandes et/ou larges bandes. Les fréquences de résonance correspondant aux modes excités peuvent se rapprocher afin d'augmenter la bande passante tout en contrôlant la valeur de la permittivité et les dimensions de chaque résonateur diélectrique [38, 39] (Figure I-6). A cet égard, plusieurs modèles ont montré, numériquement et expérimentalement, qu'un résonateur diélectrique de faible permittivité empilé au-dessus d'un RD à haute permittivité pourrait fournir un fonctionnement large bande [40]. Une autre méthode qui consiste en l'utilisation de deux résonateurs diélectriques avec différentes valeurs de permittivité séparés par une plaque métallique ayant la même taille que la surface du résonateur permet l'élargissement de la bande passante [41]. Beaucoup d'autres formes simples, ont été étudiées pour élargir significativement la bande passante à savoir, les formes Fractales [42] (Figure I-7), elliptiques [43], en forme T [44], P [45], coniques et tétraédriques [18, 31] etc... Néanmoins, l'inconvénient majeure de ces géométries réside dans leur fort encombrement puisqu'elles présentent des dimensions importantes, surtout en termes de hauteur. La modification de la géométrie d'alimentation s'est avérée être une technique intéressante pour améliorer la bande passante, à travers plusieurs travaux de recherche comme la plaque métallique verticale prolongeant la ligne micro-ruban [46], l'utilisation des lignes micro-rubans en forme de T [47], de L [48] ou avec un coupleur hybride large bande [49].



Figure I-6 Prototype de l'antenne à résonateur diélectrique empilé proposé dans [38]



Figure I-7 Prototype de l'antenne à résonateur diélectrique fractale [42]

Par ailleurs, Ubaid Ullah et ses collègues ont proposé dans [50] une antenne à résonateur diélectrique cylindrique en utilisant deux matériaux différents pour les applications large bande. Le Résonateur cylindrique a été formé en combinant quatre secteurs de 90° de rotation, où les secteurs ayant les mêmes matériaux étaient positionnés dans des quadrants opposés. Une recherche plus récente, a été initiée par Sudipta Maity et ses collègues, pour montrer théoriquement et expérimentalement, la possibilité de l'augmentation de la bande passante à travers l'agencement horizontal de deux résonateurs rectangulaires tout en utilisant différentes valeurs de permittivité [51].

II.1.6. Les antennes à résonateurs diélectrique multi-bandes

L'utilisation croissante des systèmes multistandard ne fait qu'augmenter l'intérêt des antennes multi-bandes, dans l'objectif de réduire le nombre d'antennes embarquées tout en associant plusieurs applications sur le même dispositif. Pourtant, les performances de ces antennes récentes sont traditionnellement limitées par la forme et l'arrangement de leurs éléments rayonnants. La majorité des antennes multi-bandes publiées dans la littérature présentent des fréquences de fonctionnement corrélées entre elles et par conséquent, les fréquences ne sont pas indépendantes ni facilement contrôlables.

Plusieurs travaux ont été effectués sur les antennes à résonateurs diélectriques pour aboutir à un fonctionnement multi-bande. On cite par exemple, le principe d'ajout d'un élément rayonnant supplémentaire mise en œuvre en 2004 ; dans les travaux de Denidni et ses co-auteurs par le biais d'un résonateur diélectrique cylindrique et une fente qui ont été alimentés ensemble par une autre fente circulaire, permettant ainsi un rayonnement à deux fréquences distinctes [52]. Plus tard, la technique de couplage par fente des antennes à résonateurs diélectriques hybrides a été développée en 2009 par Yi-FangLin et ses collègues pour un fonctionnement multifréquence [53]. Aussi, il a été démontré la possibilité d'excitation de deux modes simultanément (mode fondamental et d'ordre supérieur) dans une antenne à résonateur diélectrique cylindrique, permettant ainsi de concevoir facilement des antennes bi-bandes [54]. Plus récemment, le concept de l'agencement vertical de différents résonateurs ayant différentes

valeurs de permittivité, a été également utilisé, pour exciter plusieurs modes [55] (Figure I-8). Le même concept a été étudié plus récemment en 2017, mais cette fois ci en recourant à un agencement horizontal [56]. Une autre étude a abouti à la conception d'une nouvelle antenne à résonateur diélectrique cylindrique multi-bandes alimentée par une sonde coaxiale, en se basant sur une variation azimuthale de la permittivité [57] (Figure I-9).

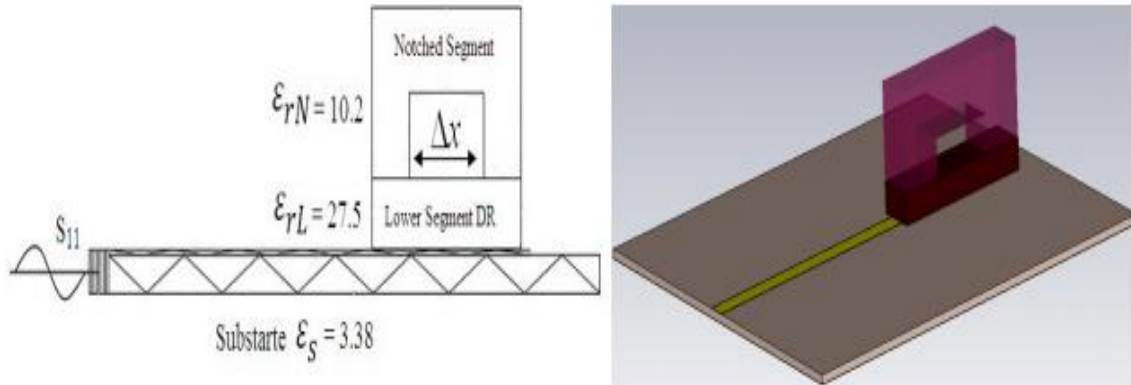


Figure I-8 Géométrie de l'antenne multi-bandes proposée dans [55]

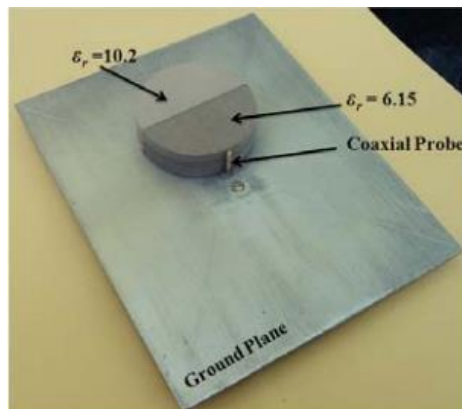


Figure I-9 Prototype de l'antenne multi-permittivité proposée dans [57]

Par ailleurs, les modifications de la géométrie du résonateur ou du dispositif du couplage se sont également avérées être des méthodes intéressantes. Rizwan et ses co-auteurs ont introduit une nouvelle configuration en utilisant deux résonateurs diélectriques de différentes valeurs de permittivités, empilés les uns sur les autres [58]. Une autre étude a été menée dans le même sens, dans laquelle deux modes de résonance adjacents ont été excités par une ligne d'alimentation de forme L pour obtenir deux bandes de fréquences séparées autour de 5 et 8 GHz [59].

II.1.7. Techniques de miniaturisation des antennes à résonateurs diélectriques

Dans une perspective d'accroissement des systèmes de communication sans-fil, les antennes compactes ont fait l'objet d'un intérêt remarquable ces dernières années. La miniaturisation des antennes pour permettre leur intégration sur de petits terminaux aux basses fréquences est en effet une nécessité primordiale.

La méthode la plus classique pour miniaturiser les ARD réside dans l'utilisation des matériaux à très haute permittivité, mais au détriment de la bande passante [7]. Cependant cette méthode ne pourra pas convenir à certaines applications qui requièrent des bandes passantes importantes. En 1989, Mongia a proposé un résonateur cylindrique pour lequel il a inséré un cylindre métallique au centre [60]. Il a été démontré également la possibilité d'insertion d'une plaque métallique perpendiculaire au plan de masse conducteur, dans le plan $y = w/2$, stimulant ainsi la seconde moitié du résonateur diélectrique rectangulaire [61] (Figure I-10). Ainsi l'insertion d'une plaque métallique permet à la fois la réduction des dimensions du résonateur diélectrique par deux et donc la diminution de la fréquence de fonctionnement.

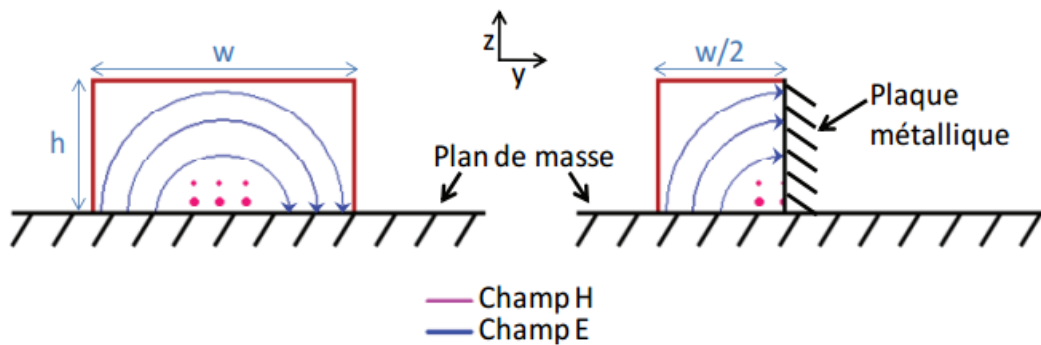


Figure I-10 : Champs E et H d'une ARD rectangulaire posée sur un plan de masse et l'influence de l'insertion d'une plaque métallique sur une de ses faces latérales [62]

Le même principe a été appliqué par Tam [63] à un résonateur diélectrique demi cylindrique en le plaçant contre une plaque métallique verticale, ce qui a permis de réduire la taille de l'antenne de moitié. Une autre technique de miniaturisation se basant sur une structure multicouche (Figure I-11) a été également évoquée dans [64] où les auteurs ont étudié l'influence de l'insertion d'une couche de diélectrique supplémentaire sur une antenne ARD rectangulaire. De ce fait l'insertion d'une couche de forte permittivité permet de faire baisser la fréquence de résonance. Ceci restera valable tant que l'épaisseur de l'insertion est très élevée. Néanmoins, l'inconvénient majeur de cette technique est la diminution de la bande passante de l'antenne.

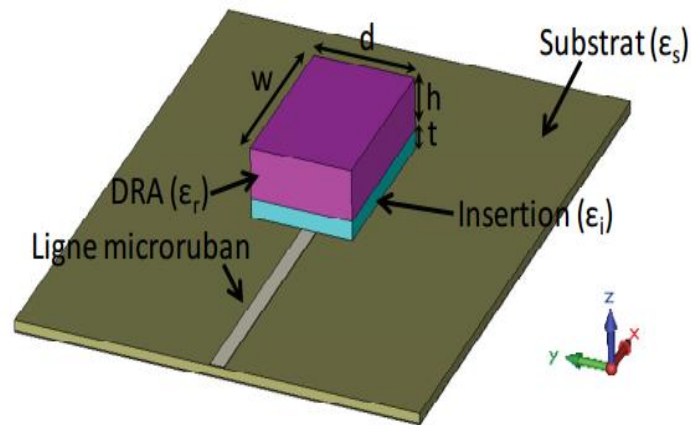


Figure I-11 Antenne à résonateur diélectrique multicouches excitée par une ligne micro ruban [62]

II.1.8. Amélioration du gain des ARD

En général, le gain d'une antenne à résonateur diélectrique est limité (environ 5 dBi). A cet égard, plusieurs techniques ont été étudiées pour remédier à cette limitation, comme par exemple l'utilisation des cavités [65]. Aussi, des réseaux à rotation séquentielle ont été réalisés avec des résonateurs diélectriques pour augmenter le gain [66] (Figure I-12). Récemment, une autre technique a été proposée par Rana et al. [67], pour améliorer le gain en utilisant une surface sélective de fréquence passe-bande (FSS) comme superstrat. Plus tard, une autre étude a été menée pour examiner l'influence d'un gap d'air étroit entre un résonateur diélectrique et le plan de masse sur les paramètres de rayonnement de l'antenne, fonctionnant en modes d'ordre supérieur. Cette étude a révélé une amélioration au niveau du gain pour une taille optimale du gap d'air [68] (Figure I-13).

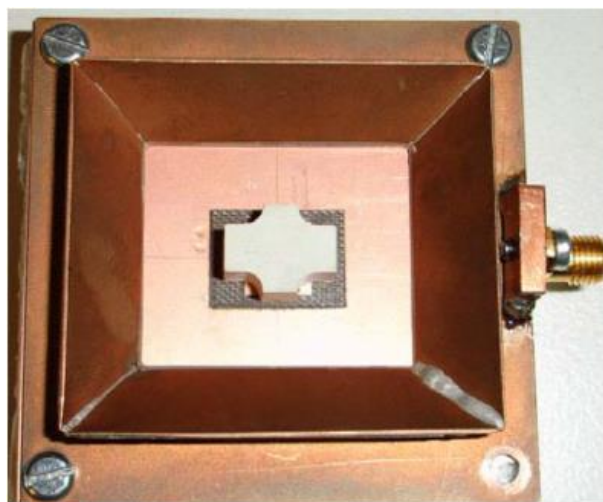


Figure I-12 Prototype de l'antenne ARD compacte proposée dans [66]

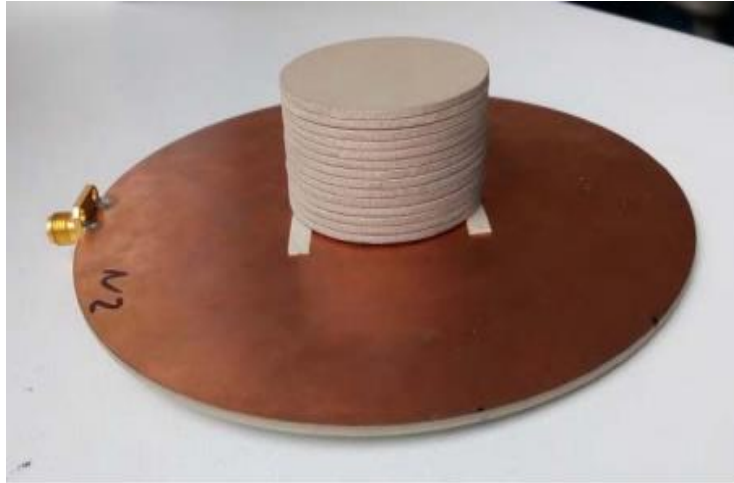


Figure I-13 Modèle de l'antenne ARD cylindrique proposée dans [68]

II.1.9. Matériaux utilisés pour les ARD

L'une des propriétés électriques les plus importantes qui caractérisent les matériaux diélectriques, est la permittivité diélectrique (ϵ_r) qui traduit la réaction du milieu face à une excitation électrique. Selon la valeur utilisée, des bandes de fréquences sont associées au résonateur diélectrique et donc le choix de la constante diélectrique du matériau est très important dans la conception des antennes à résonateur diélectrique.

- Les matériaux à faible permittivité (entre 6 et 10) se caractérisent par de très faibles pertes (entre 3 et $10 \cdot 10^{-5}$) et sont utilisés pour les fréquences comprises entre 50 et 100 GHz [8].
- Les matériaux à permittivité moyenne (entre 15 et 25) sont beaucoup plus destinés à la gamme des fréquences entre 20 et 30 GHz [8].
- Les matériaux à permittivité moyenne (entre 30 et 40) sont utilisables dans la gamme des fréquences entre 7 et 12 GHz [8].
- Les matériaux dont la permittivité est supérieure à 50 sont caractérisés par des pertes relativement élevées ($\tan \delta = 10^{-3}$) et sont destinés aux fréquences comprises entre 0.8 et 3 GHz [8].

En 1971, Mass et ses co-auteurs ont élaboré les premières céramiques utilisées comme résonateurs diélectriques en proposant un nouveau matériau diélectrique. Il a été développé avec une constante diélectrique de valeur $\epsilon_r = 38$, stable avec la température et présentant de faibles pertes aux fréquences des micro-ondes ainsi que de bonnes propriétés mécaniques [69]. Plus tard, en 2004, Zhen a proposé dans [70] l'utilisation de céramiques de bismuth $\{\text{Bi}_3\text{xZn}_2\text{-3x-yAy (ZnxNb}_{2\text{-x-zBz}) O}_7\}$ avec des constantes diélectriques élevées de $\epsilon_r = 97,71$ et 37, pour des antennes à résonateurs diélectriques de forme rectangulaire et cylindrique. Parida a étudié dans [71] les propriétés diélectriques du matériau $\{\text{Sr}(\text{ZrxTi}_{1\text{-x}})\text{O}_3\}$ pour la conception d'antennes à résonateurs diélectriques. Cette étude a montré que la fréquence de résonance et

la bande passante dépendent de la permittivité des matériaux. Les mesures effectuées sur les ARDs conçues ont confirmé la faisabilité de l'utilisation de ces matériaux pour les antennes compactes. Le matériau $\{Ba(1-x)La(2x/3)ZrO_3\}$ a été étudié dans [72] et il a été démontré la possibilité de son utilisation pour les antennes à résonateur diélectrique. En 2015, Ubaid Ullah a étudié dans [50] numériquement et expérimentalement une antenne à résonateur diélectrique cylindrique multi-permittivité en utilisant deux matériaux différents : $MgTiO_3$ (MTO) et $CoTiO_3$ (CTO), pour des applications large bande (Figure I-14). Dernièrement, le matériau Rogers RT/duroid 6010 de permittivité $\epsilon_r = 10.2$ [56, 73] a été largement utilisé pour la conception d'antennes multi-bandes (Figure I-15) et larges bandes (Figure I-16).

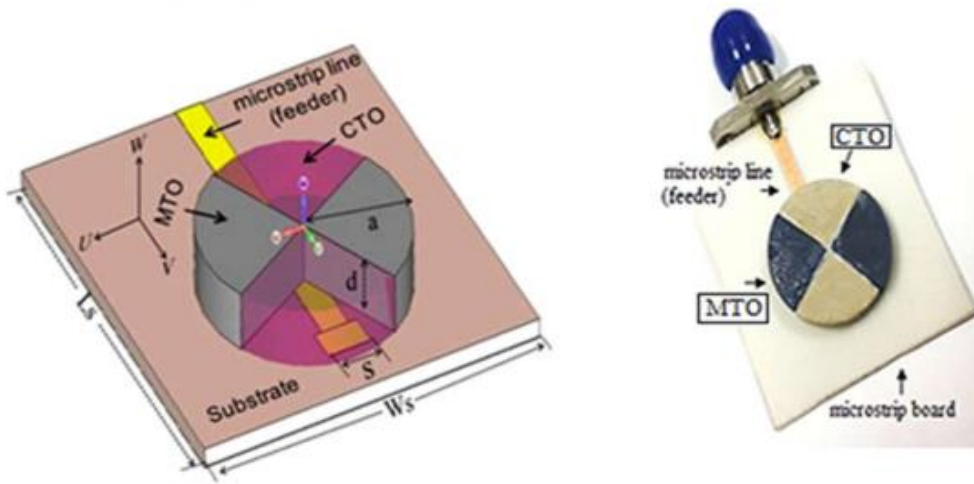


Figure I-14 Antenne à résonateur diélectrique multi-permittivité (Modèle en simulation et prototype expérimental) [50]

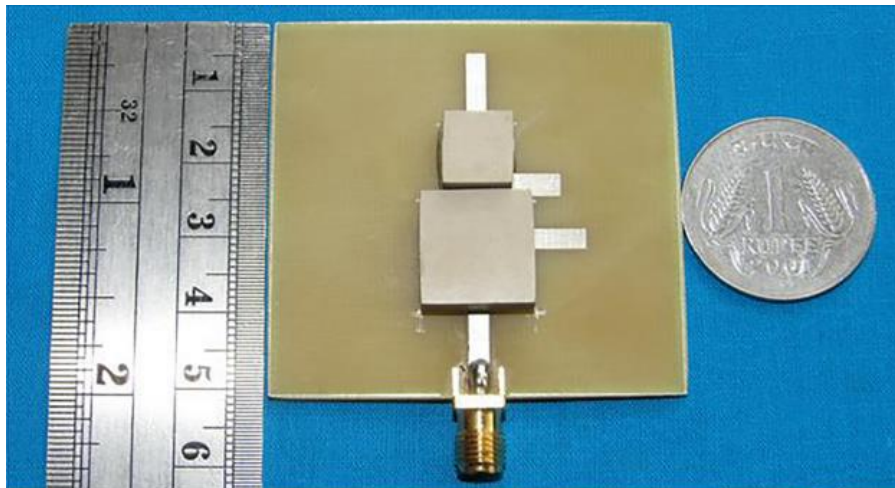


Figure I-15 Prototype proposé pour les applications multi-bandes [56]

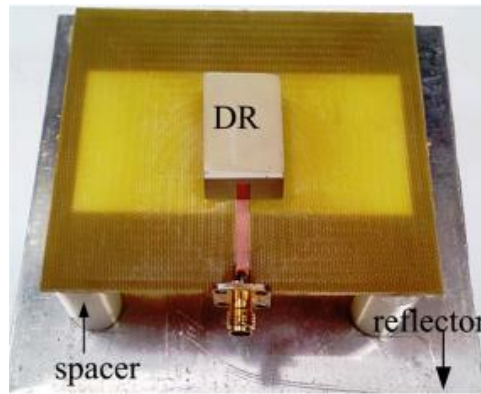


Figure I-16 Antenne à résonateur diélectrique rectangulaire proposé pour les applications large bande [73]

Le tableau ci-contre récapitule quelques matériaux et constantes diélectriques utilisés dans la littérature pour la conception des antennes à résonateurs diélectriques de différentes formes :

Tableau I- 1 Différents matériaux utilisés pour la conception des ARD

Matériaux	Constante Diélectrique	Fréquence de travail (GHz)	Applications	Référence
FR4	4.4	3.66	Systèmes multi bandes	[57]
RogersT/Duroid 6010	10.2	4.94		
RogersT/Duroid 6006	6.15			
MgTiO3 (MTO)	15	12.2-21.65	Applications Large bande	[50]
CoTiO3 (CTO)	10			
Bismuth Bi₃xZn₂-3x-Ay (ZnxNb₂-x-zBz) O7	33.3	2.8	-	[70]
	71			
	96.7			
Rogers RT6010	10.2	5.3-6.1	Applications multi bandes	[55]
Zinc Tantalum (BZT)	27.5	7.2-7.8		
Arlon 600 substrate	6.15	5.8	-	[68]
BaTiO3	1000	2.8	Applications mobiles	[74]
Rogers RO3010	10.2	1.67-6.7	GSM-1800, WiMax...	[73]
Teflon	2.2	3.85-6.2	Applications Large bande	[39]
Alumina	9.8			
Rogers TMM10	9.2	5.3-6.05	Applications sans fil	[29]
ZrTiO4	38	-	Micro-ondes	[75]

II. 2. Les antennes à résonateurs diélectriques cylindriques

II.2.1. Présentation

Le choix de la forme, des dimensions, constante diélectrique du résonateur et la technique d'excitation employée, contrôle le mode excité au niveau du résonateur et par conséquent le diagramme de rayonnement formé [19]. Les résonateurs de formes cylindriques (Antennes à résonateurs diélectriques cylindriques : ARDC) sont les premières à être utilisées pour cette génération d'antennes.

La configuration de l'ARDC est schématisée sur la Figure I-17, où un résonateur cylindrique caractérisé par les paramètres suivants : hauteur h , rayon a et permittivité diélectrique ϵ_r , est déposé sur un plan de masse fini. Par application de la théorie des images, la structure est équivalente à un cylindre diélectrique isolé (sans plan de masse) de permittivité ϵ_r , d'un rayon a et d'une hauteur $2h$ [7].

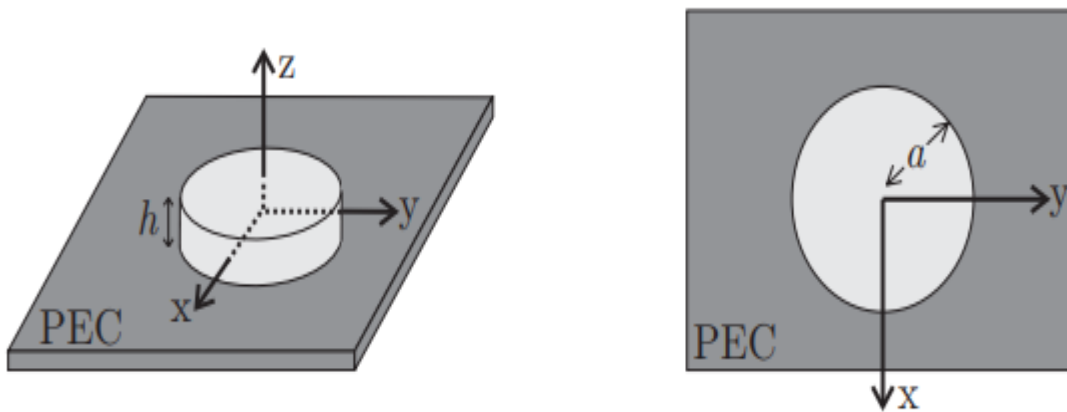


Figure I-17 Configuration de l'antenne à résonateur cylindrique [7]

II.2.2. Modes de résonance et nomenclature

Pour utiliser les résonateurs cylindriques (RC) en tant qu'éléments rayonnants pour la conception des antennes, il est indispensable de maîtriser son principe de fonctionnement. Il faut ainsi considérer les différents modes qui peuvent être excités au niveau du résonateur, les différents diagrammes de rayonnement associés, les cartes de champs proches magnétiques et électriques et les exigences à prendre en considération (point et techniques d'alimentation...) pour pouvoir alimenter correctement le résonateur et aboutir à une bonne efficacité de rayonnement.

Les résonateurs présentés dans cette partie, sont des résonateurs de forme cylindrique, et l'étude analytique se fait naturellement dans un repère cylindrique (r, φ, z) (Figure I-18).

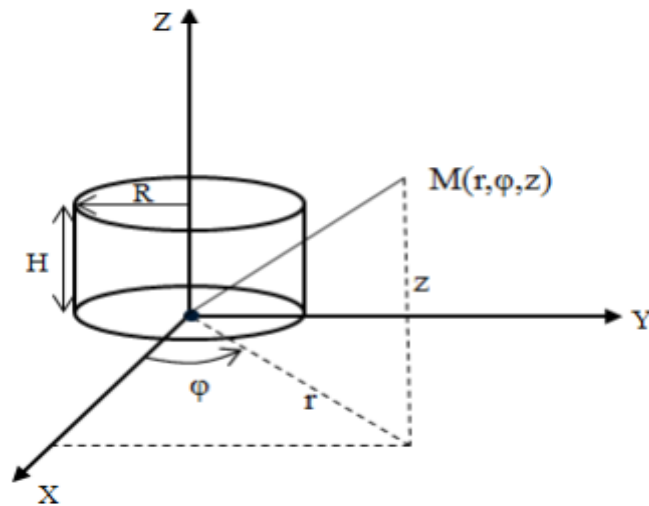


Figure I-18 Résonateur diélectrique cylindrique (repère en coordonnées cylindrique)

Comme pour le cas des cavités résonnantes, différents modes peuvent être excités au niveau des résonateurs diélectriques. Dans le cas de la forme cylindrique, il existe trois catégories de modes qui permettent d'obtenir différents diagrammes et caractéristiques de rayonnement :

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

Une infinité de modes individuels peuvent être excités dans les trois classes. Leurs appellations font intervenir trois entiers : m , n et p , qui représentent le nombre de variations des champs suivant les trois directions du repère cylindrique et qui sont définies comme suit [19] :

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

Le nombre de variations longitudinales (selon z) est rarement définissable par un nombre entier, étant donné que les parois du résonateur ne sont pas des surfaces réfléchissantes parfaites et donc un nombre réel δ ($0 < \delta < 1$) doit intervenir en plus dans les nominations des champs. Donc, le troisième indice dépend de la somme $p + \delta$ et les modes sont ainsi nommés comme suit : $TE_{mnp+\delta}$, $TM_{mnp+\delta}$ et $HEM_{mnp+\delta}$.

Il faut bien noter que les modes TE et TM n'ont pas de dépendance azimutale et donc le premier indice m est nul. Pour les modes transverses électriques $TE_{mnp+\delta}$, la

composante du champ électrique E_z est nulle. Quant aux modes transverses magnétiques $TM_{mnp+\delta}$, la composante du champ magnétique H_z est nulle. En ce qui concerne le mode $HEM_{mnp+\delta}$, les six composantes des champs électriques et magnétiques ne sont pas nulles. Les trois modes fondamentaux qui peuvent être excités au niveau d'un résonateur cylindrique sont nommés comme suit : $TE_{mnp+\delta}$, $TM_{mnp+\delta}$ et $HEM_{mnp+\delta}$ [76].

II.2.3. Les modes transverses électriques ou modes $TE_{m,n,p}$

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

$$\vec{E} = E_\varphi \vec{e}_\varphi \quad (I. 1)$$

$$\vec{H} = H_r \vec{e}_r + H_z \vec{e}_z \quad (I. 2)$$

a- Distribution des champs et diagramme de rayonnement

Les cartes des champs représentent le tracé des champs électriques et magnétiques des modes fondamentaux, d'un résonateur isolé, dans le plan équatorial et méridien. La Figure I-19 montre les plans choisis pour un résonateur cylindrique isolé. Ils sont répartis comme suit :

- Deux plans méridiens : en $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$,
- Deux plans perpendiculaires à l'axe de rotation : l'un équatorial (traversant le centre du résonateur cylindrique), l'autre placé à proximité de la face inférieure au RD ($z = 0$).

Le plan méridien présente une vue latérale du résonateur ce qui correspondrait à une coupe rectangulaire. Quant au plan équatorial, il correspond, à une coupe circulaire du résonateur.

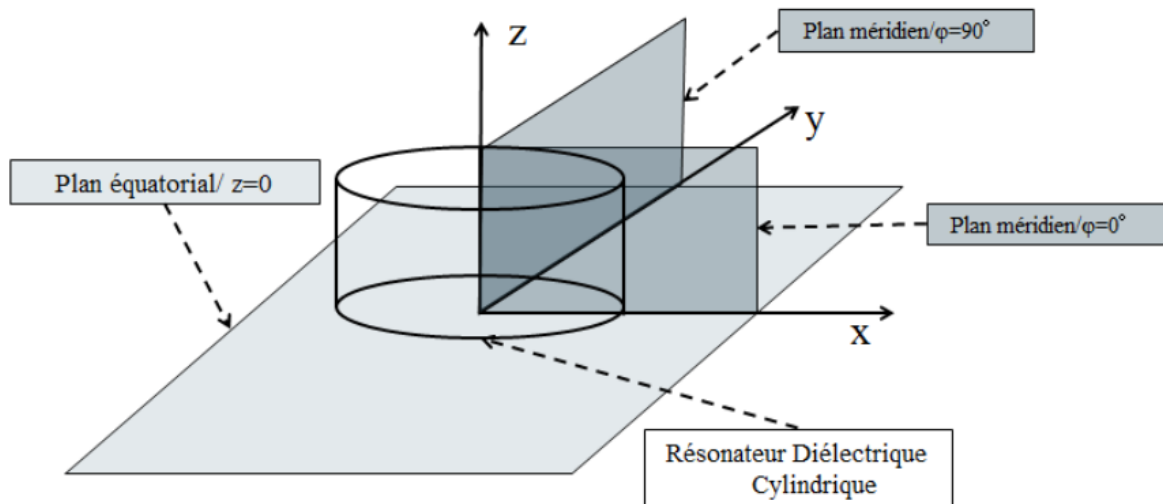


Figure I-19 Différents plans du résonateur cylindrique isolé

La Figure I-20 représente la distribution des champs électrique et magnétique au niveau du résonateur diélectrique cylindrique excité en mode $TE_{01\delta}$ dans les plans équatorial et méridien. Notons bien que pour ce mode, le champ magnétique est le même dans chacun des plans méridiens et que le champ électrique présente un minimum au centre du résonateur, alors que le champ magnétique présente un maximum au centre avec des niveaux faibles au voisinage des bords du résonateur.

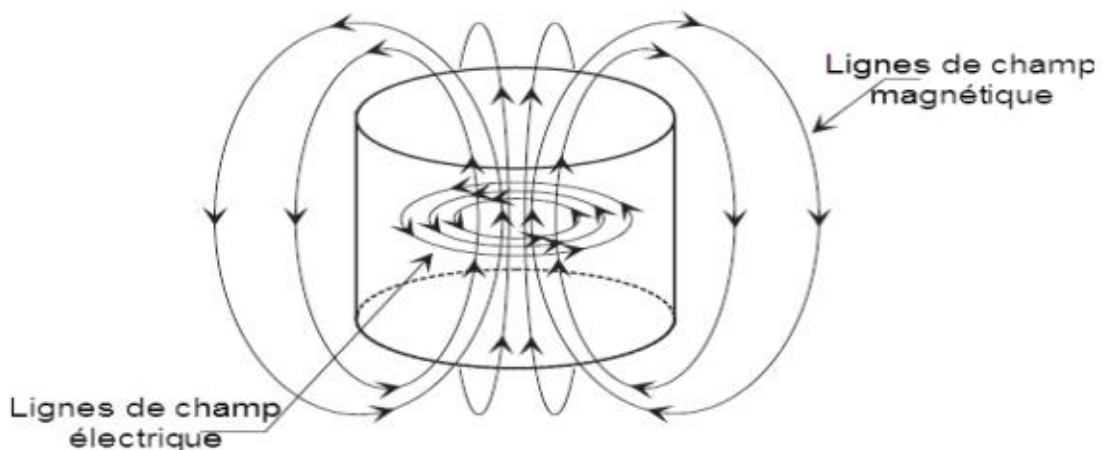


Figure I-20 : Lignes des champs électrique et magnétique du mode $TE_{01\delta}$ [19]

Les diagrammes de rayonnement montrent en coordonnées tridimensionnelles la variation des champs à une distance fixe " R " dans la direction (φ). Ceci revient à tracer la variation de l'intensité de rayonnement de l'antenne en question. Les résonateurs diélectriques offrent une variété de diagramme de rayonnement (souvent des dipôles électrique / magnétique) suivant le mode excité [19]. Une particularité très importante des antennes à résonateurs diélectriques est

que la nature du champ lointain rayonné par l'antenne ne dépend ni du matériau utilisé (constante diélectrique) ni des dimensions (rapport Rayon / Hauteur) du résonateur [8].

Le résonateur diélectrique cylindrique excité en mode fondamental $TE_{01\delta}$ rayonne comme un dipôle magnétique.

b- Fréquence de résonance

Un résonateur isolé ne représente pas en pratique la réalité et donc, il est généralement placé sur un plan de masse ou un substrat (suivant la technique d'excitation employée). Le plan de masse est considéré dans ce cas, comme un support métallique pour l'antenne et l'alimentation.

Si on considère un résonateur diélectrique cylindrique isolé de hauteur " $2h$ " pour lequel le plan équatorial de symétrie (à $z = 0$) est un mur électrique, cette hauteur correspond à une hauteur " h " dans le cas où le RDC est posé sur un plan de masse, comme présenté sur la Figure I-21 :

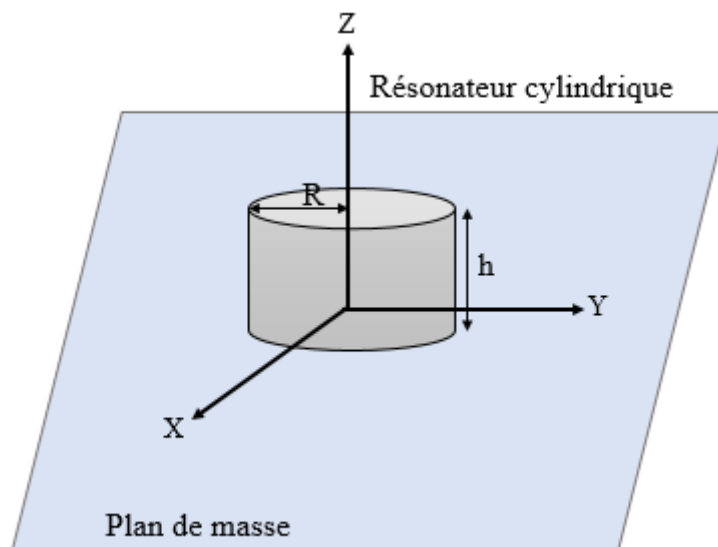


Figure I-21 Résonateur diélectrique cylindrique posé sur un plan de masse fini

Comme signalé précédemment, le mode $TE_{01\delta}$ présente une distribution de champ électromagnétique similaire à celle d'un dipôle magnétique situé le long de l'axe de rotation du résonateur cylindrique. En observant le rayonnement on peut conclure que ce mode présente un maximum de rayonnement dans le plan équatorial du résonateur cylindrique et un minimum suivant son axe de rotation.

Les fréquences de résonance des résonateurs diélectriques isolés peuvent être déterminées ; de manière approchée, à partir des expressions analytiques. Ces relations sont fonctions des paramètres physiques des résonateurs, notamment ses dimensions et sa constante diélectrique

[19, 12]. La fréquence de résonance f_r et le facteur de qualité Q [77] du mode $TE_{01\delta}$ peuvent être calculés approximativement à partir des équations suivantes [19, 7] :

$$K_0 R = \frac{2.327}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \left[1 + 0.2123 \left(\frac{R}{2h} \right) + 0.00898 \left(\frac{R}{2h} \right)^2 \right] \quad (I. 3)$$

$$K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi f_r}{c} \quad (I. 4)$$

$$Q = 0.078192(\epsilon_r^{1.27}) \left(1 + \frac{17.31}{R/h} - \frac{21.57}{\left(\frac{R}{h} \right)^2} + \frac{10.86}{\left(\frac{R}{h} \right)^3} - \frac{1.98}{\left(\frac{R}{h} \right)^4} \right) \quad (I. 5)$$

Où

- $c = 3 \times 10^8$ m/s représente la vitesse de la lumière dans le vide
- R : rayon du cylindre
- h : hauteur du cylindre
- ϵ_r : permittivité relative du diélectrique

c- Techniques d'excitation

Le mode $TE_{01\delta}$ est généralement utilisé pour la conception des filtres et oscillateurs en raison de son facteur de qualité intrinsèque très fort [78]. La distribution du champ magnétique du mode $TE_{01\delta}$ équivaut à un dipôle magnétique orienté le long de l'axe du cylindre au centre du résonateur. En raison de la répartition symétrique du champ de ce mode, une méthode de couplage équilibrée a été étudiée [78] et utilisée pour obtenir une excitation symétrique, comme le montre la Figure I-22 (a). Ce système d'alimentation équilibré est formé en plaçant deux lignes micro-ruban en forme d'arc de chaque côté du résonateur, de sorte à ce que les lignes de courant s'alignent avec les lignes du champ électrique du résonateur. Pour créer une distribution de boucle de courant plus uniforme, quatre lignes de micro ruban en forme d'arc sont utilisées pour concevoir une ARD omnidirectionnelle polarisée horizontalement et/ou verticalement [78], comme illustré sur la Figure I-22 (b). Afin d'obtenir le couplage de puissance maximum entre le résonateur et la ligne de transmission, les impédances du résonateur et de l'alimentation doivent être adaptées à la fréquence de résonance.

L'excitation du mode $TE_{01\delta}$ peut s'établir également en plaçant le résonateur sur un substrat près d'une ligne micro-ruban (couplage direct), ou en plaçant le résonateur au-dessus d'une

ouverture de couplage imprimée dans le plan de masse [79]. Les deux techniques d'excitation sont illustrées sur la Figure I-23.

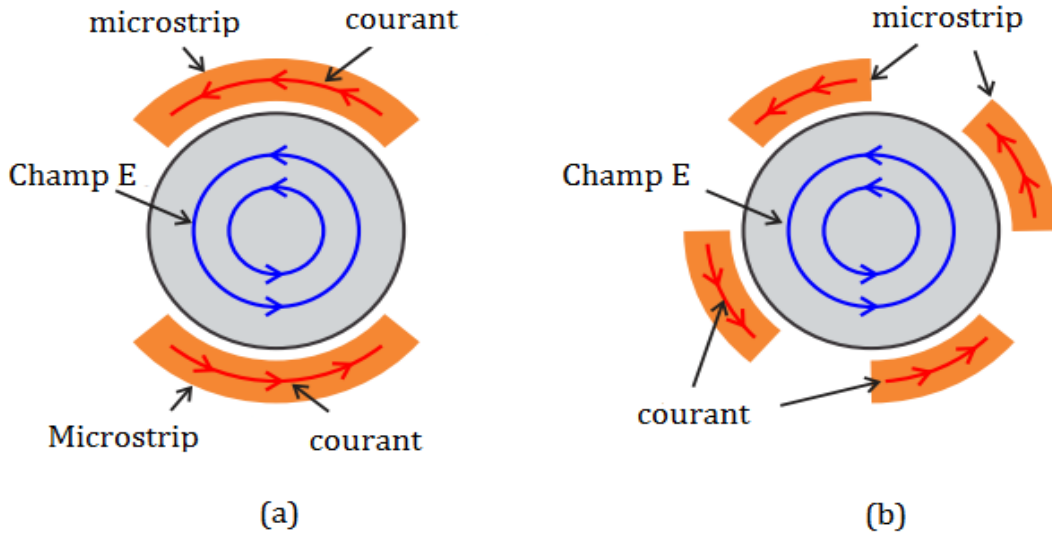


Figure I-22 Excitation du résonateur cylindrique en mode $TE_{01\delta}$ via :

a : Deux lignes micro-rubans en forme d'arc

b : Quatre lignes micro-rubans en forme d'arc

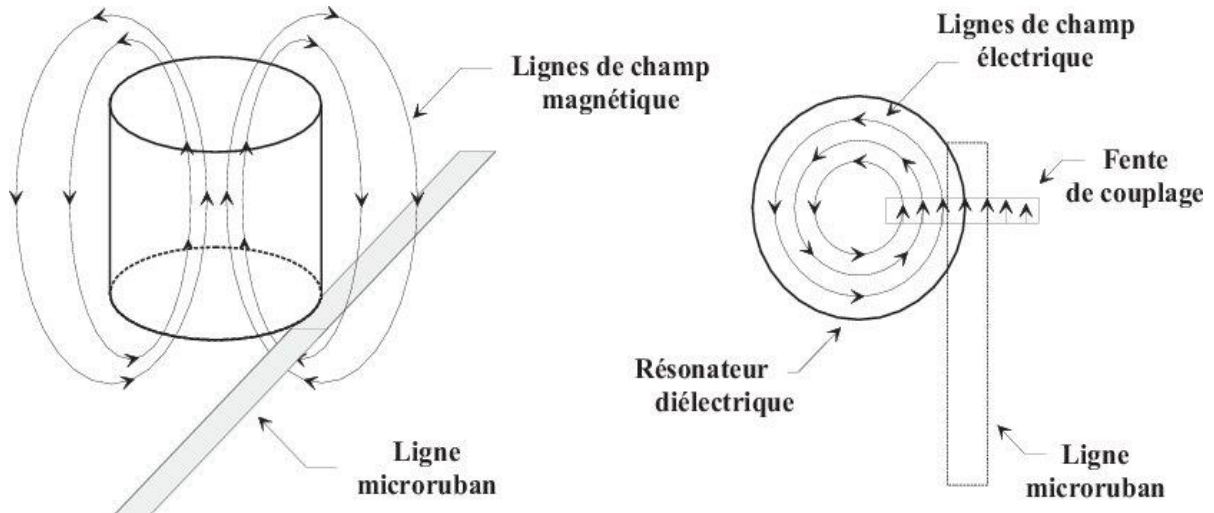


Figure I-23 Méthodes de couplage du mode $TE_{01\delta}$ [79]

II.2.4. Les modes transverses magnétiques ou modes $TM_{m,n,p}$

Les modes $TM_{m,n,p}$ électromagnétiques sont considérés comme les modes réciproques des modes $TE_{m,n,p}$ et donc la composante axiale du champ magnétique H_z est nulle. Par conséquent, les champs électrique et magnétique se décomposent comme suit :

$$\vec{H} = H_\varphi \vec{e}_\varphi \quad (I. 6)$$

$$\vec{E} = E_r \vec{e}_r + E_z \vec{e}_z \quad (I. 7)$$

a- Distribution des champs et diagramme de rayonnement

Pour le mode fondamental $TM_{01\delta}$, les distributions des champs électrique et magnétique sont illustrées sur la Figure I-24. On note bien que, contrairement au mode précédent $TE_{01\delta}$, les lignes du champ électrique sont incluses dans le plan méridien du RD alors que celles du champ magnétique forment des cercles concentriques autour du centre du résonateur. Le diagramme de rayonnement correspondant au mode $TM_{01\delta}$, peut donc être assimilé à un dipôle électrique vertical orienté le long de l'axe de rotation du cylindre, présentant donc un minimum dans l'axe de rotation et un maximum dans le plan perpendiculaire cet axe.

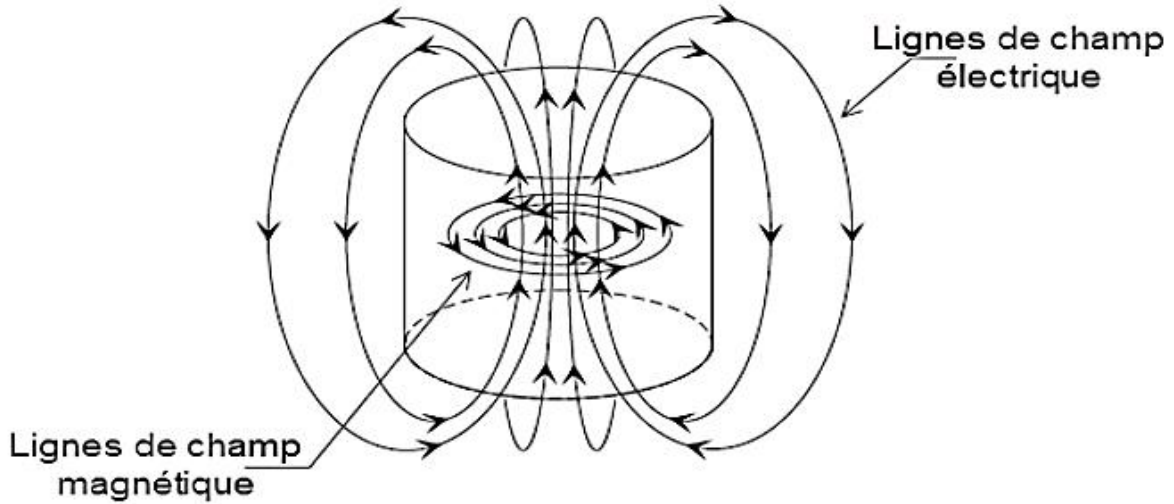


Figure I-24 Lignes des champs électrique et magnétique du mode $TM_{01\delta}$

b- Fréquence de résonance

La fréquence de résonance et le facteur de qualité de rayonnement Q du mode $TM_{01\delta}$ peuvent être calculés à partir des équations suivantes [77, 7] :

$$K_0 R = \frac{\sqrt{3.83^2 + (\pi R/2h)^2}}{\sqrt{\varepsilon_r + 2}} \quad (I. 8)$$

$$Q = 0.008721 \varepsilon_r^{0.888413} e^{0.0397475 \varepsilon_r} \left\{ 1 - \left(0.3 - 0.2 \left(\frac{R}{h} \right) \right) \left(\frac{38 - \varepsilon_r}{28} \right) \right\} \left\{ 9.498186 \left(\frac{R}{h} \right) + 2058.33 \left(\frac{R}{2h} \right)^{4.322261} e^{-3.50099 \left(\frac{R}{h} \right)} \right\} \quad (I. 9)$$

c- Techniques d'excitation

L'ouverture rayonnante au niveau du plan de masse est une technique utilisée pour exciter le mode $TM_{01\delta}$ en plaçant la fente près de la périphérie du résonateur cylindrique [77]. Deux autres techniques de couplage sont également utilisées pour exciter ce mode. Elles sont présentées sur la Figure I-25. La première consiste en l'insertion d'une sonde coaxiale le long de l'axe de rotation du résonateur et en couplant ainsi le mode via le champ électrique. La deuxième comprend une ligne micro-ruban placée en parallèle à l'axe de rotation du résonateur diélectrique [79].

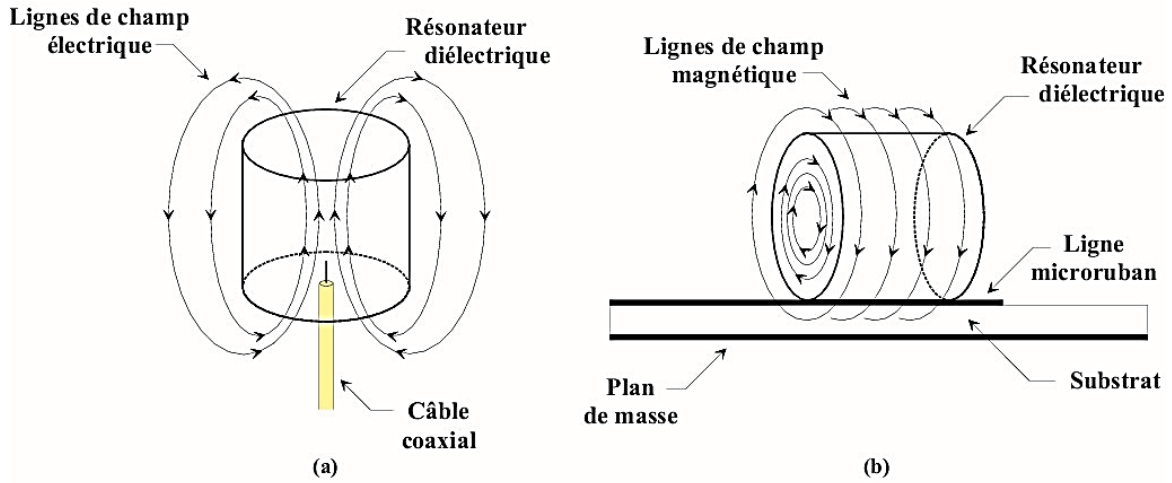


Figure I-25 Méthodes de couplage du mode $TM_{01\delta}$ [79]

II.2.5. Les modes hybrides ou modes $HEM_{m,n,p}$

Une propriété très importante des modes hybrides HEM , est qu'ils possèdent six composantes du champ électromagnétique qui sont non nulles et peuvent être excitées indistinctement par différents mécanismes d'excitation (couplage électrique ou magnétique).

a- Lignes des champs et diagramme de rayonnement

La distribution des champs électrique et magnétique dans un résonateur cylindrique excité en mode hybride $HEM_{11\delta}$ est schématisée sur la Figure I-26. La répartition du champ électrique dans le plan méridien en $\varphi = 0^\circ$ se caractérise par une symétrie impaire par rapport au plan équatorial. Le champ électrique est donc représenté dans le plan parallèle à l'axe équatorial proche de la face inférieure du résonateur diélectrique. Notons bien que le champ électrique est maximal dans le plan méridien $\varphi = 0^\circ$. En ce qui concerne le champ magnétique, il présente des niveaux maximaux dans le plan méridien $\varphi = 90^\circ$ [6, 7].

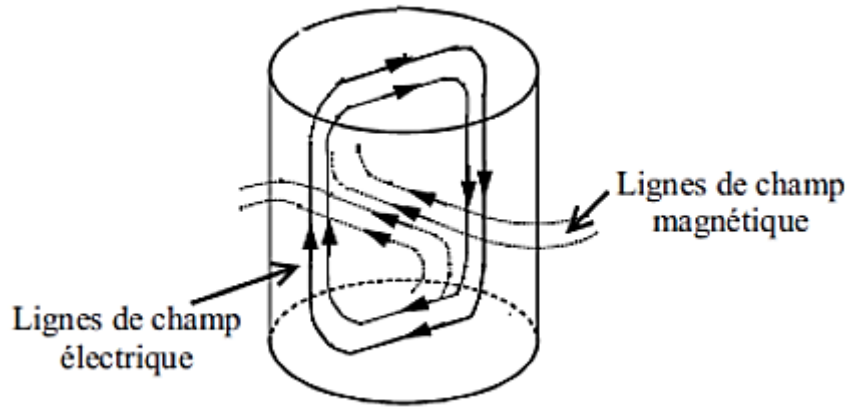


Figure I-26 Lignes des champs électrique et magnétique du mode $HEM_{11\delta}$

b- Fréquence de résonance

Le mode $HEM_{11\delta}$ présente l'avantage d'avoir un diagramme de rayonnement directif, c'est à dire un maximum de rayonnement dans la direction de l'axe de rotation du résonateur et un minimum dans le plan perpendiculaire. Concernant ce mode, sa fréquence de résonance et son facteur de qualité de rayonnement pourront être déduits à partir des équations suivantes [7, 77] :

$$K_0 R = \frac{6.324}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \left(0.27 + 0.36 \left(\frac{R}{2h} \right) + 0.02 \left(\frac{R}{2h} \right)^2 \right) \quad (I. 10)$$

$$Q = 0.01007 \epsilon_r^{1.3} \left(\frac{R}{h} \right) \left\{ 1 + 100 e^{-2.05 \left(\left(\frac{R}{2h} \right) - \left(\frac{R}{2h} \right)^2 \right)} \right\} \quad (I. 11)$$

c- Techniques d'excitation

Le couplage du mode $HEM_{11\delta}$ peut s'établir en posant le résonateur diélectrique sur un plan de masse et en l'excitant via une sonde coaxiale. Celle-ci doit être positionnée sur le côté afin d'exciter correctement le mode. Pour obtenir un couplage maximal, la sonde doit être située à l'endroit où l'intensité du champ électrique est maximale [79]. Un autre mécanisme d'excitation consiste à graver une ouverture centrée de forme rectangulaire au niveau du plan de masse et dans ce cas le résonateur sera alimenté dans ce cas par une ligne micro-ruban couplée via cette ouverture. L'adaptation d'impédance pourra être optimisée en variant la hauteur de la sonde coaxiale [79]. La Figure I-27 illustre les deux techniques d'excitation mentionnées précédemment :

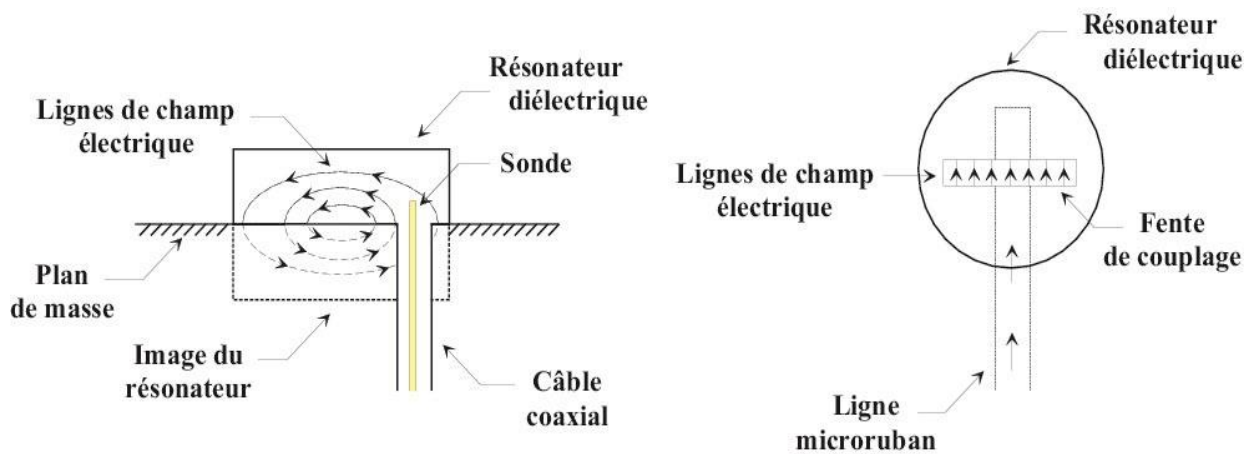


Figure I-27 Méthodes de couplage du mode $HEM_{11\delta}$ [79]

II. 3. Antennes à résonateurs diélectriques rectangulaires (ARDR)

II.3.1. Présentation

Les antennes à résonateurs diélectriques de forme rectangulaire (Figure I-28), offrent des avantages supplémentaires par rapport aux autres formes d'antennes. En effet, elles possèdent, comme illustrée sur la Figure I-28, deux paramètres indépendants (rapport w/h et w/a), ce qui permet par conséquent d'avoir deux degrés de liberté en termes de détermination de la fréquence de résonance spécifique pour une valeur de permittivité diélectrique donnée. Un autre avantage de cette forme, est qu'elle offre une meilleure flexibilité quant à l'optimisation de la bande passante autour de la fréquence souhaitée (étant donné que la bande passante de l'antenne dépend des rapports (w/h et w/a)).

L'analyse des antennes à résonateurs diélectriques de forme rectangulaire représente un domaine de recherche très complexe. Plusieurs méthodes numériques ont été utilisées pour le

calcul de la fréquence de résonance et des paramètres qui caractérisent le rayonnement. Il s'agit de la méthode des éléments finis (FEM), la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) et la méthode des moments (MoM) [7]. Un inconvénient majeur de ces méthodes numériques, est qu'elles nécessitent un temps de calcul et une capacité de mémoire très importants. Elles ont été remplacées par le modèle du guide d'onde diélectrique (Dielectric Waveguide Model (DWM)).

Le modèle du guide d'onde a été proposé en 1969 par Marcatili et al. [80] Afin de déterminer la longueur d'onde au niveau des guides d'onde diélectriques présentant des sections transversales rectangulaires. En principe, les modes se propageant suivant l'axe z du guide, les champs y varient sinusoïdalement à l'intérieur et diminuent exponentiellement à l'extérieur du guide. En procédant à une coupe sur ce guide perpendiculairement à l'axe z on obtient un Résonateur Diélectrique Rectangulaire (RDR) isolé de largeur w , de longueur a et hauteur h . Par application de la théorie des images à ce guide rectangulaire tronqué et en le plaçant sur un plan de masse, on obtient une antenne à résonateur rectangulaire (ARDR) de hauteur $h/2$ (Figure I-28). C'est ce qui constitue notre cas d'étude.

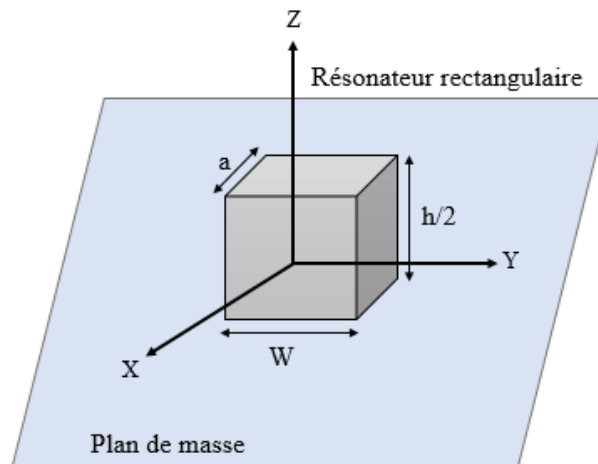


Figure I-28 Antenne à résonateur diélectrique rectangulaire posée sur un plan de masse

II.3.2. Modes de résonance

Les modes qui peuvent se propager dans le cas d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire isolé peuvent être scindés en deux familles : les modes transverses électrique ($TE_{m,n,p}$) et transverses magnétiques ($TM_{m,n,p}$), où les indices m , n et p indiquent, respectivement, les variations du champ dans les directions x , y et z . Toutefois, pour une antenne à RDR posée sur un plan de masse, seules les modes $TE_{m,n,p}$ peuvent se propager [19, 7]. Notons bien que TE_{111} est le mode fondamental pour une ARDR.

a- Lignes des champs et diagramme de rayonnement

L'analyse des champs au niveau des résonateurs rectangulaires peut être menée en considérant la classification générale des modes suggérés par Bladel [81]. Cette classification précise qu'un résonateur diélectrique de haute permittivité peut supporter des modes confinés ou non confinés. Pour les deux catégories, la composante du champ électrique normale à l'interface diélectrique/air, doit s'annuler, ce qui se traduit mathématiquement par la condition aux limites suivante :

$$\vec{n} \cdot \vec{E} = 0 \quad (I. 12)$$

Avec $\vec{E}$: vecteur du champ électrique

$\vec{n}$: vecteur unitaire normal à la surface diélectrique/air

La seconde condition aux limites est donnée par l'équation suivante :

$$\vec{n} \wedge \vec{H} = 0 \quad (I. 13)$$

Les modes confinés satisfont à la fois les deux conditions aux limites ((I. 12) et (I. 13)). Ce type de mode ne peut être excité que dans des formes diélectriques à symétrie de révolution telles les formes cylindriques et sphériques. Par conséquent, et étant donné que les ARDR ne présentent pas de symétrie de révolution, seuls les modes non confinés qui satisfont l'équation (I. 12) [81, 82] peuvent être supportés par ces derniers.

La distribution des champs du mode TE_{111} à l'intérieur du résonateur rectangulaire est illustrée sur la Figure I-29. La configuration des champs montre bien que le rayonnement de l'ARDR excitée en mode TE_{111} , est assimilable à celui d'un dipôle magnétique.

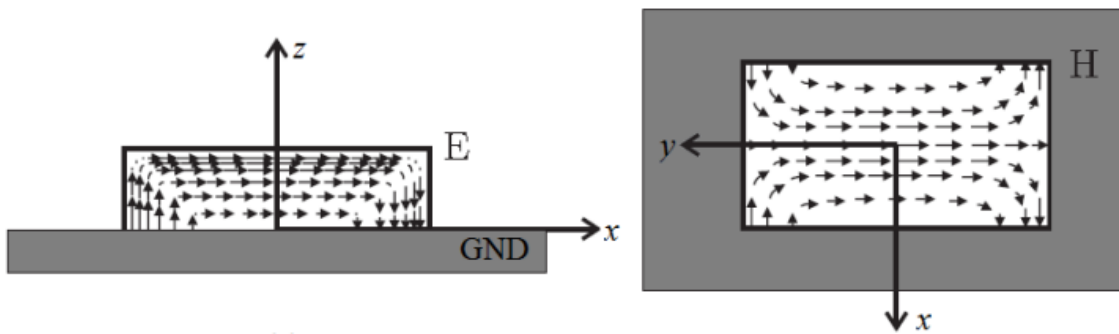


Figure I-29 Distribution des champs électrique et magnétique du mode TE_{111}

b- Fréquence de résonance

La fréquence de résonance f_0 des antennes à résonateurs diélectriques rectangulaires est obtenue en résolvant l'équation caractéristique suivante :

$$k_z \tan(k_z d/2) = \sqrt{(\epsilon_r - 1)k_0^2 - k_z^2} \quad (I. 14)$$

Avec

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \epsilon_r k_0^2 \quad (I. 15)$$

Et $d = h/2 ; k_0 = 2\pi f_0 / C ; k_x = \pi/w ; k_y = \pi/a$

En outre, le facteur de rayonnement Q de l'antenne peut être déterminé en utilisant la relation suivante [22] :

$$Q_{rad} = 2w_0 W_e / P_{rad} \quad (I. 16)$$

Où

w_0 : Fréquence de résonance du radian

W_e : Energie totale stockée dans le résonateur

P_{rad} : Puissance totale rayonnée par le résonateur

Le détail des expressions analytiques des quantités Q_{rad} et P_{rad} est présenté dans [22]. Il s'est avéré qu'en augmentant la permittivité du RD, plus les champs se concentrent à l'intérieur de celui-ci et plus la puissance rayonnée diminue, ce qui entraîne une augmentation du facteur de rayonnement et une diminution de la largeur de la bande passante de fonctionnement de l'antenne [7].

c- Techniques d'excitation

A partir des distributions des champs électrique et magnétique au niveau du résonateur, on peut établir les systèmes d'alimentation appropriés pour exciter le mode TE_{111} . Pour obtenir un bon couplage entre l'excitation et l'élément rayonnant, la source doit être placée au voisinage du champ électrique/magnétique du mode désiré. Une bonne compréhension des distributions des champs pour un mode d'une antenne RD est cruciale pour choisir un système d'alimentation adéquat.

L'excitation par câble est une technique très courante utilisée pour exciter les résonateurs diélectriques [16, 6]. L'âme centrale du câble coaxial traverse le plan de masse et le substrat, soit en pénétrant le résonateur, soit pour venir à sa proximité. La position de la sonde par rapport à l'élément rayonnant, détermine le mode excité. Cette alimentation est simple à réaliser mais pose des problèmes technologiques au niveau du perçage du substrat et du résonateur. Pour exciter le mode TE_{111} , le câble coaxial doit être localisé à côté du résonateur diélectrique rectangulaire, comme illustré sur la Figure I-30. L'adaptation d'impédance peut être optimisée en faisant varier la hauteur de l'âme centrale.

Une deuxième technique très simple pour exciter le mode TE_{111} réside dans la ligne micro-ruban. C'est incontestablement l'une des méthodes la moins coûteuse et la plus facile à réaliser [83, 35]. La quantité de couplage entre la ligne de transmission et le résonateur peut être optimisée en ajustant l'espace entre l'antenne et la ligne dans le cas d'un couplage indirect, ou bien les dimensions de la ligne (longueur et largeur) au-dessous du résonateur dans le cas d'une excitation directe. D'autres techniques ont été étudiées dans la littérature pour exciter les résonateurs rectangulaires telles que les lignes coplanaires, couplage par fente rectangulaire ou par guide d'onde rectangulaire [83].

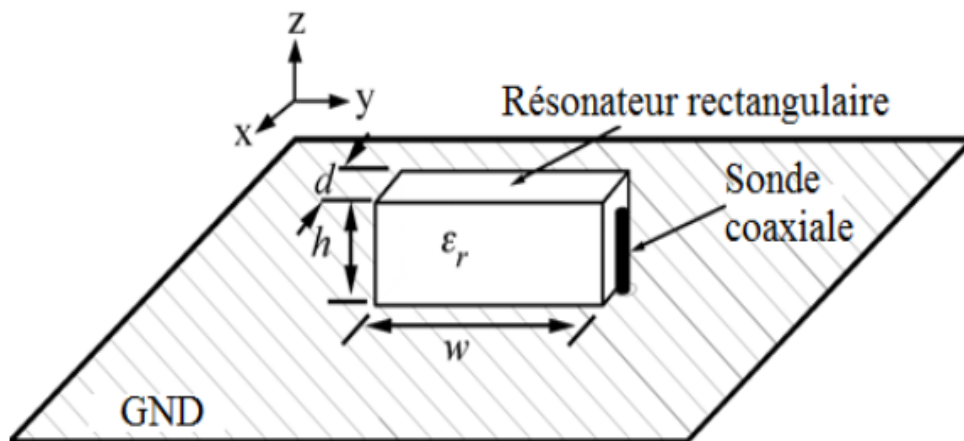


Figure I-30 Antenne à RD rectangulaire excitée en mode TE_{111} par câble coaxial

III. Outils de simulation et mesures

Il vient d'être présenté dans les sections précédentes, le principe de fonctionnement des antennes à résonateurs diélectriques. Il est important de noter que les caractéristiques de rayonnement des antennes sont déterminées à partir de la résolution des équations de Maxwell qui ont été développées grâce à des méthodes analytiques. Ces méthodes présentent comme la limite liée à la complexité mathématique sur laquelle le concepteur se fige à partir d'un certain degré de difficulté. Les méthodes numériques prennent alors le relais et les résultats en sont approximatifs [1].

III. 1. Méthodes numériques

La croissance du secteur de l'informatique a largement contribué au développement des méthodes numériques visant la prédiction du comportement, notamment les caractéristiques de rayonnement des dispositifs hyperfréquences en résolvant les équations de Maxwell. On citera ci-après quelques méthodes couramment utilisées dans la littérature pour la conception et le calcul des caractéristiques des antennes.

III.1.1. Méthodes des moments

Une méthode populaire adoptée pour la détermination du rayonnement des antennes est la méthode des moments (Method of Moment : MoM) [84, 85]. Elle s'appuie sur l'étude des fonctions de Green. Elle est utilisée en dernier recours, pour exprimer la solution sous forme matricielle et en offrant des résultats fréquentiels. Son principe [84] repose sur la résolution des problèmes électromagnétiques en décomposant les structures en un grand nombre limité de segments sur lesquels il est possible d'introduire une forme de courant très simple. La précision de cette méthode dépend essentiellement du choix du nombre de segments surtout aux endroits où il y a de fortes variations de courant. D'autre part, la convergence de cette méthode numérique dépend strictement de la longueur relative des segments par rapport à la longueur d'onde exploitée [84]. Cette méthode est utilisée par le logiciel ADS (Advanced Design System).

III.1.2. Méthodes des éléments finis

Une autre méthode fréquentielle relativement récente, utilisée généralement lorsque la complexité des structures augmente, est celle des éléments finis (FEM) [86]. C'est un outil de modélisation numérique largement répandu dans de nombreux domaines de la physique pour résoudre des problèmes décrits par des équations aux dérivées partielles.

Le principe de la méthode FEM est de discrétiser le domaine de calcul en sous-domaines appelés éléments, puis associer à chaque élément un certain nombre de nœuds. La méthode utilise un maillage de l'espace 3D et la région de propagation d'intérêt est subdivisée en un nombre fini d'éléments de forme triangulaire. Les champs électrique et magnétique sont représentés par un polynôme. Cette méthode décrit la structure à analyser grâce à un assemblage de petits éléments homogènes. Son avantage est qu'elle est utilisée dans tous les domaines et permet de traiter des structures ayant un grand degré de complexité ce qui requiert une puissance de calcul très importante et une grande taille de stockage. A signaler que cette méthode a été utilisée par la société ANSYS pour développer le logiciel commercial HFSS.

III.1.3. Méthode d'intégration finie

La technique d'intégration finie (FIT : Finit Integration Method) a été introduite pour la première fois par Weiland en 1977 [87]. Elle a été ensuite appliquée pour résoudre différents problèmes d'électromagnétisme.

Le principe de la FIT repose sur la transformation des équations de Maxwell en leurs formes intégrales d'où le nom intégration. Le domaine de calcul doit être discrétisé selon un maillage cubique, ensuite les différentes équations sont développées sous formes matricielles pour chacune des faces des cubes. La résolution de ces équations matricielles permet de répondre à des problèmes statiques, temporels et aussi fréquentiels par le biais de la transformée de Fourier. Cette méthode constitue la méthode de base utilisée par CST pour commercialiser leur logiciel CST MICROWAVE STUDIO.

III. 2. Logiciels de simulation

Dans la phase de conception des antennes, l'utilisation d'un simulateur électromagnétique se révèle indispensable pour réduire les coûts liés à la réalisation et à la mesure. Les résultats de simulation présentés dans ce mémoire sont issus principalement de deux logiciels : HFSS (High Frequency Structure Simulator) et CST Microwave Studio. Le logiciel HFSS est le plus utilisé dans cette étude. Au laboratoire, nous sommes équipés de ces deux logiciels. Nous en donnons dans ce qui suit un aperçu.

III.2.1. HFSS

Le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un simulateur électromagnétique performant qui fait la simulation du champ d'un modèle arbitraire en 3D [88]. Il utilise la méthode des éléments finis (FEM) pour produire des résultats qui se répètent pour une variété de structures complexes. Il est capable de modéliser des circuits ayant des plans de masse finis, des formes arbitraires et des matériaux différents. Il possède une interface graphique, où le concepteur peut dessiner la structure désirée, spécifier les caractéristiques de chaque objet (matériaux, dimensions etc...) et les ports d'excitation. Une fois la structure soit disposée, le modèle est validé et simulé pour obtenir les caractéristiques de rayonnement.

En théorie, la précision de la FEM demande la discrétisation de la structure 3D en un grand nombre d'éléments, ce qui nécessite un temps de calcul important et une grande mémoire. Un compromis entre la bonne précision et le temps de calcul doit être trouvé.

III.2.2. CST

La compagnie allemande CST (Computer Simulation Technology) a développé une gamme de logiciels pour la simulation électromagnétique basée principalement sur la méthode des

intégrations finies. Le produit le plus utilisé est CST Studio Suite. Il possède une interface graphique similaire à celle d'Ansoft HFSS. Il peut être manipulé de la même manière et comprend des modules permettant de faire des simulations pour différentes applications (antennes, filtres, câbles, dosimétrie...). Cet outil propose une « base de données » d'antennes paramétrées appelée « Antennas Magus » qui permet aux concepteurs d'accélérer le design et la modélisation de leurs antennes.

Le concepteur d'antenne doit commencer par le design de la structure souhaitée, ensuite spécifier les caractéristiques des matériaux et les dimensions des différents éléments constituant la structure globale, définir les ports et finalement valider et simuler le modèle sous CST.

L'avantage majeur de ce simulateur, réside en son effort numérique qui augmente plus lentement avec la complexité du problème comparé autres méthodes communément employées. De même, CST est plus commode pour faire des simulations sur une gamme de fréquences élevées puisque le calculateur dans le domaine temporel opère rapidement sur une large bande de fréquence. Par contre, Ansoft HFSS exige un plus grand nombre de simulations dans la même gamme de fréquence.

III. 3. Outils de mesures expérimentales

Il est à préciser que les mesures des caractéristiques et des propriétés de rayonnement des antennes à résonateurs diélectriques sont effectuées dans le laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications (LEAT) de l'Université Côte d'Azur de Nice.

III.3.1. Mesure du coefficient de réflexion

Les mesures de coefficient de réflexion (S_{11}) des antennes étudiées dans cette thèse, ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (Figure I- 31) (VNA : Vectorial Network Analyser) fournissant les paramètres S (généralement exprimé en décibel (dB)). Grâce à cet appareil il est possible de mesurer également, la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne sous-test.

Pour mesurer les paramètres S , l'analyseur vectoriel devrait être calibré afin d'obtenir une mesure précise des paramètres de réflexion et de transmission. Le calibrage permet de corriger les erreurs liées aux pertes de puissance dans les coupleurs directifs et à l'éventuelle désadaptation des câbles et adaptateurs utilisés pour connecter le DUT (Device Under Test = DST : Dispositif Sous Test).



Figure I- 31 Analyseur de réseau vectoriel (VNA)

III.3.2. Mesures de l'efficacité et du diagramme de rayonnement

Les mesure de diagramme de rayonnement sont réalisées en chambre anéchoïque au niveau du laboratoire LEAT. Le dispositif de mesure est illustré sur la Figure I-32. Plusieurs positionneurs sont mis en œuvre. Le premier modifie la polarisation des antennes de référence afin de pouvoir faire la mesure dans les deux plans E et H et de déterminer par la suite la nature de polarisation de l'antenne sous-test. Le second positionneur permet une rotation dans le plan horizontal de l'antenne pour pouvoir mesurer la transmission entre l'antenne à mesurer et l'antenne de référence pour différents angles d'incidence. Le troisième positionneur permet de réaliser une rotation de l'antenne sous test dans le plan vertical.



Figure I-32 La station SATIMO pour les mesures d'efficacité

IV. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les notions fondamentales des antennes à résonateurs diélectriques, y compris les formes des RD, les différents modes d'excitation ainsi que les méthodes d'alimentation. Nous avons également évoqué leurs avantages et inconvénients par rapport aux autres types d'antennes. Ensuite, nous nous sommes concentrés sur les antennes à résonateurs diélectriques de forme rectangulaire et cylindrique, tout en abordant leurs principaux modes excités. Une revue concise des différentes techniques d'élargissement de la bande passante, de miniaturisation et de création d'un fonctionnement multi-bandes, a été également abordée. Enfin, les différents outils de simulation et de mesure utilisés pour la conception et le test de nos antennes ont été présentés.

V. Références

- [1] C. O.Picon, Les antennes Théorie, conception et applications, Paris: Dunod, 2009.
- [2] 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.
- [3] J. L. 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.
- [4] P. Bourgeois, «Référence secondaire de fréquence à résonateur saphir cryogénique,» Thèse du doctorat de l'université de Franche-Comté, déc. 2004.
- [5] P. FILHOL, «Techniques de l'ingénieur,» 10 Avril 2016. [En ligne]. Available: <http://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/electronique-photonique-th13/materiaux-pour-l-electronique-et-dispositifs-associes-42271210/resonateurs-dielectriques-e1920/>. [Accès le 7 Mai 2017].
- [6] A. Petosa, A. Ittipiboon, Y. Antar, D. Roscoe et a. M. Cuhaci, «Recent advances in dielectric-resonator antenna technology,» *IEEE Antennas Propag. Mag*, vol. 40, p. 35–48, 1998.
- [7] R. Hedi, «Etude et conception de nouvelles topologies d'antennes à résonateur diélectrique dans les bandes UHF et SHF,» 22 Novembre 2013. [En ligne]. Available: <https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-01104850>. [Accès le 09 Mai 2017].
- [8] A. Benomar, «Etude des Antennes à Résonateurs Diélectriques: Application aux Réseaux de Télécommunications,» Thèse de doctorat de l'université Tlemcen et Limoges, 2015.
- [9] R. D. Richtmyer, «Dielectric Resonators,» *Journal of Applied Physics*, vol. 10, pp. 391-398, 1939.
- [10] A. Okaya, «The rutile microwave resonators,» *Proc. IRE*, vol. 48, 1960.
- [11] A.Okaya et F.Barash, «The dielectric microwave resonator,» *Proceeding of the IRE*, vol. 50, pp. 2081-2091, 1962.
- [12] S.Long, M. McAllister et L. Shen, «The resonant cylindrical dielectric cavity,» *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 31, p. 406–412, 1983.
- [13] M. W. McAllister et S. A. Long, «Resonant hemispherical dielectric antenna,» *Electron. Lett*, vol. 20, pp. 657-659, 1984.

- [14] S. M. Shum et K. Luk, «Characteristics of dielectric ring resonator antenna with an air gap,» *Electron. Lett*, vol. 30, pp. 277 - 278, 1994.
- [15] M. W. McAllister, S. A. Long et G. L. Conway, «Rectangular dielectric resonator antenna,» *Electron. Lett*, vol. 19, pp. 218-219, 1983.
- [16] C. Hong-Twu, C. Yuan-Tung et K. Shyh-Yeoung, «Probe-fed section spherical dielectric resonator antennas,» *Asia Pacific Microwave Conference*, vol. 2, pp. 2001 - 2002, 1999.
- [17] R. M. Y. A. P. B. e. M. C. A. Ittipiboon, «Aperture fed rectangular and triangular dielectric resonators for use as magnetic dipole antennas,» *Electronics Letters*, vol. 29, p. Electronics Letters, 1993.
- [18] A. Kishk, «Wide-band truncated tetrahedron dielectric resonator antenna excited by a coaxial probe,» *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, vol. 51, pp. 2913-2917, 2003.
- [19] K. M. Luk et K. W. Leung, *Dielectric Resonator Antennas*, RESEARCH STUDIES PRESS LTD, 2003.
- [20] R. Chair, A. A. Kishk, K. F. Lee et D. Kajfez, «Performance comparisons between dielectric resonator antennas and printed microstrip patch antennas at X-band,» *Microwave Journal*, vol. 49, pp. 90-104, 2006.
- [21] Q. L. e. all, «Comparison of the Radiation Efficiency for the Dielectric Resonator Antenna and the Microstrip Antenna at Ka band,» *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 56, pp. 3589-3592, 2008.
- [22] R. K. Mongia et A. Ittipiboon, «Theoretical and experimental investigations on rectangular dielectric resonator antennas,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, pp. 1348 -1356, 1997.
- [23] M. Tarn et R. Murch, «Circularly Polarized Circular Sector Dielectric Resonator Antenna,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 48, pp. 126-129, 2000.
- [24] A. Kishk, Y. an et A. Glisson, «Conical dielectric resonator antennas for wide-band applications,» *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 50, pp. 469-474, 2002.
- [25] A. A. Kishk, «Tetrahedron and triangular dielectric resonator antenna with wideband performance,» *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE*, vol. 4, pp. 462-465, 2002.
- [26] P. Suwanta, P. Krachodnok et R. Wongson, «Wideband Inverted L-shaped Dielectric Resonator Antenna for Medical Applications,» *2017 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM), Kumamoto*, pp. 188-189, 2017.

- [27] M. Khalily, M. K. A. Rahim et M. R. Kamarudin, «A novel P-Shape Dielectric Resonator Antenna for Wideband Application,» *Proceedings of 2010 IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APCE 2010), Port Dickson*, pp. 1-4, 2010.
- [28] P. Patel, B. Mukherjee et J. Mukherjee, «Novel S shaped dielectric resonator antenna for wireless communication,» *2015 1st URSI Atlantic Radio Science Conference (URSI AT-RASC), Gran Canaria, Spain*, pp. 1-1, 2015.
- [29] B. Mukherjee, «A novel half Hemispherical Dielectric Resonator Antenna with array of slots loaded with a circular metallic patch for wireless applications,» *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, vol. 69, pp. 1755-1759, 2015.
- [30] P. Anoop et R. Bhattacharjee, «Design of dual band triangular DRA for WLAN application,» *2015 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC), Guwahati*, pp. 1-2, 2015.
- [31] G. Varshney, P. Praveen, R. S. Yaduvanshi et V. S. Pandey, «Conical shape dielectric resonator antenna for ultra wide band applications,» *International Conference on Computing, Communication & Automation, Noida*, pp. 1304-1307, 2015.
- [32] K. W. Leung, K. M. Luk, K. Y. A. Lai et a. D. Lin, «Theory and experiment of a coaxial probe fed hemispherical dielectric resonator antenna,» *IEEE Trans.Antennas and Propagation*, vol. 41, pp. 1390-1398, Oct 1993.
- [33] K. W. Leung, K. M. Luk, K. Y. A. Lai et D. Lin, «Theory and experiment of an aperture-coupled hemispherical dielectric resonator antenna,» *IEEE Trans Antennas and propagation*, vol. 43, pp. 1192-1198, 1995.
- [34] K. W. Leung, «Conformal strip excitation of dielectric resonator antenna,» *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 48, pp. 961-967, 2000.
- [35] K. R. A. e. S. Long, «Microstrip transmission line excitation of Dielectric Resonator Antennas,» *Electronics Letters*, vol. 24, pp. 1156-1157, 1988.
- [36] A. e. a. Petosa, «Design of Microstrip-Fed Series Array of Dielectric Resonator Antenna,» *Electronic Letters*, vol. 31, pp. 1306-1307, 1995.
- [37] G. Junker, A. Kishk, A. Glisson et D. Kajfez, «Effect of an Air Gap Around the Coaxial Probe Exciting a Cylindrical Dielectric Resonator Antenna,» *IEE Electron Letters*, vol. 30, pp. 177-178, Feb. 1994.
- [38] A. S. a. R. K. Gangwar, «Asymmetrical annular shape microstrip line fed stacked cylindrical dielectric resonator antenna for UWB,» *2016 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), New Delhi, India, 2016*, pp. 1-4, 18 May 2017.

- [39] G. Das, A. Sharma et R. K. Gangwar, «Two elements dual segment cylindrical dielectric resonator antenna array with annular shaped microstrip feed,» *016 Twenty Second National Conference on Communication (NCC)*, Guwahati, pp. 1-6, 2016.
- [40] A. A. Kishk, B. Ahn et D. Kajfez, «Broadband Stacked Dielectric Resonator Antennas,» *Electron. Lett*, vol. 25, pp. 1232-1233, August 1989.
- [41] A. Rashidian et K. F. a. M. T. Aligodarz, «Investigations On Two Segment Dielectric Resonator Antennas,» *Microwave and Opt. Tech. Letters*, vol. 45, pp. 533-537, 2005.
- [42] S. Dhar, R. Ghatak, B. Gupta et Poddar, «D.R.A Wideband Minkowski Fractal Dielectric Resonator Antenna,» *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, vol. 61, pp. 2895 - 2903, 2013.
- [43] M. A. Sharkawy et A. Z. E. a. C. E. Smith, « Stacked elliptical dielectric resonator antennas for wideband applications,» *EEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004*, vol. 2, pp. 1371-1374, 2004.
- [44] Q. Rao, T. A. Denidni et A. R. Sebak, «Broadband Compact Stacked T Shaped DRA with Equilateral-Triangle Cross Sections,» *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett*, vol. 16, pp. 7-9, 2006.
- [45] M. KHALILY, M. K. A, RAHIM, A. A. KISHK et S. DANESH, «Wideband P-Shaped Dielectric Resonator Antenna,» *RADIOENGINEERING*, vol. 22, pp. 281-285, 2013.
- [46] M. T. L. K. W. L. a. E. K. N. Y. K. M. Luk, «Technique for Improving Coupling Between Microstripline and Dielectric Resonator Antenna,» *Electron. Lett*, vol. 35, pp. 357-358, 1999.
- [47] P. V. Bijurnon, S. K. Menon, M. N. Suma et M. T. S. a. P. Mohanan, «Broadband Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Excited by Modified Microstripline,» *Electron. Lett*, vol. 41, pp. 385-387, 2005.
- [48] S. K. Menon, B. Lethakumary, P. Mohanan et P. V. B. a. M. T. Sebastian, «Wideband Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Excited Using an L-Strip Feed,» *Microwave and Opt. Tech. Letters*, vol. 42, pp. 293-294, 2004.
- [49] Z. Rahimian, S. Nikmehr et A. pourziad, «Circularly polarized rectangular dielectric resonator antennas with branch-line coupler for wideband applications,» *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 69, p. 169–175, 2015.
- [50] U. Ullah, W. F. F. W. Ali, M. F. Ain, N. M. Mahyuddin et Z. A. Ahmad, «Design of a novel dielectric resonator antenna using MgTiO₃–CoTiO₃ for wideband applications,» *Materials and Design*, vol. 85, p. 396–403, 2015.

- [51] S. Maity et B. Gupta, «Theory and experiments on horizontally inhomogeneous Rectangular Dielectric Resonator Antenna,» *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, vol. 76, p. 158–165, 2017.
- [52] T. A. D. a. Q. Rao, «Hybrid Dielectric Resonator Antennas with Radiating Slot for Dual-Frequency Operation,» *IEEE Anten. Wireless Propagat. Lett*, vol. 3, pp. 321-323, 2004.
- [53] Yi-FangLin, Hua-MingChen et Chia-HoLin, «Compact Band Hybrid Dielectric Resonator Antenna With Radiating Slot,» *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 6-9, 2009.
- [54] X. S. Fang et K. W. Leung, «Linear-/Circular-Polarization Designs of Dual /Wide-Band Cylindrical Dielectric Resonator Antennas,» *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, vol. 60, 2012.
- [55] M. F. A. e. al, «A novel multi-band dual-segment rectangular Dielectric Resonator Antenna,» *2014 International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Sydney, NSW, pp. 34-37, 2014.
- [56] E. Vinodha et S. Raghavan, «Double stub microstrip fed two element Rectangular Dielectric Resonator Antenna for multiband operation,» *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, vol. 78, pp. 46-53, 2017.
- [57] R. K. Chaudhary, K. V. Srivastava et a. A. Biswas, «Multi-Band Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Using Permittivity Variation in Azimuth Direction,» *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 59, p. 11–20, 2015.
- [58] R. Khan, M. H. Jamaluddin, J. U. R. Kazim et J. N. a. O. Owais, «Multiband-dielectric resonator antenna for LTE application,» *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, pp. 595-598, 2016.
- [59] P. Rezaei et M. H. a. K. Forooraghi, «Multi-Band Rectangular Dielectric Resonator Antenna with Crank-Shape Feed-Line,» *2006 7th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory, Guilin*, pp. 1-4, 2006.
- [60] R. K. Mongia, «Half Split Dielectric Resonator Placed on a Metallic Plane for Antenna Applications,» *Electron. Lett*, vol. 25, pp. 463-464, 1989.
- [61] G. P. Junker et A. A. K. a. A. W. Glisson, «Numerical Analysis Of Dielectric Resonator Antennas Excited in Quasi-TE Modes,» *Electron. Lett*, vol. 29, pp. 1810-1811, 1993.
- [62] L. HUITEMA, Conception d'antennes miniatures à base de matériaux innovants pour systèmes de communications mobiles, Thèse du doctorat de l'université de Limoges, 2011.

- [63] M. T. K. T. a. R. D. Murch, «Half Volume Dielectric Resonator Antenna Designs,» *Electron. Lett*, vol. 33, pp. 1914-1916, 1997.
- [64] Petosa.A, Simons.N, Siushansian.R, Ittipiboon.A et Cuhaci.M, «Design and analysis of multisegment dielectric resonator antennas,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* , vol. 48, pp. 738-742, 2000.
- [65] Nasimuddin et K. P. Esselle, «Antennas with dielectric resonators and surface mounted short horns for high gain and large bandwidth,» *LET, Microwave, Antenna & Propagation*, vol. 1, pp. 723-728, 2007.
- [66] Nasimuddin et K. P. Esselle, «A low profile compact microwave antenna with high gain and wide bandwidth,» *International Conference on Electromagnetic in advanced applications*, pp. 895-898, 2007.
- [67] B. Rana, A. Chatterjee et S. K. Parui, «Gain enhancement of a direct microstrip line fed dielectric resonator antenna using FSS,» *2015 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC), Guwahati*, pp. 1-2, 2015.
- [68] M. M. a. Z. Raida, «Gain improvement of higher order mode dielectric resonator antenna by thin air gap,» *2016 International Conference on Broadband Communications for Next Generation Networks and Multimedia Applications (CoBCom), Graz*, pp. 1-3, 2016.
- [69] D. J. Masse, R. A. Pucel, D. W. Readey et E. A. M. a. C. P. Hartwig, «A new low-loss high-k temperature-compensated dielectric for microwave applications,» *in Proceedings of the IEEE*, vol. 59, pp. 1628-1629, 1971.
- [70] Z. Peng, H. Wang et X. Yao, «Dielectric resonator antennas using high permittivity ceramics,» *Ceramics International*, vol. 30, pp. 1211-1214, 2004.
- [71] S. Parida, S. Rout, V. Subramanian, P. Barhai, N. Gupta et V. Gupta, «Structural, microwave dielectric properties and dielectric resonator antenna studies of $\text{Sr}(\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$ ceramics,» *Journal of Alloys and Compounds*, vol. 528, pp. 126-134, 2012.
- [72] A. Bisen, A. Satapathy, S. Parida, E. Sinha, S. Rout et M. Kar, «Structural, optical band gap, microwave dielectric properties and dielectric resonant antenna studies of $\text{Ba}(\text{1x})\text{La}(\text{2x/3})\text{ZrO}_3$ (0.6 x 0.1) ceramics,» *Journal of Alloys and Compounds*, vol. 615, p. 1006–1012, 2014.
- [73] S. Agrawal, R. D. Gupta, M. S. Parihar et P. N. Kondekar, «A wideband high gain dielectric resonator antenna for RF energy harvesting application,» *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 78, pp. 24-31, 2017.

- [74] M. F. Ain, S. I. S. Hassan, J. S. Mandeep et M. A. Othman, «2.5 GHZ BATIO3 DIELECTRIC RESONATOR ANTENNA,» *Progress In Electromagnetics Research, PIER* 76, p. 201–210, 2007.
- [75] T. Nischikawa, Y. Ishikawa et H. Tamuraal, «Ceramic Materials for Microwave Applications,» *Electronic Ceram, spring issue*, 1979.
- [76] D. Kajfez et A. Kishk, «Dielectric Resonator Antenna-Possible Candidate for Adaptive Antenna Arrays,» *University of Mississippi, USA*, 2002.
- [77] L. Zou, «Dielectric Resonator Antennas: From Multifunction Microwave Devices to Optical Nano-antennas,» *Thèse de doctorat de l'école d'ingénierie électrique et électronique de l'université d'Adelaide, Australie*, 2013.
- [78] P. Guillon et Y. G. a. J. Farenc, «Dielectric resonator dual modes filter,» *Electron. Lett.*, vol. 16, p. 646–647, 1980.
- [79] C. Naninni, «Etude de nouvelles antennes à résonateur diélectrique multifréquence, large bande et à polarisation circulaire,» *Thèse de doctorat de l'université Sophia antipolis de Nice*, 2004.
- [80] E. A. J. Marcatili, «Dielectric rectangular waveguide and directional coupler for integrated optics,» *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 48, p. 2071– 2102, 1969.
- [81] J. V. Bladel, «On the resonances of a dielectric resonator of very high permittivity,» *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, p. 199–208, 1975.
- [82] A. W. Glisson, D. Kajfez et J. James, «Evaluation of modes in dielectric resonators using a surface integral equation formulation,» *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 31, p. 1023–1029, 1983.
- [83] I. MESSAOUDENE, «Modelisation et realisation de nouvelles antennes dielectriques larges bandes pour les communications sans fils,» *Thèse de doctorat de l'université Constantine 1*, 2014.
- [84] M. Sadiku, Numerical techniques in electromagnetics, CRC press, 1992.
- [85] T. Itoh, Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-wave Passive Structures, Wiley-Interscience, Editor, 1989.
- [86] R. H. a. C. Christodoulou, «Analysis of planar microstrip antennas using the finite element method,» *Southeastcon '96. Bringing Together Education, Science and Technology., Proceedings of the IEEE, Tampa, FL*, pp. 136-139, 1996.
- [87] T. Weiland, «A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields,» *Electron. Commun. AEU*, vol. 31, p. 116–120, 1977.

- [88] «http://www.ansys.com/fr_fr/Produits/Flagship+Technology/ANSYS+HFSS,» AnSoft HFSS Full Documentation. [En ligne].

Chapitre II - Antenne filtre à fente chargée par résonateur diélectrique rectangulaire

Sommaire :

I. Introduction.....	71
II. Contexte de l'étude et généralités	72
II. 1. L'internet des objets	72
II. 2. Les antennes à facteur de qualité élevé.....	73
II. 3. Les antennes filtre.....	74
III. Etude et conception de l'antenne filtre à 868 MHz	78
III. 1. Mise en équation du modèle théorique proposé.....	78
III. 2. Choix de la fente elliptique	79
III. 3. Spécifications géométriques de l'antenne filtre	81
IV. Performances simulées et validation expérimentale	86
IV. 1. Méthode de mesure en connecteur SMA	88
IV. 2. Méthode de mesure en module autonome avec batterie	95
V. Conclusion.....	102
VI. Bibliographie	104

I. Introduction

Dans le premier chapitre, il a été mis l'accent sur les résonateurs diélectriques, leur théorie et les démarches suivies pour leur conception. Ceci nous a permis de nous situer par rapport à la littérature. Dans ce chapitre, nous allons nous focaliser sur les moyens à mettre en œuvre pour concevoir un dispositif antennaire alliant entre les faibles dimensionnalités, les caractéristiques de rayonnement et les propriétés de filtrage.

L'énergie électromagnétique émise par de nombreux appareils électroniques peut perturber le fonctionnement des autres dispositifs se trouvant dans leur environnement et opérant dans des bandes voisines. La majorité des problèmes d'interférences électromagnétiques a pour origine la bande des radiofréquences comprise entre 30 kHz et 10 GHz [1].

La compacité des antennes, particulièrement pour les systèmes de l'internet des objets fonctionnant au sous- GHz , s'avère comme un réel challenge. Cependant, les transmissions dans les bandes adjacentes peuvent provoquer de fortes interférences. Ces risques de perturbation ont été identifiés depuis longtemps et ont donné lieu à de nombreux travaux de recherches qui seront passés en revue dans la section qui suit.

Les structures à base de résonateurs diélectriques sont la solution proposée dans ce chapitre pour réaliser des antennes filtres, compactes, ayant à la fois les caractéristiques de rayonnement et de filtrage et conservant des efficacités de rayonnement acceptables. La mise au point de tels systèmes antennaires repose principalement sur l'optimisation de la combinaison fente-résonateur diélectrique, permettant de parvenir à une structure à haut facteur de qualité, et garantissant une meilleure sélectivité fréquentielle et un bon degré de filtrage des fréquences voisines.

La première partie du travail consiste à établir une ébauche du cahier des charges qui permettra de définir la taille de la structure, et de choisir la démarche méthodologique de conception suivie. Un modèle théorique succinct sera présenté et constituera le socle de base de notre démarche de conception.

Ensuite, une partie conséquente de ce chapitre sera consacrée à l'analyse et la discussion des résultats obtenus par le biais d'une conception électromagnétique sous le logiciel HFSS. Une étude sur la méthode de miniaturisation choisie est présentée. Elle est fondée sur l'analyse de l'influence des dimensions et des paramètres géométriques de la structure. La réponse de l'antenne filtre est également discutée.

Finalement, un compromis entre les caractéristiques souhaitées, à savoir : de faibles dimensions du dispositif à concevoir, efficacité élevée et des interférences électromagnétiques réduites, a été pris en considération. Ceci a justifié la mise en œuvre d'une conception conjointe des fonctions de filtrage et de rayonnement ainsi que le recours à deux techniques de fabrication de

l'antenne filtre. Nous avons opté pour la fabrication basée sur un module autonome avec batterie, pour développer le dispositif final qui remplira les deux fonctions, rayonnement et filtrage.

II. Contexte de l'étude et généralités

Dans cette partie, nous allons mettre l'accent sur l'état de l'art des antennes filtre ainsi que les différentes méthodologies adoptées pour aboutir à une intégration conjointe des fonctions de rayonnement et de filtrage. Nous commencerons dans un premier temps, par une brève description du concept de l'internet des objets, qui fait l'objet de cette étude.

II. 1. L'internet des objets

L'Internet des Objets ou « Internet of Things » en anglais (IoT) est un domaine de recherche d'actualité en pleine expansion. C'est un concept intéressant qui a non seulement le pouvoir d'influencer notre style de vie, mais aussi notre mode de travail. Cette technologie a la capacité de changer la façon dont les gens interagissent avec leur environnement à la maison, au travail, dans les transports et dans les villes, etc...

La croissance explosive de ces dispositifs a totalement intégré notre monde. Aussi, la baisse rapide du prix des composants électroniques permet d'innover et de s'investir dans de nouvelles pistes de conceptions d'antennes embarquées. Il est prévu que plus de 50 milliards d'objets seront connectés à Internet d'ici 2020 [2]. Cette croissance crée des possibilités sans précédent pour les industries et les entreprises. Dans ce contexte, Bouygues Telecom, opérateur français du réseau mobile, a récemment annoncé le développement d'un réseau de l'IoT basé sur la technologie Lora [3].

II.1.1. Définition

Il n'existe pas de définition standard de l'internet des objets. Certaines insistent sur les aspects techniques de l'IoT, tandis que d'autres se focalisent plutôt sur les emplois et les fonctionnalités. D'autres font l'hypothèse qu'il représente une révolution incontournable puisqu'il permet de connecter les personnes et les objets n'importe quand et n'importe où. Cette définition met l'accent sur la dimension ubiquitaire de l'IoT et personnifie les objets en leur attribuant l'intelligence et la capacité de communiquer. Ainsi, les personnes ne sont pas les seuls consommateurs d'Internet : les objets aussi l'utilisent pareillement. Au niveau des secteurs de l'industrie et de l'énergie par exemple, les interactions machine à machine (en anglais machine to machine : ou M2M) sont très répandues. La Figure II- 1 en donne une schématisation. Elles permettent par exemple, le suivi rigoureux des opérations des machines à outils et la signalisation des défaillances, facilitant ainsi les différentes opérations de maintenance.

II.1.1. La technologie LoRa

Une caractéristique très importante des dispositifs IoT (Figure II- 1) est le transfert de petites quantités de données avec un faible taux de transmission, permettant ainsi de réduire significativement les besoins en termes de bande passante. Ce constat a révélé de nouvelles pistes de développement des antennes récentes à bande ultra étroite [4, 5]. Généralement, l'application LoRa requiert quelques *MHz* de bande. Les bandes sous-*GHz* comme *868 MHz* en Europe et *915 MHz* aux Etats-Unis, sont actuellement utilisées et préférées en raison de leurs caractéristiques de propagation consistantes [4].

Pour permettre une intégration aisée dans les dispositifs électroniques, les antennes dédiées à l'IoT doivent être de petites tailles et compactes, ce qui conduit à l'augmentation du facteur de qualité de l'antenne, et par suite à la réduction de la bande passante de fonctionnement. Toutefois, une diminution significative de l'efficacité de l'antenne est attendue et doit être ainsi prise en considération.

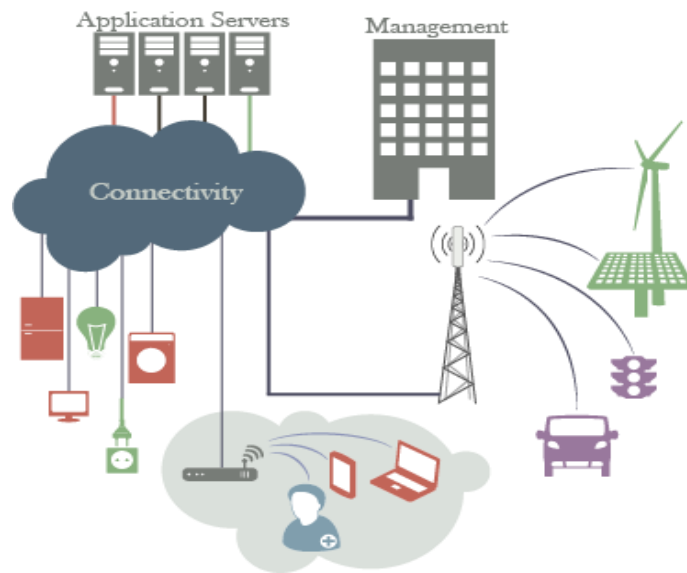


Figure II- 1 Exemple de communication machine à machine

II. 2. Les antennes à facteur de qualité élevé

Nous avons évoqué précédemment le challenge que représente la miniaturisation des antennes pour les applications Internet des Objets. L'enjeu principal est de diminuer les dimensions de l'élément rayonnant tout en maintenant des caractéristiques de rayonnement optimales. Or, les performances d'une antenne dépendent de la taille électrique et sont caractérisées par le facteur de qualité Q , la bande passante et l'efficacité. De ce fait, depuis des décennies, plusieurs études théoriques font l'objet de nombreuses discussions dans la littérature et diverses expressions reliant le facteur de qualité à la bande passante et efficacité rayonnée ont été développées [6].

Les antennes à fort coefficient de qualité Q , constituent une solution qui peut être utilisée pour fournir des petites antennes. Contrairement aux antennes à faible facteur de qualité Q , elles sont de taille compacte et à bande très étroite. De plus, elles présentent une autre propriété très intéressante du fait qu'elles sont caractérisées par des champs proches confinés, elles proposent alors une forte densité de courant [6].

Plusieurs travaux dans la littérature ont démontré l'applicabilité des antennes à fort facteur de qualité. Il a été ainsi démontré [7, 8] que dans le cas des structures antennaires reconfigurables en fréquence, les antennes à haut facteur de qualité offrent une bonne flexibilité et ouvrent les possibilités d'un réglage fréquentiel très élevé ainsi qu'une forte réduction de la taille de l'antenne. Cependant, leur efficacité reste encore plus réduite que les antennes à faible coefficient Q .

De plus, la réponse d'une antenne accordable à fort coefficient Q en basse fréquence, a été explorée dans d'autres travaux de recherche menés en [9, 10]. Ils ont révélé un effet négatif très réduit sur le fonctionnement de l'antenne, lorsqu'il est tenu à la main ou/et à proximité de l'utilisateur (Figure II- 2) par rapport aux antennes à faible facteur de qualité Q . Par conséquent ces antennes présentent moins de sensibilité à l'environnement extérieur très proche, en raison de leurs champs confinés [7]. Ces avantages et propriétés intéressantes ont été explorés pour concevoir des antennes filtres [11].



Figure II- 2 Prototype de mesure de l'antenne à haut coefficient Q à proximité de l'utilisateur [10]

II. 3. Les antennes filtres

Les systèmes de communications se composent d'une chaîne d'émission, d'une chaîne de réception et d'un canal de transmission. La complexité des chaînes d'émission et de réception peuvent dépendre essentiellement de l'application envisagée. Ils comportent, généralement, pour un système sans fils un segment numérique et un segment analogique.

Les filtres et les antennes sont des composantes cruciales dans tous les systèmes de communication et y occupent un volume significatif. Dans le passé, plusieurs travaux de recherches ont été menés pour améliorer les performances électriques ainsi que la compacité des filtres et des antennes. En outre, en raison de la demande croissante d'antennes compactes et efficaces, l'intérêt d'innovation dans le domaine des antennes miniatures ne cesse d'augmenter [5, 11].

La Figure II- 3 illustre le schéma synoptique d'un système de communication sans fil en réception. Le filtre passe-bande suit immédiatement l'antenne dans le circuit de réception pour rejeter le bruit et les interférences hors bande, permettant par conséquent la transmission de signaux contenant l'information utile. Le signal RF est donc filtré pour limiter l'effet du bruit à l'entrée du récepteur. De même, sur le circuit d'émission, un filtre passe-bande est utilisé pour filtrer toutes les fréquences indésirables en dehors de la bande passante de fonctionnement. Une propriété très importante des filtres est le rejet des fréquences hors bande. Elle définit le degré pour lequel les signaux indésirables seront atténués [11].

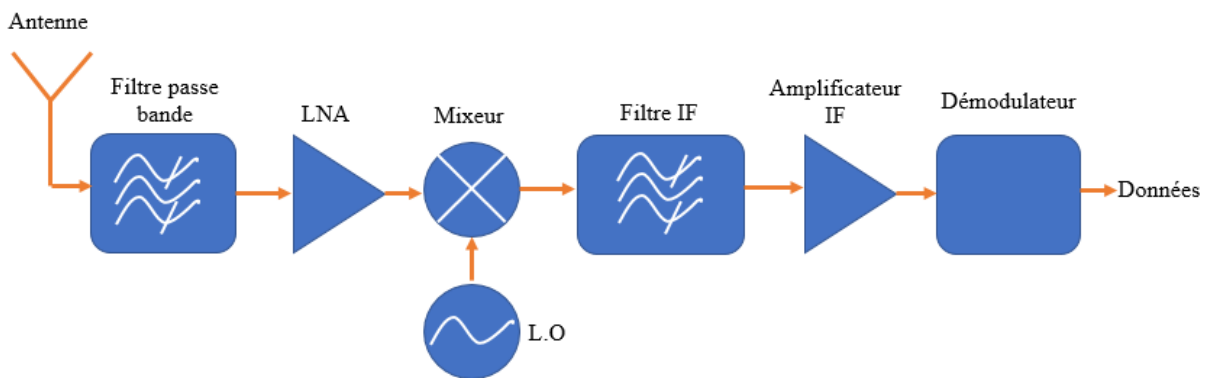


Figure II- 3 Exemple synoptique d'architecture d'un système de communication en réception

La conception des antennes filtres compactes et performantes, constitue un grand défi dans le domaine de l'électromagnétisme, particulièrement pour les faibles fréquences ($<1\text{GHz}$). L'intégration de systèmes de transmission sans fil pour ces gammes de fréquences nécessite la réduction des dimensions de chaque fonction élémentaire de la chaîne d'émission-réception (antennes, filtres, amplificateurs, etc.).

Traditionnellement, les filtres et les antennes sont conçus individuellement et sont ensuite mis en cascade à l'aide de connexions standard $50\ \Omega$. Leur intégration en une seule unité peut éliminer la transition entre les filtres et antennes séparées, ce qui permet d'aboutir à des systèmes plus compacts et plus efficaces. Dans ce contexte, plusieurs pistes de recherches ont été élaborées dans la littérature. L'intégration d'une antenne filtre 3D à fort facteur de qualité Q a été présentée dans [12]. Cette antenne filtre est composée d'un résonateur et d'une antenne

à fente, fonctionnant autour de la fréquence centrale 3.75 GHz avec une bande passante de 8.07% et une efficacité totale de 95.4% .

L'intégration de filtres cavités à fort facteur de qualité Q avec des antennes à ouverture rayonnante (Figure II- 4) a été également présentée par simulation, fabrication et mesures dans [13]. Une bande passante importante de 34% autour de 10 GHz a été obtenue pour le système intégré filtre/antenne.

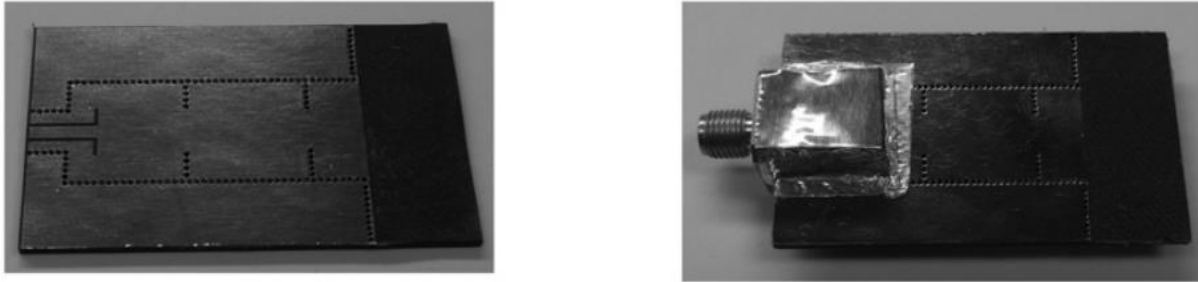


Figure II- 4 Prototype de l'antenne filtre fabriquée dans [13]

Une antenne filtre micro ruban large bande a été proposée dans [14], où une ligne couplée a été utilisée pour intégrer l'antenne et les résonateurs du filtre. Étant donné que la structure proposée présente un faible encombrement, une très bonne sélectivité ainsi qu'une suppression élevée des signaux hors bande.

Une autre étude a été menée dans le même sens dans [15], où une antenne filtre compacte et anti-interférence a été conçue pour les systèmes de communication sans fil modernes. La structure proposée (schématisée par la Figure II- 5) comporte un résonateur micro ruban rectangulaire à boucle ouverte, une ligne couplée et un élément rayonnant. Elle possède aussi de bonnes caractéristiques de sélection ce qui permet une haute rejection des fréquences hors bande.

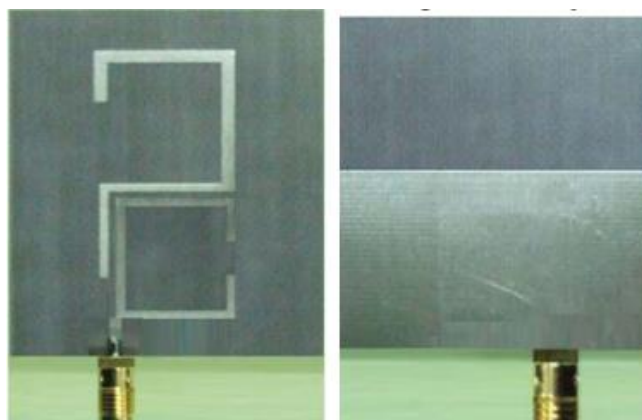


Figure II- 5 Photo de l'antenne filtre présentée dans [15]

Finalement, une antenne filtre à polarisation circulaire formée par une intégration verticale d'une cavité et d'une antenne patch tronquée a été discutée dans [16], où le patch tronqué fonctionne à la fois comme un résonateur pour le filtre et un élément rayonnant polarisé circulairement.

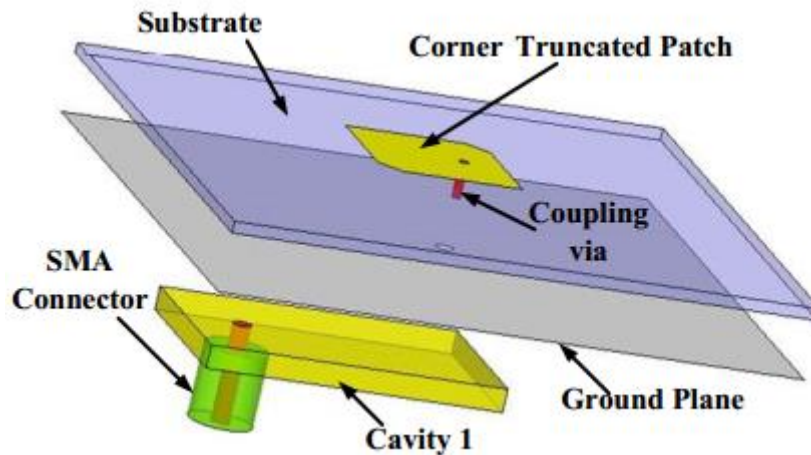


Figure II- 6 Structure de l'antenne filtre proposée dans [16]

Les études précédemment citées ont abouti à des systèmes encombrants, puisqu'ils combinent les filtres et les antennes sur la même structure, en plus des composants d'adaptation. Dans le cas de récepteurs multi bandes par exemple, l'utilisation de plusieurs filtres en plus de l'élément rayonnant doit être évitée puisqu'elle consomme une surface importante. Ainsi, la combinaison de la fonction du filtrage et de rayonnement sur le même élément est une solution intéressante pour ce problème de superficie. Dans une perspective de réaliser des structures plus compactes, qui combinent les fonctions de filtrage et de rayonnement par le même élément, une approche a été récemment adoptée [17], où étude électromagnétique basée sur des simulations d'une antenne filtre simple à base d'un résonateur diélectrique (RD), agissant comme élément rayonnant et filtre en même temps.

Dans le même contexte, la suite de ce chapitre décrira la conception d'une antenne filtre simple proposée en vue d'une intégration dans les appareils IoT dans la bande UHF autour de la fréquence 868 MHz. La complexité de ces appareils électronique nous impose alors de concevoir une petite antenne avec de bonnes performances de rayonnement et de filtrage. Pour satisfaire ces exigences, nous avons eu recours à la miniaturisation pour réduire l'encombrement de l'antenne en utilisant un résonateur diélectrique à fort facteur de qualité, chargeant une fente de forme elliptique. La combinaison fente résonateur agit comme un élément rayonnant et comme un filtre. La description de la structure sera faite en deux grandes parties : la conception électromagnétique sous le logiciel HFSS, ensuite les prototypes réalisés qui permettront la caractérisation expérimentale de l'antenne filtre.

III. Etude et conception de l'antenne filtre à 868 MHz

Dans cette section, nous décrivons les aspects théoriques et de conception de l'antenne filtre proposée, pour laquelle nous allons disséquer les performances en termes de caractéristiques des rayonnements, plus particulièrement : le niveau d'adaptation, l'efficacité totale, le gain et le diagramme de rayonnement. Les résultats de simulation électromagnétiques seront comparés aux résultats de mesure. En plus, sachant bien que la structure proposée présente un très faible encombrement, l'effet des câbles de mesure sur les performances du prototype fabriqué sera évalué et discuté.

III. 1. Mise en équation du modèle théorique proposé

La structure proposée dans ce chapitre, comporte une fente chargée par un résonateur diélectrique de forme rectangulaire, l'ensemble est alimenté par une ligne micro-ruban. Les paramètres importants qui agissent sur la fréquence de résonance de la structure sont les dimensions de la fente rayonnante, de la ligne d'alimentation micro ruban et la constante diélectrique du résonateur diélectrique.

Pour une fente débouchant de forme quelconque, chargée par un résonateur diélectrique (RD), les ondes électromagnétiques se propagent à la fois dans le substrat et le résonateur. Ainsi, une constante diélectrique effective ϵ_{eff} correspondant à celle d'un milieu homogène qui remplacerait les deux régions diélectriques, devrait être introduite. Son expression est définie comme suit :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + \epsilon_{RD}}{2} \quad (II. 17)$$

Avec :

ϵ_r : Constante diélectrique du substrat

ϵ_{RD} : Constante diélectrique du résonateur

ϵ_{eff} : Constante diélectrique effective

La longueur de la fente est calculée en fonction de la longueur d'onde guidée comme indiquée sur l'équation (II. 18). La fréquence de résonance de la combinaison fente résonateur dépendra donc de la longueur d'onde guidée ainsi que de la constante diélectrique effective du milieu de propagation. Elle peut être approximée par l'équation (II. 19) comme indiquée ci-dessous :

$$L = \frac{\lambda_g}{4} \quad (II. 18)$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (II. 19)$$

Avec :

L : Longueur de la fente rayonnante

λ_g : Longueur d'onde guidée

f_r : Fréquence de résonance

Les équations précédemment décrites, présentent des formules empiriques approchées. Elles ont été proposées pour permettre une estimation de la fréquence de résonance d'une combinaison antenne fente résonateur diélectrique.

III. 2. Choix de la fente elliptique

Les fentes les plus couramment utilisées pour la conception des antennes, sont celles de formes rectangulaires. Afin d'assurer de bonnes caractéristiques de rayonnement pour le modèle de l'antenne filtre qui sera proposée, une étude comparative a été menée. Le but est de proposer la forme de la fente la plus adéquate à nos attentes, surtout en termes d'efficacité totale, paramètre critique au vu des dimensions très compactes de la structure ($2.5 \times 4 \text{ cm}^2$) fixées par le cahier des charges.

La structure générale testée numériquement est une antenne fente chargée par un résonateur diélectrique de forme rectangulaire, alimentée par une ligne micro ruban ramenant une impédance de 50Ω . Le matériau utilisé est une céramique de permittivité $\epsilon_{RD} = 60$. Le résonateur est posé sur un plan de masse de dimension $2.5 \times 4 \text{ cm}^2$ comme le montre la Figure II- 7. Le substrat utilisé est de type Roger 4003, possédant les caractéristiques suivantes : $\epsilon_r = 3.32$; $\tan \delta = 0.0027$; $h = 1.524 \text{ mm}$. Une comparaison entre les performances des fentes elliptique et rectangulaire est présentée ci-après.

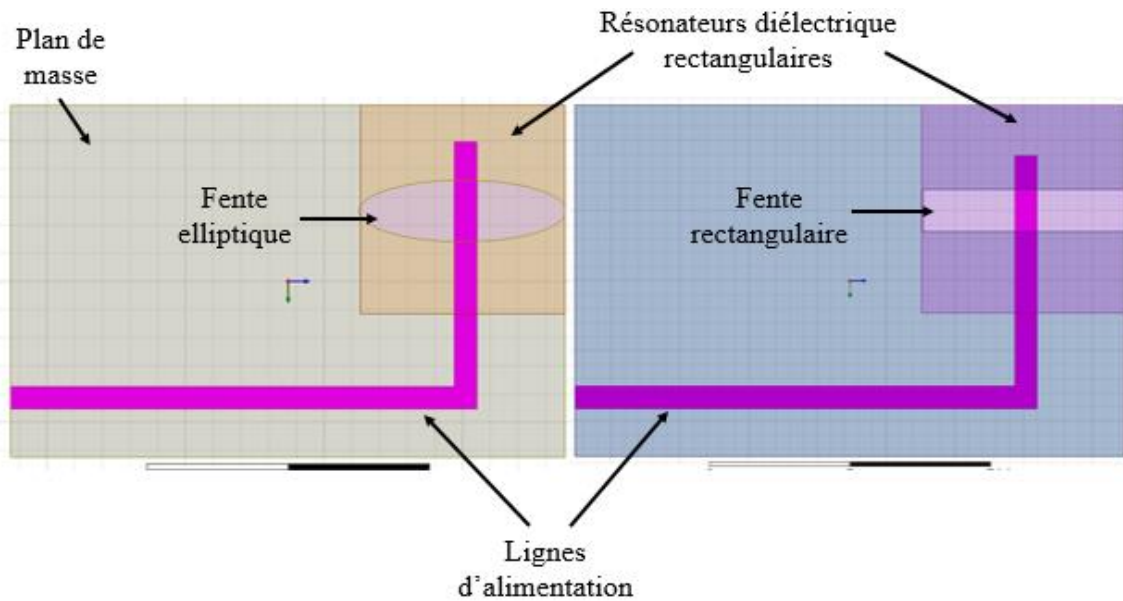


Figure II- 7 Configuration simulée à base de fentes elliptique et rectangulaire

D'après les résultats de simulation, on a constaté que les deux formes fournissent une bande passante étroite, une bonne adaptation d'impédance et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Cependant, la fente de forme elliptique améliore l'efficacité totale de la structure, puisque l'utilisation de forme rectangulaire fournit une efficacité totale de $-0,5\text{ dB}$ de moins, comme illustré sur la Figure II- 8 . Par conséquent, cette constatation justifie le choix de forme elliptique.

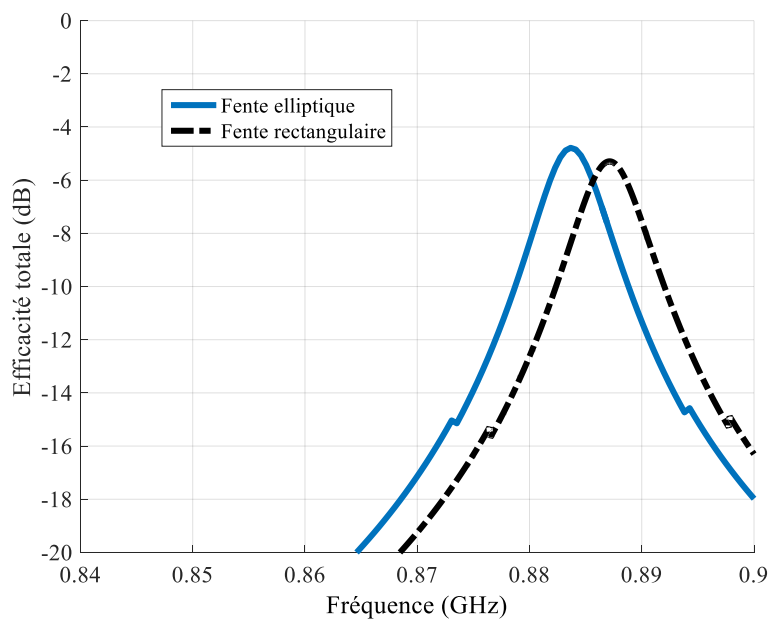


Figure II- 8 Impact de la fente choisie sur l'efficacité totale

A ce stade, nous avons présenté un modèle théorique de la structure, qui approxime la fréquence de résonance de l'antenne filtre en fonction des paramètres géométriques de la structure et aussi, étudié le choix de la forme adéquate de la fente présentant une efficacité totale de l'ordre de -4.8 dB, répondant ainsi aux exigences des dispositifs LoRa. Nous présentons dans ce qui suit, une description détaillée de la géométrie de la structure. Nous enchainons par une étude paramétrique succincte pour définir et comprendre l'effet de chaque élément sur la fréquence de résonance de la structure (dimensions de la fente, de la ligne et permittivité du résonateur).

III. 3. Spécifications géométriques de l'antenne filtre

III.3.1. Description de l'antenne filtre

Pour répondre aux exigences des appareils LoRa, particulièrement en termes de taille, l'idée de charger une fente elliptique par un résonateur diélectrique de forme rectangulaire de forte permittivité diélectrique, a été utilisée pour obtenir une structure compacte. La vue 3D de la structure proposée est illustrée sur la Figure II- 9. Les détails des dimensions de notre structure sont illustrés sur la figure II- 10 qui présente sa vue de face.

La configuration simulée est constituée, d'un résonateur diélectrique de forme rectangulaire de permittivité relative $\epsilon_{RD} = 60$, de hauteur $h_{RD} = 7 \text{ mm}$, de largeur $W_{RD} = 15 \text{ mm}$ et de longueur $L_{RD} = 15 \text{ mm}$, centré au-dessus d'une fente de forme elliptique, de rayon minimal $R_{min} = 2.2 \text{ mm}$ et maximal $R_{max} = 7.48 \text{ mm}$, gravée au bord du plan de masse. L'ensemble est placé sur un substrat de type Roger 4003 d'épaisseur $h = 1.524 \text{ mm}$, de largeur $W = 25 \text{ mm}$, de longueur $L = 40 \text{ mm}$ et de permittivité relative $\epsilon_r = 3.32$. Sur la face inférieure du substrat, on trouve la ligne d'alimentation dont la longueur $L_f = 32 \text{ mm}$ et la largeur $W_f = 1.5 \text{ mm}$ ont été fixées de telle sorte à avoir une impédance caractéristique de 50Ω . Pour adapter la structure, un stub ouvert est placé à l'extrémité de la ligne pour ramener au niveau de la fente une partie imaginaire nulle pour l'impédance. Ce paramètre doit donc être bien optimisé pour assurer le maximum de couplage d'énergie électromagnétique entre la combinaison fente résonateur et la ligne d'alimentation. Sa longueur sera fixée à $L_s = 3 \text{ mm}$. Le résonateur diélectrique a été placé au bord du substrat, pour libérer de l'espace pour les composants électroniques à intégrer dans le dispositif. Cela justifie la forme de la ligne micro ruban utilisée pour alimenter la structure.

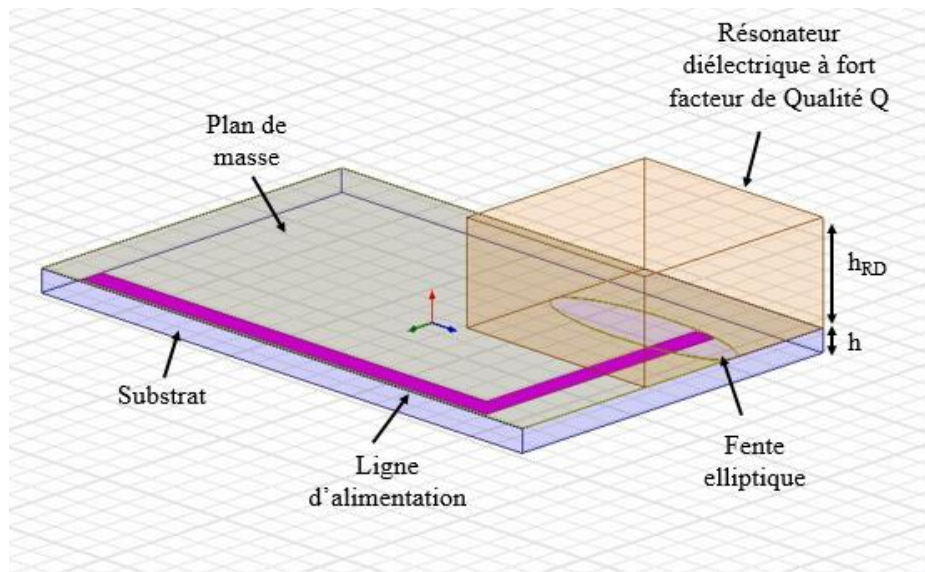


Figure II- 9 Structure de l'antenne filtre étudiée : Vue latérale

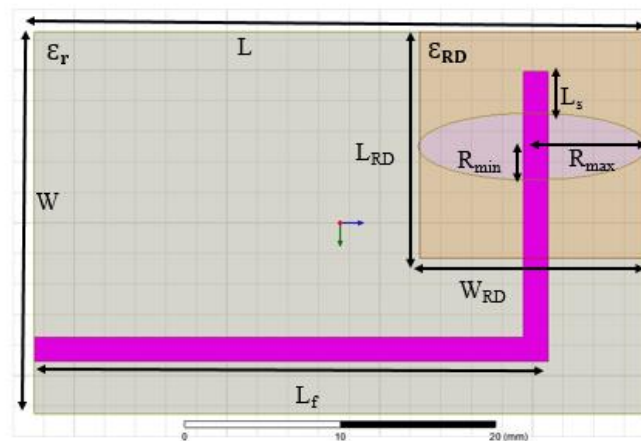


Figure II- 10 Structure de l'antenne filtre étudiée : Vue de dessus

Le Tableau II-1 ci-après, récapitule les différents paramètres géométriques, caractérisant l'antenne filtre proposée.

Tableau II-1 Dimensions de l'antenne filtre proposée

<i>Elément</i>	<i>Paramètre</i>	<i>Valeur</i>
Substrat diélectrique	Largeur : W	25 mm
	Longueur : L	40 mm
	Hauteur : h	1.524 mm
	Permittivité diélectrique : ϵ_r	3.3
Résonateur diélectrique	Largeur : W_{RD}	15 mm
	Longueur : L_{RD}	15 mm
	Hauteur : h_{RD}	7 mm
	Permittivité diélectrique : ϵ_{RD}	60
Fente elliptique	Rayon minimal : R_{min}	2.2 mm
	Rayon maximal : R_{max}	7.48 mm
Ligne d'alimentation	Largeur : W_f	1.5 mm
	Longueur : L_f	32 mm
	Longueur du stub : L_s	3 mm

III.3.2. Etudes paramétriques

Pour pouvoir appréhender davantage la structure, une série d'études paramétriques ont été menées. Elles ont principalement pour finalité de bien comprendre l'influence de chaque paramètre sur la fréquence de fonctionnement de l'antenne ainsi que son adaptation.

La fente rayonnante constitue un élément important de la structure, par conséquent une étude détaillée de l'impact de ses dimensions (rayon maximal, rayon minimal) sur les performances de l'antenne semble d'une importance majeure.

Le résonateur diélectrique agit également sur la fréquence de fonctionnement de l'antenne filtre. L'influence de sa permittivité sera analysée. Il sera également étudié, l'effet de la longueur du stub de la ligne d'alimentation sur l'adaptation de la structure.

a- Effet du rayon minimal de la fente R_{min}

L'étude numérique montre un effet primordial du rayon minimal de la fente sur la fréquence de résonance. La Figure II- 11 illustre la variation de la fréquence de résonance de la structure en fonction du paramètre R_{min} . En faisant varier le rayon minimal de 2.2 mm à 2.6 mm par pas de 0.1 mm , on constate que la fréquence de résonance diminue, lorsque le rayon augmente.

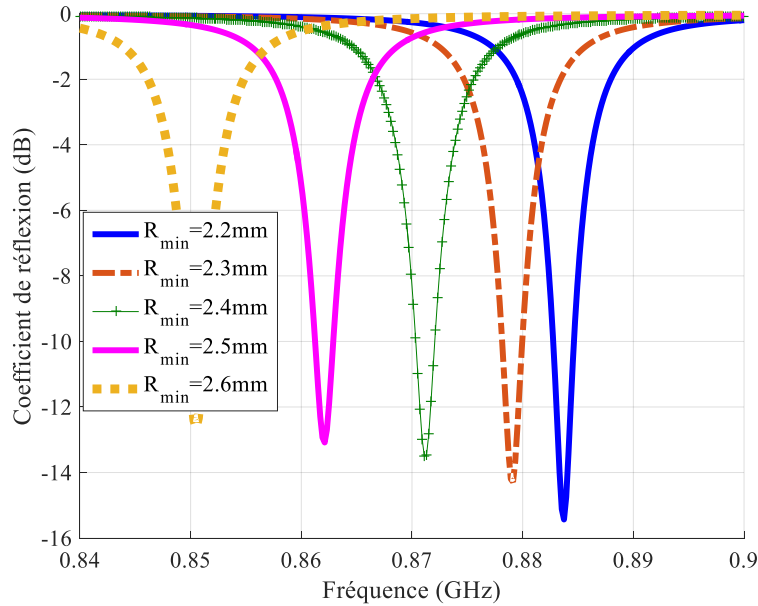


Figure II- 11 Adaptation de l'antenne en fonction de R_{min}

b- Effet du rayon maximal de la fente R_{max}

La Figure II- 12 présente la variation de la fréquence en fonction du rayon maximal de la fente elliptique. En faisant varier ce paramètre de 7.48 mm à 8.46 mm par pas de 0.22 mm , on remarque que la fréquence de résonance diminue. Nous constatons alors qu'une variation de R_{max} , provoque un changement de la fréquence de fonctionnement de l'antenne filtre, puisque ce paramètre qui symbolise la longueur de la fente est directement lié à la fréquence de résonance.

Il est important de noter que les dimensions de la fente : R_{min} et R_{max} , n'ont aucun effet sur l'adaptation de la structure. Nous allons par contre, montrer dans l'étude paramétrique qui suit, que le paramètre qui agit sur le niveau d'adaptation est la longueur du stub L_s .

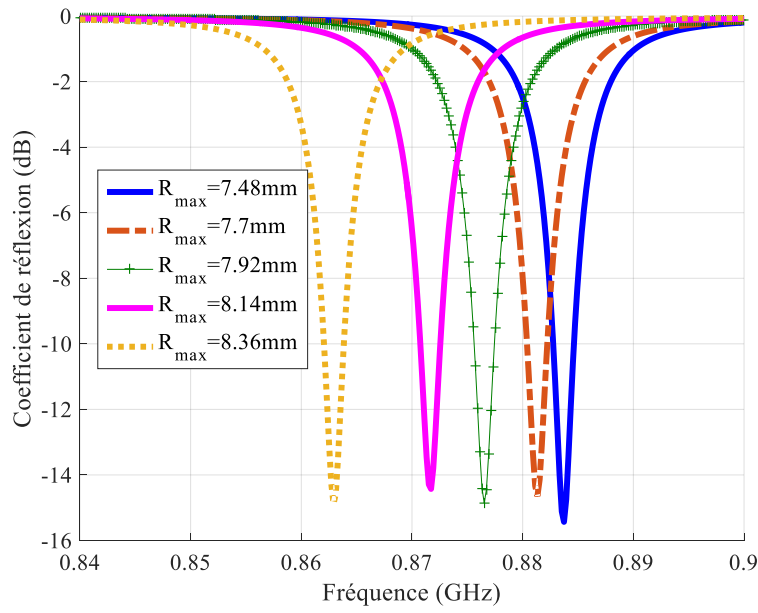


Figure II- 12 Adaptation de l'antenne en fonction de R_{max}

c- Effet de la longueur de la ligne d'alimentation L_s

Afin d'observer l'influence de la longueur du stub sur l'adaptation de l'antenne filtre, nous avons fait varier ce paramètre de 2 mm à 5 mm par pas de 1 mm. La courbe illustrée sur la Figure II- 13 montre que l'augmentation de L_s provoque une faible diminution de la fréquence de résonance. L'adaptation optimale est obtenue pour une longueur de stub : $L_s = 3mm$.

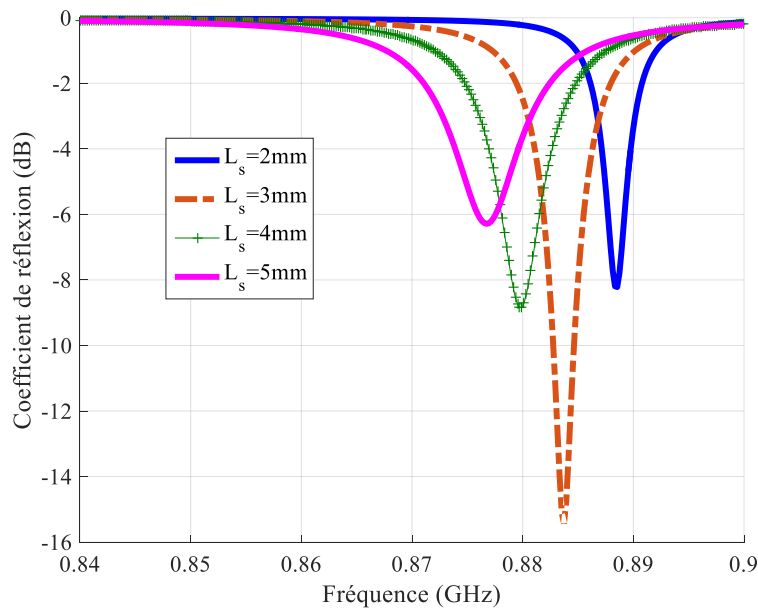


Figure II- 13 Adaptation de l'antenne en fonction de L_s

d- Effet de la valeur de la permittivité du résonateur diélectrique ϵ_{RD}

Nous avons vu dans le modèle théorique proposé, que la valeur de fréquence de résonance de la combinaison fente résonateur est inversement proportionnelle à celle de la permittivité du résonateur. Pour caractériser l'influence de ce paramètre sur la fréquence de résonance de la structure proposée, nous avons fait varier la valeur de permittivité de 48 à 78 avec un pas de 8. L'effet de cette variation sur la fréquence de résonance qui varie de 750 MHz à 1 GHz est illustrée sur la Figure II- 14. On remarque que pour une permittivité entre 48 et 64, la diminution de la fréquence est importante. Au-delà d'une permittivité de 70, cette variation est moindre.

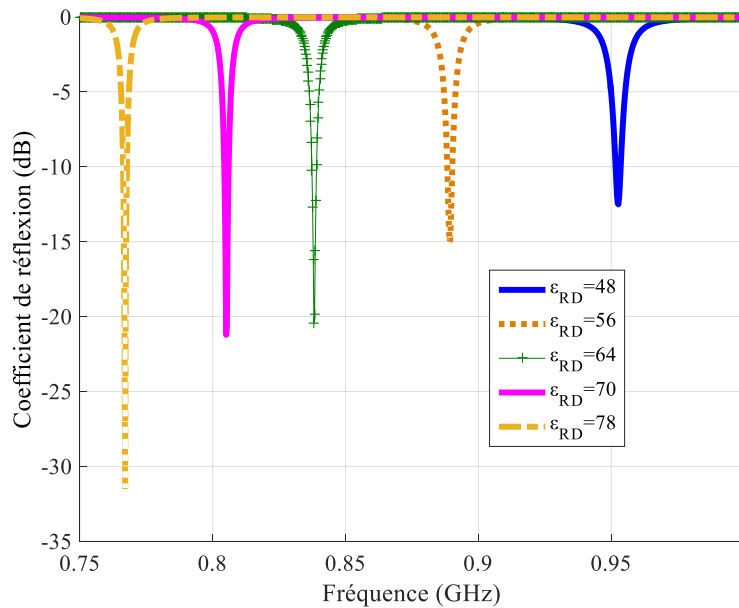


Figure II- 14 Effet de la permittivité du résonateur diélectrique sur la fréquence de résonance

En conclusion, les études paramétriques nous ont permis de :

- montrer l'importance de l'effet des dimensions de la fente et de la permittivité diélectrique du résonateur sur la fréquence de résonance et qu'ils doivent être simultanément optimisés.
- identifier l'importance de la longueur du stub de l'alimentation pour une bonne adaptation de l'antenne.

IV. Performances simulées et validation expérimentale

La caractérisation des antennes miniatures reste un challenge majeur. Ainsi il est très difficile de prévenir la dégradation du signal mesuré en raison du couplage entre l'antenne testée et le câble relié au récepteur [18]. En effet, le courant induit sur le câble peut affecter le diagramme

de rayonnement et l'adaptation de la structure, ce qui rend difficile, voire impossible, la séparation du rayonnement de l'antenne de celui du câble.

La caractérisation de l'antenne filtre a été effectuée en utilisant deux techniques : la première, la plus couramment utilisée, est le câble SMA, tandis que la deuxième est basée sur un module d'alimentation autonome muni d'une batterie. Une comparaison entre les performances des deux techniques de mesures sera menée pour bien comprendre l'effet des câbles de mesures sur la structure miniature proposée, et ainsi choisir l'approche permettant de minimiser cet effet et d'aboutir à des résultats de mesure avec une meilleure précision.

Toutes les réalisations et les mesures qui vont être présentées dans la suite de ce chapitre et ceux qui suivent, ont été effectuées au sein du Laboratoire Electronique, Antennes et Télécommunication (LEAT), de l'Université Côte d'Azur de Nice, France.

La précision sur les dimensions des antennes est très critique, particulièrement lors de la fabrication des structures miniatures. La machine de gravure Laser LPKF, illustrée dans la Figure II- 15, est utilisée pour fabriquer les deux prototypes proposés dans ce chapitre.



Figure II- 15 La machine LPKF Laser & Electronics

Nous présentons ci-après les caractéristiques principales des deux prototypes fabriqués, en se basant sur les deux techniques de mesures. Ces paramètres sont : le coefficient de réflexion, le gain, l'efficacité totale et le diagramme de rayonnement. Ils sont issus des mesures et de simulations afin de valider la structure.

IV. 1. Méthode de mesure en connecteur SMA

À la suite de l'analyse et de l'optimisation, nous avons construit le premier prototype basé sur le connecteur SMA, pour évaluer expérimentalement les performances de l'antenne filtre proposée pour les applications de l'internet des objets à la bande UHF.

IV.1.1. Prototype fabriqué

Afin de vérifier les performances de cette antenne et de comparer les résultats de mesure et de simulation, un prototype a été réalisé comme présenté sur la Figure II- 16.

Nous avons réalisé ce premier prototype de l'antenne filtre proposée, sur un substrat de type Roger 4003 d'épaisseur $h = 1.524\text{ mm}$, de permittivité relative $\epsilon_r = 3.32$, $\tan\delta = 0.0027$ avec un revêtement en cuivre de $35\text{ }\mu\text{m}$. Le PCB (Printed Circuit Board) a été connecté à un câble coaxial de $50\text{ }\Omega$ semi-rigide se terminant par un connecteur SMA.

En vue d'une intégration dans le terminal du dispositif LoRa, l'antenne est basée sur une combinaison d'un résonateur diélectrique rectangulaire et d'une fente elliptique. Cette jonction apporte une diminution de l'encombrement de la structure et de plus l'antenne aurait le caractère d'un filtre.

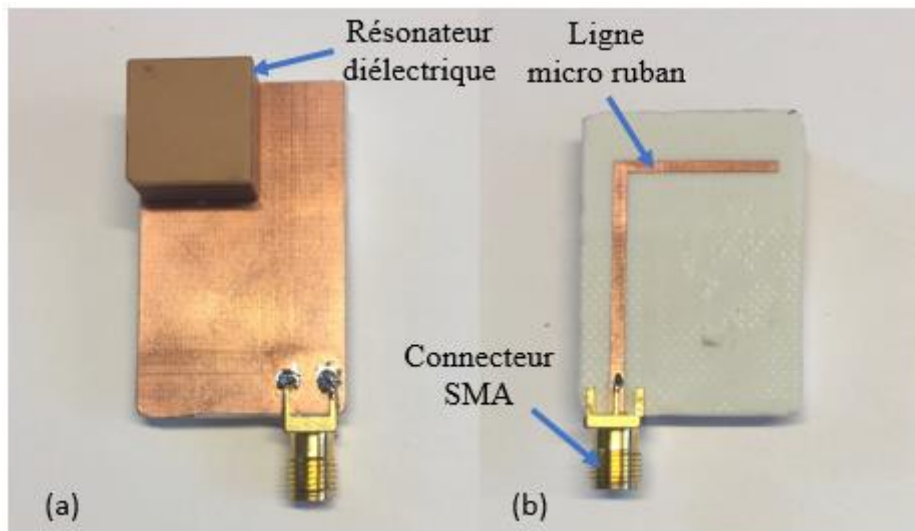


Figure II- 16 Prototype fabriqué : (a) Vue de dessus , (b) vue de dessous

Les mesures effectuées sur cette antenne se sont déroulées dans la chambre anéchoïde du laboratoire LEAT. Afin d'évaluer les performances en rayonnement, le prototype placé en réception, a été fixé sur le positionneur de la chambre anéchoïde. Le connecteur SMA se trouve à l'extérieur facilitant ainsi la connexion aux installations de mesure. Le positionneur permet de faire un balayage rotationnel de -180° à $+180^\circ$. La Figure II- 17 présente l'antenne sous-test dans la base de mesure.

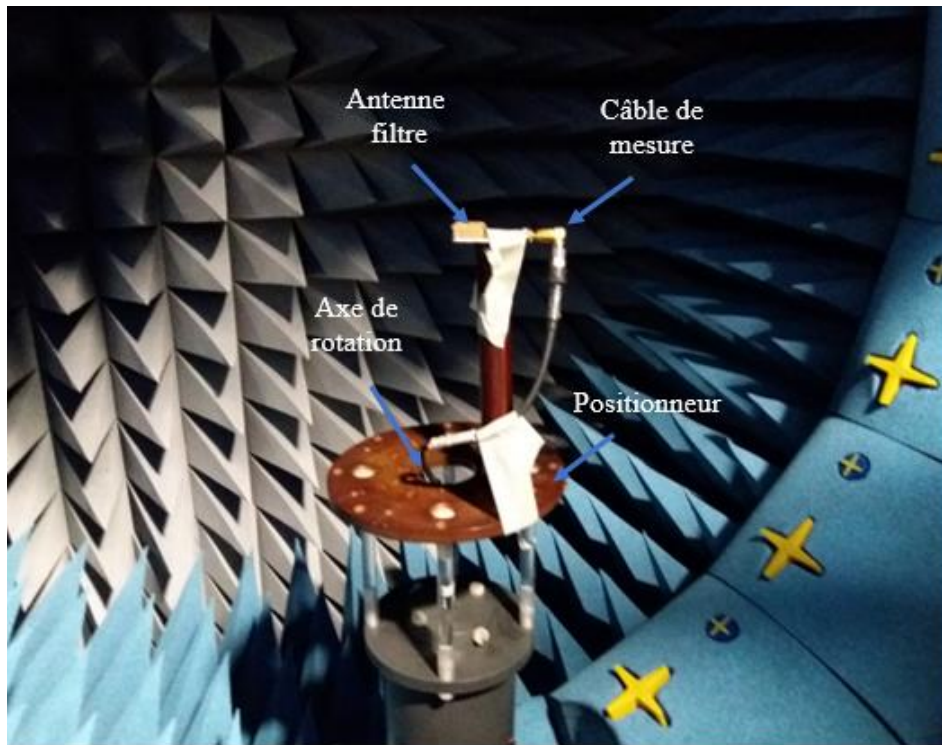


Figure II- 17 Antenne filtre sous test montée sur le positionneur et alimentée par fibre optique pour la caractérisation de l'antenne en champ lointain

IV.1.2. Présentation et analyse des résultats

a- Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion mesuré de l'antenne proposée ainsi que les résultats de simulation sont présentés sur la Figure II- 18. Le critère habituellement utilisé pour estimer l'adaptation des antennes est -10 dB .

Un bon accord entre résultats de mesure et de simulation est observé. Une bonne adaptation d'impédance de l'antenne est atteinte autour de la fréquence de résonance 884 MHz . Néanmoins, le faible écart entre simulations et mesures est dû principalement aux imprécisions qui peuvent survenir lors de la fabrication et de l'analyseur de réseau, qui affectent légèrement les mesures des antennes miniatures.

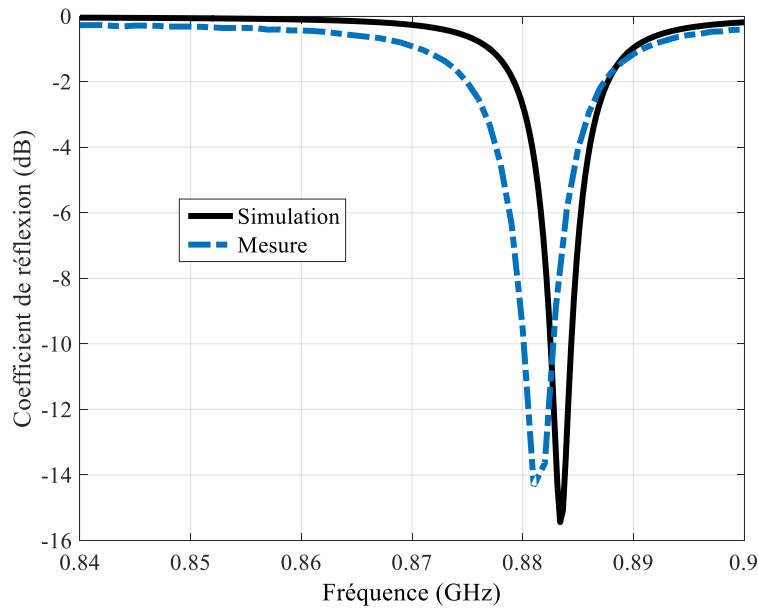


Figure II- 18 Coefficients de réflexion mesuré et simulé de l'antenne filtre

b- Efficacité totale

Il est possible que l'antenne présente de faibles pertes, et par conséquent la puissance réfléchie sera moins importante indiquant ainsi de bonnes performances en termes d'adaptation. Mais la puissance transmise risque d'être faible. Ainsi il faudra aussi tenir compte des autres caractéristiques de rayonnement de l'antenne, notamment l'efficacité, du fait que le paramètre S_{11} à lui seul ne garantit pas de bonnes performances globales de l'antenne.

La Figure II- 19 montre la variation de l'efficacité totale en fonction de la fréquence du dispositif. Un bon accord entre les résultats de mesure et de simulation est obtenu. Le rendement de rayonnement atteint est de -5.5 dB autour d'une fréquence de 882 MHz (en mesure).

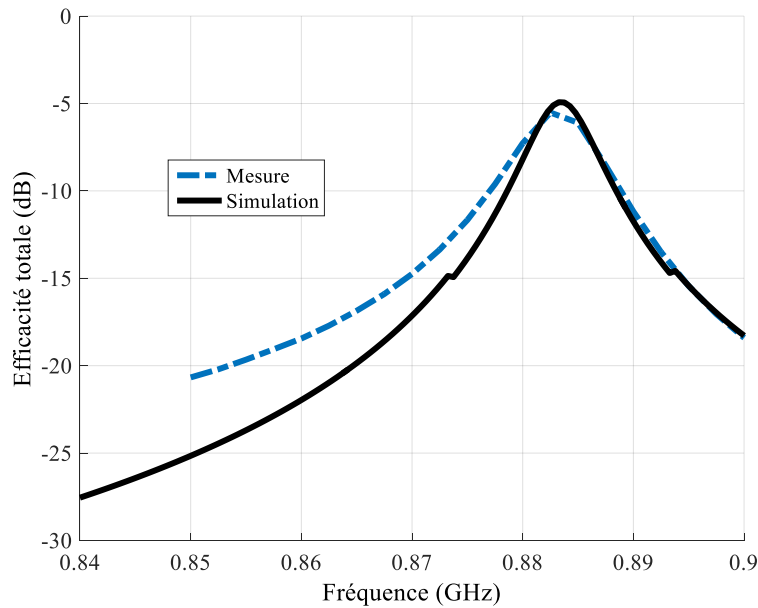


Figure II- 19 Variation de l'efficacité totale en fonction de la fréquence

c- Diagramme de rayonnement et gain

Nous avons mesuré le diagramme de rayonnement dans les plans azimutal et méridiens. Le balayage de fréquence a été conduit de 800 MHz à 900 MHz afin de garantir que le rayonnement maximum se produise à la fréquence de résonance de l'antenne.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne ont été simulés et mesurés, dans les plans méridiens : $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ (respectivement, Figure II- 20 et Figure II- 21) et le plan azimutal (Figure II- 22).

Il est observé que l'antenne proposée présente des diagrammes de rayonnement bidirectionnels dans les deux plans méridiens. Tandis que dans le plan azimutal présente un comportement omnidirectionnel.

Il est important de noter qu'un désaccord est observé entre les résultats de mesure et de simulation. Cet écart est très visible particulièrement dans le plan azimutal et peut être interprété par les effets des équipements de mesure, notamment : le câble RF et le connecteur SMA. Un recours à un prototype autonome devrait réduire les effets de connexions et par conséquent réduire l'écart observé entre mesure et simulation.

La Figure II- 23 ci-après présente la variation du diagramme de rayonnement en 3D. La détérioration de celui-ci est très visible, particulièrement dans la plan azimutal $\varphi = 0^\circ$.

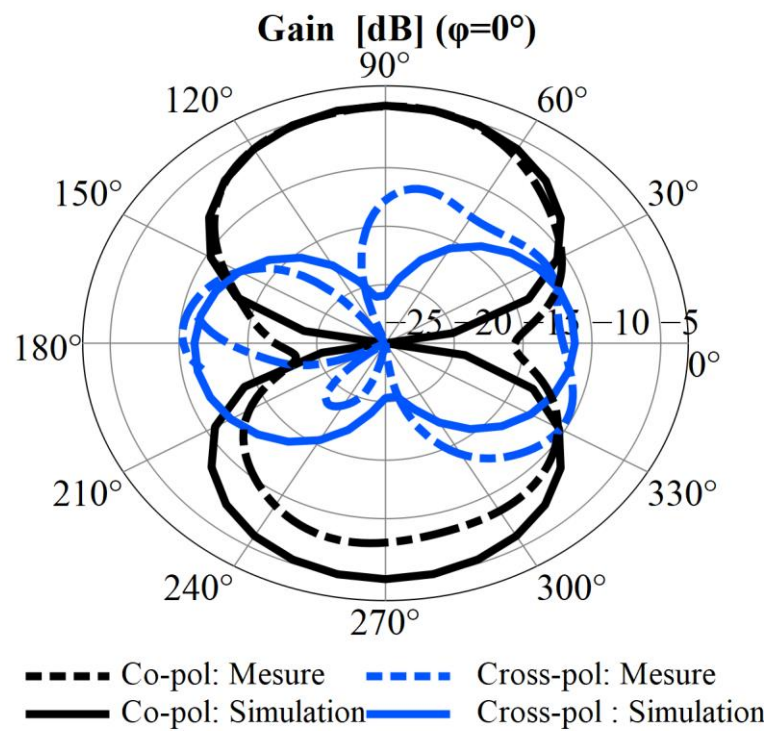


Figure II- 20 Diagramme de rayonnement 2D obtenu en mesure et simulation : plan XZ

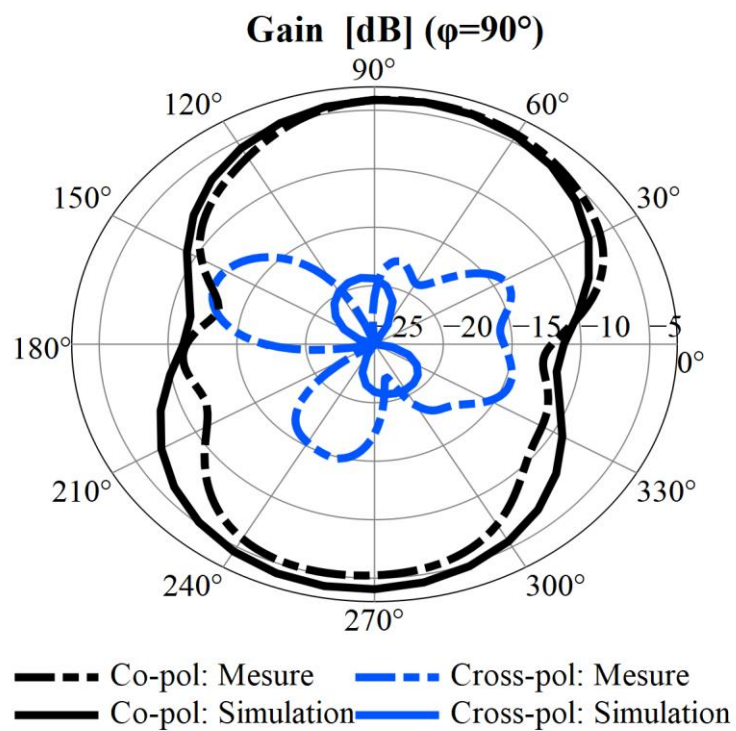


Figure II- 21 Diagramme de rayonnement 2D obtenu en mesure et simulation : plan YZ

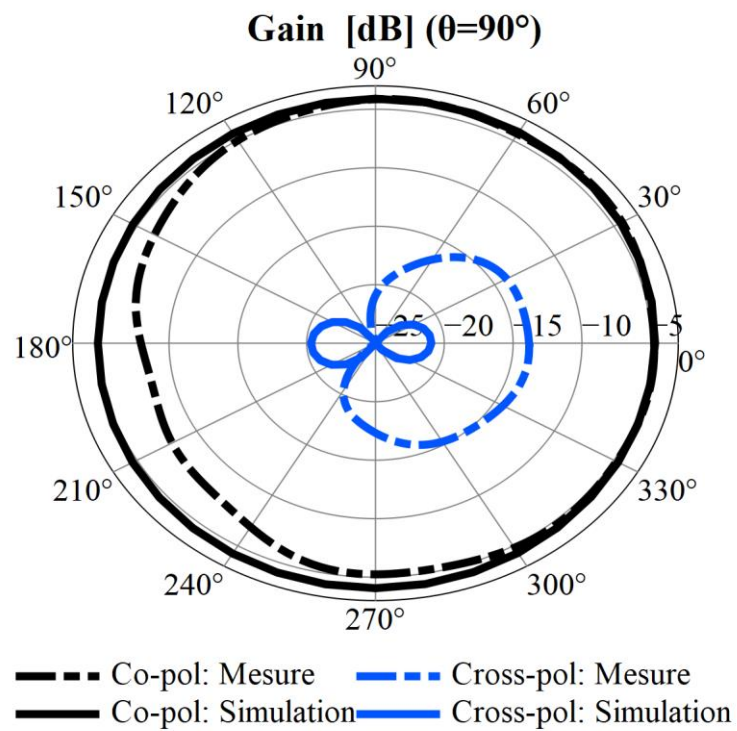


Figure II- 22 Diagramme de rayonnement 2D obtenu en mesure et simulation : plan XY

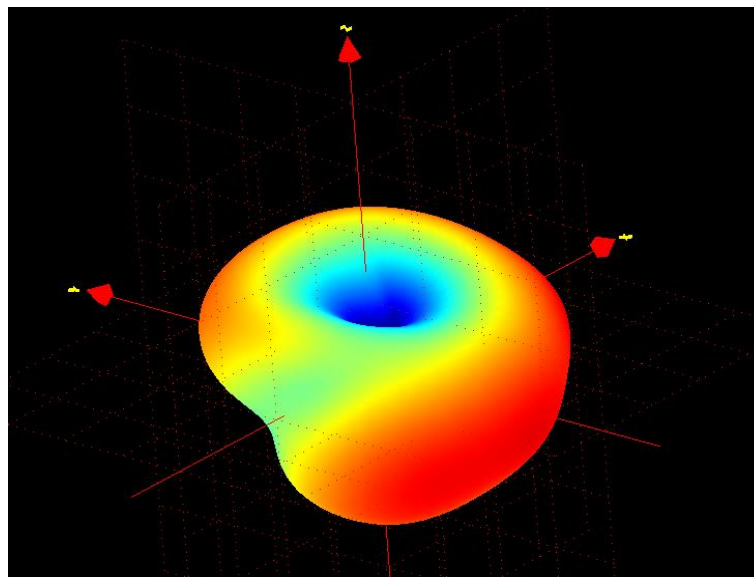


Figure II- 23 Diagramme de rayonnement 3D mesuré

La Figure II- 24 montre l'évolution fréquentielle du gain simulé et mesuré de l'antenne étudiée. On peut noter un bon accord entre résultats de simulation et de mesure et ce à la fois pour les deux types de polarisation, verticale et horizontale.

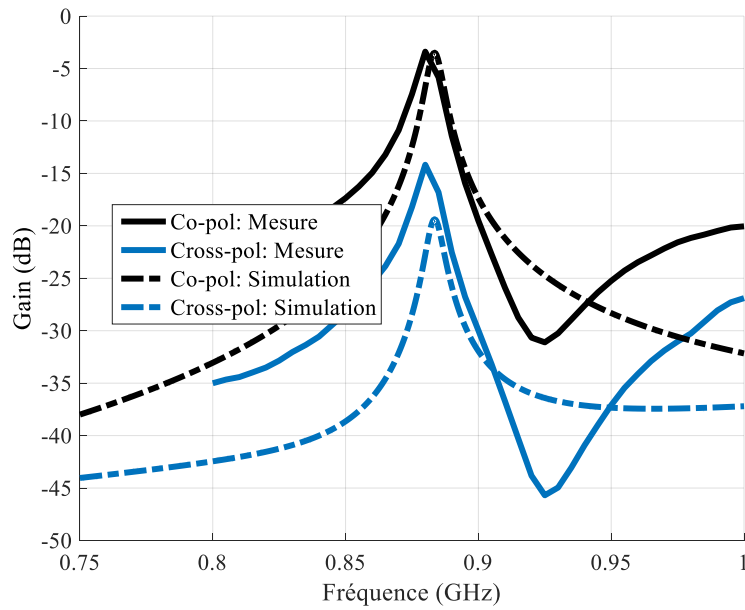


Figure II- 24 Le gain simulé et mesuré de l'antenne proposée en fonction de la fréquence

Une atténuation de près de $-10,61$ dB est observée, respectivement à 871 MHz et 891 MHz (± 10 MHz autour de f_r), ce qui confirme que la structure proposée se comporte bien comme une antenne filtre très sélective en fréquence. On remarque également que le niveau de transmission dans le cas de la polarisation horizontale est supérieur à celui de la verticale.

Le Tableau II- 2 détaille la réponse du filtrage de l'antenne proposée selon les valeurs de la fréquence autour de la celle de la résonance.

Tableau II- 2 Réponse de filtrage en fonction de la fréquence

Bande de fréquence (MHz)	± 10	± 20	± 30
Atténuation (dB)	-10,61	-15,57	-22,51

Le facteur de qualité Q est un paramètre très important, caractérisant la capacité d'un filtre à sélectionner une bande de fréquence. Théoriquement, il représente le rapport entre la fréquence centrale et la largeur de la bande passante. La détermination expérimentale de ce paramètre se fait à partir de la mesure du gain (mesuré à -3 dB du gain maximal). Son expression est donnée par l'équation suivante [20] :

$$Q = \frac{f_r}{\Delta f} \quad (II. 20)$$

Avec

f_r : fréquence de résonance

Δf : bande passante du filtre

L'antenne filtre proposée montre un facteur de qualité Q élevé atteignant une valeur de 110,25 autour de la fréquence de résonance. Ceci permet à l'antenne de rayonner efficacement sur une bande de fréquence très étroite, et ainsi atténuer fortement les signaux hors bande et confirmer le caractère sélectif de notre antenne filtre.

IV. 2. Méthode de mesure en module autonome avec batterie

D'après les résultats présentés dans la section précédente, nous avons constaté que le connecteur SMA affecte les performances de rayonnement de l'antenne filtre. Pour supprimer les effets des câbles de mesure et éviter leurs impacts sur la caractérisation en champ lointain de la structure, nous avons caractérisé l'antenne en utilisant un module RF d'alimentation directe. Ce module RFiM881A [19] présenté dans la Figure II- 26 a été intégré dans l'antenne filtre pour délivrer directement le signal à la structure et éviter ainsi tout effet indésirable du câblage à l'installation de mesure.

L'iM881A est un module pré-certifié, très performant pour les systèmes de communication sans fil, opérant à la fréquence LoRa 868 MHz et comprenant tous les composants passifs nécessaires à la communication sans fil, comme le montre la Figure II- 25. La Figure II- 26 en donne une photo. Il est ainsi compact et capable de fournir un signal RF à large spectre. De plus il est doté d'une grande insensibilité aux interférences, et d'une faible consommation en courant. En outre, il est équipé d'un puissant microcontrôleur : STM32L051 [19].

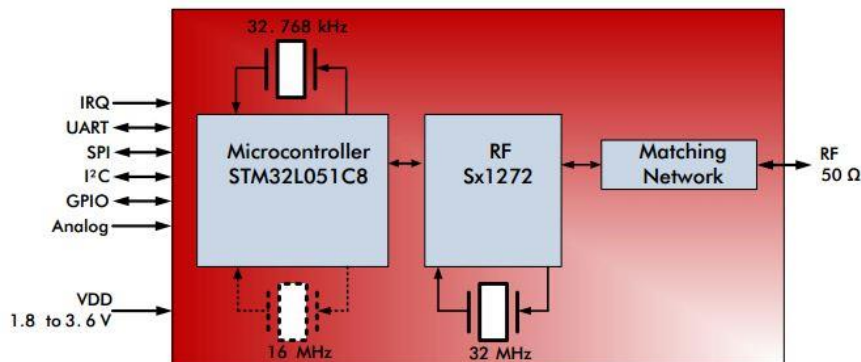


Figure II- 25 Eléments constituant le module RF iM881A

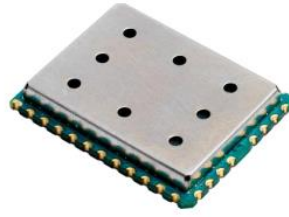


Figure II- 26 Photographie du module RF iM881A

IV.2.1. Prototype fabriqué

La Figure II- 27 représente la configuration globale du nouveau prototype de mesure proposé pour notre système antennaire. Il est constitué des mêmes éléments que le prototype précédent. Néanmoins, la ligne d'alimentation est directement connectée au module IM881A. Les dimensions de la ligne ont été réduites pour libérer de l'espace sur le PCB pour le module RF. Les nouvelles valeurs relatives aux dimensions de la ligne sont : la largeur $W_f = 1.6 \text{ mm}$ et la longueur $L_f = 27.6 \text{ mm}$. La structure est toujours conçue sur un PCB de taille $25 \times 40 \text{ mm}^2$ où on y a intégré une batterie en lithium de taille : $25 \times 25 \times 5 \text{ mm}^3$. Une onde incidente, délivrée par le module RF avec la polarisation appropriée, est propagée au niveau de la ligne micro ruban et reçue ensuite par l'antenne. Ce module remplace le câble RF à l'intérieur de la chambre anéchoïque. Il est censé réduire considérablement la principale source de dégradation du signal.

Pour estimer les performances du rayonnement de la nouvelle structure, le prototype est placé en réception et fixé sur le positionneur dans la chambre anéchoïque. Grâce au module RF aucune connexion aux installations de mesure n'est nécessaire cette fois-ci. Le positionneur permet de faire un balayage rotationnel de 360° . La Figure II- 28 présente l'antenne sous-test dans la chambre anéchoïde.

Les installations de mesure sont câblées à un analyseur de spectre à la fréquence de travail de la structure avec un pas de 20 MHz , pour relever les caractéristiques de rayonnement de l'antenne.

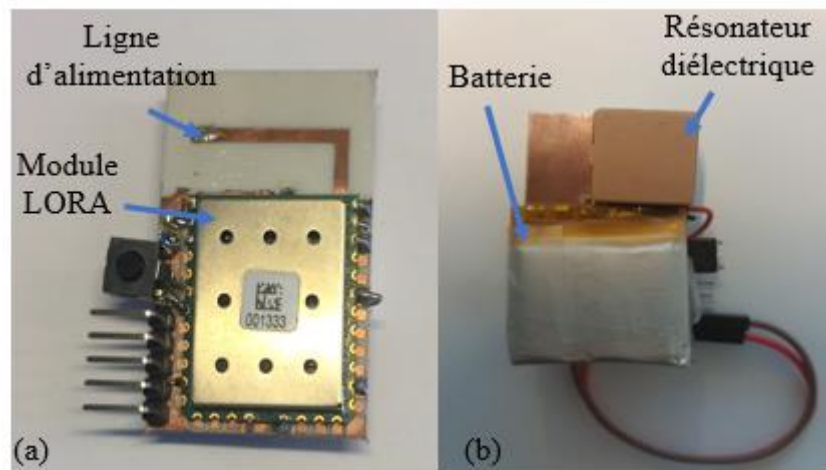


Figure II- 27 Prototype fabriqué : (a) Vue de dessous , (b) vue de dessus

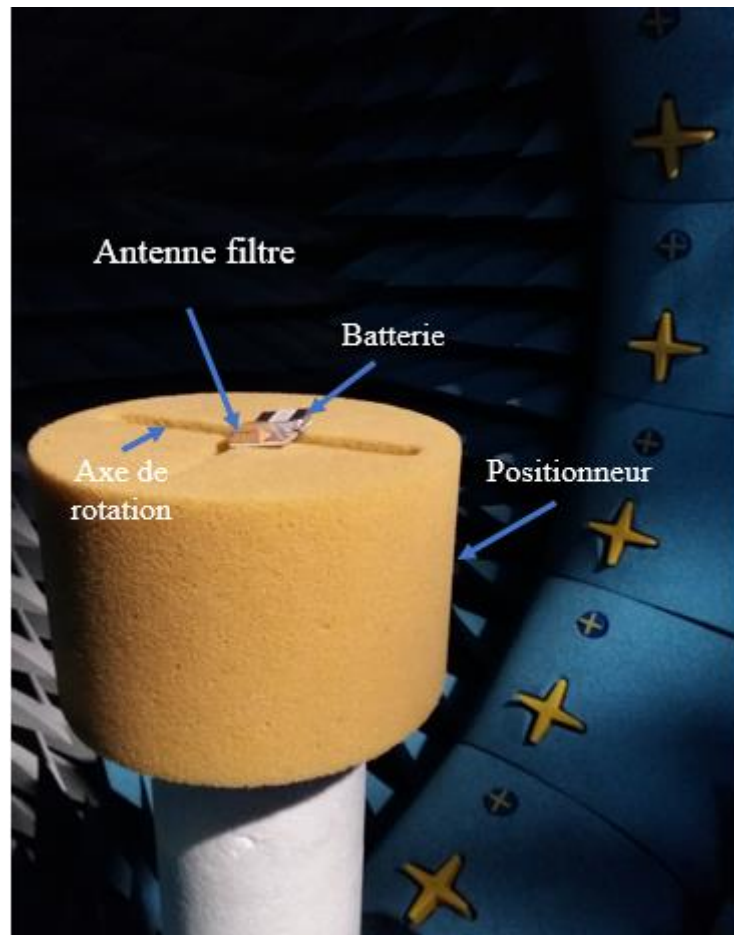


Figure II- 28 Antenne filtre sous test montée sur le positionneur et alimentée en utilisant le module RF autonome pour la caractérisation de l'antenne en champ lointain

IV.2.2. Présentation et analyse des résultats

a- Gain

La Figure II- 29 présente l'évolution fréquentielle du gain mesuré et simulé du dispositif étudié pour deux types de polarisation. On constate qu'une bonne concordance est obtenue entre simulation et mesure. La structure proposée montre un gain maximum mesuré d'une valeur de -3.5 dB et un comportement similaire à celui d'un filtre sélectif, qui bloque les signaux indésirables et transmet ceux de la bande d'intérêt, évitant ainsi les interférences électromagnétiques. Nous remarquons aussi que la fréquence de résonance de l'antenne filtre est passée à 934 MHz pour ce nouveau prototype. Ceci est due essentiellement à l'effet de la batterie placée au-dessus du PCB en plus de l'intégration du module RF. Il est important de noter que le niveau de transmission dans le cas de la polarisation horizontale est supérieur à celui de la verticale.

Pour illustrer la propriété de sélectivité, le niveau de filtrage a été analysé en faisant varier la fréquence avec un pas de 10 MHz autour de la fréquence de résonance. Les résultats de mesure sont illustrés sur le Tableau II- 3. Notons bien qu'une diminution de -12 dB en termes de gain, est observée à 944 MHz et 924 MHz ($\pm 10 \text{ MHz}$ autour de f_r), ce qui confirme que la configuration proposée se comporte bien comme une antenne filtre bloquant ainsi les signaux hors bande. En outre, cette atténuation au niveau de la transmission augmente d'environ 5 dB pour chaque variation de 10 MHz . Il faut souligner également que pour ce prototype, le facteur de qualité Q vaut 136 autour de la résonance la fréquence 934 MHz .

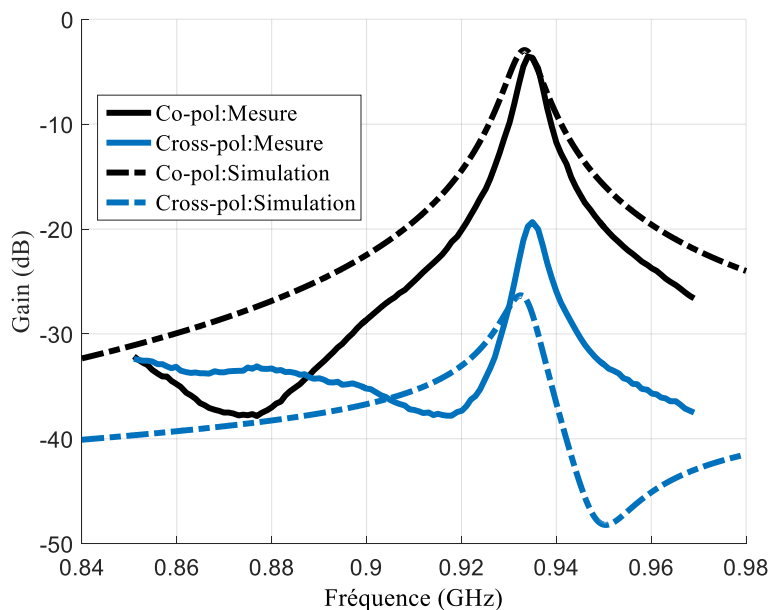


Figure II- 29 Le gain simulé et mesuré de l'antenne proposée en fonction de la fréquence

Tableau II- 3 Réponse de filtrage en fonction de la fréquence

<i>Bande de fréquence (MHz)</i>	± 10	± 20	± 30
<i>Atténuation (dB)</i>	-12,46	-18,16	-21,52

b- Diagramme de rayonnement

Nous avons mesuré le diagramme de rayonnement dans les plan azimutal et méridiens, pour les composants de Co-polarisation et de Cross-polarisation. Le balayage de fréquence a été mis en place de 850 MHz à 950 MHz afin de s'assurer que le rayonnement maximum se produit à la nouvelle fréquence de résonance de l'antenne $f_r = 934 \text{ MHz}$.

Nous présentons ci-après, les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés de l'antenne filtre dans les plans méridiens et azimutal. Il est observé que la structure proposée présente des diagrammes de rayonnement bidirectionnels dans les deux plans méridiens (Figure II- 30 et Figure II- 31), tandis que pour le plan azimutal, le diagramme de rayonnement est presque omnidirectionnel (Figure II- 32). En plus, elle montre un faible niveau de polarisation croisée inférieure à -15 dB, ce qui est convenable pour notre application. Les résultats de mesure en termes de diagrammes de rayonnement sont en bonne concordance avec ceux de la simulation par le logiciel HFSS d'Ansoft.

La variation du diagramme de rayonnement en 3D représenté sur la Figure II- 33, montre une amélioration du diagramme de rayonnement par rapport au prototype précédant, confirmant ainsi la minimisation des effets indésirables des câbles de mesure.

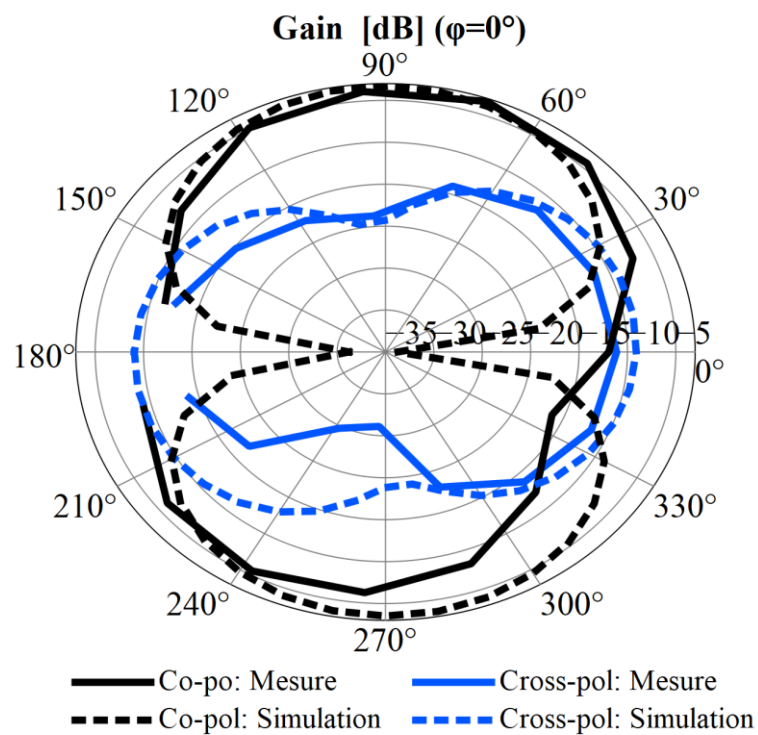


Figure II- 30 Composantes principale et croisée du champ simulé et mesuré dans le plan $\varphi = 0^\circ$

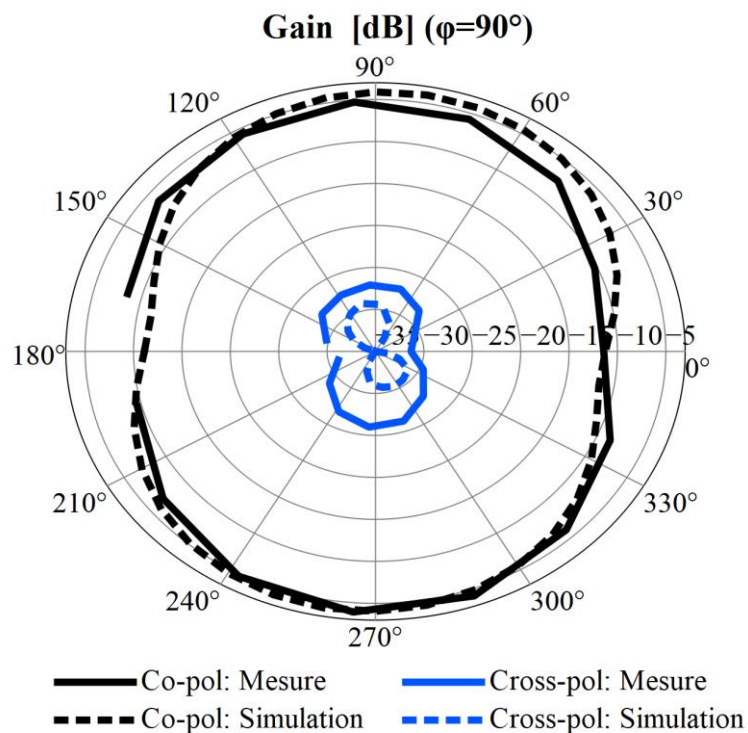


Figure II- 31 Composantes principale et croisée du champ simulé et mesuré dans le plan $\varphi = 90^\circ$

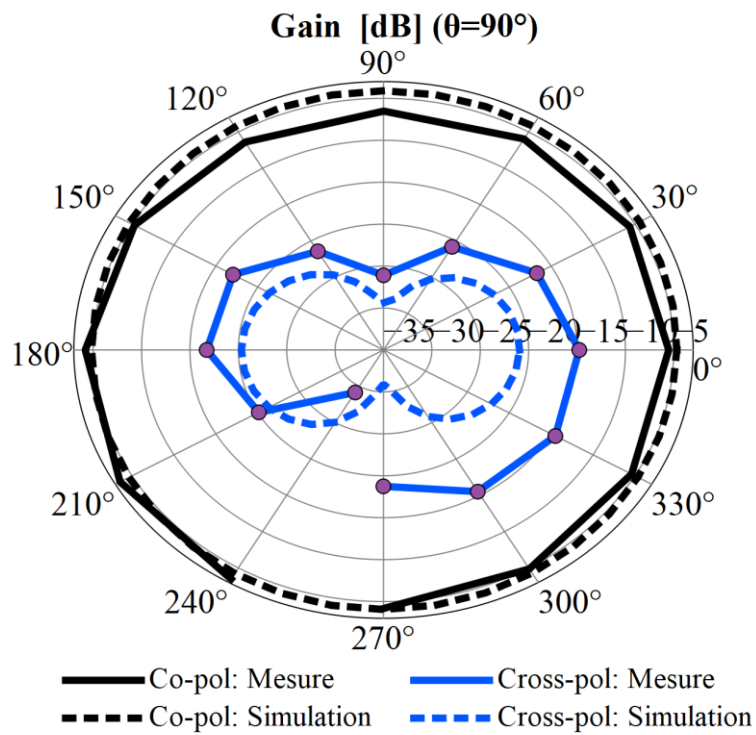


Figure II- 32 Composantes principale et croisée du champ simulé et mesuré dans le plan azimutal

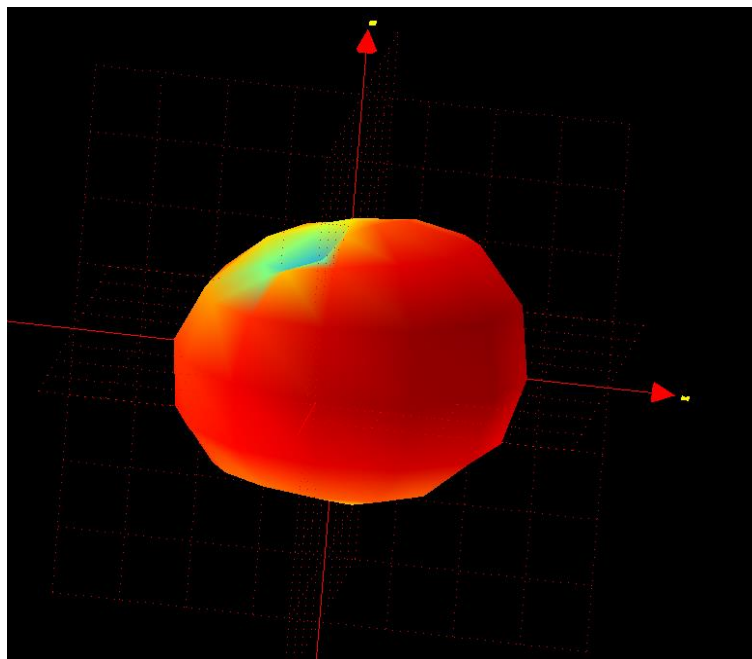


Figure II- 33 Diagramme de rayonnement 3D mesuré

En conclusion le Tableau II- 4 regroupe les résultats des deux méthodes utilisées pour la caractérisation de l'antenne filtre proposée. L'antenne proposée dans les deux cas, est à très faible profil ($2.5 \times 4 \text{ cm}^2$), et est adaptée en vue d'une intégration dans les dispositifs de l'internet

des objets. Ses dimensions ultra-miniatures, son efficacité accrue (par rapport aux faibles dimensions du PCB) ainsi que la bonne rejection des fréquences hors bandes, permettent de l'utiliser à la fois pour des fonctions de filtrage et de rayonnement. En outre, nous estimons d'après la validation expérimentale que l'approche de caractérisation basée sur le module autonome est la plus adéquate, puisqu'elle a permis de résoudre le problème de rayonnement des câbles de mesure.

Tableau II- 4 Tableau récapitulatif de la comparaison des deux prototypes d'antennes

<i>Technique de Mesure</i>	<i>Fréquence de résonance (MHz)</i>	<i>Dimensions (cm²)</i>	<i>Réponse de filtrage (dB)</i>	<i>Diagramme de rayonnement</i>	<i>Facteur de qualité</i>
Prototype en connecteur SMA	882	2.5×4	-10,61 à ±10 MHz	Omni- directionnel déformé	110.25
Prototype en module autonome	934	2.5×4	-12,46 à ±10 MHz	Omni- directionnel	136

V. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une antenne filtre basée sur une jonction résonateur fente. Une étude paramétrique succincte a été menée pour étudier l'effet de certains paramètres géométriques de la structure sur les performances de rayonnement. Il en a été conclu que : les dimensions, la permittivité et l'alimentation de la structure ont une grande influence sur la fréquence de fonctionnement et sur l'adaptation de l'antenne. Les résultats de simulation et de mesure ont été par ailleurs présentés et comparés en termes de coefficient de réflexion, de diagramme de rayonnement et de gain.

D'après l'analyse et la comparaison des différents résultats du coefficient de réflexion, des diagrammes de rayonnement et du gain, nous pouvons affirmer qu'il y a une bonne concordance entre les mesures et les simulations. Par conséquent, le principe de fonctionnement et le procédé de fabrication de nos structures sont validés. Nous avons également pu rendre compte comment les câbles de mesures dégradent le signal mesuré et participent au rayonnement de la structure miniature. Nous y avons remédié en proposant une antenne filtre autonome en mesure et indépendante des câbles. Ainsi, de bonnes caractéristiques de rayonnement ont été obtenues. L'autre avantage de ce dernier prototype est qu'il s'agit d'une conception intégrée et donc une

transition classique entre le filtre et l'antenne n'est donc pas nécessaire. Les pertes des composants de transition ont par conséquent pu être évitées.

Le Tableau II- 5 présente une comparaison entre l'antenne filtre proposée et les autres antennes existantes dans la littérature. Le niveau d'atténuation entre l'antenne filtre proposée et les autres antennes existantes dans la littérature a été relevé à 1,07 % autour de la bande passante. La structure proposée offre un niveau de filtrage beaucoup plus important que les structures existantes dans la littérature avec une atténuation valant -17 dB. En plus, ce design présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et un très faible encombrement. En outre, la petitesse de la structure conçue, ainsi que la fréquence de travail qui est relativement basse, justifient les pertes d'insertion trouvées et qui sont importantes (5 dB) en comparaison aux autres travaux dans la littérature.

Tableau II- 5 Comparaison entre l'antenne filtre proposée et les autres antennes filtres existantes

<i>Référence</i>	<i>Fréquence de travail (GHz)</i>	<i>Dimensions (cm²)</i>	<i>Niveau de filtrage (dB)</i>	<i>Pertes d'insertion (dB)</i>	<i>Application</i>
[16]	10	1.3×2	13.35	-	Système de communication sans fil à polarisation circulaire
[14]	2.5	19.4×19.4	14.5	-	Applications large bande
[15]	2.5	3.3×3.3	14.5	1	Systèmes de communications sans fil modernes
[17]	11.88	3.5×3	14.4	0.3	Satellites, Systèmes Radar
Ce travail	0.934	2.5×4	17	5	Internet des objets

VI. Bibliographie

- [1] Saint-Gobain Performance Plastics, Karreweg 18, 9870 Zulte, Belgique. «<http://www.solargard.com/fr>,» [En ligne]. [consulté le 07 Aout 2017].
- [2] D. Evans, 2011 «The internet of things. How the next evolution of the internet is changing everything,» Cisco White Paper.
- [3] «Internet-of-Things Network Based on LoRa Technology,» of, Semtech Investor News: Bouygues Telecom Announces June Launch Frances First, [En ligne]. Available: <http://www.investors.semtech.com/releasedetail.cfm?ReleaseID=904103>. [Accès le Aout 2015].
- [4] F. Ferrero et L. Lizzi, «Use of ultra-narrow band miniature antennas for internet-of-things applications,» *Electron. Lett*, vol. 51, pp. 1964-1966, 2015.
- [5] L. Lizzi, F. Ferrero, P. Monin, C. Danchesi et S. Boudaud, «Design of miniature antennas for IoT applications,» *2016 IEEE Sixth International Conference on Communications and Electronics (ICCE), Ha Long*, pp. 234-237, 2016.
- [6] O. Diop, «Etude et minimisation du facteur de qualité des antennes pour de petits objets communicants,» *Thèse de doctorat de l'Université de Nice-Sophia Antipolis*, 2013.
- [7] P. Bahramzy, O. Jagielski et G. F. Pedersen, «Thermal loss and soldering effect study of high-Q antennas in handheld devices,» *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Gothenburg*, pp. 878-881, 2013.
- [8] S. C. D. Barrio, M. Pelosi et G. Pedersen, «On the efficiency of frequency reconfigurable high-Q antennas for 4G standards,» *ELECTRONICS LETTERS*, vol. 48, pp. 982 - 983, 2012.
- [9] S. C. D. Barrio, M. Pelosi, O. Franek et G. F. Pedersen, «The Effect of the User's Body on High-Q and Low-Q Planar Inverted F Antennas for LTE Frequencies,» *2012 IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Yokohama*, pp. 1-4, 2012.
- [10] P. Bahramzy et G. F. Pedersen, «Detuning effect study of high-Q mobile phone antennas,» *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon*, pp. 1-4, 2015.

- [11] Y. Yusuf, «Integration Of High-q Filters With Highly Efficient Antennas,» *Doctoral Dissertation, University of Central Florida*, 2011.
- [12] R. Lovato et X. Gong, «A third-order high-Q SIW filter/antenna with two cavities and one integrated slot antenna,» *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Fajardo*, pp. 1219-1220, 2016.
- [13] Y. Yusuf et X. Gong, «Integration of three-dimensional high-Q filters with aperture antennas and bandwidth enhancement utilising surface waves,» *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 7, pp. 468-475, 2013.
- [14] W. J. Wu, R. Fan, J. Wang et Q. Zhang, «A broadband low profile microstrip filter-antenna with an omni-directional pattern,» *Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, Harbin*, pp. 580-582, 2014.
- [15] W. J. Wu, R. Fan, C. Wang et J. Wang, «A compact and anti-interference filter-antenna for modern wireless communication systems,» *2015 IEEE 6th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies (MAPE), Shanghai*, pp. 60-62, 2015.
- [16] T. Li, H. Cheng et X. Gong, «Integrated single-fed circularly-polarized patch antennas with high-Q cavity filters,» *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), Memphis*, pp. 1873-1874, 2014.
- [17] B. Sahu, P. Tripathi, S. Singh, M. K. Meshram et S. P. Singh, «A simple structured filtering dielectric resonator antenna,» *2016 IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Computer and Electronics Engineering (UPCON), Varanasi*, pp. 543-545, 2016.
- [18] L. Huitema, C. Delaveaud et R. D'Errico, «Impedance and radiation measurement methodology for ultra miniature antennas,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, 2014.
- [19] W. Solutions. [En ligne]. Available: <https://wireless-solutions.de/products/radiomodules/im881a.html>. [Accès le 25 5 2017].
- [20] «Wikipédia,» [En ligne]. Available: [https://fr.wikipedia.org/wiki/Filtre_\(%C3%A9lectronique\)](https://fr.wikipedia.org/wiki/Filtre_(%C3%A9lectronique)). [Accès le 7 Mai 2017].
- [21] R. K. Chaudhary, K. V. Srivastava et a. A. Biswas, «Multi-Band Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Using Permittivity Variation in Azimuth Direction,» *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 59, p. 11–20, 2015.

- [22] U. Ullah, W. F. F. W. Ali, M. F. Ain, N. M. Mahyuddin et Z. A. Ahmad, «Design of a novel dielectric resonator antenna using MgTiO₃–CoTiO₃ for wideband applications,» *Materials and Design*, vol. 85, p. 396–403, 2015.
- [23] Z. Peng, H. Wang et X. Yao, «Dielectric resonator antennas using high permittivity ceramics,» *Ceramics International*, vol. 30, pp. 1211-1214, 2004.
- [24] M. F. A. e. al, «A novel multi-band dual-segment rectangular Dielectric Resonator Antenna,» *2014 International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Sydney, NSW, pp. 34-37, 2014.
- [25] M. M. a. Z. Raida, «Gain improvement of higher order mode dielectric resonator antenna by thin air gap,» *2016 International Conference on Broadband Communications for Next Generation Networks and Multimedia Applications (CoBCom)*, Graz, pp. 1-3, 2016.
- [26] M. F. Ain, S. I. S. Hassan, J. S. Mandeep et M. A. Othman, «2.5 GHZ BATiO₃ DIELECTRIC RESONATOR ANTENNA,» *Progress In Electromagnetics Research, PIER* 76, p. 201–210, 2007.
- [27] S. Agrawal, R. D. Gupta, M. S. Parihar et P. N. Kondekar, «A wideband high gain dielectric resonator antenna for RF energy harvesting application,» *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 78, pp. 24-31, 2017.
- [28] G. Das, A. Sharma et R. K. Gangwar, «Two elements dual segment cylindrical dielectric resonator antenna array with annular shaped microstrip feed,» *016 Twenty Second National Conference on Communication (NCC)*, Guwahati, pp. 1-6, 2016.
- [29] B. Mukherjee, «A novel half Hemispherical Dielectric Resonator Antenna with array of slots loaded with a circular metallic patch for wireless applications,» *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, vol. 69, pp. 1755-1759, 2015.
- [30] T. Nischikawa, Y. Ishikawa et H. Tamuraal, «Ceramic Materials for Microwave Applications,» *Electronic Ceram*, spring issue, 1979.

Chapitre III - Robustesse des antennes à résonateurs diélectriques

Sommaire

I. Introduction.....	109
II. Intérêt de l'étude et problématique adressée.....	110
III. Etude de la sensibilité des antennes à résonateur diélectrique à une perturbation de type métallique : cas d'une forme cylindrique	113
III. 1. Analyse modale de l'antenne à résonateur diélectrique cylindrique.....	114
III. 2. Effet de la perturbation métallique sur le mode excité.....	123
III. 3. Performances du mode <i>HEM_{11δ}</i>	127
IV. Validation expérimentale et performances du mode <i>HEM_{11δ}</i>	131
IV. 1. Prototype fabriqué.....	132
IV. 2. Présentation et analyse des résultats	133
V. Conclusion.....	141
VI. Bibliographie	143

I. Introduction

Le renouvellement des compteurs s'inscrit dans le cadre d'une mutation considérable des marchés de l'énergie et des usages de consommation. Dans ce contexte, le déploiement des systèmes de comptage raffinés constitue, en gaz naturel comme en électricité, un investissement majeur sur le long terme pour l'ensemble des pays européens.

Face aux nouveaux modes de production et de consommation d'électricité, les distributeurs et les gestionnaires de réseau procèdent à leur adaptation en vue de les transformer en réseaux intelligents. Les compteurs communicants en constituent l'élément fondamental.

Ces compteurs, qualifiés d'intelligents, disposent des technologies nommées AMR (Automated Meter Reading), qui mesurent de manière concise et également en temps réel, la consommation d'eau, d'électricité ou de gaz. La transmission de ces données s'effectue soit par le biais des ondes radio ou par courants porteurs en ligne, au distributeur du réseau chargé du comptage[1].

Une des problématiques qui devrait être traitée porte sur les perturbations liées aux enveloppes de ces compteurs, qui peuvent nuire au fonctionnement des antennes. La conception d'antennes compactes et insensibles à l'environnement externe, a suscité ces dernières années une forte dynamique de recherche surtout dans les domaines de l'évaluation des interactions perturbation externes/antennes, notamment pour les applications de l'internet des objets [2, 3]

Dans ce chapitre, nous proposons la conception d'une antenne à résonateur diélectrique de forme cylindrique (ARDC), insensible aux effets qui peuvent être néfastes de l'environnement extérieur, en vue de son intégration dans les compteurs intelligents.

C'est dans ce cadre-là, que la conception et la simulation numérique des paramètres fondamentaux de l'ARD cylindrique a été accomplie pour trois modes d'excitation : $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ et $TM_{01\delta}$. Ces modes sont étudiés et comparés pour révéler la robustesse et l'insensibilité des résonateurs diélectriques aux effets de variations de l'environnement proche.

Cette étude nous permettra par la suite de proposer une solution minimisant l'effet de l'exposition des antennes intégrées dans les compteurs intelligents aux perturbations externes. Pour cela, plusieurs configurations dont les modes excités diffèrent les uns des autres, ont été étudiées et comparées numériquement. L'étude comparative s'appuie sur des résultats de simulation obtenus à l'aide du simulateur HFSS d'Ansoft. Pour valider ces résultats, une caractérisation expérimentale sera présentée dans la dernière partie de ce chapitre. Les niveaux de dégradation des performances de l'antenne relatifs à chaque mode excité seront étudiés, afin de mettre en avant le mode le plus performant assurant :

- de bonnes performances en termes de caractéristiques de rayonnement autour de la fréquence d'intérêt.
- un faible encombrement en vue d'une intégration dans les compteurs communicants,
- une stabilité des performances de rayonnement antennaires en présence des perturbations.

II. Intérêt de l'étude et problématique adressée

Comme décrit dans le chapitre précédant, l'internet des objets vise à connecter des périphériques au réseau et de collecter des données à partir de capteurs. Les réseaux de communications à longue portée sont aujourd'hui de plus en plus utilisés dans de nombreuses applications, telles que les systèmes de mesure intelligents, de chauffage, de ventilation et de climatisation et dans les villes intelligentes [4]. Diverses technologies fonctionnant dans la bande de 2.4 GHz peuvent être utilisées pour les communications de machine à machine (Machine to Machine en anglais, parfois abrégé par le signe M2M), comme le standard WI-FI, Bluetooth Low Energy et ZigBee.

Cependant, le spectre autour de la fréquence 2.4 GHz est actuellement inondé d'applications sans fil déjà existantes, et par conséquent, des interférences inévitables sont attendues. Une solution prometteuse pour les applications M2M est d'utiliser les bandes sous-GHz. Ces fréquences inférieures à 1 GHz sont caractérisées par une bonne pénétration dans les bâtiments, par conséquent, elles satisfont aux exigences des communications M2M en termes d'efficacité et de rentabilité [5].

Par ailleurs, les nœuds de communications sans fil ont tendance à être de plus en plus petits, conduisant à une forte demande d'antennes compactes. La miniaturisation est donc un défi majeur dans la conception d'antennes fonctionnant à des fréquences inférieures à 1 GHz pour les communications M2M. Pour obtenir des dimensions compactes de l'antenne, une solution possible consiste à adopter des matériaux possédant des valeurs de permittivité ou de perméabilité élevées [6, 7].

Les petites antennes pour les dispositifs de compteur intelligents souffrent généralement de leur grande sensibilité à leur environnement externe. La miniaturisation de ces antennes implique une bande passante de fonctionnement très étroite, par conséquent, l'antenne peut être totalement désadaptée lorsque des objets métalliques ou de haute perméabilité sont à proximité de l'antenne [5].

Le boîtier des compteurs d'eau ou de l'électricité est communément de petite taille et remplie de tuyaux métalliques et de fils conducteurs. De plus, les électriciens et les plombiers n'ont pas forcément connaissance de la sensibilité des antennes intégrées au niveau des compteurs, et peuvent dégrader de manière non intentionnelle les performances de l'antenne lors de l'installation du système (Figure III- 1). Ainsi, il existe de fortes contraintes et exigences d'intégration pour les systèmes sans fil dans ce type d'applications de mesure. Par conséquent les antennes qui y sont intégrées doivent répondre à ces exigences pour assurer un fonctionnement optimal et garantir une bonne précision des données de mesure relevées et communiquées.

Dans ce chapitre, nous proposons et discutons une solution basée sur des antennes résonateurs diélectriques (ARD) de forme cylindrique à forte constante diélectrique.

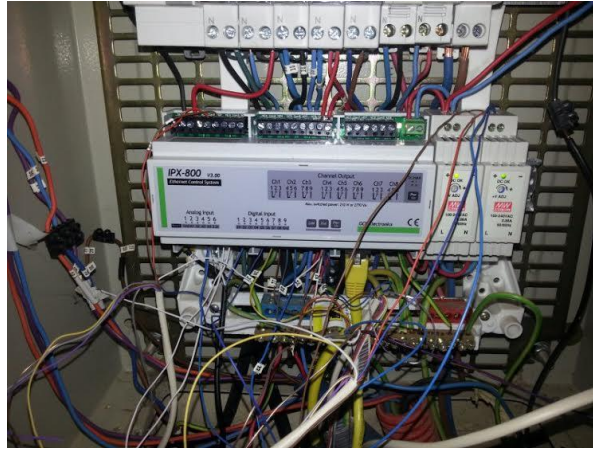


Figure III- 1 Exemple d'un boitier de compteur électrique

Plusieurs études expérimentales dans la littérature ont prouvé la faisabilité de l'utilisation de permittivités (ϵ_r) très élevées pour la conception des antennes à résonateurs diélectriques, allant de 33.3 jusqu'à 96.7, de forme cylindrique et rectangulaire, alimentées par une sonde coaxiale [8]. Les céramiques à base de bismuth avec des constantes diélectriques élevées ont été adoptées comme matériaux diélectriques. Ces structures sont présentées dans la Figure III- 2.

Une autre étude dans le même contexte a été présentée dans la référence [9], où l'objectif était d'identifier de nouveaux modes, pouvant être excités au niveau d'une antenne à résonateur diélectrique de forme cylindrique alimentée par une large ligne micro ruban, et située symétriquement au-dessus de cette ligne (Figure III- 3). Les performances de rayonnement de ces modes ont également été étudiées et présentées.

La possibilité d'exciter de nouveaux modes d'ordre supérieur en plus des modes classiques, a également été étudiée dans [10], pour une antenne à résonateur diélectrique cylindrique conçue avec une forte constante diélectrique, et située asymétriquement au-dessus d'une ligne micro ruban couplée par une fente rectangulaire, gravée sur le plan de masse (Figure III- 4). En plus des modes classiques excités par un positionnement symétrique de l'antenne au-dessus de la fente d'alimentation, les auteurs ont identifié cinq nouveaux modes avec un positionnement asymétrique.

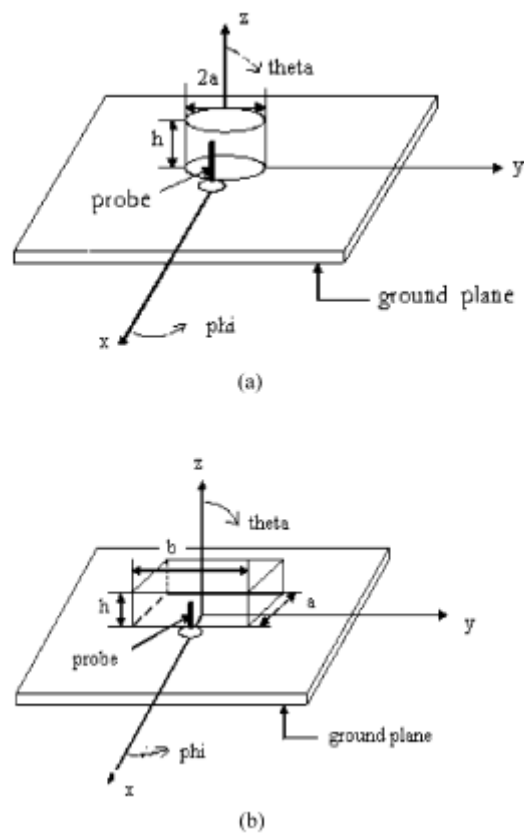


Figure III- 2 Configuration de l'antenne à résonateur diélectrique de forme (a) : cylindrique et (b) : rectangulaire, étudiée dans [8]

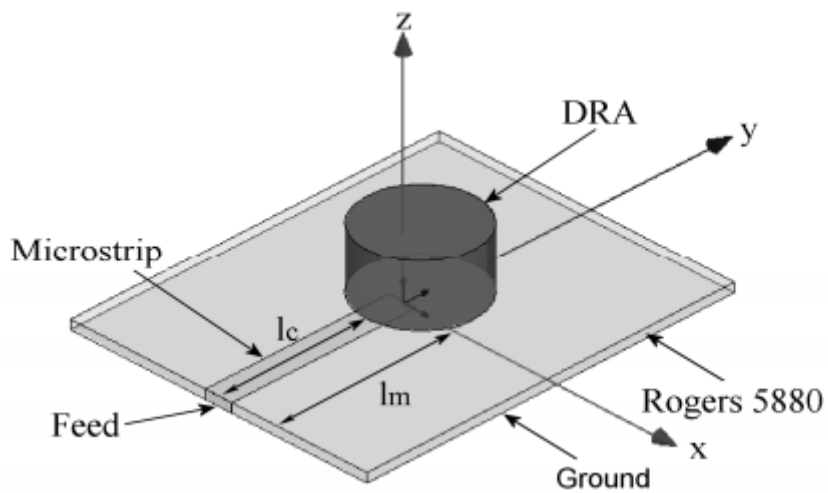


Figure III- 3 Configuration de l'antenne proposée dans [9]

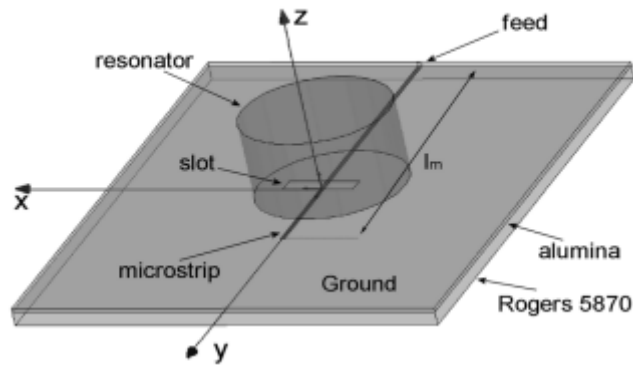


Figure III- 4 Structure de l'antenne étudiée dans [10]

Différemment à ces travaux, nous nous sommes focalisés dans ce chapitre, sur l'étude de la sensibilité des antennes à résonateurs diélectriques cylindriques (ARDC) pour les applications des compteurs intelligents, en analysant l'effet de la variation de l'environnement proche sur le mode excité dans une ARDC de permittivité élevée.

Une étude comparative entre différents modes d'excitation est proposée et présentée pour mettre en évidence la robustesse des ARD. Les structures antennaires étudiées ont été simulées à l'aide du logiciel HFSS 17.0 d'Ansoft. Les résultats de simulations des trois modes étudiés sont analysés et discutés. Les paramètres sur lesquels notre intérêt s'est porté sont : le coefficient de réflexion, le gain et la directivité. Une étude paramétrique effectuée pour certains paramètres géométriques, permettra de comprendre leur influence sur les structures étudiées. Enfin, la comparaison des résultats de simulation des trois modes permettra d'identifier les meilleures performances de rayonnement et le mode qui présente la meilleure insensibilité aux perturbations liées à l'environnement proche au système antenne.

III. Etude de la sensibilité des antennes à résonateurs diélectriques à une perturbation de type métallique : cas d'une forme cylindrique

Les résonateurs diélectriques (RD) ont été largement étudiés pour des applications de réseaux d'antennes [11]. Cette technologie présente une efficacité élevée, mais elle a généralement une bande passante limitée, lorsque des matériaux de permittivité élevées sont utilisés. Cette contrainte n'est pas un problème pour les applications M2M, en raison des exigences limitées en termes de bande passante (généralement autour de quelques MHz). Dans ce qui suit, nous décrivons la géométrie de l'ARD cylindrique classique excitée en ses trois modes fondamentaux : $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$ et $HEM_{11\delta}$. Les résultats de simulation seront présentés et discutés.

III. 1. Analyse modale de l'antenne à résonateur diélectrique cylindrique

Les antennes à résonateurs diélectriques de forme cylindrique offrent la possibilité d'être excitées en trois modes fondamentaux cités auparavant : $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$ et $HEM_{11\delta}$. Nous verrons dans ce qui suit, que ces modes possèdent différents diagrammes de rayonnement, ce qui fait du RD un bon candidat pour les applications multi bandes ou large bande [11]. Nous rappelons ci-après les équations caractéristiques qui définissent ces modes [12]:

- Le mode $TE_{01\delta}$:

$$K_0 R = \frac{2.327}{\sqrt{\epsilon_{ARD} + 1}} \left[1 + 0.2123 \left(\frac{R}{2h} \right) + 0.00898 \left(\frac{R}{2h} \right)^2 \right] \quad (III. 21)$$

- Le mode $TM_{01\delta}$:

$$K_0 R = \frac{\sqrt{3.83^2 + (\pi R/2h)^2}}{\sqrt{\epsilon_{ARD} + 2}} \quad (III. 22)$$

- Le mode $HEM_{11\delta}$:

$$K_0 R = \frac{6.324}{\sqrt{\epsilon_{ARD} + 1}} \left(0.27 + 0.36 \left(\frac{R}{2h} \right) + 0.02 \left(\frac{R}{2h} \right)^2 \right) \quad (III. 23)$$

Avec

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

Où

c : Vitesse de la lumière dans le vide

R : Rayon de l'ARDC

h : Hauteur de l'ARDC

ϵ_{ARD} : Permittivité relative du résonateur diélectrique

Toutes les structures étudiées ci-après, sont imprimées sur un substrat de type FR4 dont les caractéristiques sont : une constante diélectrique de $\epsilon_r = 4.4$, une tangente de perte de $tn\delta = 0.0025$, une épaisseur de $h = 0.8 \text{ mm}$ et une surface totale de taille $300 \times 300 \text{ mm}^2$. Une permittivité relative élevée de valeur $\epsilon_{ARD} = 90$, a été utilisée pour la conception des résonateurs diélectriques cylindriques afin d'aboutir à des structures compactes.

III.1.1. Mode $TE_{01\delta}$

a- Configuration

Le schéma de l'antenne étudiée est représenté sur la Figure III- 5. L'ARDC a été conçu et excité en mode $TE_{01\delta}$, pour fonctionner autour de la fréquence 900 MHz . L'excitation de l'antenne à résonateur cylindrique en mode $TE_{01\delta}$ a été obtenue, en plaçant le résonateur sur le substrat, à proximité d'une ligne micro ruban. Les dimensions de l'antenne obtenue ont été optimisées à partir de l'équation (III. 21), en utilisant une permittivité $\epsilon_{ARD} = 90$. Nous avons ainsi $R = 29\text{ mm}$ et $h = 14\text{ mm}$ respectivement le rayon et la hauteur du résonateur. Afin d'obtenir un couplage correct de ce mode, une ligne micro ruban de longueur $L_f = 207\text{ mm}$ et de largeur $W_f = 3.5\text{ mm}$, est gravée au bord de l'élément rayonnant.

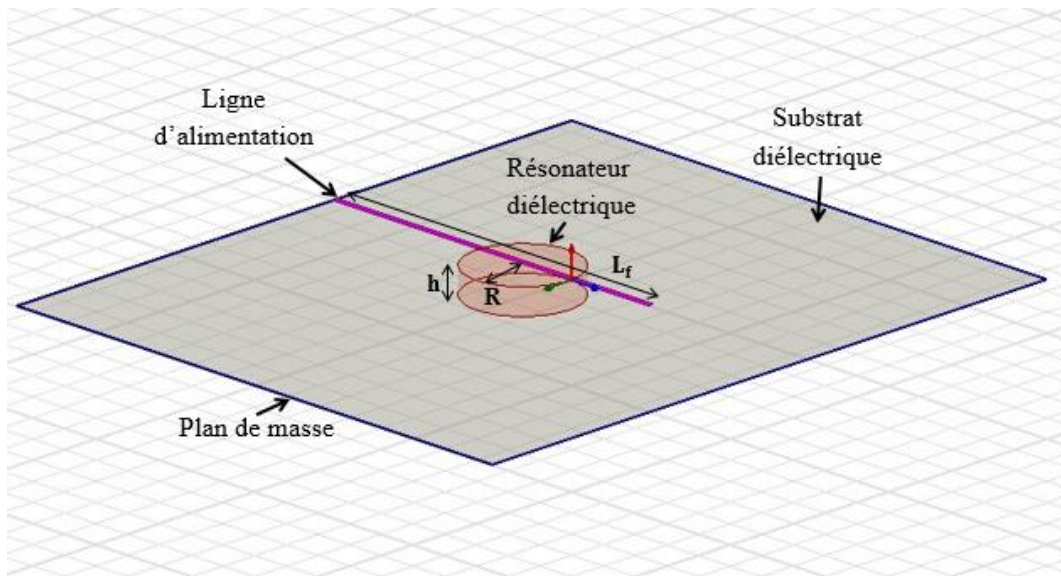


Figure III- 5 Configuration de l'antenne à résonateur diélectrique excitée en mode $TE_{01\delta}$

La longueur de la ligne d'alimentation L_f un paramètre important dans cette structure puisqu'il influe sur l'adaptation de l'antenne.

Pour caractériser l'influence de ce paramètre, nous avons fait varier sa valeur de 201 mm à 207 mm avec un pas de 2 mm . Nous pouvons voir sur la Figure III- 6 l'effet de cette variation sur une plage fréquentielle allant de 0.78 GHz jusqu'à 1 GHz . On peut remarquer que l'adaptation d'impédance de l'antenne pourra être optimisée en ajustant ce paramètre, par contre la fréquence de résonance reste stable quel que soit la valeur de la longueur de la ligne d'alimentation. La valeur de L_f a été fixée alors à 207 mm .

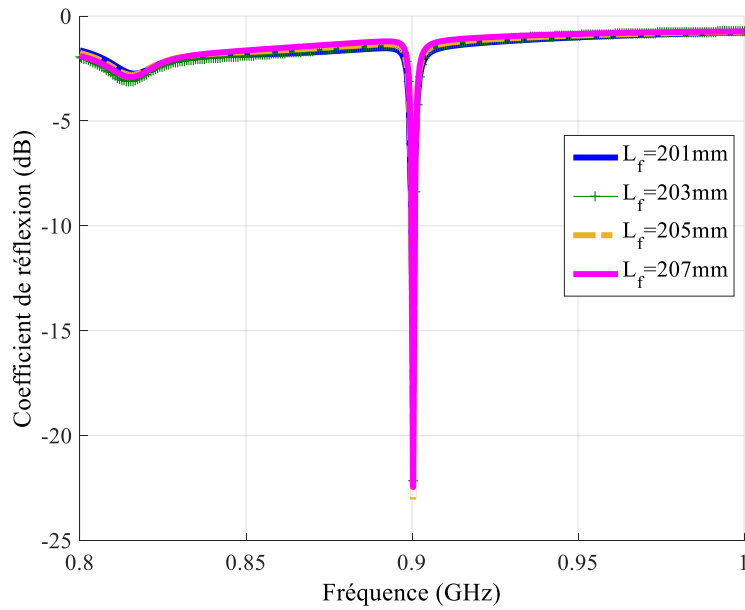


Figure III- 6 Effet de la longueur de la ligne d'alimentation sur l'adaptation de l'antenne

b- Résultats de simulation et discussion

Le coefficient de réflexion de l'antenne excitée en mode $TE_{01\delta}$, simulée sous HFSS est présenté dans la Figure III- 7. D'après la courbe, l'antenne présente une résonance autour de la fréquence de travail de 900 MHz avec une bonne adaptation d'impédance de l'ordre de -23dB.

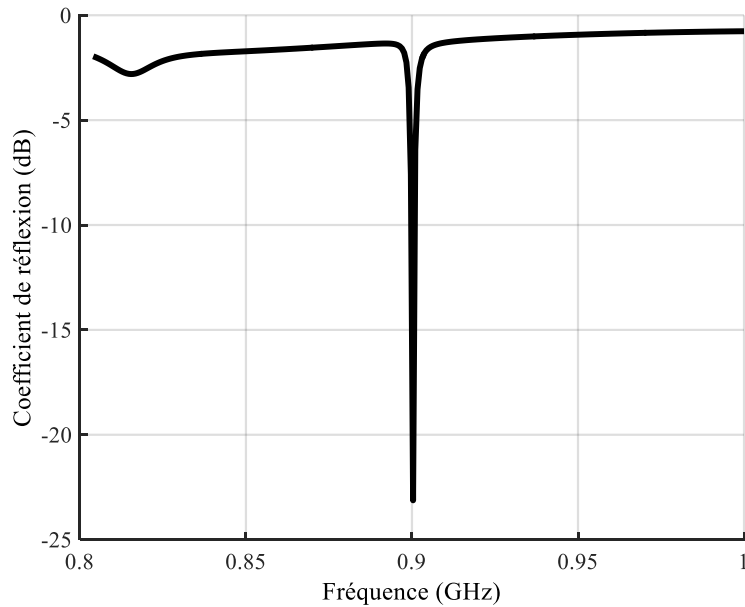


Figure III- 7 Coefficient de réflexion de l'ARDC excitée en mode $TE_{01\delta}$

Afin de confirmer la validité du mode excité, il convient de faire une étude électromagnétique. Pour cela, il faut visualiser la configuration des champs électrique et magnétique à l'intérieur

du résonateur pour ce mode. Leurs distributions autour de la fréquence de résonance 900 MHz , sont montrées respectivement, sur la Figure III- 8 et la Figure III- 9. D’après ces figures, le champ électrique est confiné à l’intérieur du RDC contrairement au champ magnétique, ce qui est conforme à la distribution attendue pour ce mode d’excitation.

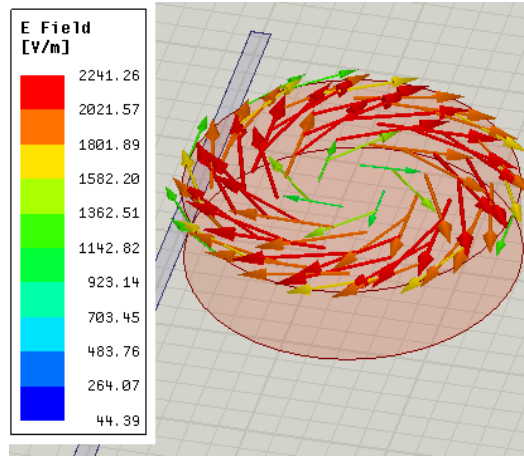


Figure III- 8 Configuration du champ électrique du mode $TE_{01\delta}$

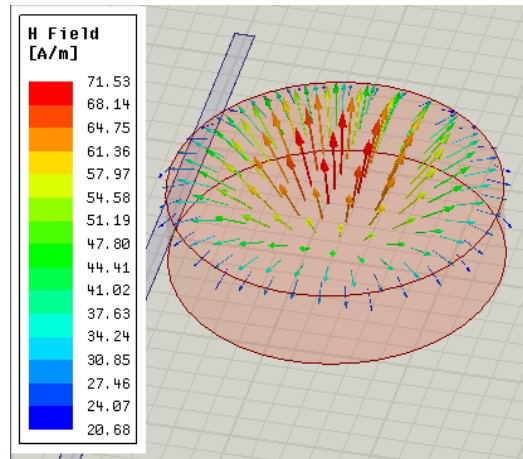


Figure III- 9 Configuration du champ magnétique du mode $TE_{01\delta}$

III.1.2. Mode $TM_{01\delta}$

a- Configuration

La configuration de l’antenne à résonateur diélectrique cylindrique excitée en mode $TM_{01\delta}$ est présentée sur la Figure III- 10. Les dimensions du résonateur cylindrique sont calculées à partir de l’équation (III. 22) : $R = 21\text{ mm}$ et $h = 15.2\text{ mm}$, respectivement rayon et hauteur du résonateur. L’élément rayonnant est placé au centre du plan de masse. Ce mode a été excité en insérant une sonde coaxiale d’impédance caractéristique $50\ \Omega$ le long de l’axe de rotation du résonateur diélectrique. Sa hauteur a été optimisée pour avoir une bonne adaptation d’impédance autour la fréquence d’intérêt, sa valeur est $h_p = 15\text{ mm}$.

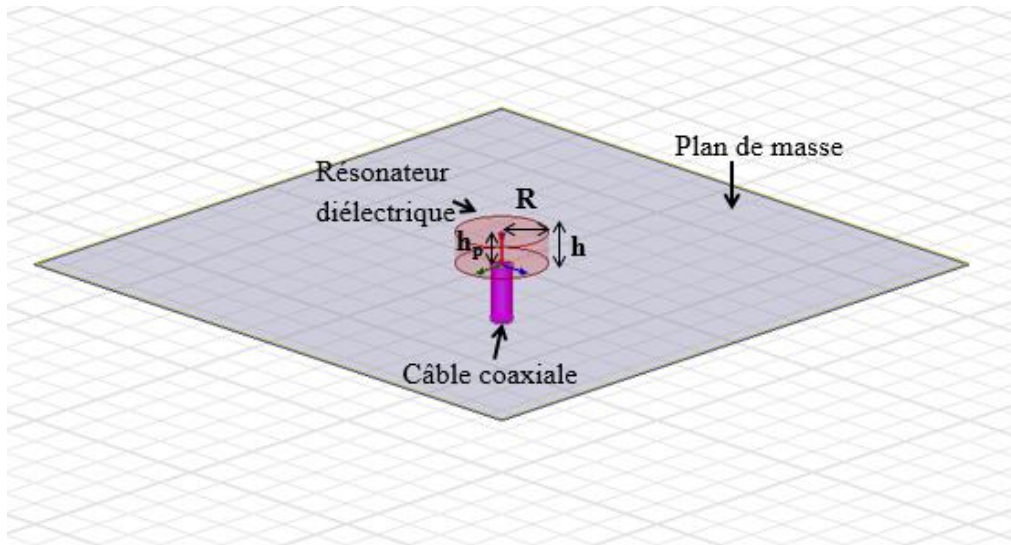


Figure III- 10 Configuration de l'antenne à résonateur diélectrique excitée en mode $TM_{01\delta}$

La sonde coaxiale assure le couplage de l'énergie électromagnétique avec le résonateur diélectrique cylindrique, et devrait être positionnée au milieu pour exciter correctement le mode $TM_{01\delta}$. L'analyse de ses dimensions est importante pour améliorer les performances de l'antenne, particulièrement en termes d'adaptation d'impédance. Les caractéristiques de la sonde coaxiale utilisée pour notre simulation sont : une âme centrale de rayon 0.65 mm et une gaine extérieure de rayon 2 mm (disponible au laboratoire). L'influence de la hauteur de l'âme centrale sur l'adaptation de ce mode a été étudiée, en la faisant varier de 14.7 mm à 15 mm avec un pas de 0.1 mm . Les résultats de simulations montrées sur la Figure III- 11, montrent clairement qu'une bonne adaptation d'impédance a été obtenue pour une valeur de $h_p = 15 \text{ mm}$.

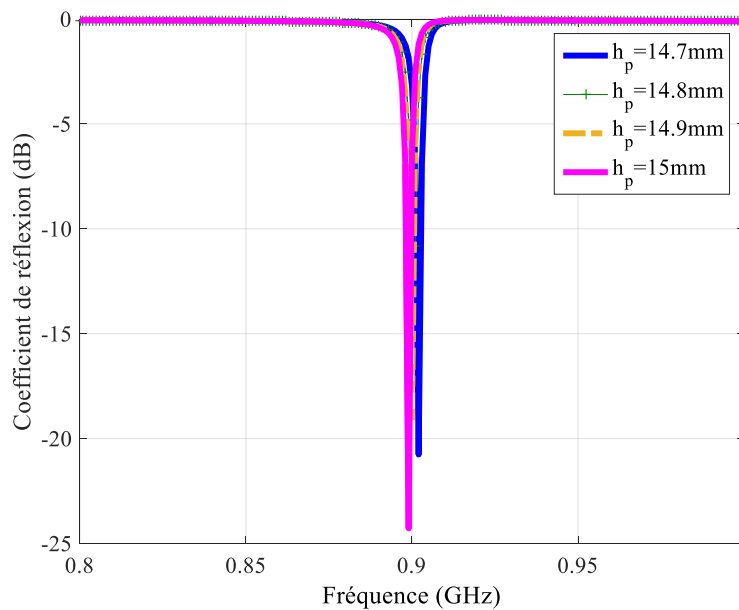


Figure III- 11 Effet de la hauteur du câble coaxial sur l'adaptation de l'antenne

b- Résultats de simulation et discussion

La Figure III- 12 représente la variation du coefficient de réflexion de la structure cylindrique excitée en mode $TM_{01\delta}$. Nous remarquons une bonne adaptation autour de la fréquence d'intérêt 900 MHz où le coefficient de réflexion est de l'ordre de -24 dB.

Pour ce mode, la distribution des champs électrique et magnétique est illustrée respectivement, sur : Figure III- 13 et Figure III- 14. On observe un comportement inverse à celui du mode $TE_{01\delta}$, ce qui est conforme à la distribution habituelle du mode $TM_{01\delta}$ et confirme bien que le mode a été correctement excité.

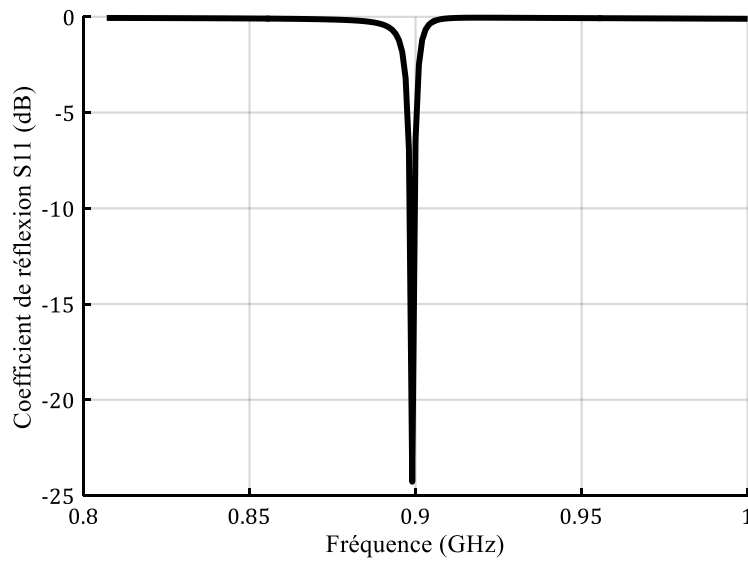


Figure III- 12 Coefficient de réflexion de l'ARDC excitée en mode $TM_{01\delta}$

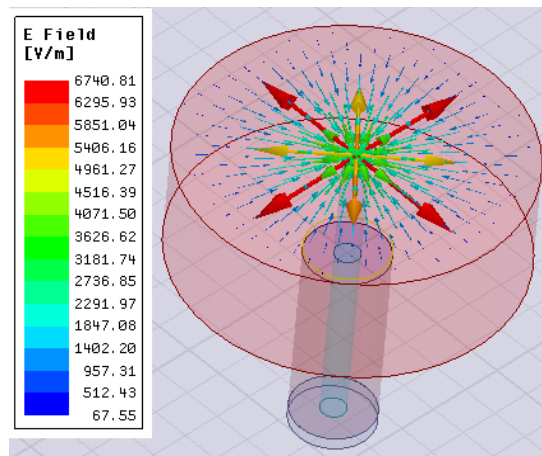


Figure III- 13 Configuration du champ électrique du mode $TM_{01\delta}$

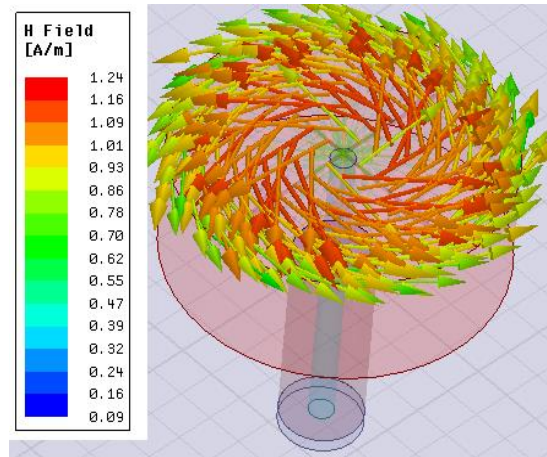


Figure III- 14 Configuration du champ magnétique du mode $TM_{01\delta}$

III.1.3. Mode $HEM_{11\delta}$

a- Configuration

Pour une fréquence de travail de 900 MHz , un rayon $R = 12\text{ mm}$ et une hauteur $h = 13\text{ mm}$ sont obtenus à partir de l'équation (III. 23) pour le mode $HEM_{11\delta}$. La méthode d'excitation adoptée pour ce mode, consiste à pratiquer une fente dans le plan de masse qui est alimentée par une ligne micro ruban. On réalise ainsi un couplage par le champ électrique à l'aide d'une fente centrée

La ligne d'alimentation, est une ligne micro ruban d'impédance caractéristique $50\ \Omega$, possédant une largeur optimisée d'une valeur de 4 mm . Elle est gravée sur le côté inférieur du substrat diélectrique. La fente de couplage dont les dimensions sont $4 \times 18\text{ mm}^2$, est imprimée au centre du plan de masse et utilisée pour exciter le RD.

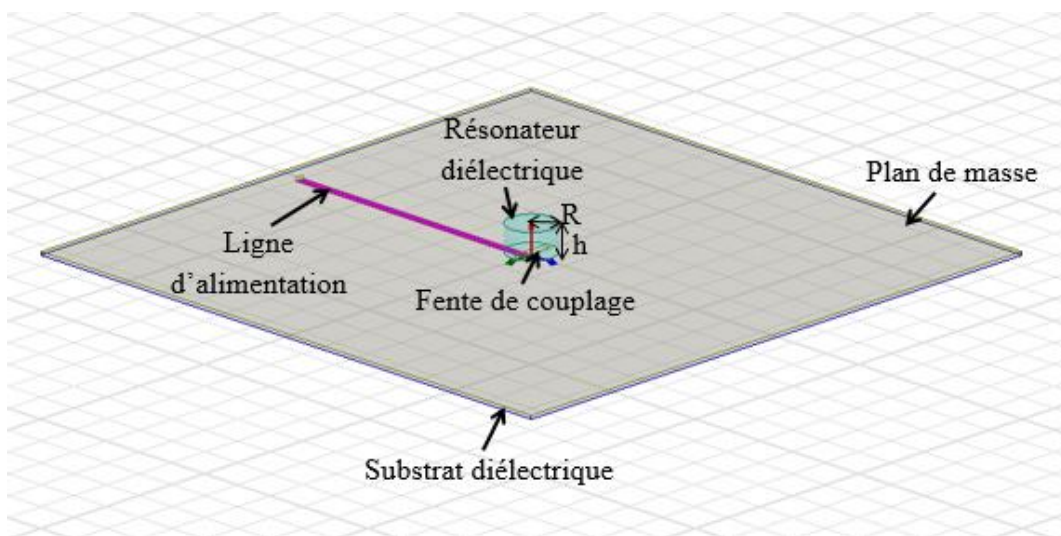


Figure III- 15 Configuration de l'antenne à résonateur diélectrique excité en mode $HEM_{11\delta}$

Une étude paramétrique a été faite sur les dimensions de la ligne d'alimentation. La Figure III-16 présente les coefficients de réflexion pour différentes valeurs de la longueur de la ligne L_f . D'après cette figure, il est clairement observé que la valeur optimale de la longueur de la ligne micro ruban est $L_f = 155 \text{ mm}$.

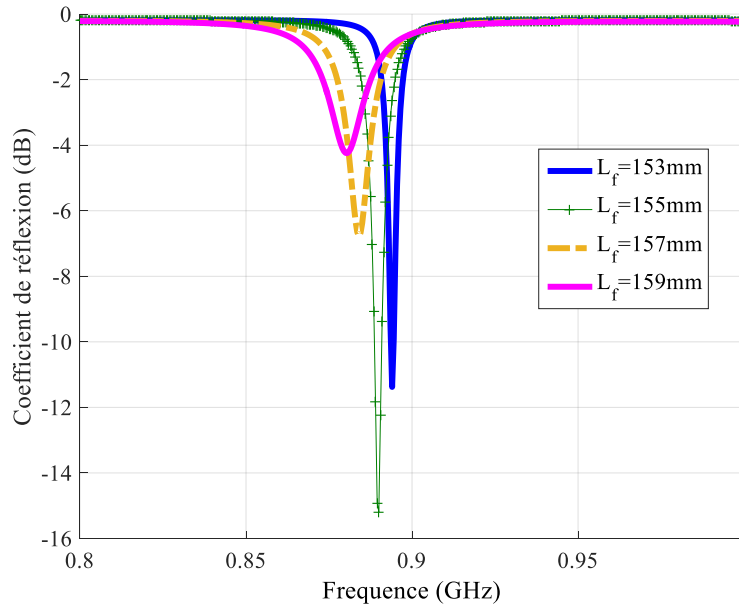


Figure III- 16 Effet des dimensions de la ligne sur l'adaptation de l'antenne

b- Résultats de simulation et discussion

La Figure III- 17 montre la variation du coefficient de réflexion de l'antenne simulée sous HFSS. On peut remarquer que l'antenne présente une résonance autour de la fréquence 890 MHz avec une bonne adaptation de l'ordre de -16 dB . Les distributions du champ électrique et celle du champ magnétique de ce mode sont illustrées respectivement, par : Figure III- 18 et Figure III- 19. Les cartographies observées autour la fréquence de résonance, confirment bien que le mode fondamental $HEM_{11\delta}$ a été excité proprement.

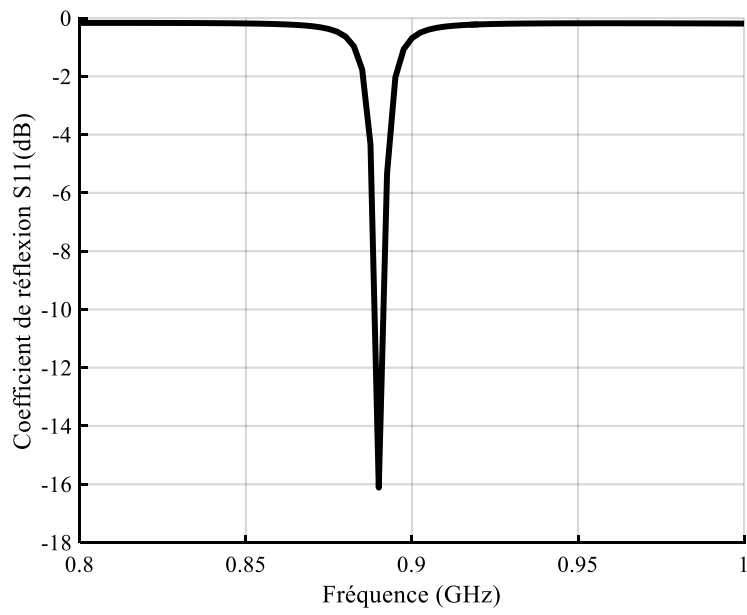


Figure III- 17 Coefficient de réflexion de l'ARDC excité en mode $HEM_{11\delta}$

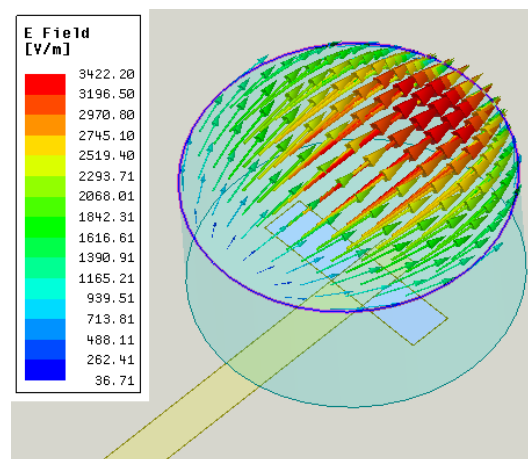


Figure III- 18 Configuration du champ électrique du mode $HEM_{11\delta}$

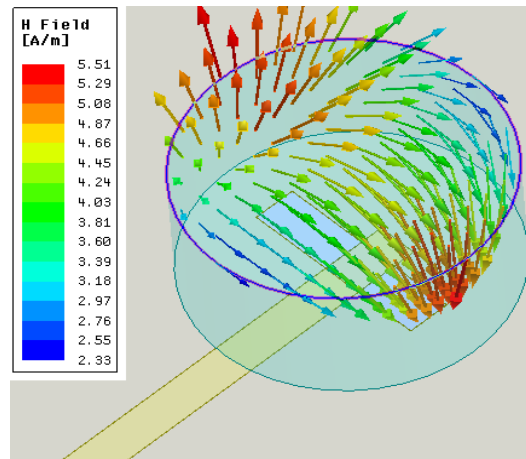


Figure III- 19 Configuration du champ magnétique du mode $HEM_{11\delta}$

L'étude modale réalisée dans cette partie, nous a permis de concevoir l'antenne à résonateur diélectrique cylindrique excitée en trois modes : $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$ et $HEM_{11\delta}$. Une description détaillée des configurations et des techniques d'excitation adoptées pour obtenir la fréquence de résonance autour de 900 MHz à ces différents modes, a été présentée.

Cette étude préalable étant mise en place, on peut maintenant s'intéresser à l'étude de l'effet de l'environnement externe de type métallique sur le fonctionnement de l'ARDC pour ces trois modes fondamentales.

III. 2. Effet de la perturbation métallique sur le mode excité

Il a été montré dans les travaux du chercheur Qing [13] que la présence d'une plaque métallique déplace la fréquence de résonance de l'antenne et affaiblit l'intensité des champs. Ces effets, dépendent fortement de la distance entre la plaque et l'antenne ainsi que l'orientation de la plaque. De tels effets altèrent considérablement les caractéristiques de rayonnement de l'antenne ainsi que son fonctionnement. Pour remédier à cette problématique, Qing a proposé une solution pour atténuer ces effets, en réajustant et en faisant un co-design de l'antenne à proximité des objets métalliques en fonction de l'information provenant de l'étude.

Dans le même sens, nous allons analyser la faisabilité d'une solution basée sur des antennes à résonateurs diélectriques de forme cylindrique et voir jusqu'à quelle mesure on peut pallier aux problèmes des perturbations métalliques dans les compteurs intelligents en examinant le comportement des modes d'excitations dans ce contexte.

Les trois modes conventionnels : $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$ et $HEM_{11\delta}$ d'une ARDC classique sont comparés en termes de robustesse à l'environnement extérieur. Pour se faire, un objet métallique sous forme d'une plaque rectangulaire, comme illustré sur la Figure III- 20, est placé parallèlement au-dessus de l'antenne et son influence est examinée dans ce qui suit. L'étude a été effectuée en utilisant une plaque de dimensions $100 \times 100 \text{ mm}^2$ ($L_p \times W_p$) placée au-dessus de l'antenne. Cette plaque simule la présence d'un objet métallique à proximité de l'antenne embarquée dans le boîtier du compteur.

La distance entre la plaque métallique et le plan de masse est définie par le paramètre d , comme illustré sur la Figure III- 20. L'objet métallique est une couche de métal rectangulaire en cuivre massif d'épaisseur 0.8 mm , et placé symétriquement au-dessus de l'ARDC à une hauteur d du plan de masse.

L'effet de la présence de cet objet métallique au voisinage de l'élément rayonnant est étudié et discuté pour les trois modes : transverses électriques, transverses magnétiques et hybrides.

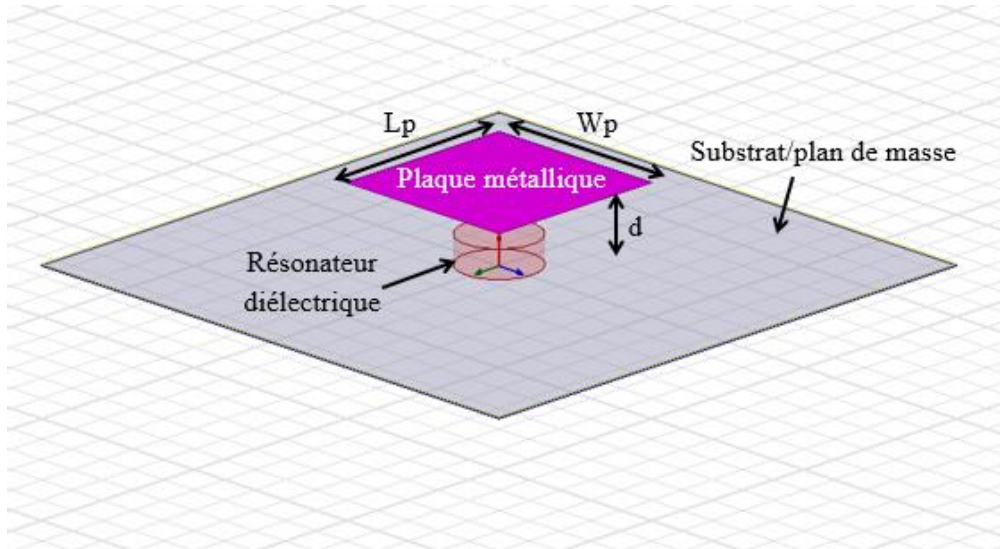


Figure III- 20 Scénario de l'ARDC avec la plaque métallique

III.2.1. Mode $TE_{01\delta}$

Le scénario d'une plaque métallique placée parallèlement à proximité de l'antenne excitée en mode $TE_{01\delta}$ est étudié. La distance de séparation entre le plan de masse et la plaque métallique, définie par le paramètre d , varie de 20 mm à 60 mm .

La Figure III- 21 montre les résultats de simulation des pertes de retour de l'antenne pour différentes valeurs du paramètre d . Il est clair que la présence de la plaque métallique déplace la fréquence de résonance de l'antenne. Plus la distance d est faible entre la plaque et l'élément rayonnant, plus le décalage vers les hautes fréquences est important. Pour une distance $d = 20\text{ mm}$ la fréquence est décalée à une fréquence de 0.989 GHz , soit un pourcentage de 10% . Il est également observé qu'une adaptation d'impédance à des niveaux très acceptables est maintenue pour les distances $d = 20\text{ mm}$ et 60 mm , même si elle est inférieure au cas où il n'y a pas de plaque. Nous précisons que notre intérêt porte plutôt sur la variation de la fréquence de résonance plus que sur l'adaptation d'impédance tant qu'elle reste à des niveaux acceptables.

Il ressort de cette analyse, qu'un système de compteur intelligent utilisant une telle configuration d'antenne excitée en ce mode, ne peut pas recevoir correctement les signaux à la bonne fréquence de résonance et son fonctionnement sera détérioré en présence d'une perturbation métallique qui représente son environnement.

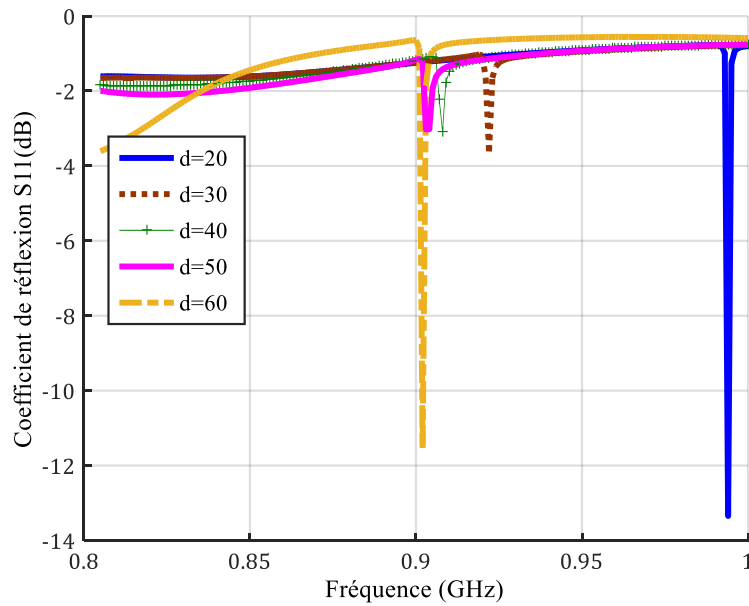


Figure III- 21 Effet de la plaque métallique sur l'antenne excitée en mode $TE_{01\delta}$

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

La même étude a été accomplie pour le mode $TM_{01\delta}$. La Figure III- 22 présente la réponse du coefficient de réflexion simulé en fonction de la distance d .

Comme on peut l'observer, la plaque a un impact sur les performances de l'antenne moins significatif comparé au mode précédent. La présence de la plaque entraîne un décalage non négligeable de la fréquence de résonance. Lorsque celle-ci est placée à 20 mm du plan de masse, la fréquence de résonance se déplace jusqu'à 0.88 GHz . Par rapport à l'antenne sans plaque métallique, la fréquence est décalée vers le haut de 20 MHz (2%). Cependant, l'adaptation diminue comparée au cas sans plaque, mais reste à des niveaux acceptables pour l'application visée.

L'ARDC excitée en mode $TM_{01\delta}$ n'est également pas une solution très envisageable pour notre application, en raison d'instabilité de la fréquence de fonctionnement de l'antenne en présence de la plaque métallique.

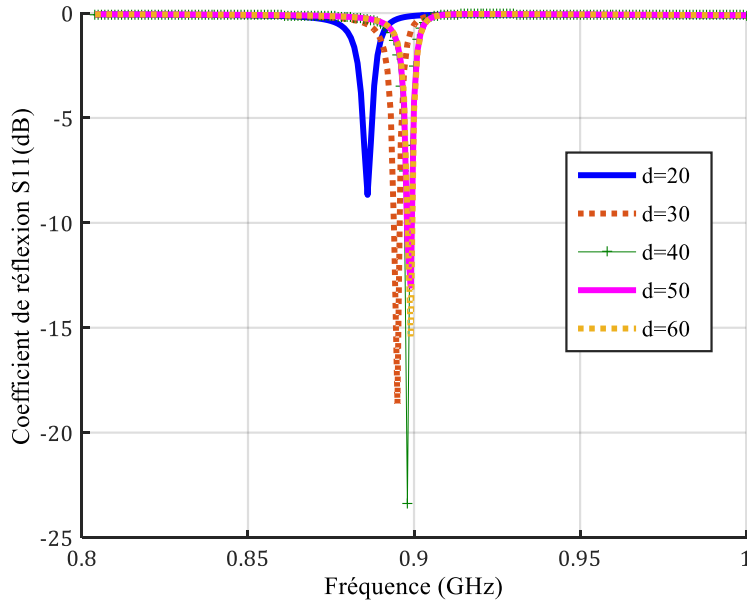


Figure III- 23 Effet de la plaque métallique sur l'antenne excitée en mode $TM_{01\delta}$

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

Le même scénario a été appliqué au mode $HEM_{11\delta}$, pour révéler sa réponse vis-à-vis la présence de la plaque métallique. Une étude paramétrique faisant varier le paramètre d est appliquée à la structure. Les résultats de cette variation illustrés sur la Figure III- 24, montrent que l'antenne excitée en ce mode n'est pas sensible à la présence de la plaque métallique à proximité.

En effet, une bonne stabilité en termes de fréquence de résonance est observée quelle que soit la distance de séparation de la plaque métallique. Il est également noté que l'adaptation d'impédance, même si elle a été atténuée, est maintenue acceptable aux fréquences de résonance correspondantes. Ces résultats impliquent que dans ce cas, la fréquence de fonctionnement ne dépend absolument pas de la perturbation de la plaque métallique.

Nous pouvons justifier ces observations par le fait que le mode $HEM_{11\delta}$, est connu pour confiner les champs électrique et magnétique à l'intérieur du résonateur diélectrique cylindrique [11], limitant ainsi les interactions avec l'environnement proche, contrairement aux autres modes $TE_{01\delta}$ et $TM_{01\delta}$, qui sont caractérisés par des champs non confinés.

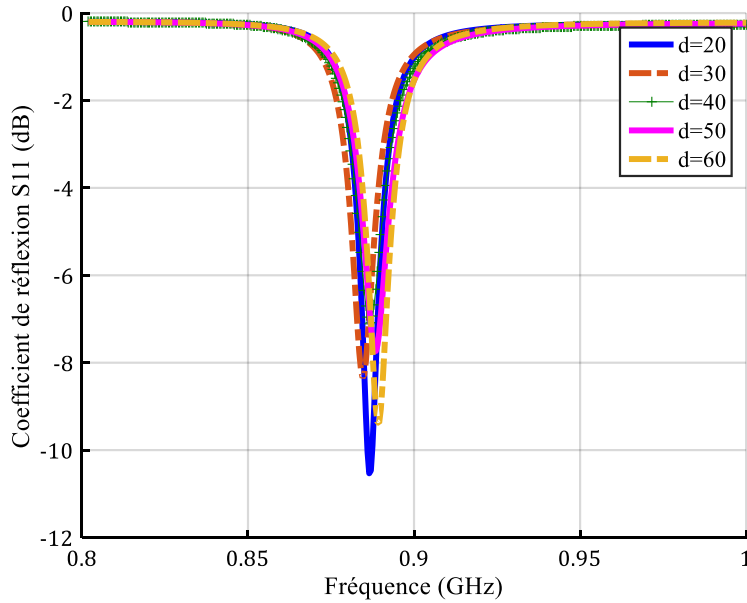


Figure III- 24 Effet de la plaque métallique sur l'antenne excitée en mode $HEM_{11\delta}$

A travers l'analyse des effets des trois modes d'excitations abordés, nous pouvons conclure que le mode $HEM_{11\delta}$ présente une grande stabilité de la fréquence face aux perturbations liées à son environnement extérieur, contrairement aux autres modes étudiés, $TE_{01\delta}$ et $TM_{01\delta}$. Ainsi ce mode constitue un candidat adéquat pour l'application souhaitée. Pour confirmer notre choix du mode $HEM_{11\delta}$, nous avons poussé notre analyse pour ce mode, et nous avons mené une étude pour quantifier l'influence de ces perturbations sur les autres caractéristiques de rayonnement, notamment sur la stabilité du diagramme de rayonnement. Aussi, d'autres scénarios par rapport à la position de la plaque sont étudiés.

III. 3. Performances du mode $HEM_{11\delta}$

Sur la base de ce qui a été présenté précédemment, nous avons vu qu'une perturbation métallique n'influence pas la fréquence de résonance de l'antenne à résonateur diélectrique cylindrique excitée en mode $HEM_{11\delta}$. Nous allons étudier maintenant si la conclusion est identique pour le diagramme de rayonnement de l'antenne.

Sur la base des résultats de l'analyse effectuée précédemment pour le mode $HEM_{11\delta}$, et pour vérifier davantage l'hypothèse de l'insensibilité de ce mode par rapport à son environnement, nous allons examiner les cas où la plaque est encore plus proche du résonateur, en l'occurrence une distance de séparation d fixée à 1 cm et 2 cm. On s'intéressera plus particulièrement au diagramme de rayonnement de l'antenne que l'on comparera à celui simulé dans un espace libre (EL). Les résultats de simulations de la réponse du diagramme de rayonnement dans les plans : $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ et $\theta = 90^\circ$ sont présentés, respectivement, sur : Figure III- 25, Figure III- 26 et Figure III- 27. D'après ces résultats on constate que la plaque n'influence pas le comportement du diagramme de rayonnement, puisqu'une bonne stabilité du diagramme a été obtenue même à une distance très proche de l'antenne, et ce en comparaison aux résultats dans un espace libre.

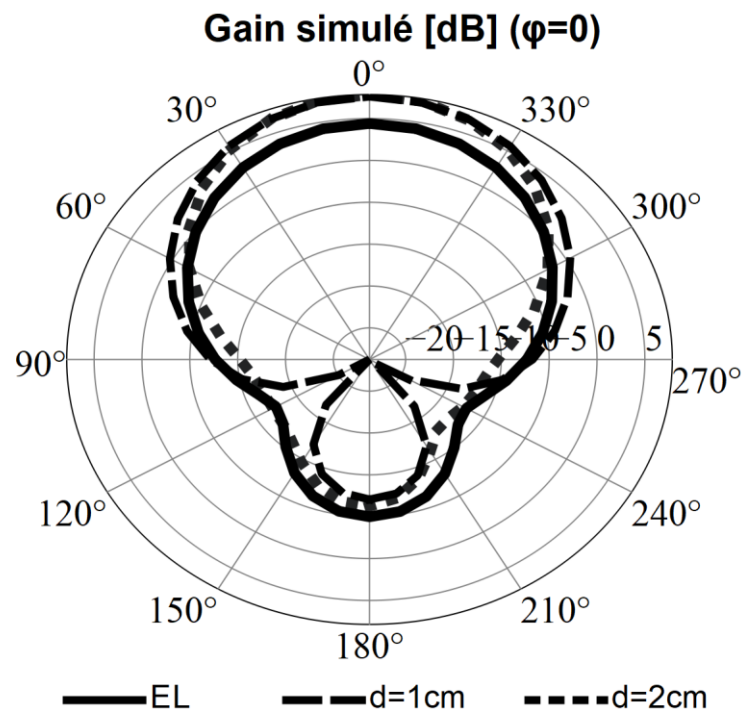


Figure III- 25 Effet de la plaque métallique sur le diagramme de rayonnement dans le plan : $\varphi = 0^\circ$

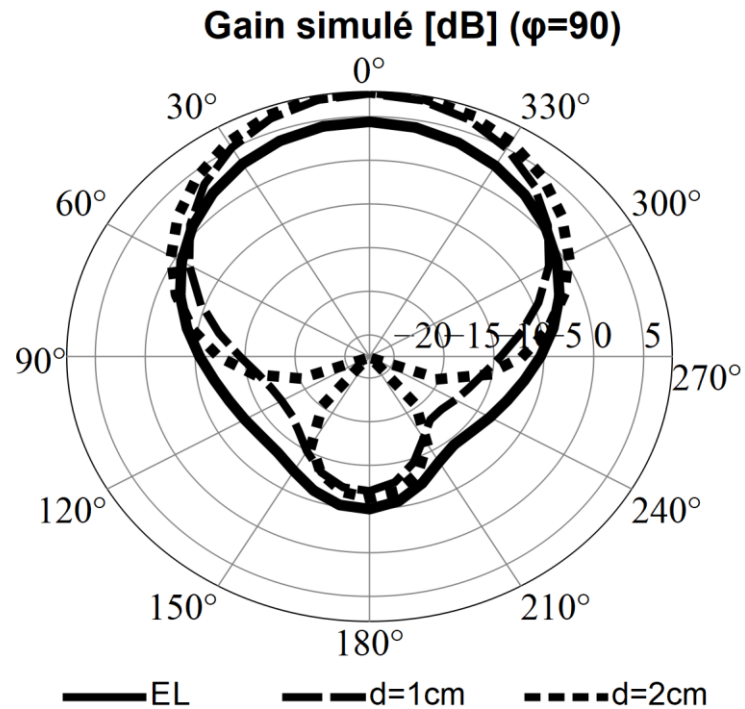


Figure III- 26 Effet de la plaque métallique sur le diagramme de rayonnement dans le plan : $\varphi = 90^\circ$

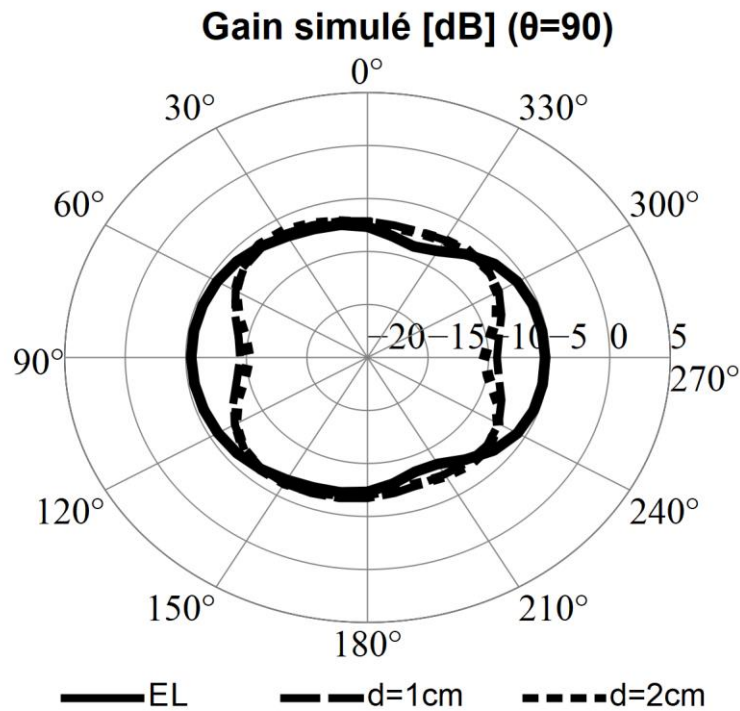


Figure III- 27 Effet de la plaque métallique sur le diagramme de rayonnement dans le plan : $\theta = 90^\circ$

Pour comprendre davantage l'influence de la plaque sur le mode HEM_{118} , une analyse de la position de la plaque par rapport à l'élément rayonnant a été menée, et ce à travers plusieurs scénarios. Pour cela, trois configurations typiques ont été considérées. La Figure III- 28 (1) représente une plaque placée parallèlement à l'antenne et couvrant la moitié du résonateur diélectrique. La Figure III- 28 (2) montre une plaque placée à proximité du résonateur diélectrique. Enfin la dernière configuration illustrée sur la Figure III- 28 (3) présente une position arbitraire de la plaque par rapport à l'élément rayonnant. La distance de séparation d entre l'antenne et la plaque métallique est fixée à 1 cm.

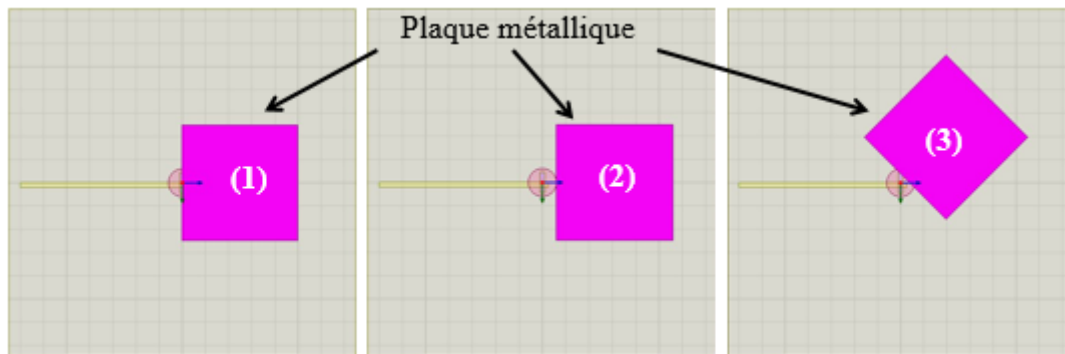


Figure III- 28 Scénario de la plaque métallique en face du résonateur diélectrique : (1) la plaque couvre la moitié du RD ; (2) la plaque se trouve à proximité du RD ; (3) Position arbitraire

L'effet de la position de la plaque sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée est illustré sur la Figure III- 29. On peut y observer que pour les trois configurations, la fréquence de résonance est stable avec un bon niveau d'adaptation d'impédance. Ceci permet de confirmer que la position de la plaque n'a pas d'effet sur le fonctionnement de l'antenne pour ce mode.

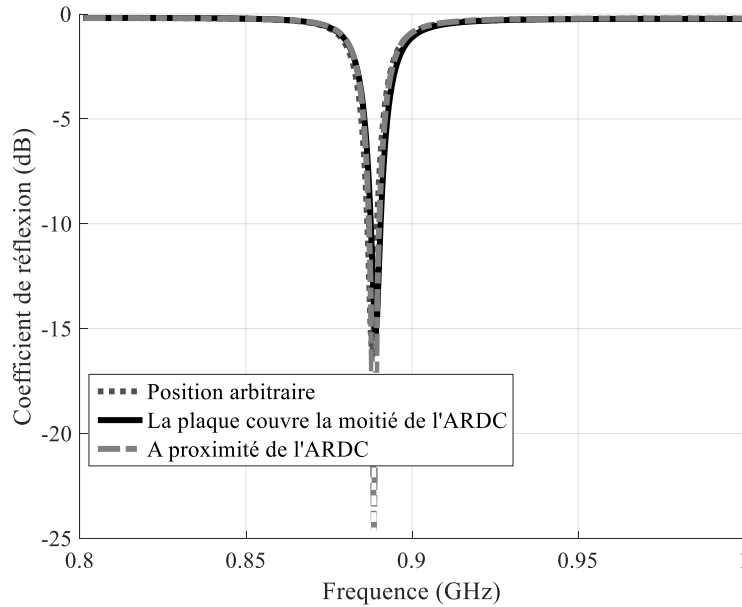


Figure III- 29 Effet de la position de la plaque sur le coefficient de réflexion simulé de l'antenne

En conclusion pour cette partie, on souligne que l'étude numérique qui a été faite pour l'antenne à résonateur diélectrique, nous a permis de suivre les variations des fréquences de résonance des trois premiers modes (TE_{018} , TM_{018} et HEM_{118}), en présence d'une perturbation de type métallique pour les applications des compteurs intelligents, autour de la fréquence 900 MHz. Les résultats dégagés des simulations numériques, ont montré la robustesse du mode HEM_{118} en termes de stabilité de sa fréquence de travail ainsi que son diagramme de rayonnement, par rapport aux autres modes TE_{018} et TM_{018} .

Le Tableau III- 1 résume les résultats numériques de comparaison des trois modes en termes d'encombrement, de diagramme de rayonnement et de sensibilité à l'environnement proche de l'antenne.

Dans la section qui suit, nous allons valider expérimentalement les performances du mode HEM_{118} .

Tableau III- 1 Comparaison des trois modes fondamentaux excités dans une Antenne à résonateur diélectrique

Mode	Permittivité	Fréquence de résonance (MHz)	Dimensions (mm ²)	Diagramme de rayonnement	Sensibilité à l'environnement
$TE_{01\delta}$	90	900	29×14	Dipole magnétique	Oui
$TM_{01\delta}$	90	900	21×15.2	Dipole électrique	Oui
$HEM_{11\delta}$	90	890	12×13	Directif dans l'axe de rotation du RD	Non

IV. Validation expérimentale et performances du mode $HEM_{11\delta}$

Après avoir comparé numériquement les modes fondamentaux d'une ARDC, nous présentons dans cette section sa conception et sa réalisation. L'antenne est excitée en mode $HEM_{11\delta}$. Une étude expérimentale détaillée sera conduite pour confirmer et conforter l'analyse numérique précédemment présentée.

Nous précisons que dans cette section nous cherchons à valider le mode $HEM_{11\delta}$ indépendamment de la fréquence avec laquelle cette validation sera faite. En effet, même si les simulations de la section précédente ont été faites pour une fréquence de 900 MHz, la confrontation qui va suivre entre résultats expérimentaux et de simulations, sera faite pour une fréquence de 1.9 GHz. Le choix de cette fréquence est motivé par des raisons expérimentales. Nous disposons au laboratoire (LEAT) d'un matériau diélectrique avec une permittivité égale à 36.7 qui ne permet pas d'avoir une fréquence de 900 MHz. Les comparaisons seront donc faites à cette fréquence et pour cette permittivité. Les conclusions qui vont en découler seront valables pour toute autre fréquence.

La Figure III- 30 montre la structure finale sous HFSS de l'antenne RDC avec une permittivité $\epsilon_{ARD} = 36.7$, un rayon $R = 12.65 \text{ mm}$ et une hauteur $h = 9.8 \text{ mm}$. Ces dimensions ont été calculées à partir de l'équation (III. 23) du mode $HEM_{11\delta}$ pour une fréquence de fonctionnement de 1.9 GHz.

Le résonateur diélectrique cylindrique est excité par une ligne micro ruban couplée à travers une fente rectangulaire, située au centre du cylindre. La ligne d'alimentation 50 Ω est de dimensions $2.4 \times 67 \text{ mm}^2$ et est gravée sur le côté inférieur du substrat diélectrique. La fente rayonnante, dont les dimensions sont de $1.2 \times 10 \text{ mm}^2$, est imprimée au centre du plan de masse.

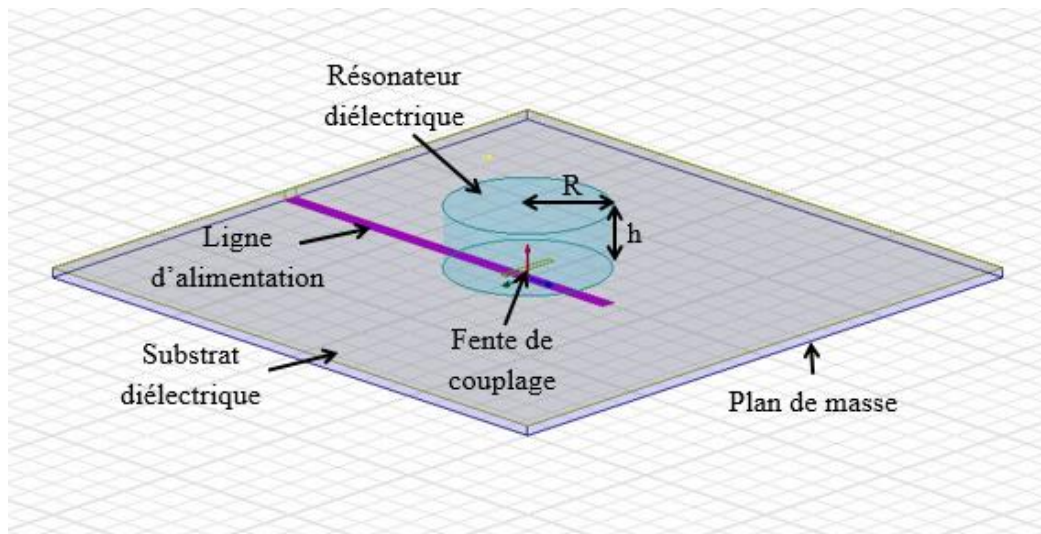


Figure III- 30 Configuration de l'antenne RDC excitée en mode $HEM_{11\delta}$ simulé sous HFSS

IV. 1. Prototype fabriqué

Au regard des études numériques décrites précédemment et des spécifications du mode $HEM_{11\delta}$, nous avons réalisé la structure antenne dont les photos, des faces avant et arrière, sont présentées respectivement sur les Figure III- 31 (a) et (b).

Le prototype de l'antenne ARDC étudiée est fabriqué et testé sur un substrat diélectrique de type Roger 4003, d'épaisseur $h = 1.524 \text{ mm}$, de permittivité relative $\epsilon_r = 3.32$, $\tan\delta = 0.0027$ avec un revêtement en cuivre de $35 \mu\text{m}$.

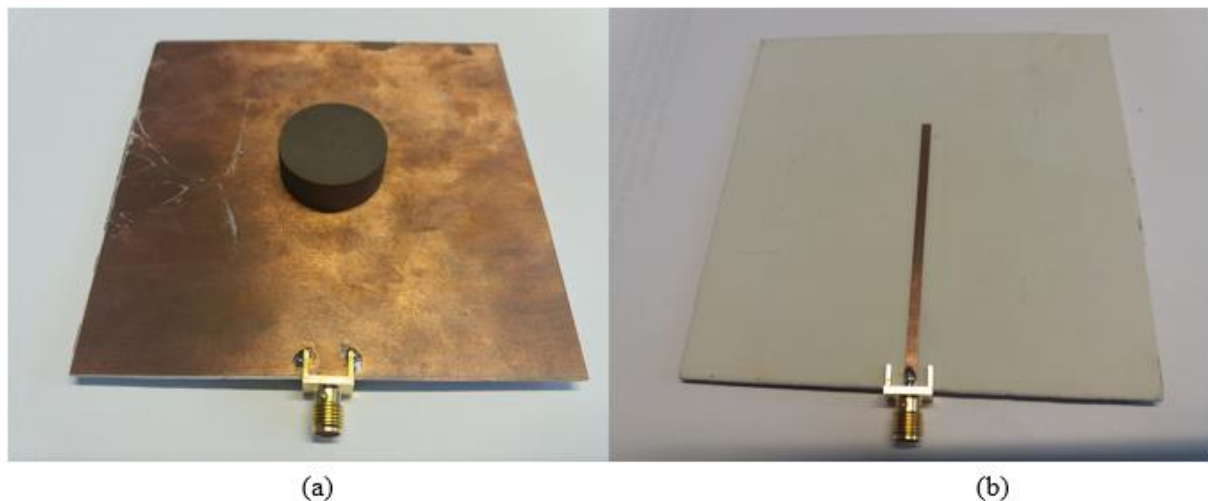


Figure III- 31 Prototype réalisé de l'ARDC excitée en mode $HEM_{11\delta}$

IV. 2. Présentation et analyse des résultats

IV.2.1. Validation expérimentale du prototype

Nous présentons ci-après les principales caractéristiques de rayonnement de l'antenne, qui sont généralement le coefficient de réflexion, la distribution des champs électrique et magnétique, l'efficacité totale et le diagramme de rayonnement. L'objectif est la validation de la structure à travers une comparaison des mesures avec les résultats des simulations faites à une fréquence de 1.9 GHz.

La Figure III- 32 montre le coefficient de réflexion mesuré et simulé de l'antenne proposée en fonction de la fréquence. Une bonne adaptation d'impédance a été obtenue en mesure et simulation autour la fréquence de résonance avec une valeur de -25 dB. Un bon degré de concordance entre mesure et simulation est observé, avec un léger écart de 1.57 % autour de la fréquence de résonance, qui peut être expliqué par les imprécisions de fabrication. Toutefois, les mesures sont conformes à nos objectifs puisque le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB sur la bande de travail.

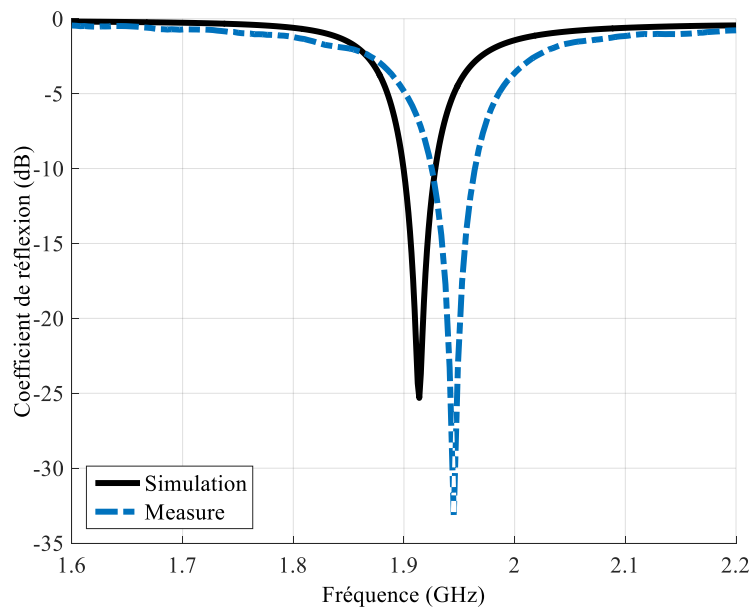


Figure III- 32 Coefficients de réflexion simulé et mesuré

Pour vérifier que le mode $HEM_{11\delta}$ a été correctement excité, une simulation du champ électrique et magnétique à la fréquence de fonctionnement a été effectuée. Leurs distributions à l'intérieur de l'antenne résonateur est représentée, respectivement sur la Figure III- 33 et la Figure III- 34. Elles correspondent parfaitement au mode fondamental hybride $HEM_{11\delta}$.

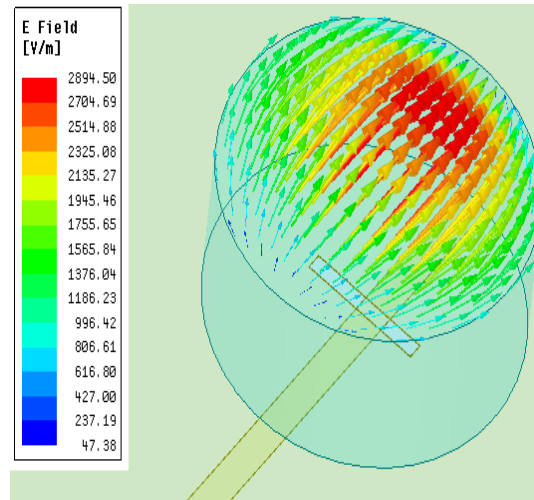


Figure III- 33 Configuration du champ électrique

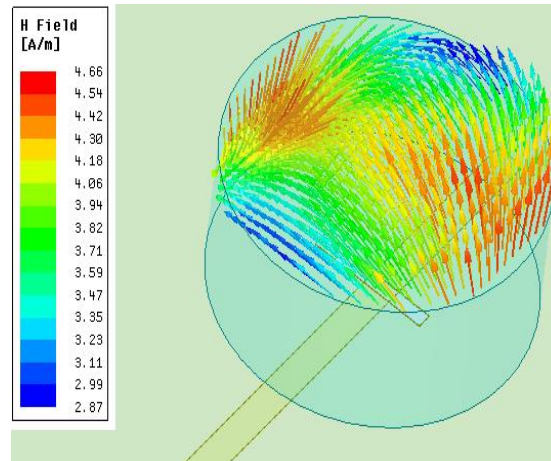


Figure III- 34 Configuration du champ magnétique

Les diagrammes de rayonnement 2D de l'antenne à résonateur diélectrique dans les trois principaux plans : $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ et $\theta = 90^\circ$, à la fréquence de résonance sont présentées respectivement sur : Figure III- 35, Figure III- 36 et Figure III- 37. Notons qu'un bon accord est obtenu entre les résultats de mesure et de simulation. Il est également observé que le diagramme de rayonnement obtenu est directif dans le sens de rotation du résonateur, et correspond parfaitement à celui du mode hybride.

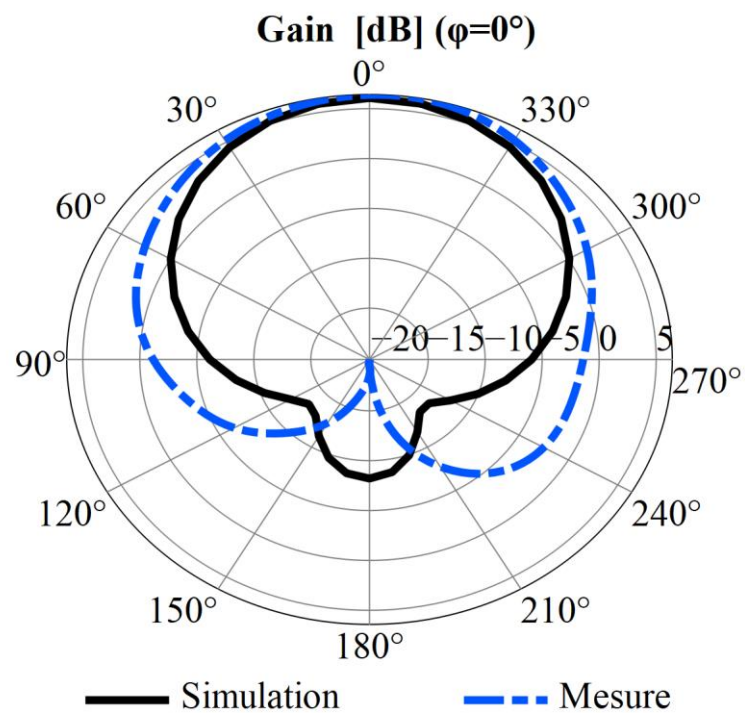


Figure III- 35 Diagramme de rayonnement 2D obtenu en mesure et simulation : plan $\varphi = 0^\circ$

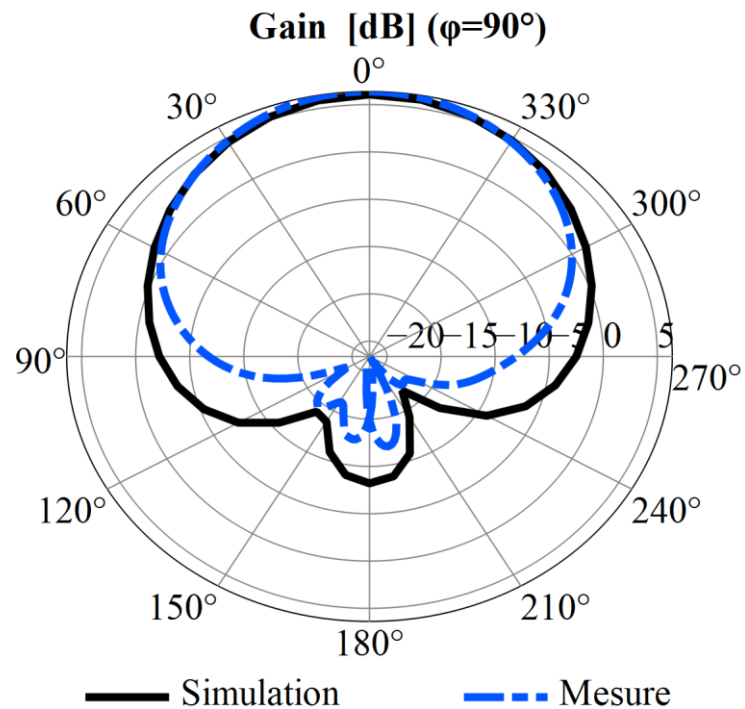


Figure III- 36 Diagramme de rayonnement 2D obtenu en mesure et simulation : plan $\varphi = 90^\circ$

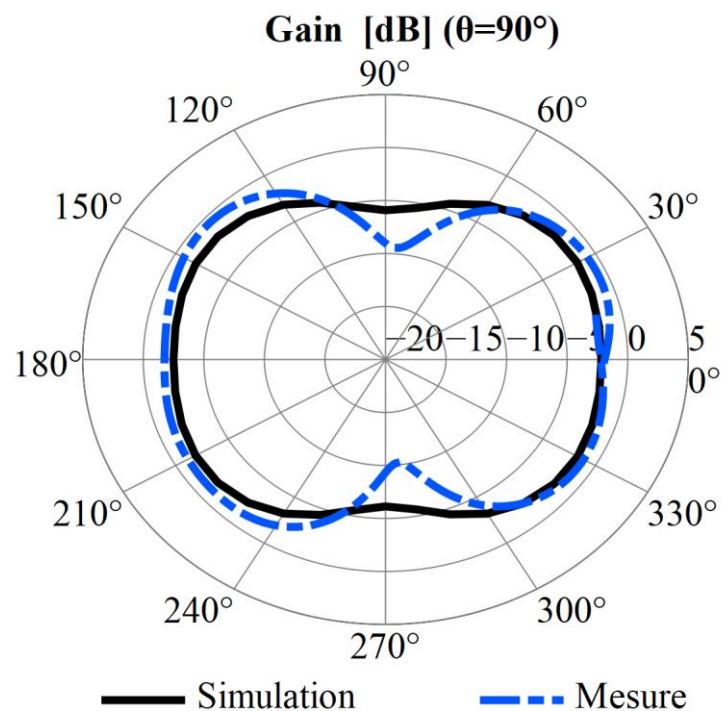


Figure III- 37 Diagramme de rayonnement 2D obtenu en mesure et simulation : plan : $\theta = 90^\circ$

Les résultats de simulation et de mesure de l'efficacité, en fonction de la fréquence sont présentés sur la Figure III- 38. Une différence marginale est observée entre mesure et simulation. On peut noter qu'un rendement de rayonnement pouvant atteindre 97 % est obtenu à la fréquence de travail. En outre, l'efficacité n'est jamais inférieure à 80 % dans la bande passante de l'antenne.

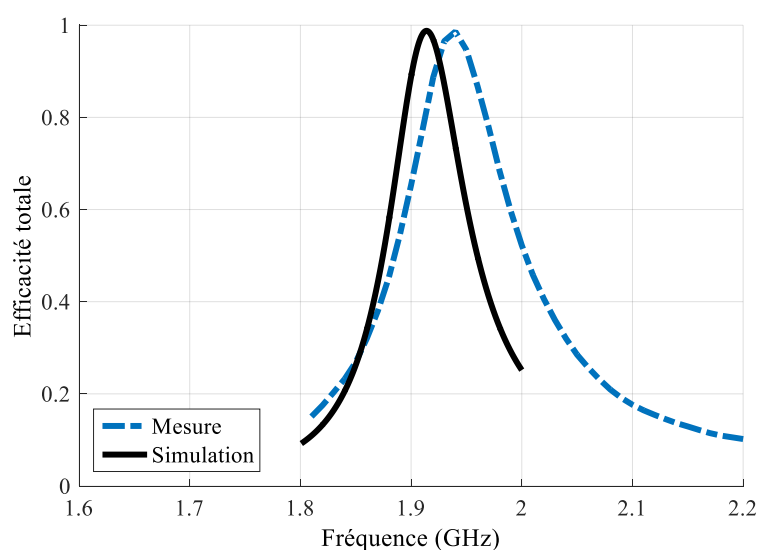


Figure III- 38 Efficacité totale simulée et mesurée

A la lecture des résultats présentés précédemment, nous pouvons confirmer qu'il y a un bon accord entre simulation et expérience en termes de digramme de rayonnement, d'adaptation et d'efficacité. En plus les distributions des champs électrique et magnétique confirment que le mode excité est bien le mode $HEM_{11\delta}$.

IV.2.2. Performances expérimentales du mode HEM

Pour valider l'importance de ce mode et confirmer sa robustesse, il s'avère important de mener des études expérimentales pour conforter l'hypothèse des simulations menées dans les sections III. 2 et III. 3, à savoir de l'insensibilité du mode $HEM_{11\delta}$ à son proche environnement extérieur. Pour ce faire, une plaque métallique de $4 \times 4 \text{ cm}^2$ est placée parallèlement au-dessus de l'antenne sous test. Le scénario de mesure est illustré sur la Figure III- 39.

La plaque simule la présence d'un objet métallique à proximité de l'antenne, plus précisément à des distances de 1 et 2 cm. Elle est de forme rectangulaire et constituée d'une simple couche métallique en cuivre, d'épaisseur 0.8 mm et est symétriquement placée sur l'ARDC.

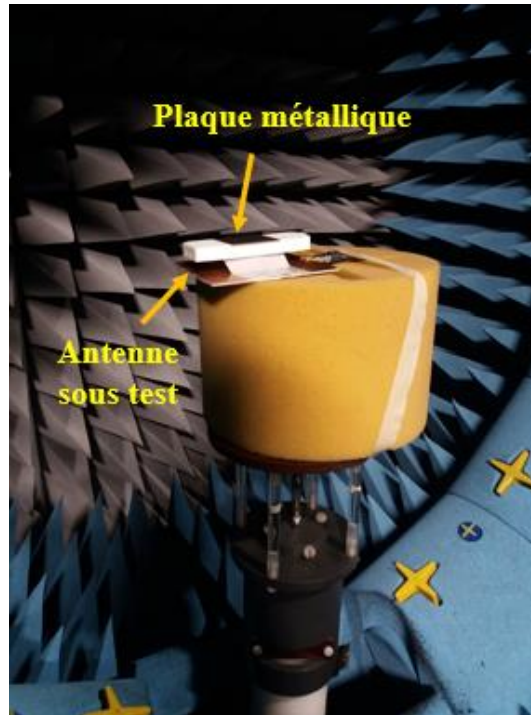


Figure III- 39 Scénario de mesure de l'ARDC avec la plaque métallique

Les résultats aux distances fixées ont été comparés avec ceux de l'antenne dans un espace libre (EL). La comparaison du coefficient de réflexion correspondants aux différents cas est présentée sur la Figure III- 40. Il est intéressant de noter que pour une distance très proche de l'élément rayonnant, un léger décalage fréquentiel est observé. Toutefois, pour une distance de 2 cm, et pour les distances supérieures que nous ne présentons pas sur la figure, la fréquence de fonctionnement devient stable avec une adaptation d'impédance acceptable (selon le critère de -6 dB).

Au regard des courbes du coefficient de réflexion, les performances de l'antenne sont relativement stables par rapport aux objectifs fixés.

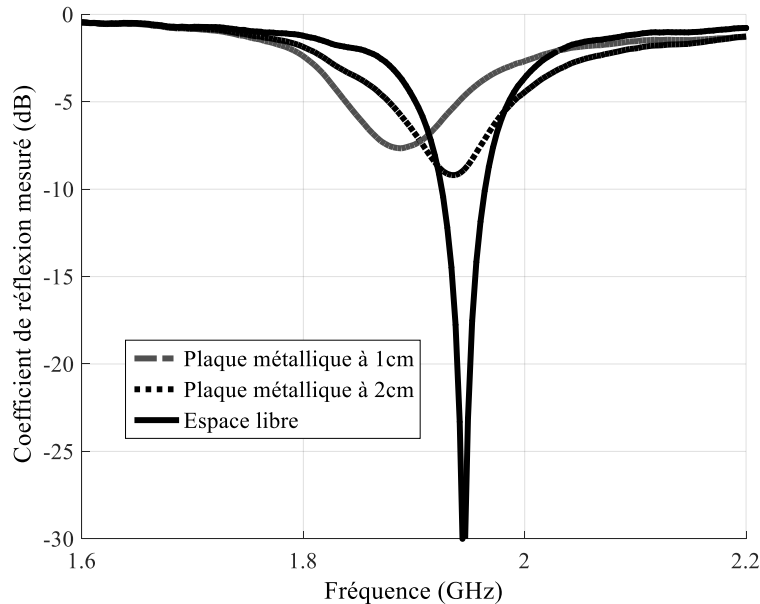


Figure III- 40 Effet de la plaque sur le coefficient de réflexion mesuré de l'antenne

La même étude paramétrique est réalisée pour évaluer l'effet de l'objet métallique sur le diagramme de rayonnement. Les résultats de mesure dans les plans : $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ et $\theta = 90^\circ$ sont rapportés, respectivement sur : Figure III- 41, Figure III- 42 et Figure III- 43.

On y remarque, que la plaque n'influence pas le comportement du diagramme de rayonnement quelle que soit la distance entre la plaque et l'antenne, puisqu'une bonne stabilité du diagramme est observée même à une distance très proche de l'antenne, et ce en comparaison aux résultats de mesure dans un espace libre.

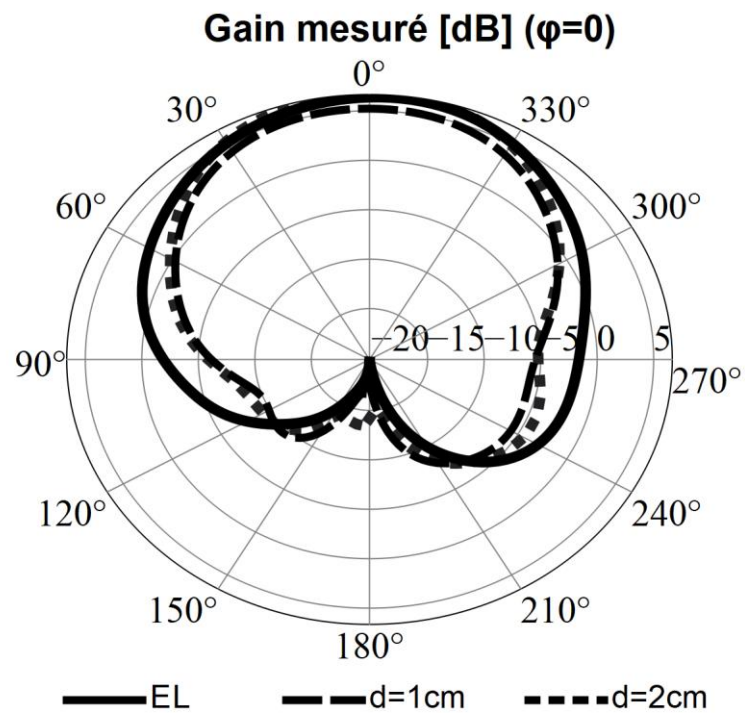


Figure III- 41 Effet de la plaque métallique sur le diagramme de rayonnement dans le plan : $\varphi = 0^\circ$

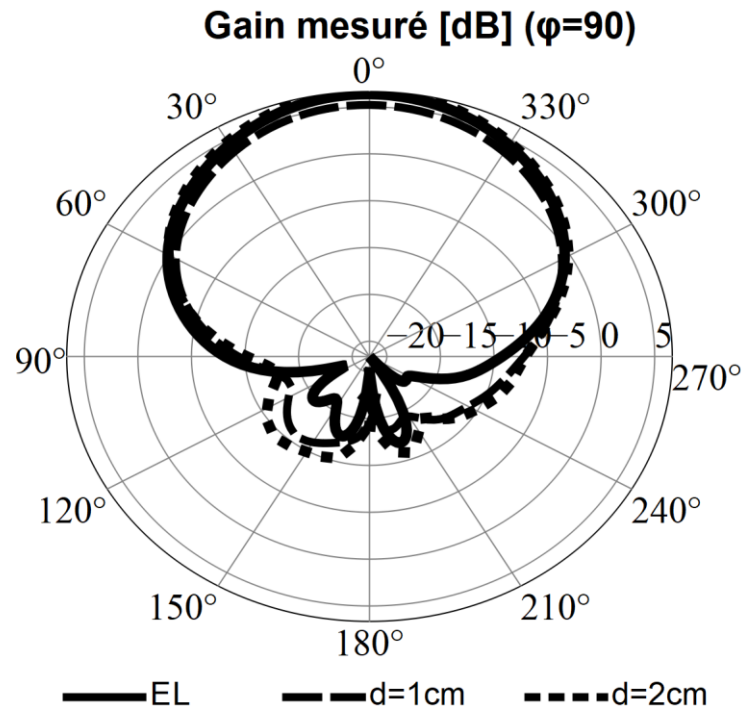


Figure III- 42 Effet de la plaque métallique sur le diagramme de rayonnement dans le plan : $\varphi = 90^\circ$

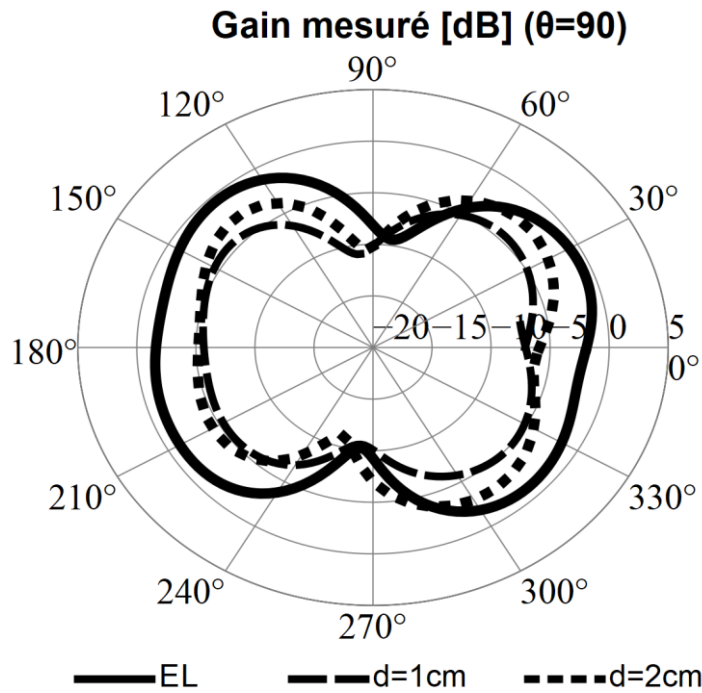


Figure III- 43 Effet de la plaque métallique sur le diagramme de rayonnement dans le plan : $\theta = 90^\circ$

Sur la Figure III- 44, nous montrons à travers les courbes d'adaptations, les résultats de mesure des trois configurations de la position de la plaque par rapport à l'élément rayonnant (comme déjà décrit sur la Figure III- 28). Ces résultats confirment bien les résultats numériques déjà présentés dans la section précédente. En effet, on peut remarquer que la fréquence de résonance est stable avec un bon niveau d'adaptation d'impédance dans le cas des trois configurations.

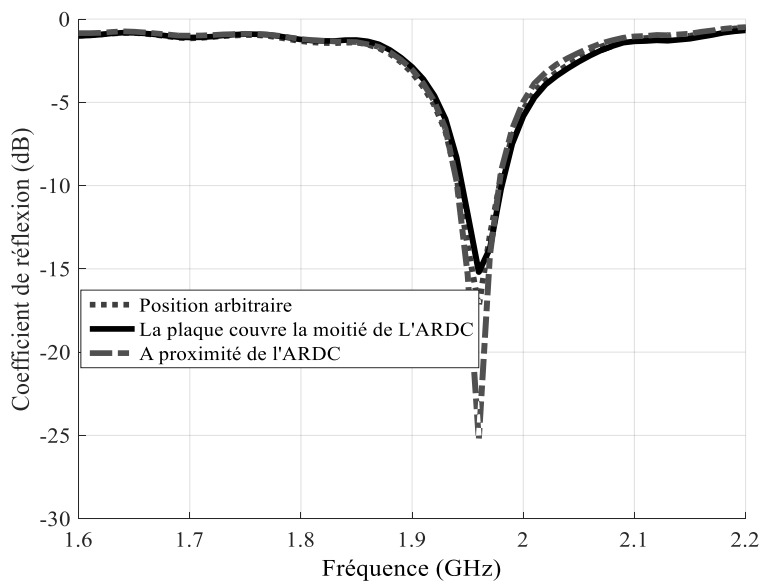


Figure III- 44 Effet de la position de la plaque sur le coefficient de réflexion mesuré de l'antenne

V. Conclusion

Dans ce chapitre, la robustesse d'une ARDC par rapport à son environnement extérieur a été étudiée, où une classification rigoureuse des modes fondamentaux et les expressions pour le calcul de leurs fréquences de résonance et leurs distributions en champ proche ont été démontrés à travers simulation et mesure.

Par une analyse des effets de perturbation d'une plaque métallique au voisinage de l'ARDC, il a été montré que l'antenne excitée en mode $HEM_{11\delta}$ présente une grande stabilité de la fréquence face à ces perturbations, comparé aux deux autres modes ($TE_{01\delta}$ et $TM_{01\delta}$), ce qui a permis de retenir ce mode pour notre étude.

Ensuite, les performances du mode retenu ont été testées en étendant l'analyse aux diagrammes de rayonnement et en positionnant la plaque métallique à différentes distances et à différents endroits par rapport au résonateur diélectrique cylindrique. Le fonctionnement de l'antenne dans ces conditions a présenté une bonne stabilité que ce soit en termes du diagramme de rayonnement ou de la fréquence de fonctionnement.

Ces résultats ont été validés expérimentalement par la réalisation d'un prototype et une série de mesures effectuées sur ce dernier. D'abord le prototype a été validé en comparant les résultats de mesures et de simulations pour l'adaptation et le diagramme de rayonnement. Un bon accord a été obtenu, confirmant ainsi le mode d'excitation. L'effet de la plaque a été par ailleurs étudié, et ceci pour différentes distances parallèlement au résonateur d'une part, et d'autre part pour différentes positions par rapport à ce dernier. Les résultats de mesure ont montré que l'antenne excitée par le mode $HEM_{11\delta}$, présente une grande stabilité en fréquence face aux perturbations métalliques, et constitue par la même un système de mesure fiable pour l'application de télémétrie visée. L'ARDC excité en ce mode représente une bonne solution et un candidat prometteur pour les applications de compteurs intelligents.

La comparaison du travail proposé avec les études publiées dans la littérature est présentée dans le Tableau III- 2. Les résultats issus des différents travaux publiés dans la littérature en rapport avec notre étude, ont démontré la faisabilité de l'utilisation des différents matériaux y compris ceux à forte permittivité, pour diverses applications et ainsi que l'identification des nouveaux modes pouvant se propager sur ces structures. Notre travail a permis donc de compléter l'état de l'art en étudiant l'effet de l'environnement proche sur le mode excité dans une antenne à résonateur diélectrique cylindrique. Les résultats de cette étude sont importants, parce qu'ils fournissent une certaine compréhension des caractéristiques de l'antenne pour le concepteur de résonateur diélectrique. Ce sont les premiers mettant en avant l'impact de certains critères de conception liés aux modes d'excitation des ARDC, sur les interactions avec l'environnement, et ceci via l'évaluation et la quantification des niveaux de dégradation du fonctionnement de l'antenne. A cet effet, la connaissance approfondie des propriétés de rayonnement des ARDC peut nous conduire au développement d'antennes robustes, dans le but de palier au problème de l'environnement extérieur.

Tableau III- 2 Comparaison de l'étude proposée avec les travaux de la littérature utilisant des céramiques à haute permittivité

Référence	Permittivité	Fréquence de travail (GHz)	Modes identifiées	Robustesse à l'environnement extérieur
[8]	97 71 37	2.74	$HE_{11\delta}$	-
[10]	82.7	2.211 3.443 3.56 3.905 3.91	$TE_{me_{010}}$ $TE_{me_{020}}$ TM_{212}	-
[9]	86.5	3.159 3.258 4.31 4.227 ...	HEM_{112} $TM_{me_{311}}$ $TE_{me_{112}}$ $TE_{me_{121}}$...	-
Ce travail	90 36.7	0.9 1.88	$TE_{01\delta}$ $TM_{01\delta}$ $HEM_{11\delta}$	Le mode $HEM_{11\delta}$ est le plus robuste

VI. Bibliographie

- [1] «Wikipedia,» [En ligne]. Available: https://fr.wikipedia.org/wiki/Compteur_communicant. [Accès le 20 05 2017].
- [2] L. Lizzi, F. Ferrero, C. Danchesi et S. Boudaud, «Design of antennas enabling miniature and energy efficient wireless IoT devices for smart cities,» *2016 IEEE International Smart Cities Conference (ISC2), Trento*, pp. 1-5, 2016.
- [3] F. Ferrero, L. Lizzi, C. Danchesi et S. Boudaud, «Environmental sensitivity of miniature antennas for IoT devices,» *016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Fajardo*, pp. 1749-1750, 2016.
- [4] M. Chen, J. Wan et F. Li, «Machine-to-machine communications: Architectures, standards and applications,» *KSII Transactions on Internet and Information Systems*, vol. 6, pp. 480-497, 2012.
- [5] K. Allabouche, F. Ferrero, L. Lizzi, J.-M. Ribero, M. Jorio et N. EL Amrani, «Proximity Effect of Metallic Environments on Cylindrical Dielectric Resonator Antenna for Smart Metering Applications,» *INTERNATIONAL JOURNAL OF MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY*, vol. 12, pp. 249-258, 2017.
- [6] Q. Zhang, Y. Gao et C. Parini, «Miniaturized UHF Antenna using a magneto-dielectric superstrate for M2M communications,» *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Vancouver*, pp. 1240-1241, 2015.
- [7] C. Niamien, S. Collardey, A. Sharaiha, K. Mahdjoubi et J. Mattei, «Ultra-miniature planar UHF antenna using a magneto-dielectric superstrate,» *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2010 Loughborough*, pp. 437-440, 2010.
- [8] Z. Peng, H. Wang et X. Yao, «Dielectric resonator antennas using high permittivity ceramics,» *Ceramics International*, p. 1211–1214, 2004.
- [9] O. G. Avădănei, M. G. Banciu et L. Nedelcu, «High-order modes in high permittivity cylindrical dielectric resonator antenna excited by a wide microstrip line,» *2014 10th International Conference on Communications (COMM), Bucharest*, pp. 1-6, 2014.
- [10] O. G. Avădănei, M. G. Banciu et L. Nedelcu, «Higher-Order Modes in High-Permittivity Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Excited by an Off-Centered Rectangular Slot,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1585-1588, 2014.
- [11] H. Ragad, «Etude et conception de nouvelles topologies d'antennes à résonateur diélectrique dans les bandes UHF et SHF,» *Thèse de doctorat de l'Université de Tunis El Manar et Université de Nantes*, 2013.

- [12] K. M. Luk et K. Leung, Dielectric resonator antennas, Baldock, Hertfordshire, England: Research Studies Press Ltd, April 2003.
- [13] X. Q. a. Z. N. Chen, «Proximity Effects of Metallic Environments on High Frequency RFID Reader Antenna: Study and Applications,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* , vol. 55, pp. 3105-3111, 2007.

Chapitre IV - Conception et Analyse d’une antenne à RD pour des applications LB et ULB

Sommaire

I. Introduction.....	147
II. Mise en contexte et cadre réglementaire	148
III. Antenne à RD stratifiée pour les applications large bande (LB)	148
III. 1. Etude d’une antenne à RDC en stratification horizontale	149
III. 2. Configuration en réseau linéaire	165
III. 3. Configuration en réseau agile en diagramme de rayonnement	168
IV. Antennes à RD stratifiée pour les applications ultra large bande (ULB).....	174
IV. 1. Spécifications géométriques.....	174
IV. 2. Etudes paramétriques	175
IV. 3. Résultats de simulation et discussions	176
V. Conclusion	179
VI. Bibliographie	181

I. Introduction

Le secteur des télécommunications connaît depuis quelques années un essor révolutionnaire en parallèle avec le progrès accompli dans le domaine des antennes. Les utilisateurs tendent de nos jours, à favoriser l’utilisation de dispositifs performants et de faible encombrement. Les antennes imprimées permettent largement de répondre à ces exigences. Cependant, ils ont une bande passante faible et sont par conséquent très sensibles à leur environnement, contrairement aux antennes ultra large bande (ULB), ce qui constitue un point fort des structures ULB.

Dans le chapitre précédent, nous avons montré qu’il était possible de concevoir des antennes, présentant une grande stabilité par rapport aux perturbations de son environnement extérieur, en se basant sur des structures à base d’antennes à résonateurs diélectriques (ARD).

Néanmoins, les ARDs présentent certaines limitations, notamment la largeur de la bande passante qui souffre de sa forte dépendance de la constante diélectrique du RD. En effet, l’augmentation de la permittivité entraîne une diminution de la bande passante de fonctionnement. Pour les systèmes de communication actuels, les antennes doivent posséder une large bande passante pour assurer un haut débit. La solution que nous proposons dans ce chapitre consiste en la mise en place d’une technique d’élargissement de la bande passante en excitant des modes résonants à des fréquences adjacentes. L’aboutissement fut l’obtention d’une antenne à résonateur diélectrique large et ultra large bande. Etant donné que la première structure est proposée pour les systèmes de station de base, la liaison doit être optimisée en temps réel, c’est pour cette raison que la reconfiguration du diagramme de rayonnement constitue un autre des objectifs de ce travail.

Dans la première partie, on détaillera la méthode de conception de l’élément de base. Les simulations électromagnétiques sont réalisées sous le logiciel HFSS. L’antenne de base proposée est un résonateur diélectrique de forme cylindrique sur laquelle seront apportées des modifications tant sur sa forme que sur la permittivité du diélectrique. L’objectif de ces transformations est d’élargir la bande passante. L’antenne est couplée par une ligne micro ruban simple pour fonctionner à la bande UMTS autour de la fréquence 2 GHz . On procédera d’abord par le passage à un anneau cylindrique, puis son découpage en quatre morceaux de mêmes dimensions, nous introduisons ensuite un gap d’air entre les morceaux de l’antenne et on terminera par l’adoption de deux permittivités différentes. Toutes ces modifications connaîtront une étude paramétrique afin de définir la structure et la forme qui offrira les performances optimales. L’antenne adoptée servira d’élément de base pour élaborer deux modèles d’antennes réseaux large bande : passif et reconfigurable en diagramme de rayonnement. Nous décrirons également la méthode suivie pour le balayage en rayonnement. Les performances de la structure finale seront évaluées et analysées.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous présentons une nouvelle antenne ultra large bande, en partant du même élément de base multi-permittivité et en adoptant une nouvelle technique d’alimentation qui aura pour effet d’élargir la bande passante.

II. Mise en contexte et cadre réglementaire

Face à une demande en débit de plus en plus élevée de la part des utilisateurs, et en raison d’un encombrement énorme au niveau du spectre fréquentiel, la technologie ultra large bande (ULB) a connu récemment un essor considérable. Cette technologie a l’avantage de garantir la transmission de très grandes quantités de données avec une faible densité spectrale de puissance.

En 1998, la Fédéral Communications Commission (FCC) a diffusé un avis d’information publique [1] pour étudier la possibilité de permettre l’utilisation de systèmes employant la technologie ULB. Suite à cet avis et aux commentaires de certains organismes et partenaires industriels, la FCC a opté en 2000 pour la proposition d’un avis de réglementation, dans lequel elle reconnaissait les avantages des systèmes utilisant l’ULB dans divers domaines. Elle a finalement attribué la bande [3.1-10.6 GHz] à l’ULB [2]. Cette proposition a suscité un engouement particulier et a donné naissance à de nombreuses activités de recherche et de développement autour de cette thématique. D’ailleurs, plusieurs travaux ont été menés pour la conception d’antennes adéquates pour une utilisation dans ce spectre ULB [3, 4].

Selon la FCC, un signal est défini comme ultra large bande si sa bande passante à -10 dB excède à tout moment 20 % de sa fréquence centrale.

La technologie ULB possède de nombreux avantages. En effet grâce à une bande passante plus large que les systèmes actuels, elle gagne en robustesse en environnement assourdissant. Par conséquent elle se confronte à de nouveaux challenges, notamment en matière de conception et de caractérisation des antennes.

Nous proposons dans ce chapitre, la conception de nouvelles structures d’antennes à résonateur diélectrique larges et ultra larges bandes pour les systèmes de stations de base et les communications sans fil.

Nous avons présenté dans le chapitre d’état de l’art du premier chapitre, une revue des différentes techniques et procédures principales qui servent à améliorer la bande passante des antennes à résonateurs diélectriques. Dans ce travail, nous proposons une technique pour améliorer ce paramètre. L’idée est de trouver une solution applicable à partir des formes canoniques existantes. Il est donc primordial, de conserver les bonnes performances des structures classiques en termes de rayonnement et de gain et d’apporter simplement des améliorations au niveau de la bande passante.

III. Antenne à RD stratifiée pour les applications large bande (LB)

Pour aborder le projet de l’élargissement de la bande passante d’une ARD, nous avons utilisé une forme canonique existante, en l’occurrence un RD de forme cylindrique. Nous commençons d’abord dans cette partie, par étudier la technique permettant à aboutir à une structure large bande autour de la fréquence 2 GHz, correspondant au standard UMTS.

III. 1. Etude d’une antenne à RDC en stratification horizontale

III.1.1. Evolution de la géométrie de l’antenne proposée

En partant d’une antenne à résonateur diélectrique de forme cylindrique, et afin d’élargir la bande passante, des modifications y ont été apportées. Ces transformations se sont faites par étapes, afin de s’arrêter sur l’impact de chacune d’elles sur l’évolution de la bande passante. Ces étapes sont résumées par les configurations citées ci-dessous et sont illustrées sur la Figure IV- 1:

Configuration 1 : C’est la configuration de référence, comportant une antenne à résonateur diélectrique cylindrique simple, de hauteur $h_{RD} = 14.5 \text{ mm}$, de rayon $R_{ext} = 14.5 \text{ mm}$, de permittivité $\epsilon_{RD} = 30$ et alimentée par une ligne micro ruban 50Ω . Le choix d’une permittivité élevée a été effectuée pour aboutir à une structure compacte.

Configuration 2 : Il s’agit d’un résonateur en forme d’anneau cylindrique. L’intérêt du passage à cette forme et de diminuer la permittivité effective du cylindre. L’effet attendu de cette modification est d’améliorer la bande passante. Le rayon du cylindre intérieur qui a été remplacé par l’air est : $R_{int} = 4,6 \text{ mm}$.

Configuration 3 : Pour cette configuration, nous avons essayé de découper l’anneau cylindrique en quatre morceaux symétriques (stratification horizontale). La valeur de la permittivité a été changée pour deux morceaux afin d’exciter des modes adjacents, en vue de l’élargissement de la bande de fonctionnement. Les nouvelles dimensions du résonateur en anneau cylindrique stratifié sont : hauteur $h_{RD} = 16.5 \text{ mm}$, rayon externe $R_{ext} = 16.5 \text{ mm}$ et rayon interne $R_{int} = 4,6 \text{ mm}$. Les permittivités utilisées pour cette structure sont : $\epsilon_1 = 25$ et $\epsilon_2 = 30$.

Configuration 4 : Pour celle-ci la structure précédente a été conservé, et un gap d’air y a été inséré entre chaque couple de deux morceaux de résonateur diélectriques. Une étude a été faite pour évaluer l’effet de la rotation de ce gap d’air sur la bande passante. Elle sera présentée dans la section correspondant aux études paramétriques. Les nouvelles dimensions optimisées de l’antenne sont comme suit : $\alpha = 60^\circ$, $\beta = 1.1 \text{ mm}$, $h_{RD} = 15.5 \text{ mm}$, $R_{ext} = 15.8 \text{ mm}$ et $R_{int} = 4.6 \text{ mm}$. Les valeurs de permittivité de la structure de la précédente configuration ont été conservées.

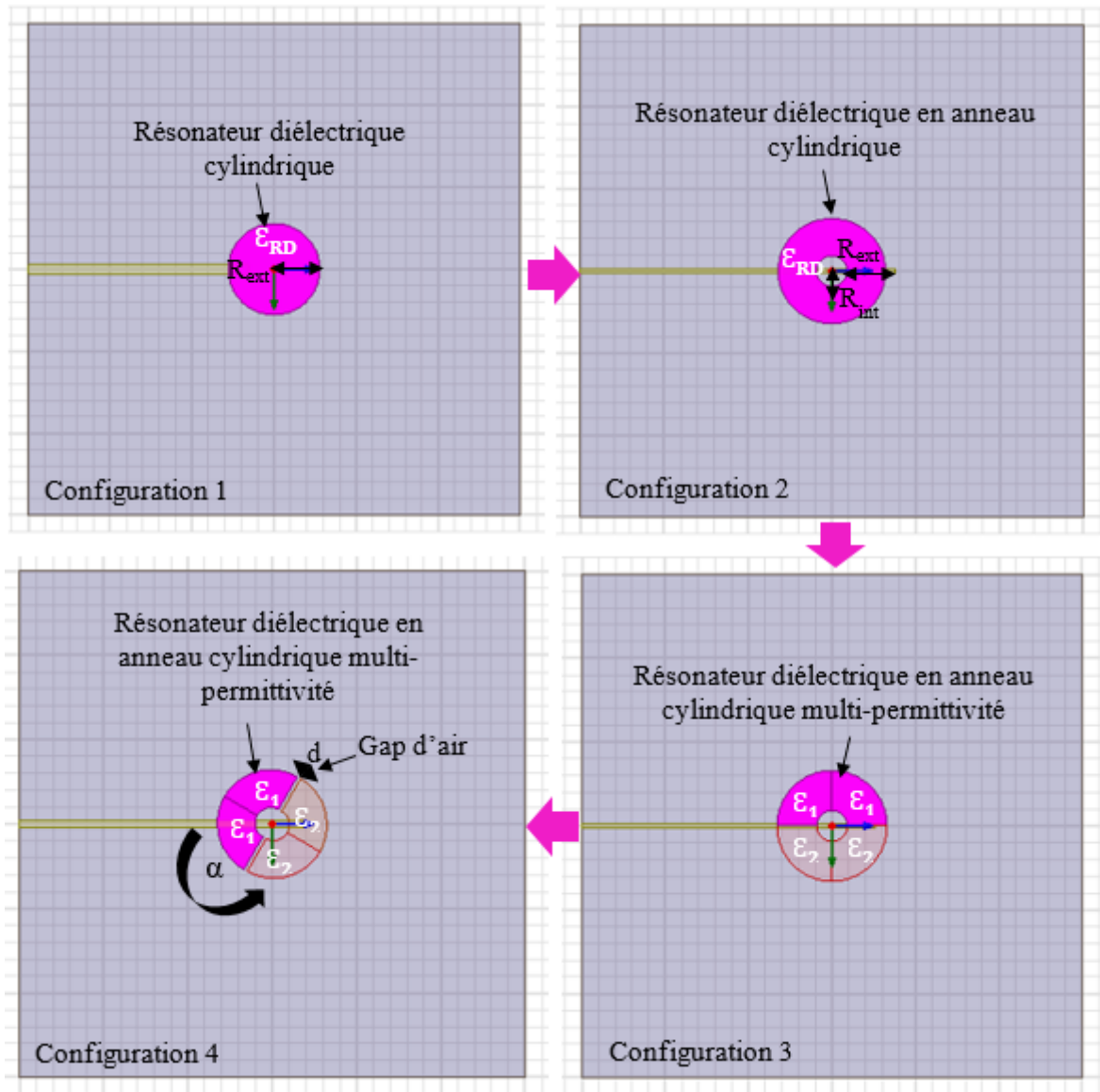


Figure IV- 1 Passage à la forme multi-permittivité avec rotation du gap d'air

Les quatre configurations ont été simulées sous le logiciel HFSS, en utilisant un substrat de type Roger 4003 de dimensions $10 \times 10 \text{ cm}^2$, possédant les caractéristiques suivantes : permittivité diélectrique $\epsilon_r = 3.32$, des pertes de $\tan \delta = 0.0027$ et une hauteur de $h = 1.524 \text{ mm}$. Notons aussi que la tangente de pertes associées aux permittivités utilisées pour l'élément rayonnant est : $\tan_{RD} \delta = 0.0001$.

Une simulation électromagnétique préliminaire a été effectuée pour les différentes configurations. La Figure IV- 2 présente la variation du coefficient de réflexion en fonction de la structure étudiée. Nous remarquons que la bande passante dans le cas du RDC simple est très étroite (5 %). En passant à un anneau cylindrique (2^{ème} configuration), la bande s'améliore mais légèrement. Pour la 3^{ème} configuration, nous remarquons l'apparition d'un mode adjacent qui n'est pas bien excité, et donc la bande reste non significative selon le critère -10 dB . Finalement, pour la dernière configuration, nous constatons une amélioration de la bande passante équivalente à 20 % autour de la fréquence 2 GHz , avec une très bonne adaptation d'impédance.

Cette amélioration est attribuée essentiellement à l’introduction du gap d’air entre les éléments diélectriques, ainsi que sa rotation d’un angle α par rapport au centre.

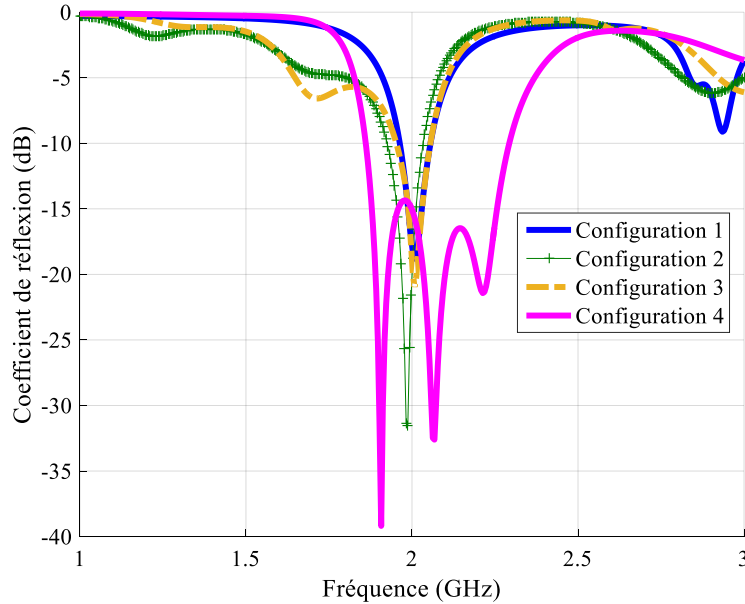


Figure IV- 2 Coefficient de réflexion correspondant aux quatre configurations étudiées

L’optimisation de l’antenne à résonateur diélectrique cylindrique, en termes de dimensions, ne peut pas garantir une amélioration de la bande passante. Pour cela, la modification de la forme, tel que l’agencement horizontal des morceaux de l’anneau cylindrique ainsi que l’introduction d’un gap d’air s’est avérés nécessaire, comme l’ont illustré les résultats de la Figure IV- 3. L’approche adoptée permet de fusionner plusieurs modes qui résonnent à des fréquences proches pour élargir la bande de fonctionnement.

Afin de s’arrêter sur l’effet du gap d’air particulièrement sur la bande passante, nous avons mené une étude que nous présentons dans la section qui suit. Nous nous sommes intéressés particulièrement à sa largeur et son angle de rotation.

Nous allons voir maintenant, l’effet de l’insertion du gap d’air, entre tous les éléments diélectriques, sur la bande passante de l’antenne (Figure IV- 4). Pour ce faire, nous avons simulé deux scénarios possibles : le premier consiste à mettre les éléments diélectriques possédants la même permittivité côte à côte, comme illustrée sur la Figure IV- 5. Le deuxième scénario consiste en l’agencement des éléments diélectrique ayant des permittivités différentes comme le montre la Figure IV- 6.

Les dimensions et les valeurs de permittivités du résonateur en anneau cylindrique diélectrique de la quatrième configuration de la Figure IV- 1 ont été retenues. L’énergie électromagnétique est couplée à la structure via une ligne micro-ruban 50Ω , de longueur $L_f = 80 \text{ mm}$ et de largeur $W_f = 2 \text{ mm}$. L’ensemble est déposé au-dessus du substrat type Roger 4003.

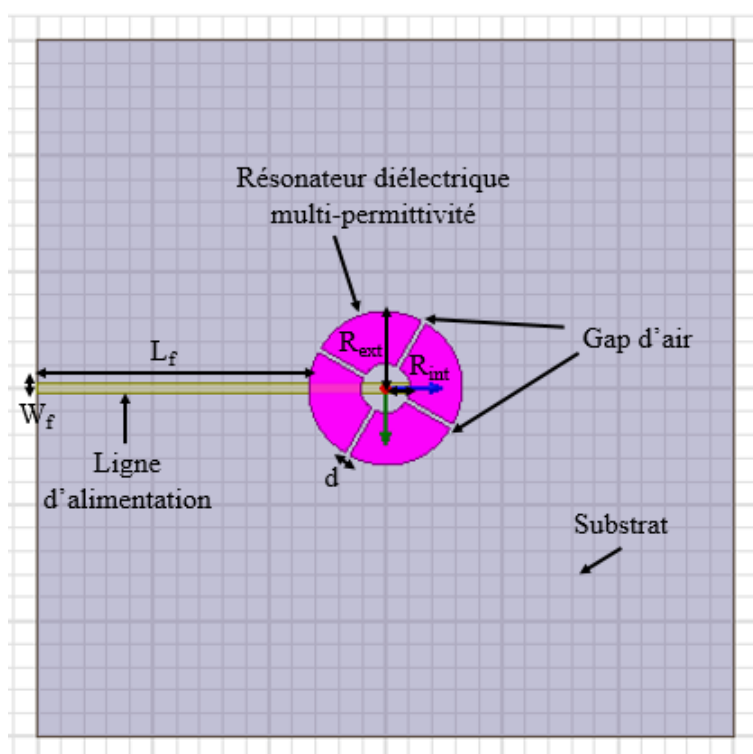


Figure IV- 4 Structure globale de l'antenne avec deux gaps d'air

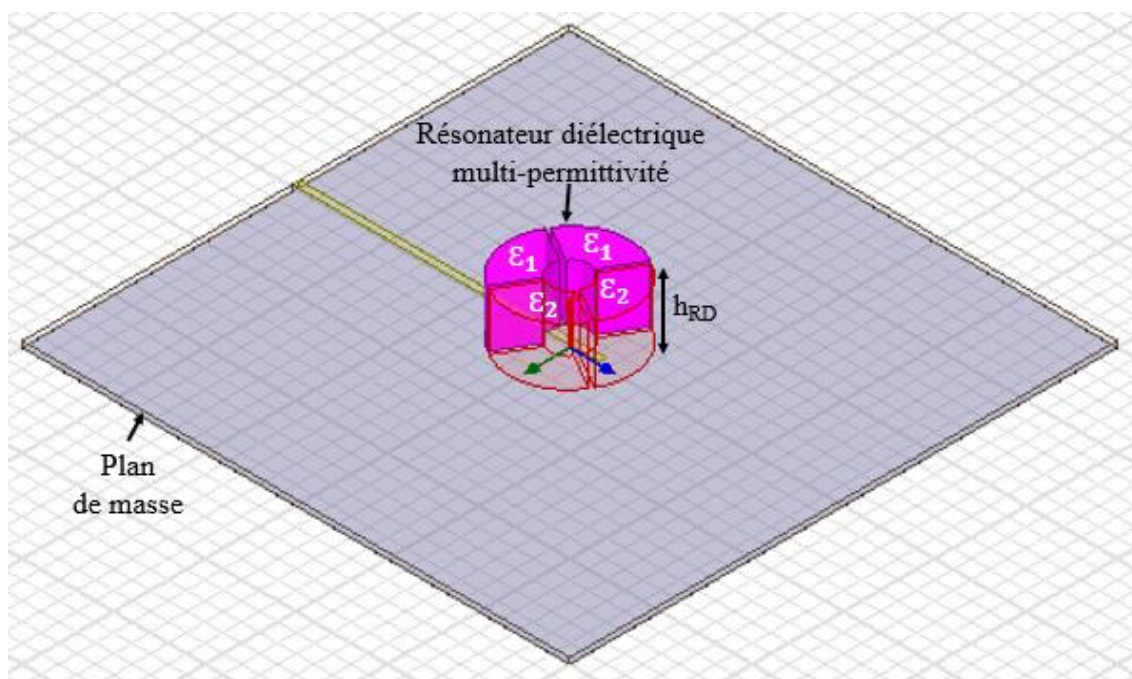


Figure IV- 5 Premier scénario de la structure avec deux gaps d'air

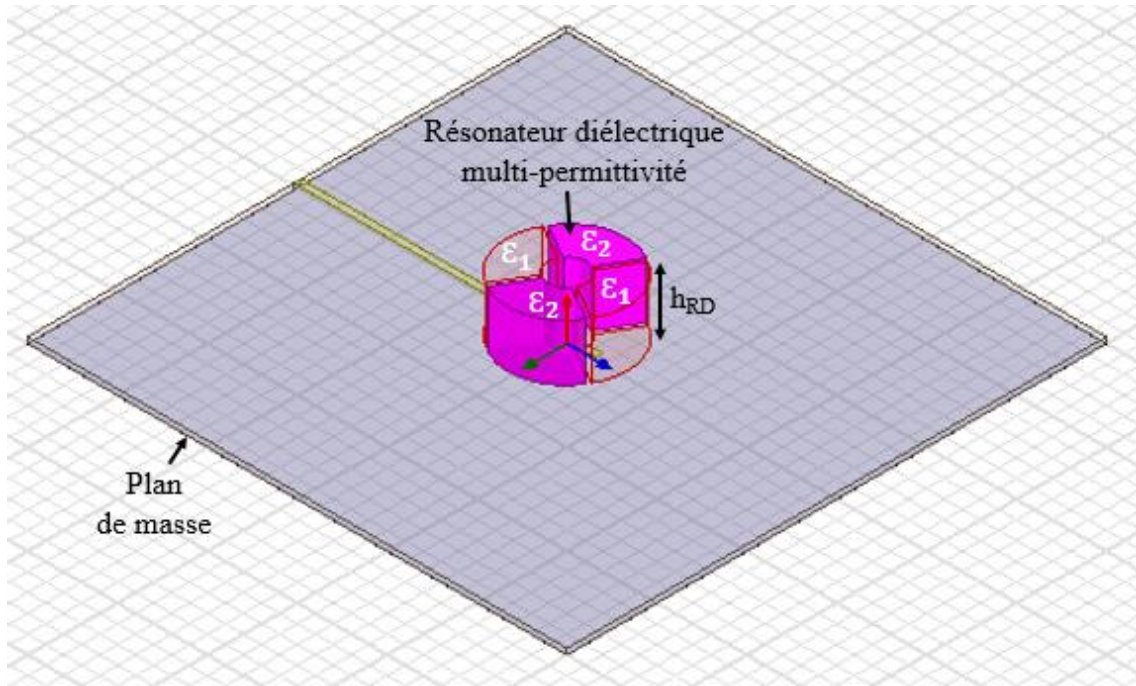


Figure IV- 6 Deuxième scénario de la structure avec deux gaps d’air

Pour voir l’effet de l’insertion de deux gaps d’air au niveau de notre structure, nous avons fait varier ce paramètre dans le cas des deux scénarios de 0 à 1 mm avec un pas de 0.2 mm. Les résultats correspondant au premier scénario sont présentés sur la Figure IV- 7. Nous remarquons que l’introduction de deux gaps d’air, n’améliore pas significativement la bande passante. Le même constat est fait pour le deuxième scénario, à partir des résultats illustrés sur la Figure IV- 8.

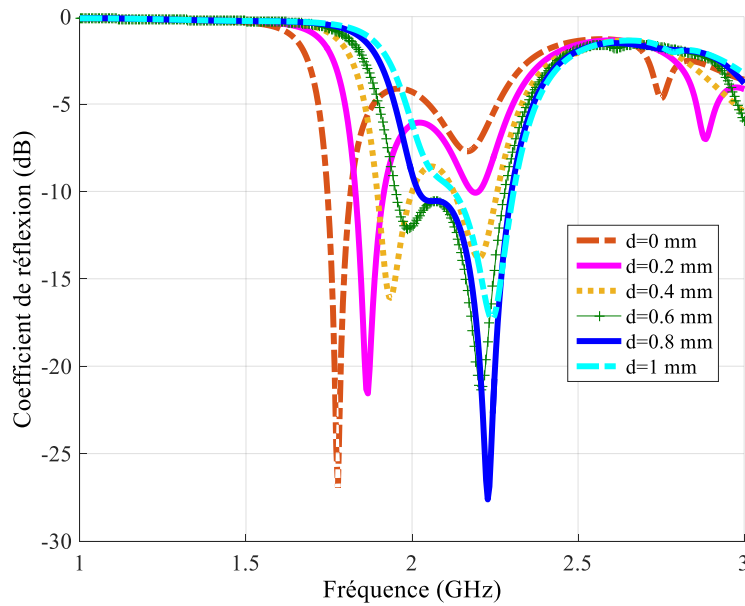


Figure IV- 7 Variation du coefficient de réflexion pour le premier scénario

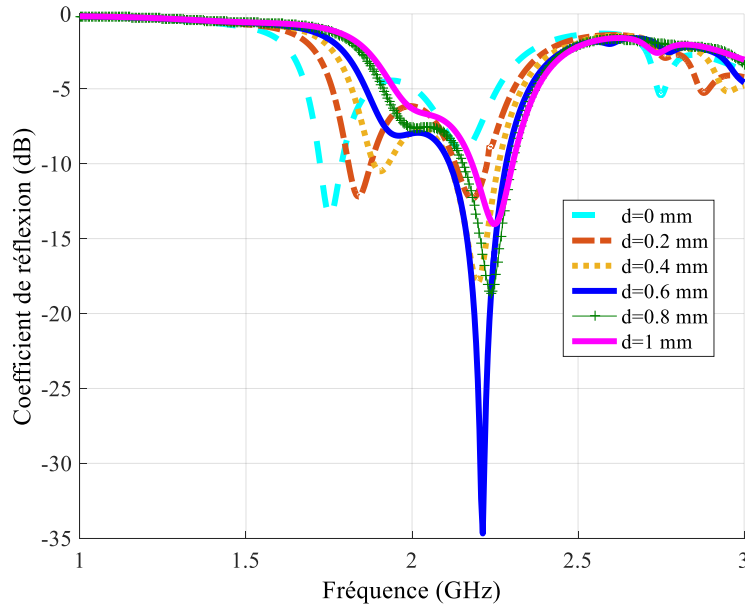


Figure IV- 8 Variation du coefficient de réflexion pour le deuxième scénario

L’ensemble des résultats présentés dans cette partie justifie le recours à une stratification horizontale de résonateur en anneau cylindrique, ainsi que l’utilisation de différents permittivité diélectrique et l’introduction d’un seul gap d’air entre les éléments, en vue de l’élargissement de la bande passante d’une ARDC. On se propose dans ce qui suit, de présenter une série d’études paramétriques, que l’on avait mené pour mieux comprendre l’influence de chaque élément sur la fréquence de fonctionnement ainsi que la bande passante de la structure.

III.1.2. Optimisation et études paramétriques

La configuration géométrique de l’antenne à résonateur diélectrique multi permittivité à stratification horizontale est illustrée sur la Figure IV- 9. Le résonateur diélectrique en anneau cylindrique est caractérisé par un rayon extérieur R_{ext} , un rayon intérieur R_{int} , une hauteur h_{RD} et deux permittivités $\epsilon_1 = 25$ et $\epsilon_2 = 30$. Il est déposé au-dessus d’un plan de masse de largeur $W = 10\text{ cm}$ et de longueur $L = 10\text{ cm}$, et couplé à travers une ligne micro-ruban d’impédance caractéristique $50\ \Omega$ de longueur L_f et de largeur W_f . L’ensemble est déposé au-dessus d’un substrat de type Roger 4003. Le gap d’air est caractérisé par sa largeur, définie par le paramètre d , ainsi que son angle de rotation α .

En se référant à la Figure IV- 9, il existe un certain nombre de paramètres qui peuvent influencer les caractéristiques de l’antenne, notamment la fréquence de résonance, l’adaptation et la bande passante. C’est pour cette raison qu’une série d’études paramétriques ont été menées afin d’étudier leurs effets sur les caractéristiques de l’antenne. La compréhension de ces effets permettra une bonne maîtrise des caractéristiques de fonctionnement de l’antenne et d’obtenir les performances optimales.

L’analyse a été effectuée en agissant sur les dimensions du résonateur diélectrique (R_{ext} , R_{int} et h_{RD}), la largeur du gap d’air d , l’angle de rotation α ainsi que les dimensions de la ligne d’alimentation (L_f et W_f). Tous ces paramètres sont représentés sur la Figure IV- 9.

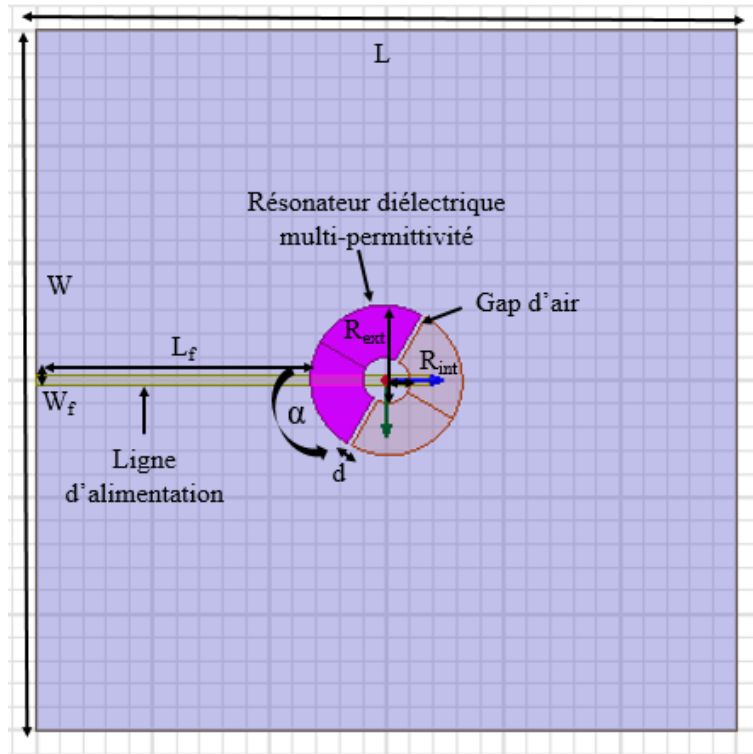


Figure IV- 9 Configuration de l'antenne proposée

a- Effet du rayon R_{ext}

Le rayon extérieur R_{ext} est un paramètre pouvant contrôler la fréquence de résonance de la structure. Nous l'avons fait varier de 12 mm à 18 mm par pas de 2 mm . La Figure IV- 10 montre l'effet de cette variation sur la fréquence de résonance de l'antenne. Une observation attentive des courbes présentées sur la figure nous permet de constater que l'augmentation de ce paramètre, entraîne la diminution de la fréquence de résonance. Ainsi, le rayon du cylindre peut être utilisé comme un degré de liberté pour le contrôle de la fréquence de fonctionnement.

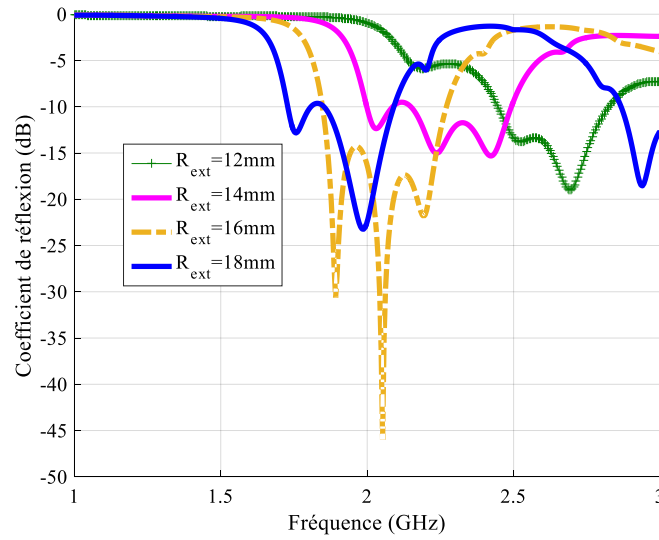


Figure IV- 10 Influence de R_{ext} sur le coefficient de réflexion

b- Effet du rayon intérieur R_{int}

Les coefficients de réflexion en fonction de la fréquence ont été tracés sur la Figure IV- 11, pour différentes valeurs du rayon intérieur R_{int} de l’anneau cylindrique. Nous avons varié ce paramètre de 1 mm jusqu’à 7 mm avec un pas de 2 mm . A partir des résultats présentés sur cette figure, on peut conclure que la variation de ce paramètre déplace légèrement la fréquence de résonance comparativement au cas où on fait varier R_{ext} .

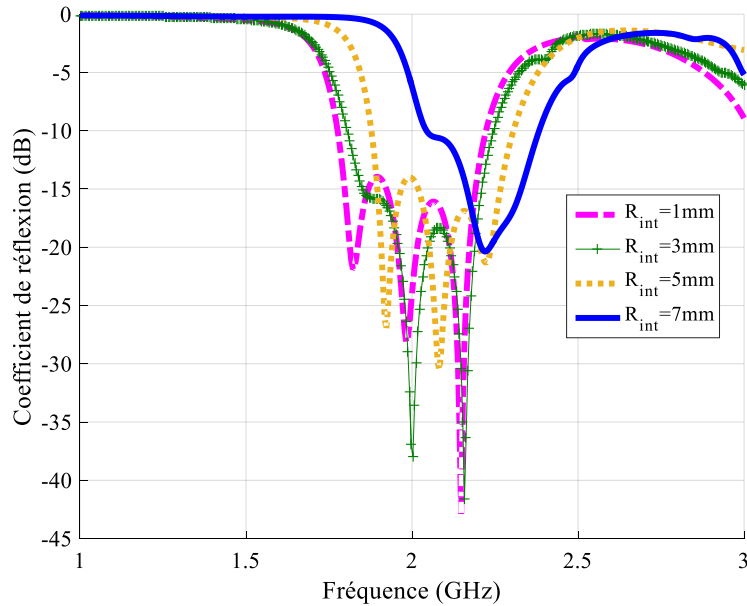


Figure IV- 11 Influence de R_{int} sur le coefficient de réflexion

c- Effet de la hauteur h_{RD}

Pour caractériser l’influence de la hauteur du résonateur diélectrique, nous l’avons fait varier entre 12 mm et 18 mm , par pas de 2 mm . La Figure IV- 12 illustre l’effet de ce paramètre sur le coefficient de réflexion. On peut y voir une légère diminution de la fréquence de fonctionnement lorsque la hauteur du résonateur diélectrique croît.

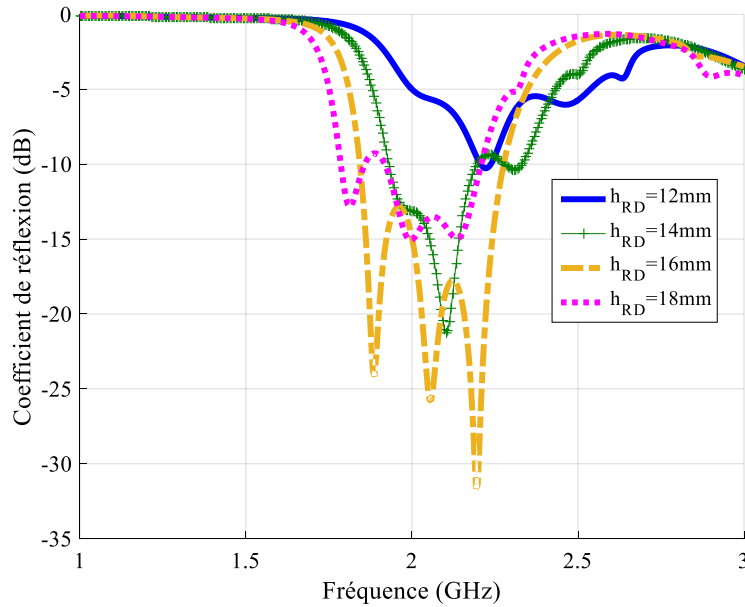


Figure IV- 12 Influence de h_{RD} sur le coefficient de réflexion

A travers l’analyse des effets de variation des paramètres suivants : R_{ext} , R_{int} et h_{RD} , nous pouvons confirmer que la fréquence de résonance peut être ajustée en agissant sur un ou plus de ces trois paramètres. Toutefois, l’effet de R_{ext} est beaucoup plus important que pour les deux autres.

d- Effet de la largeur d du gap d’air

Nous avons vu précédemment que l’introduction d’un gap d’air entre les morceaux de l’anneau cylindrique permet l’élargissement de la bande passante de l’antenne. Pour illustrer cette propriété, nous avons conduit une étude paramétrique sur ce paramètre, en le variant de 0.1 mm à 2.1 mm avec un pas de 0.2 mm .

L’effet de la largeur du gap d’air sur le coefficient de réflexion de l’antenne proposée est illustré dans la Figure IV- 13. On peut y voir que la largeur d est un paramètre critique qui contrôle la largeur de bande passante de l’antenne. En effet pour $d = 0.6, 1.1$, et 1.6 mm , la bande passante atteint 20% autour de 2 GHz , mais la meilleure adaptation d’impédance est obtenue pour $d = 1.1\text{ mm}$. Cependant pour les autres valeurs, la bande se rétrécit significativement.

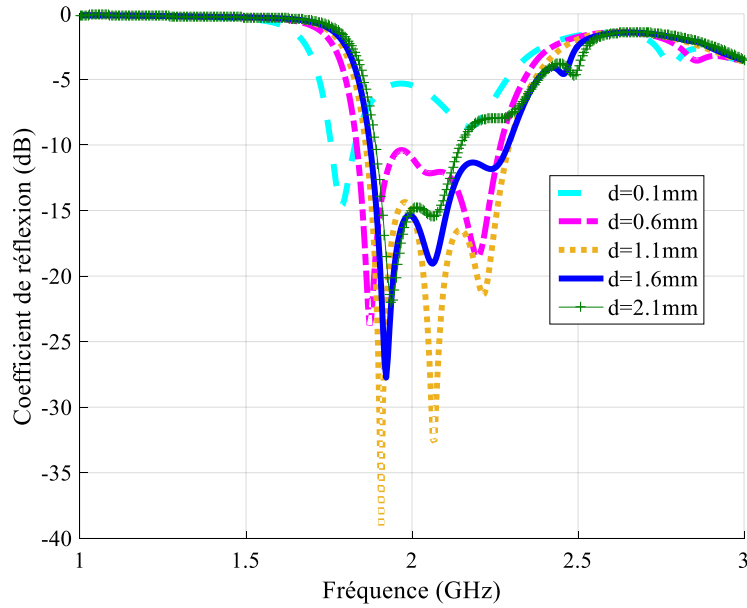


Figure IV- 13 Influence de d sur le coefficient de réflexion

e- Effet de l’angle de rotation α

Un autre paramètre important, qui contrôle la bande passante de la structure est l’angle de rotation α . Nous avons effectué une analyse de son influence sur le coefficient de réflexion. Le résultat de cette étude est illustré sur la Figure IV- 14. L’angle α a été varié entre 40° et 80° par pas de 10° . Nous remarquons d’après les courbes que la bande passante la plus large avec une bonne adaptation a été obtenue pour une valeur de 60° .

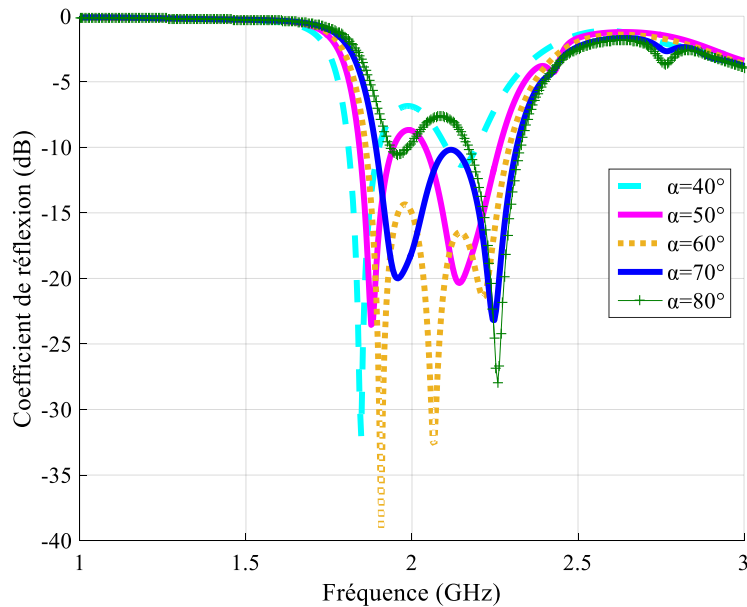


Figure IV- 14 Influence de α sur le coefficient de réflexion

f- Effet de W_f et L_f

Une autre étude paramétrique a été menée sur la longueur et la largeur de la ligne de transmission micro ruban utilisée pour alimenter notre structure. Les coefficients de réflexion pour différentes valeurs de W_f sont présentés sur la Figure IV- 15. L’analyse de ces résultats montre que la largeur de la ligne d’alimentation devra être ajustée pour améliorer l’adaptation d’impédance de la structure. En effet pour une valeur $W_f = 2\text{ mm}$, une très bonne adaptation d’impédance a été obtenue allant jusqu’à -40 dB .

De même pour la longueur de la ligne L_f , nous l’avons variée de 82 mm à 86 mm avec un pas de 1 mm . Les résultats de cette variation sont représentés sur la Figure IV- 16. Nous constatons également que ce paramètre agit sur l’adaptation de l’antenne. Une bonne adaptation a été obtenue pour une longueur $L_f = 84\text{ mm}$.

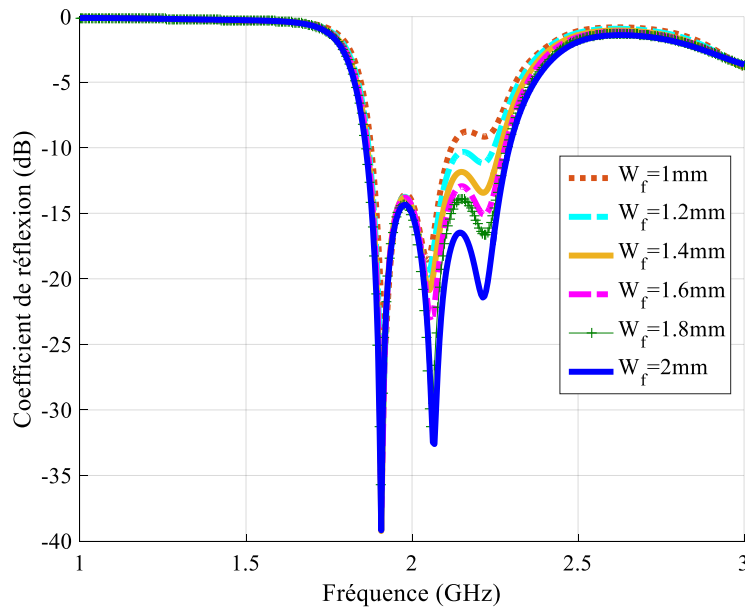


Figure IV- 15 Influence de W_f sur le coefficient de réflexion

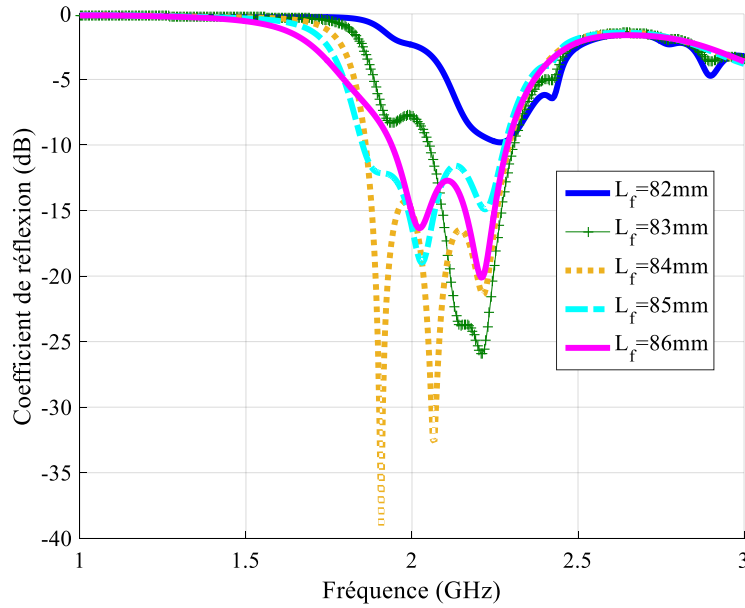


Figure IV- 16 Influence de L_f sur le coefficient de réflexion

g- Effet de la permittivité diélectrique

La valeur de la permittivité du résonateur diélectrique est le paramètre le plus important dans cette structure car il a une influence directe sur la fréquence de résonance et la bande passante. Nous avons vu dans le chapitre de l’état de l’art que dans un résonateur diélectrique, plus sa permittivité augmente plus la fréquence de résonance diminue. Pour caractériser l’influence de ce paramètre sur la fréquence de résonance et la bande passante de la structure proposée, nous avons traité trois cas : le premier consiste à mettre les éléments ayant les mêmes permittivités côte à côte ; pour le deuxième, les éléments ayant des permittivités différentes sont mis côte à côte ; et finalement pour le troisième, tous les éléments possèdent la même permittivité diélectrique. La Figure IV- 17 illustre les trois scénarios simulés.

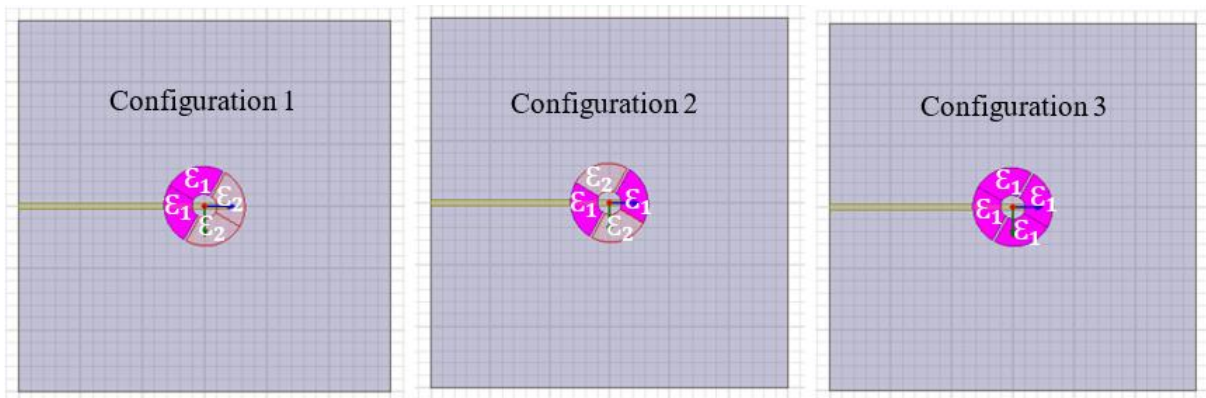


Figure IV- 17 Influence de la permittivité sur le coefficient de réflexion

Sur la Figure IV- 18 les résultats de simulation des trois cas sont présentés. On peut y voir que l’utilisation de deux permittivités différentes : $\varepsilon_1 = 25$ et $\varepsilon_2 = 30$ au niveau du résonateur, et ce quel que soit leurs positions, permet une amélioration considérable de la bande passante par rapport au cas où une seule permittivité est utilisée. Par conséquent la première configuration sera retenue pour la suite de l’étude.

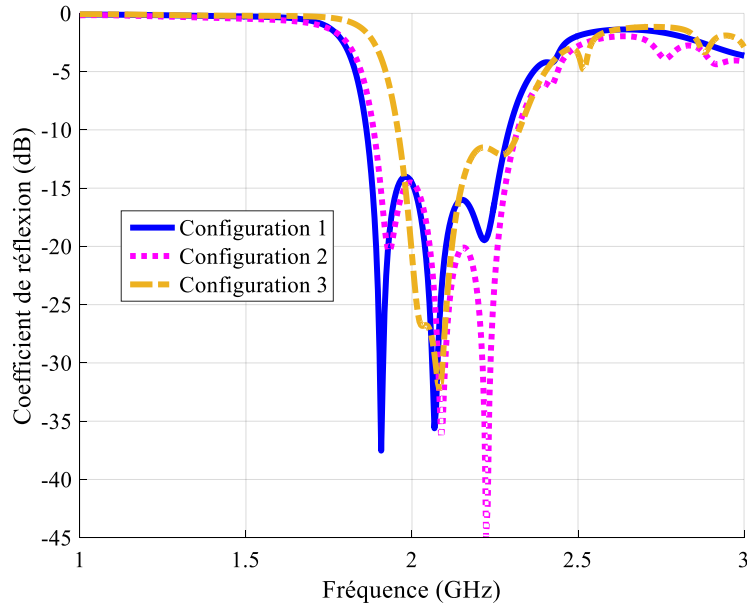


Figure IV- 18 Influence de la permittivité sur le coefficient de réflexion

L’étude paramétrique menée a permis de décortiquer l’effet de la permittivité et des différents paramètres géométriques de la structure sur la bande passante, l’adaptation et la fréquence de résonance, et ainsi définir les valeurs optimales permettant d’avoir les meilleures caractéristiques. Les résultats de cette étude nous permettront de passer à l’étape suivante qui porte sur la description de la structure finale.

III.1.3. Structure finale

A partir des études paramétriques, nous avons extrait les paramètres optimisés de l’antenne large bande proposée. En se référant à la Figure IV- 9, les valeurs optimisées sont représentées dans le Tableau IV- 1.

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats des propriétés de rayonnement obtenus sur la structure adoptée.

Tableau IV- 1 Paramètres géométriques optimisés de l’antenne proposée

<i>Elément</i>	<i>Paramètre</i>	<i>Valeur</i>
Substrat diélectrique	Largeur : W	100 mm
	Longueur : L	100 mm
	Hauteur : h	1.524 mm
	Permittivité diélectrique : ϵ_r	3.3
Résonateur diélectrique	Rayon : R_{ext}	15.8 mm
	Longueur : R_{int}	4.6 mm
	Hauteur : h_{RD}	15.5 mm
	Permittivité diélectrique : ϵ_1	25
	Permittivité diélectrique : ϵ_2	30
Ligne d’alimentation	Largeur : W_f	2 mm
	Longueur : L_f	84 mm
Gap d’air	Largeur : d	1.1 mm
	Angle de rotation (en degré) : α	60°

a- Coefficient de réflexion

La Figure IV- 19 illustre l’allure du coefficient de réflexion de la structure finale en fonction de la fréquence. Nous remarquons une très bonne adaptation autour de la bande passante, allant jusqu’à -40 dB. La bande passante à -10 dB varie entre 1.86 GHz et 2.3 GHz, soit une bande relative de 20 %. La structure peut couvrir les bandes de téléphones sans fil DECT autour de 1.9 GHz et la bande de téléphonie mobile UMTS autour de 2.1 GHz.

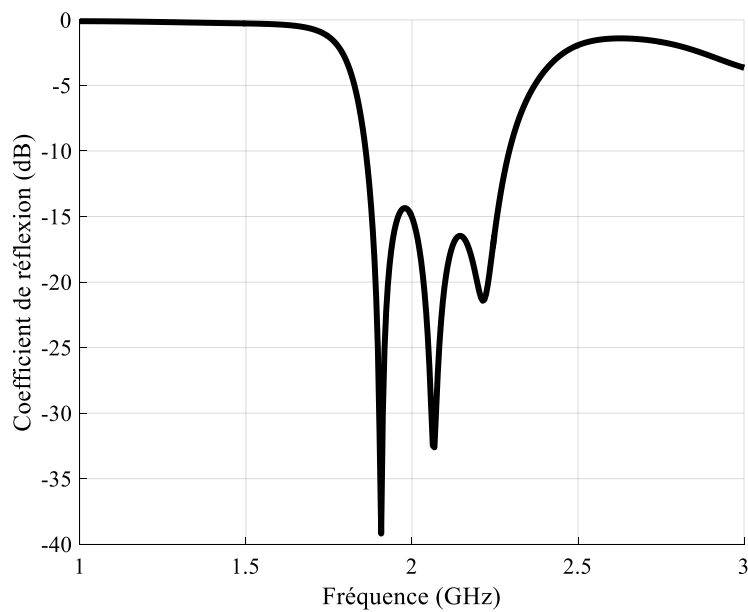


Figure IV- 19 Coefficient de réflexion de l’antenne proposée

b- Efficacité de rayonnement

La Figure IV- 20 montre l'évolution fréquentielle de l'efficacité totale simulée de l'antenne étudiée. On remarque d'après le résultat illustré sur cette figure que l'efficacité simulée varie entre 85 % et 93 % dans la bande de 1.86 GHz à 2.3 GHz.

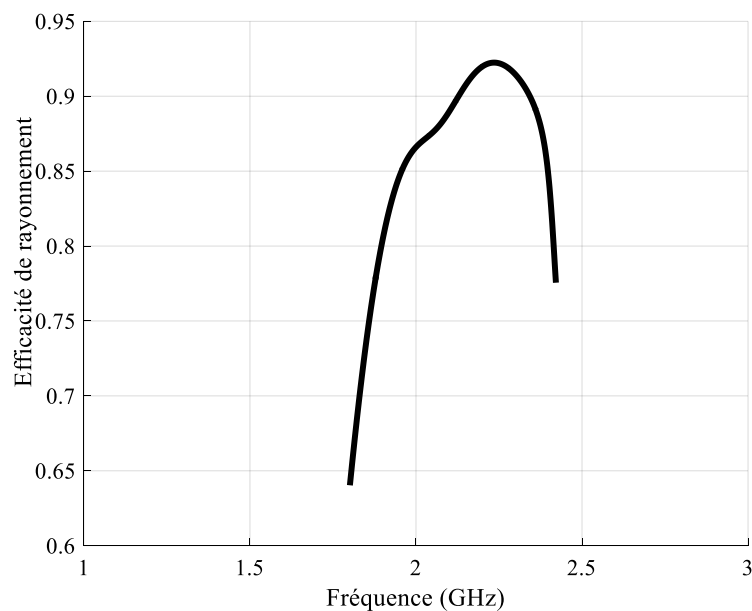


Figure IV- 20 Efficacité de l’antenne proposée

c- Diagrammes de rayonnement

La variation du gain total de la structure en 3D est illustrée sur la Figure IV- 21. Nous remarquons un rayonnement sectoriel et un maximum de gain de 6.19 dB dans l'axe de rotation du résonateur. Il est également important de noter d’après la Figure IV- 22, que le diagramme de rayonnement simulé présente une très bonne stabilité sur toute la bande passante (à 1.86 GHz et 2.3 GHz).

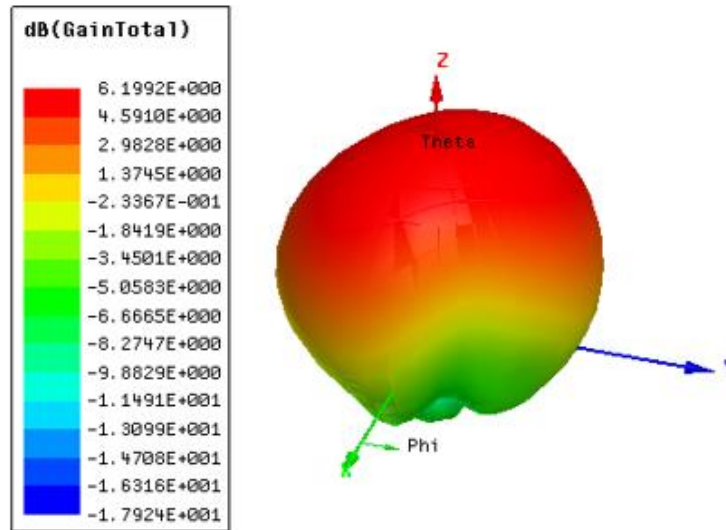


Figure IV- 21 Gain total 3D simulé à 2GHz

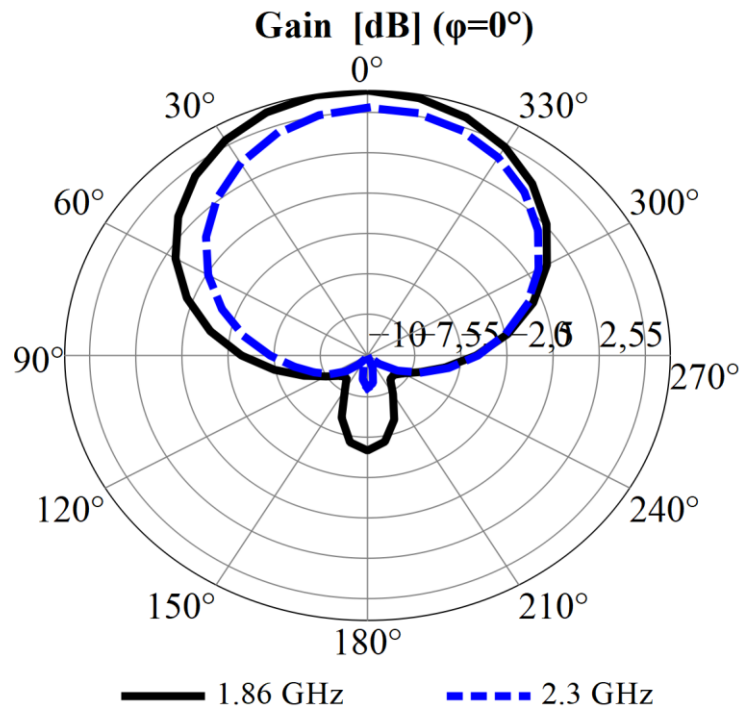


Figure IV- 22 Stabilité du diagramme de rayonnement

III. 2. Configuration en réseau linéaire

Récemment, le domaine des télécommunications a connu un essor incomparable. L'antenne constitue l'élément le plus important dans les chaînes de télécommunications pour assurer un échange de données fiable entre l'émetteur et le récepteur. Elle doit avoir une large bande passante et un grand gain pour garantir un haut débit de transmission.

L'étude menée précédemment, nous a permis de synthétiser et concevoir une nouvelle topologie d'antenne multi-permittivité basée sur une stratification horizontale pour les applications large bande. Nous avons vu également que la structure proposée ne possède qu'un gain modéré d'environ 6 dB. Pour remédier à ce problème, on étudiera dans ce qui suit un réseau d'antennes linéaire, afin de bénéficier de l'avantage de superposer le rayonnement de chaque élément et augmenter le gain global de la structure antennaire. Nous allons dans ce qui suit, décrire le réseau conçu et ainsi évaluer ses performances de rayonnement.

III.2.1. Géométrie du réseau

Lors de la conception d'une antenne réseau, il faut obligatoirement prendre en considération plusieurs paramètres, à savoir : l'espacement entre les antennes et l'adaptation du réseau d'alimentation. En effet l'écartement entre les éléments rayonnants agit directement sur les caractéristiques de l'antenne, notamment le diagramme de rayonnement et le gain [1]. Il faudra donc choisir un espacement suffisant pour éviter le problème de couplage mutuel entre les éléments rayonnants du réseau [1].

Afin d'obtenir un diagramme de rayonnement ayant un seul lobe dans la direction parallèle au plan d'alignement du réseau d'antennes, l'espacement entre deux éléments rayonnants voisins a été fixé à $0.3 \lambda_g$ (avec λ_g : la longueur d'onde guidée). Notons bien que dans une première étape, nous avons conçu un réseau linéaire de quatre résonateurs positionnés sur un substrat de type Roger 4003, dont les dimensions sont : $L = 200 \text{ mm}$ et $W = 220 \text{ mm}$ (Figure IV- 24). La fréquence de fonctionnement ainsi que les paramètres géométriques du résonateur sont ceux de la configuration 1 de la Figure IV- 17, décrite dans la section précédente. Pour alimenter notre réseau d'antennes à quatre éléments rayonnants, nous avons utilisé un diviseur de puissance en jonction T, comme illustré sur la Figure IV- 23.

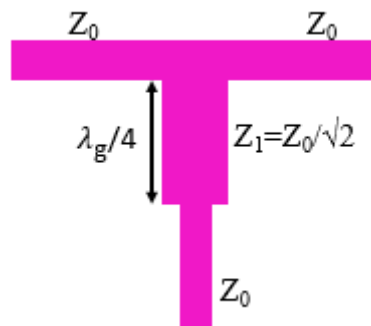


Figure IV- 23 Diviseur de puissance en jonction T

L’impédance du port d’alimentation est fixée à $50\ \Omega$, et les lignes micro ruban en dessous des quatre éléments rayonnants doivent ramener pareillement la même impédance caractéristique ($50\ \Omega$). Sur cette base, et en utilisant un diviseur en forme de T, nous avons construit notre réseau d’alimentation. Les largeurs des lignes micro ruban des différents niveaux ont été calculées par le biais de l’outil Macros du logiciel CST.

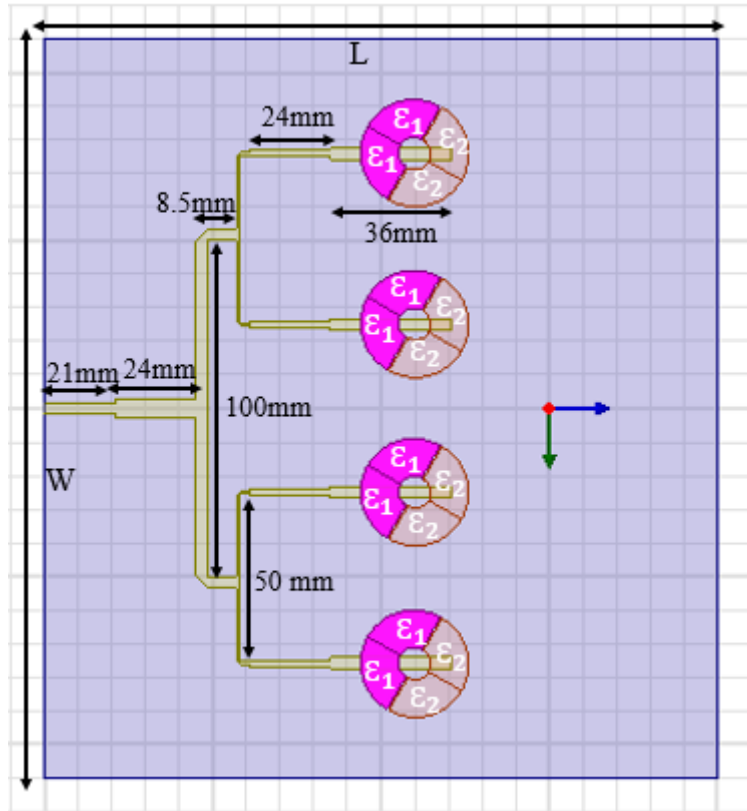


Figure IV- 24 Configuration du réseau d’antenne linéaire

III.2.2. Résultats et discussion

Le résultat de simulation des pertes retour du réseau d’antenne est montré dans la Figure IV- 25. On y remarque que la structure est bien adaptée sur toute la bande de fonctionnement, avec une largeur de 25 %. Il est à souligner que la BP a augmenté de 20 à 25 %.

La Figure IV- 26 montre le diagramme de rayonnement 3D en termes de gain total de la structure proposée autour de la fréquence de fonctionnement 2 GHz. On constate un rayonnement sectoriel avec un maximum de gain de 9.34 dB. De même, le diagramme de rayonnement 3D en directivité est représenté sur la Figure IV- 27. Il montre une directivité maximale de 9.51 dB. Ainsi nous pouvons conclure que le réseau a maintenu une bonne efficacité de rayonnement de l’ordre de 95 % autour de 2 GHz.

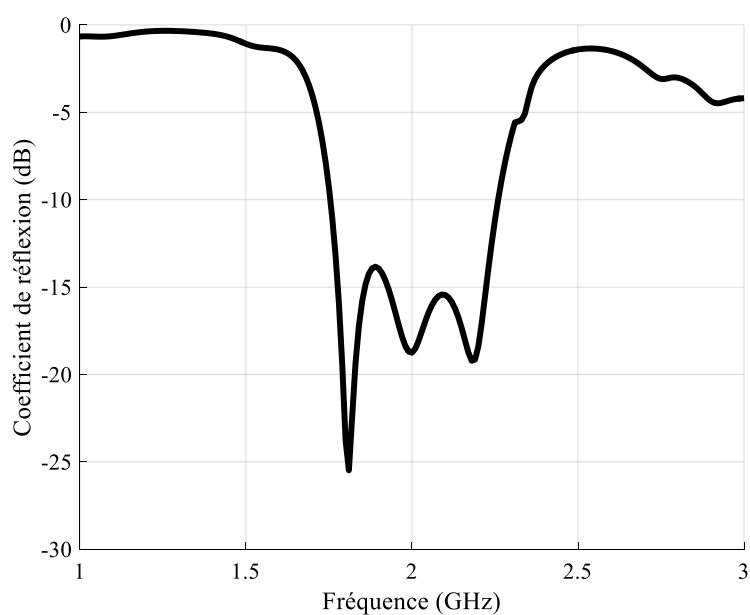


Figure IV- 25 Coefficient de réflexion simulé pour le réseau linéaire à quatre éléments

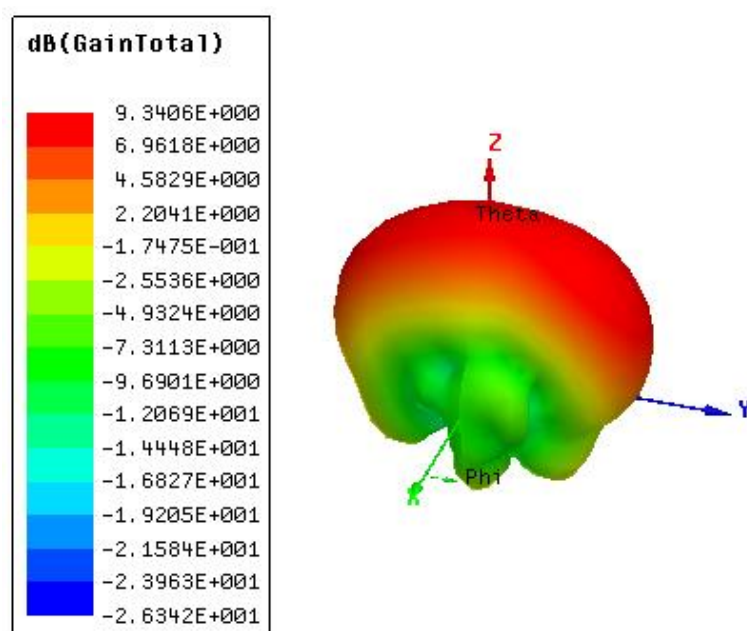


Figure IV- 26 Gain 3D simulé à 2 GHz

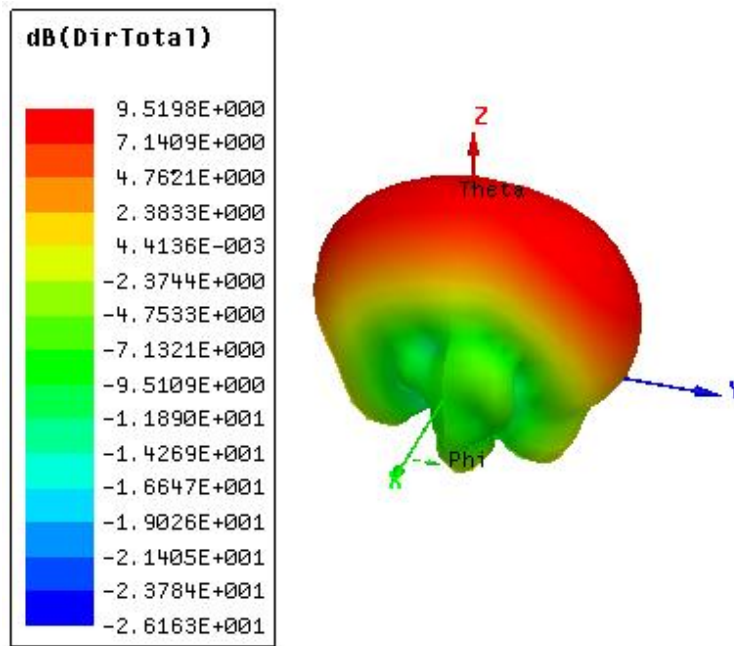


Figure IV- 27 Directivité 3D simulé à 2 GHz

En conclusion pour cette partie, nous avons réussi la mise en réseau linéaire de l’antenne large bande proposée auparavant puisque, les performances de rayonnement en termes de gain ont été améliorées, en plus d’une légère augmentation au niveau de la bande passante.

Vue l'importance des structures antennaires agiles en diagrammes de rayonnement, notamment dans les systèmes de stations de base actuelles, nous allons proposer dans la section qui suit une nouvelle technique permettant de reconfigurer le diagramme de rayonnement. L’objectif est donc, de profiter des avantages des antennes intelligentes sans leurs inconvénients surtout ceux relatifs à la complexité des circuits de reconfiguration. Pour cela, on propose un réseau d’antennes simple, compacte et large bande et assurant une bonne couverture.

III. 3. Configuration en réseau agile en diagramme de rayonnement

Nous allons décrire dans cette partie la démarche suivie pour reconfigurer le diagramme de rayonnement de notre réseau se composant de quatre éléments rayonnants.

III.3.1. Géométrie du réseau

Nous avons envisagé de créer l’agilité en diagramme de rayonnement dans cette partie en modifiant la configuration du réseau d’alimentation. Nous nous sommes essentiellement basés sur des diviseurs de puissance simples comme illustrée sur Figure IV- 28. En effet, si l’impédance d’entrée est adaptée à Z_0 , les impédances de sorties doivent être terminées avec le double de la valeur de l’impédance d’entrée. La nouvelle structure est représentée sur la Figure IV- 29. Elle comporte quatre éléments rayonnants, dont chaque paire est alimentée par un port d’impédance caractéristique 50Ω .

Les paramètres géométriques du réseau d’alimentation ont été calculés en utilisant le logiciel CST et ont été optimisés pour fonctionner à la fréquence 2 GHz . L’ensemble des éléments rayonnants et le réseau d’alimentation sont imprimés sur un substrat de type Roger 4003, dont les dimensions sont : $L = 180\text{ mm}$ et $W = 180\text{ mm}$. L’écartement entre les éléments rayonnants a été maintenu similaire à celui de la structure précédente.

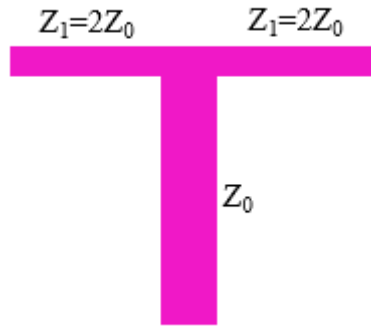


Figure IV- 28 Diviseur de puissance simple

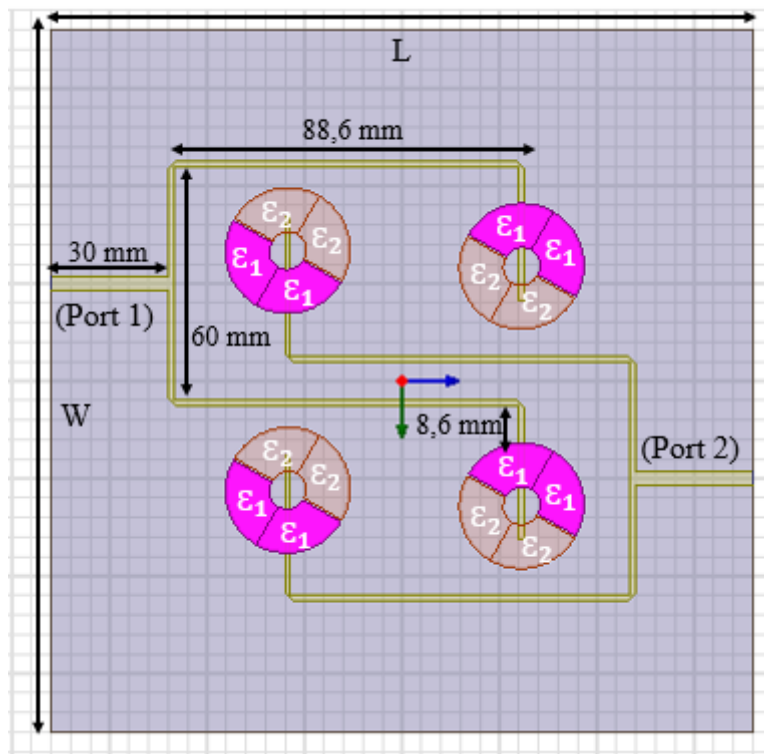


Figure IV- 29 Configuration du réseau agile en diagramme de rayonnement

III.3.2. Résultats et discussion

Les résultats des paramètres S de la nouvelle géométrie proposée sont illustrés sur la Figure IV- 30. Nous remarquons d’après les courbes de S_{11} et S_{22} , que le réseau simulé a maintenu son comportement large bande (20 %) avec une bonne adaptation d’impédance sur toute la

bande de fonctionnement allant jusqu’à -30 dB de pertes de retour et ceci, pour les deux ports d’excitation. Aussi, un bon niveau d’isolation entre les deux ports a été obtenu, avec des valeurs allant de -18 dB jusqu’à -28 dB sur la bande passante de l’antenne.

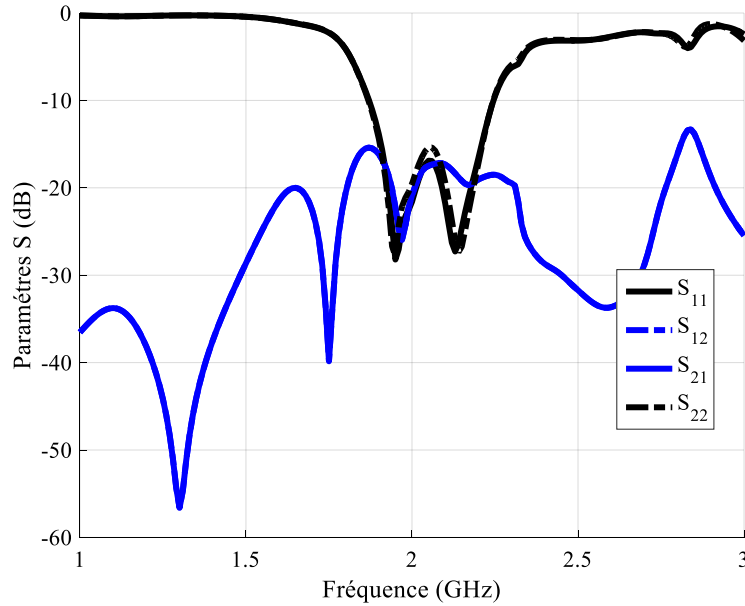


Figure IV- 30 Paramètres S simulés en fonction de la fréquence

Le mécanisme de rayonnement est dynamiquement piloté en commutant entre trois modes sélectionnés correspondant aux signaux d’excitations des deux ports d’entrée. Ceci permet de changer l’orientation du diagramme de rayonnement.

Nous avons sélectionné trois états de fonctionnement Etat 1, Etat 2 et Etat 3, où la structure est capable de rayonner à la fréquence 2 GHz et le diagramme de rayonnement est en mesure de basculer dans trois directions différentes. L’ensemble des états est décrit sur le Tableau IV- 2.

Tableau IV- 2 Les trois états de rayonnement sélectionnés

Etat	Port 1		Port 2	
	Amplitude	Phase	Amplitude	Phase
Etat 1	1	180°	1	0°
Etat 2	1	0°	1	90°
Etat 3	1	90°	1	0°

L’état 1 est obtenu lorsqu’un déphasage de 180° est fixé entre les deux ports, l’état 2 est établi à un déphasage de 90° du port 2 par rapport au port 1 et finalement l’état 3 est activé en déphasant le port 1 de 90° par rapport au port 2.

Les diagrammes de rayonnement simulés en 2D, à la fréquence de résonance 2 GHz pour les trois modes décrits précédemment, sont présentés dans la Figure IV- 31.

L’observation des différents diagrammes simulés du réseau d’antennes proposé, montre que pour l’état 1, la structure présente un rayonnement directif (Figure IV- 32) suivant l’axe de rotation des résonateurs avec un gain maximum de 8.89 dB . Lorsque l’état 2 (Figure IV- 33) est établi, le diagramme de rayonnement dépointe de 30° suivant θ et son gain maximum vaut 8.39 dB . Enfin, la structure dépointe de -30° et son gain atteint 8.4 dB quand nous activons l’état 3 (Figure IV- 34).

Ces résultats confirment qu’en basculant d’un mode à l’autre, nous pouvons atteindre la propriété d’agilité en diagramme de rayonnement en élévation, pour la structure large bande proposée, suivant le plan $\varphi = 90^\circ$. Le diagramme de rayonnement peut donc être modifié en fonction des conditions de commutation. Finalement, la combinaison des diagrammes obtenus de ce réseau nous permet d’avoir une couverture proche de 180° tel que montré dans la Figure IV- 31.

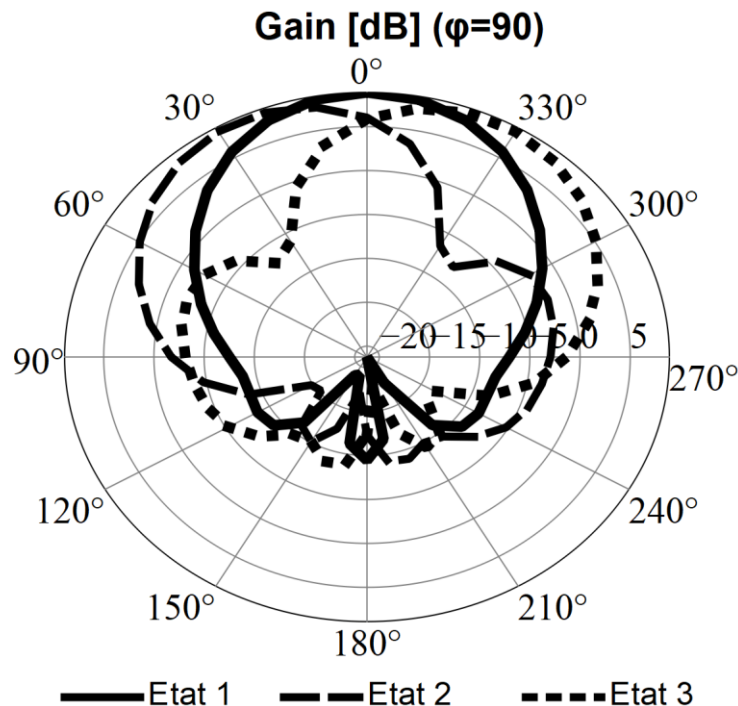


Figure IV- 31 Diagrammes de rayonnement en mode faisceaux commutés

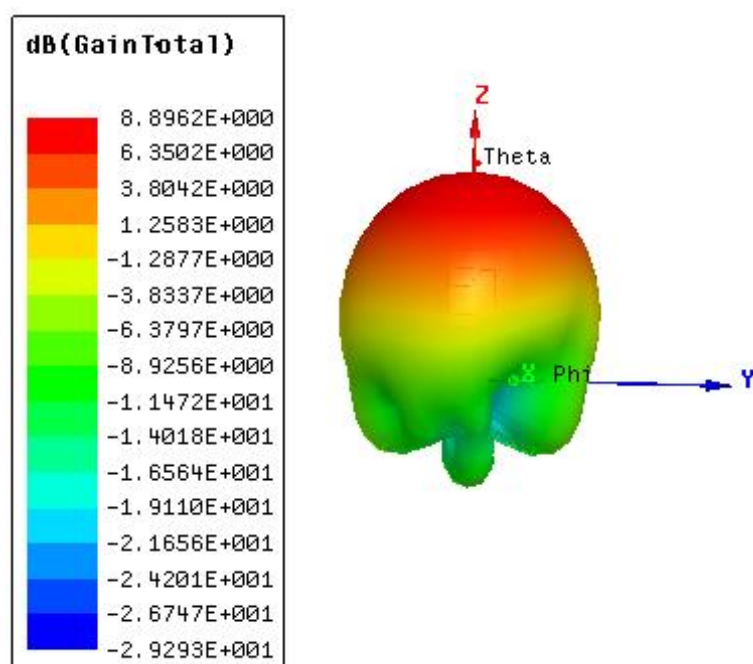


Figure IV- 32 Diagramme de rayonnement 3D : Etat 1

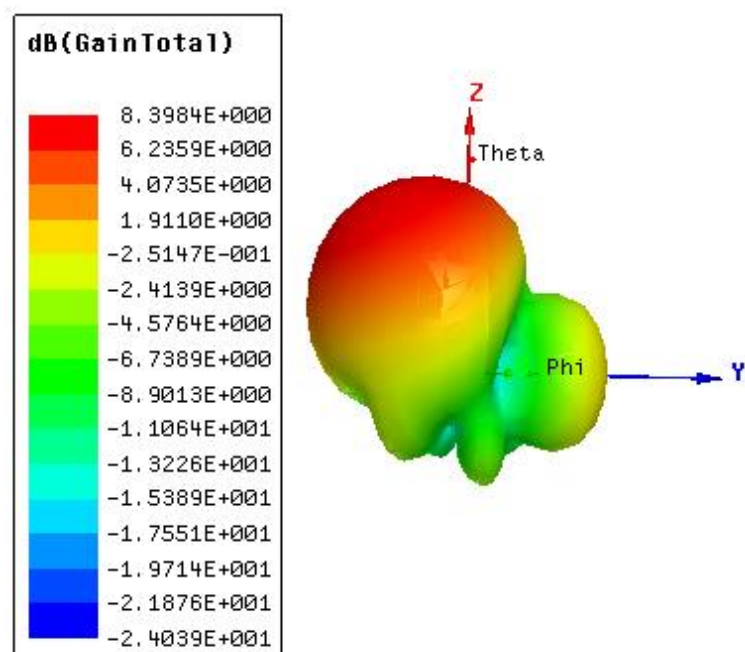


Figure IV- 33 Diagramme de rayonnement 3D : Etat 2

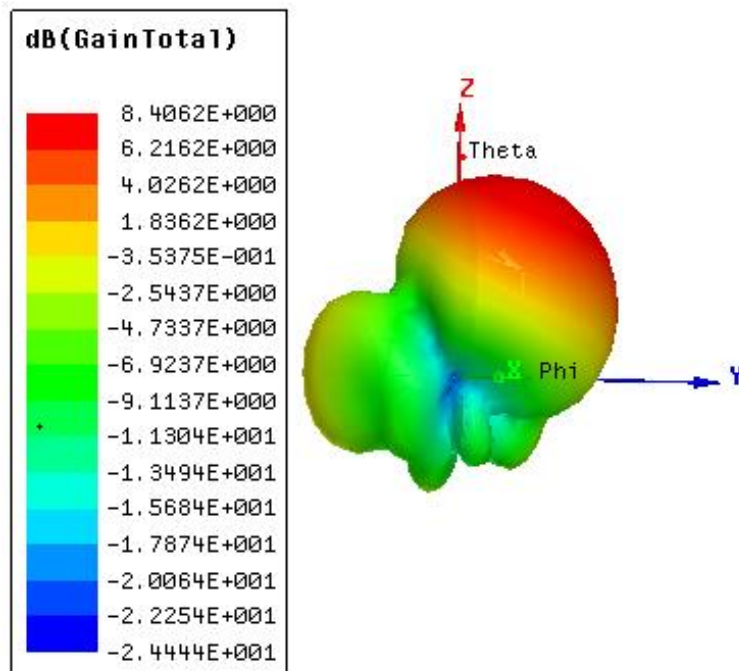


Figure IV- 34 Diagramme de rayonnement 3D : Etat 3

Cette première étude nous a permis de concevoir une antenne à résonateur diélectrique multi-permittivité ayant un comportement large bande, et présentant une très bonne stabilité en termes de diagramme de rayonnement. Ensuite une mise en réseau de cette antenne a été effectuée, en proposant une nouvelle architecture capable de rediriger son diagramme de rayonnement. Les résultats de comparaison de cette nouvelle configuration avec le réseau linéaire, montrent bien quelques avantages supplémentaires de cette structure, notamment le faible encombrement et le fonctionnement large bande. Le Tableau IV- 3 récapitule les propriétés des structures étudiées.

Tableau IV- 3 Comparaison entre les différentes configurations étudiées

Configuration	Dimensions (cm ²)	Bande passante (%)	Gain (dB)
<i>Elément de base</i>	10×10	20	6.19
<i>Réseau linéaire</i>	20×22	25	9.34
<i>Réseau agile</i>	18×18	20	8.89

Une deuxième étude exhaustive sera élaborée dans ce qui suit, sur la même antenne de base afin d’élargir davantage la bande passante et aboutir à une structure ultra large bande.

IV. Antenne à RD stratifiée pour les applications ultra large bande (ULB)

Dans cette dernière partie, on se propose d’élargir la bande passante de l’antenne étudiée par rapport à ce qui a précédé, par la modification de la technique d’excitation ainsi que les dimensions du plan de masse. Ceci nous permettra d’aboutir à une structure ultra-large bande. L’analyse électromagnétique de la nouvelle structure a été réalisée en utilisant les deux logiciels de simulation CST Microwave Studio et Ansoft HFSS.

IV. 1. Spécifications géométriques

La configuration géométrique de la nouvelle structure est montrée dans la Figure IV- 35. L’antenne est alimentée ici par une ligne micro ruban $50\ \Omega$ de dimensions $W_f = 1.9\ mm$ et $L_f = 51\ mm$ et terminée par un arc de rayon extérieur $R_1 = 45\ mm$. L’ensemble est déposé au-dessus d’un substrat de type Roger 4003, de dimensions $L = 150\ mm$ et $W = 150\ mm$. Le plan de masse est partiellement imprimé au-dessous du substrat, sa largeur est $L_g = 50.8\ mm$. Les dimensions du gap d’air et du résonateur diélectriques du design de la partie précédente, ont été conservées pour ce design. Le paramètre y dans la figure désigne la distance qui sépare l’arc micro ruban et l’élément rayonnant. Sa valeur optimale vaut : $1\ mm$.

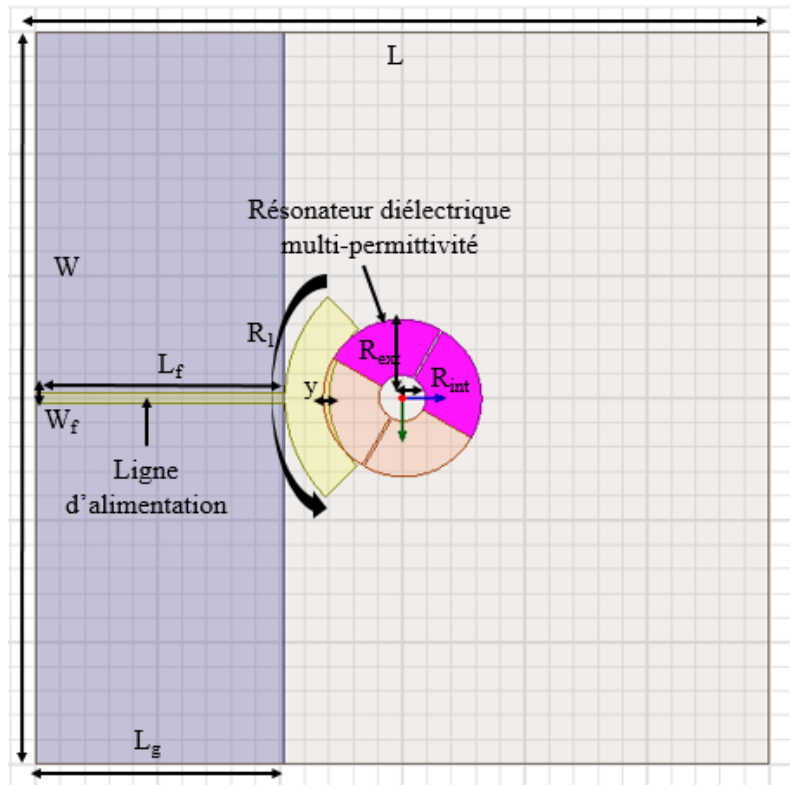


Figure IV- 35 Configuration de l'antenne ultra large bande

IV. 2. Etudes paramétriques

Une étude paramétrique a été réalisée pour étudier les effets de certains paramètres de l’antenne sur l’adaptation d’impédance et la bande de fonctionnement. Cette étude a été effectuée en agissant sur deux paramètres critiques qui influencent significativement le comportement ultra large bande de l’antenne : L_g et γ . Dans les simulations, les paramètres autres que le paramètre d’intérêt sont maintenus constants. Les simulations sont effectuées par le biais du logiciel de modélisation électromagnétique CST Microwave Studio.

L’effet de la longueur du plan de masse modifié L_g sur les performances de l’antenne à résonateur diélectrique est illustré dans la Figure IV- 36. Nous avons varié ce paramètre de 50 mm à 51.6 mm par pas de 0.6 mm. Les résultats de cette variation montrent bien que la diminution des dimensions du plan de masse entraîne un élargissement de la bande passante selon le critère -10 dB, avec une bonne adaptation d’impédance sur toute la bande. La valeur de 50.8 mm sera retenue comme valeur optimisée, puisqu’elle garantit un comportement ultra large bande.

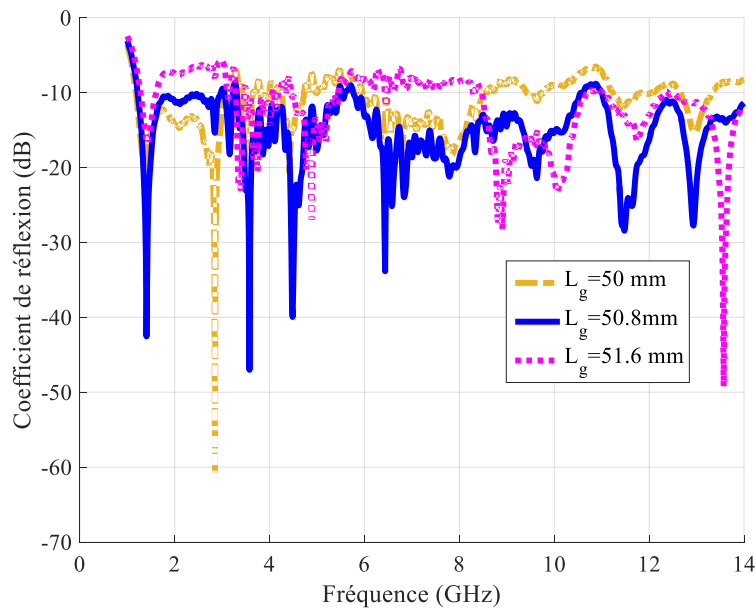


Figure IV- 36 Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l’effet de la longueur du plan de masse

Une autre étude paramétrique sur le paramètre γ a été effectuée. Les coefficients de réflexion pour différentes valeurs de γ sont présentés dans la Figure IV- 37. L’analyse de ces résultats montre que lorsque le paramètre $\gamma = 1 \text{ mm}$, une bonne adaptation est obtenue sur une large bande passante, ce qui permet une couverture ultra large bande.

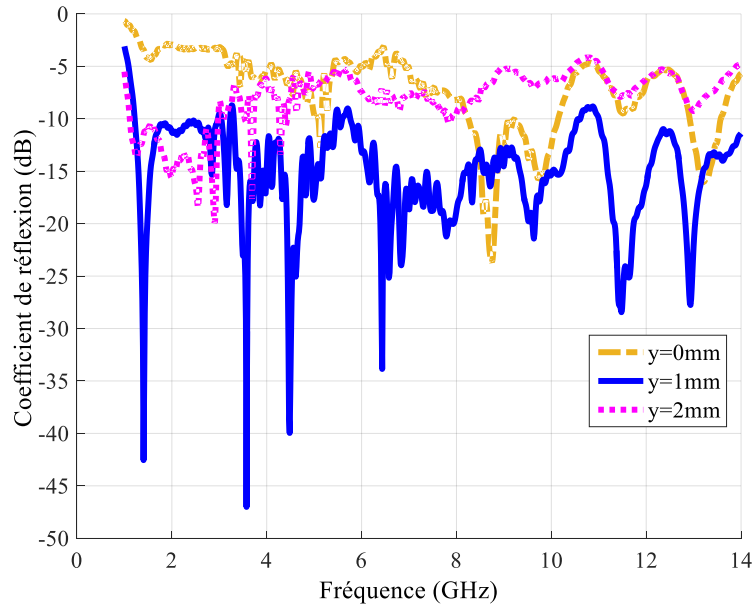


Figure IV- 37 Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet du paramètre y

Cette étude paramétrique a permis de décrire l'effet de la géométrie de la technique d'alimentation ainsi que la réduction des dimensions du plan de masse sur l'adaptation et la bande passante de l'antenne. Ces résultats préliminaires justifient le recours à cette technique d'alimentation pour aboutir à un fonctionnement ultra large bande. Nous allons exposer dans ce qui suit les caractéristiques de rayonnement de la structure finale.

IV. 3. Résultats de simulation et discussions

Le coefficient de réflexion simulé de l'antenne proposée, par le biais des deux logiciels CST studio et HFSS sont tracés sur la Figure IV- 38. Il est important de noter ici que nous n'avons pas pu simuler la structure au-delà de la fréquence 7 GHz (courbe en bleu), en utilisant le logiciel HFSS, malgré les très hautes performances des machines de calcul au laboratoire LEAT. Ceci est dû essentiellement à la complexité de la structure ainsi que la large bande passante de fonctionnement. On a alors été amené à modéliser la structure sous le logiciel CST studio, qui utilise un solveur temporel, permettant ainsi une simulation plus rapide et précise des structures ultra large bande. D'après les résultats de simulation, une bonne adaptation d'impédance de l'antenne est atteinte et la largeur de la bande passante, pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB, est de 1.19 GHz jusqu'au-delà de 14 GHz. Cela signifie que la largeur de bande d'impédance mesurée de l'antenne à résonateur diélectrique est d'environ 168 %, par rapport à la fréquence centrale 6.4 GHz.

La Figure IV- 39 montre l'efficacité simulée en fonction de la fréquence. Notons bien que cette antenne à résonateur diélectrique ULB présente une efficacité supérieure à 80 % sur toute la bande de fréquence de fonctionnement.

Un bon accord entre les deux logiciels de simulations a ainsi été obtenu.

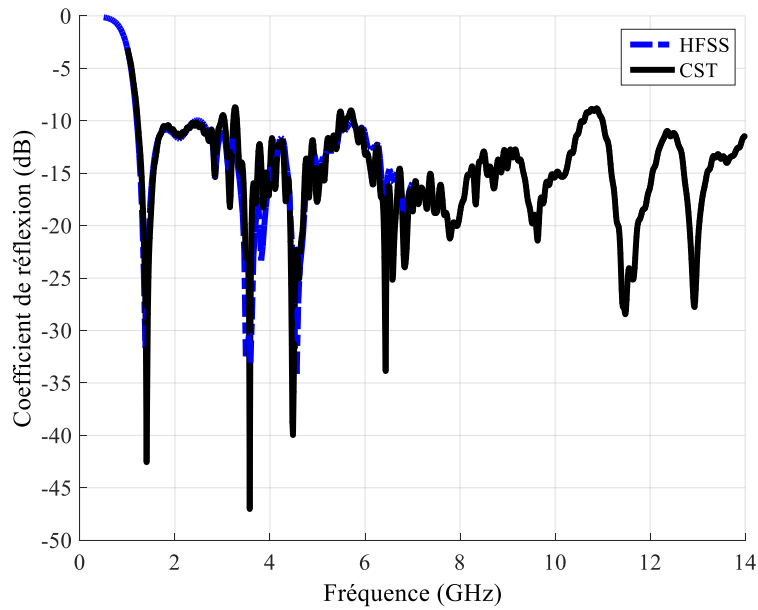


Figure IV- 38 Coefficient de réflexion simulé de l’antenne proposée en fonction de la fréquence

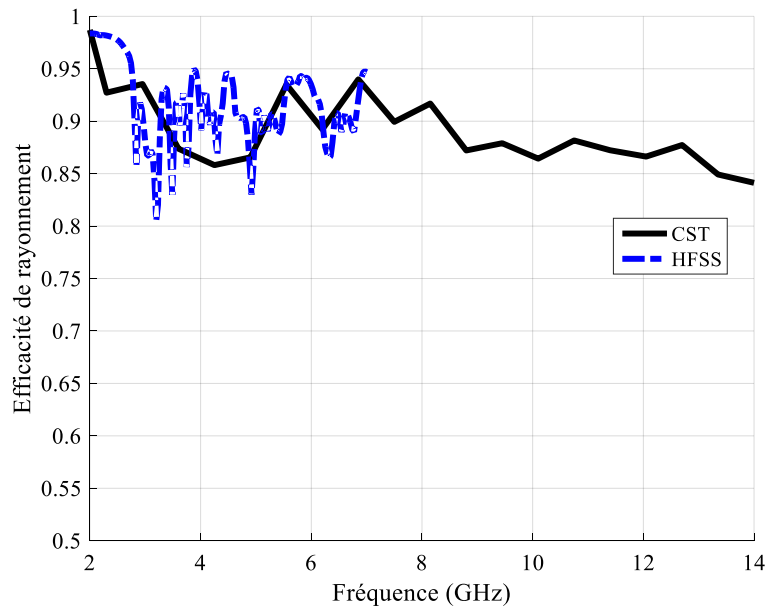


Figure IV- 39 Efficacité simulée de l’antenne proposée en fonction de la fréquence

Les diagrammes de rayonnement simulés sur plusieurs fréquences de la bande passante (3.4 GHz, 4.5 GHz, 6.4 GHz, 9.5 GHz, 12.9 GHz et 13.6 GHz) dans le plan $\varphi = 0^\circ$, sont présentés sur : Figure IV- 40, Figure IV- 41 et Figure IV- 42. Il est observé que le diagramme de rayonnement de la structure n’est pas très stable sur la bande de fréquence opérationnelle, en raison de la large bande passante de fonctionnement.

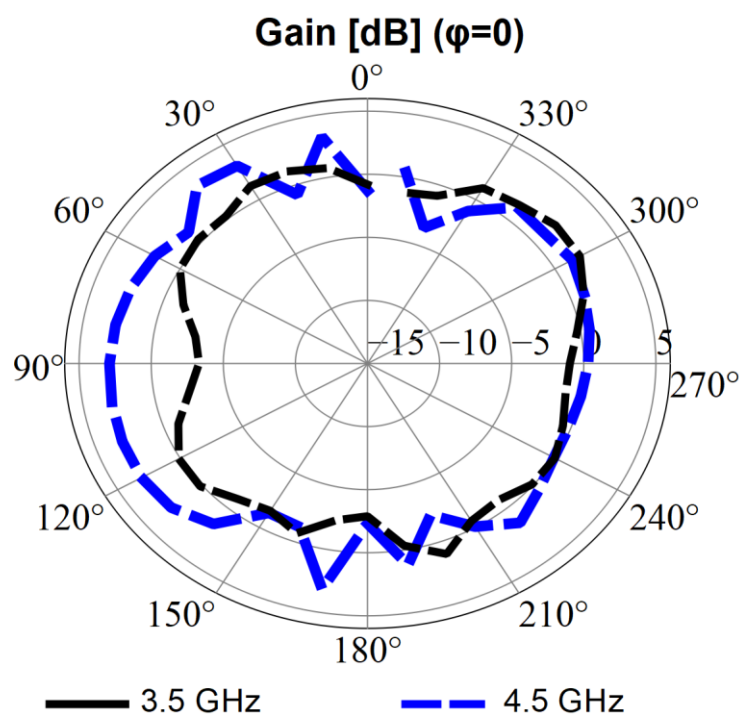


Figure IV- 40 Diagramme de rayonnement 2D simulé à : 3.5 GHz et 4.5 GHz

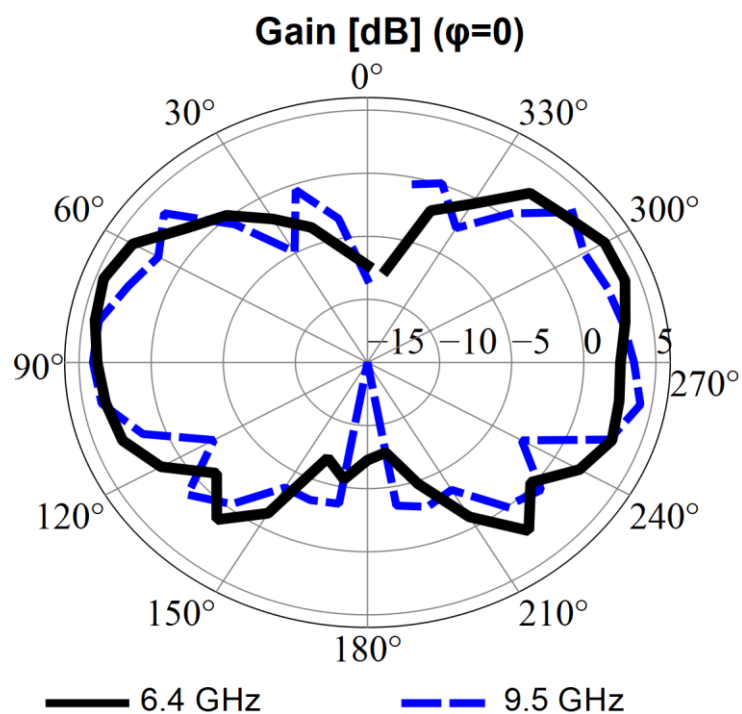


Figure IV- 41 Diagramme de rayonnement 2D simulé à : 6.4 GHz et 9.5 GHz

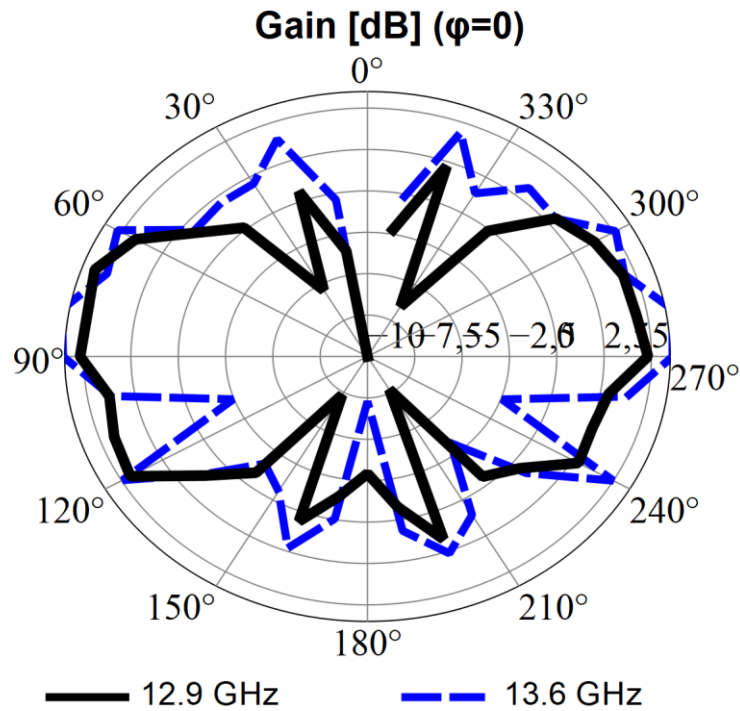


Figure IV- 42 Diagramme de rayonnement 2D simulé à : 12.9 GHz et 13.6 GHz

V. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la conception de nouvelles topologies d'antennes à résonateurs diélectriques dans le but d'améliorer leurs caractéristiques de rayonnement notamment la bande passante. Tout d'abord, nous avons présenté une antenne à résonateur diélectrique cylindrique sur laquelle des modifications ont été apportées. La forme adoptée est celle d'un anneau cylindrique multi-permittivité en stratification horizontale, présentant un comportement large bande, une bonne efficacité et une très bonne stabilité de diagramme de rayonnement. Puis, une étude paramétrique a été faite pour analyser l'effet de certains paramètres géométriques sur les performances de l'antenne proposée, notamment l'adaptation et la bande passante. Ensuite, une mise en réseau de cette antenne a été réalisée pour améliorer les performances de rayonnement, et la méthodologie adoptée pour reconfigurer le diagramme de rayonnement a ensuite été abordée.

Dans une deuxième partie, nous avons essayé d'améliorer davantage la bande passante de l'antenne en changeant la technique d'excitation ainsi que les dimensions du plan de masse. Les résultats numériques issus des différentes simulations pour cette structure, prouvent que l'antenne proposée est adéquate pour des applications ultra large bande.

Le Tableau IV- 4 présente une comparaison entre les structures que l'on a proposée et les antennes à résonateur diélectrique existantes pour les applications large bande et ultra large bande. La première structure proposée présente un caractère large bande avec une très bonne stabilité du diagramme de rayonnement, en plus de la possibilité de sa commutation dans trois directions différentes, avec une couverture d'approximativement 180° , en utilisant une

architecture très simple et compacte. La deuxième antenne proposée dans ce chapitre offre une bande passante beaucoup plus large que les structures existantes dans la littérature, couvrant la bande passante exigée par la commission FCC pour les applications ULB. Cependant, son diagramme de rayonnement n’offre pas une bonne stabilité sur toute la bande.

Tableau IV- 4 Comparaison avec les antennes ULB à résonateur diélectrique de la littérature

<i>Référence</i>	<i>Bande passante (%)</i>	<i>Dimensions (mm²)</i>	<i>Stabilité du diagramme de rayonnement</i>	<i>Agilité du diagramme de rayonnement</i>	<i>Application</i>
[2]	117.6	30×42	Non	Non	Ultra Large Bande
[5]	42	80×80	Non	Non	Large bande
[6]	15.18	$(1.08\lambda_g)^2$	Oui	Non	Large bande
[7]	17.24	33×33	Oui	Non	Large bande
<i>Ce travail</i>	20	100×100	Oui	Oui	Large bande
	168	150×150	Non	Non	Ultra Large Bande

VI. Bibliographie

- [1] H. chorfi, «Conception d'un nouveau système d'antenne réseau conforme en onde millimétrique,» Mémoire présenté à l'université du québec à chicoutimi comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie , 2012.
- [2] I. MESSAOUDENE, «Modelisation et realisation de nouvelles antennes dielectriques larges bandes pour les communications sans fil,» Thèse de doctorat de l'université Constantine 1, 2014.
- [3] F. R. ET Docket No. 98-153, «Notice of Proposed Rule Making,» June 14, 2000, See also, Notice of Inquiry in ET Docket No. 98-153, 63 Fed. Reg. 50184 September 21, 1998.
- [4] E. D. N. 98-153, «Revision of Part 15 of the Comission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Federal Communications Commission,» Adopted February 14,2002, Released April 22, 2002.
- [5] H. Ragad, «Etude et conception de nouvelles topologies d’antennes à résonateur diélectrique dans les bandes UHF et SHF,» Thèse de doctorat de l'université Tunis el Manar et l’Université Nantes Angers Le Mans, 2013.
- [6] S. Dash, T. Khan, B. Kanaujia, and N. Nasimuddin, «Wideband Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Operating in HEM11 Mode with Improved Gain: A Study of Superstrate and Reflector Plane,» International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2017, 2017.
- [7] J.M. Patin and S.K. Sharma, « Single Feed Aperture-Coupled Wideband Dielectric Resonator Antenna with Circular Polarization for Ku-Band Applications,» International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2012, 2012.

Conclusion générale et Perspectives

Au cours de ce mémoire de thèse, nous nous sommes dévoués à la présentation des diverses approches liées à l'étude, la conception et la caractérisation de nouvelles topologies d'antennes à base de résonateur diélectrique (RD) pour les nouveaux standards de communication sans fil. Le but est de proposer des solutions aux diverses problématiques concrètes liées à l'encombrement, aux interférences électromagnétiques et au débit de transmissions, en explorant les potentialités offertes par le développement de solutions originales et prometteuses.

Tout d'abord, l'étude de l'état de l'art nous a permis non seulement de recenser les antennes à résonateur diélectrique, mais également de présenter plusieurs notions fondamentales de base permettant de comprendre leur théorie et de s'arrêter sur les potentialités offertes par ce type d'antennes. Nous nous sommes attachés ensuite à comprendre leurs avantages par rapport aux autres familles d'antennes, telles que les antennes imprimées couramment utilisées. Une revue non exhaustive des techniques d'élargissement de la bande passante, de miniaturisation et de fonctionnement multi-bande a été également abordée dans la première partie de ce chapitre. Finalement, nous nous sommes focalisées sur les caractéristiques fondamentales des antennes à RD de forme cylindrique et rectangulaire, les formes les plus courantes, ainsi que les outils de simulation et de mesure utilisés pour la conception et le test de nos antennes.

La compacité de l'antenne ainsi que la diminution des interférences électromagnétiques fut donc l'objectif à atteindre dans le deuxième chapitre. Nous avons proposé une solution basée sur une combinaison fente-résonateur diélectrique pour réaliser une antenne filtre, ayant à la fois les caractéristiques de rayonnement et de filtrage, et offrant une efficacité de rayonnement acceptable. La structure proposée est caractérisée par un très faible encombrement. Deux prototypes ont été réalisés. Nous avons pu nous rendre compte, lors de la fabrication et des tests réalisés sur notre premier prototype, comment les câbles de mesures dégradent les caractéristiques de rayonnement mesuré et participent au rayonnement de la structure. Nous avons remédié à ceci en proposant un deuxième prototype, une antenne filtre autonome en mesure et indépendante des effets des câbles. Ces prototypes présentent l'avantage d'une conception intégrée et donc la transition classique entre le filtre et l'antenne n'est pas nécessaire. Les pertes des composants de transition ont par conséquent pu être évitées, et les caractéristiques de rayonnement obtenues ont été améliorées.

La problématique des perturbations liées aux boîtiers des compteurs intelligents, (eau, électricité...) et qui peuvent nuire au fonctionnement des antennes qui y sont embarquées, a été traitée dans le troisième chapitre. En considérant l'état de l'art, nous avons vu que l'ARDC offre la possibilité d'être excité par les modes fondamentaux $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$ et $HEM_{11\delta}$, tout en présentant des diagrammes de rayonnement différents. A travers ce constat, nous avons proposé une solution efficace basée sur les antennes à résonateur diélectrique cylindrique (ARDC), et analysé les trois modes fondamentaux. L'analyse a été menée en présentant les perturbations dues à une plaque métallique (environnement proche) pour différents scénarios abordés. Il a été montré que l'antenne excitée par le mode $HEM_{11\delta}$ présente une grande stabilité de la fréquence

face à ces perturbations, comparé aux deux autres modes. Une étude expérimentale a été menée par la réalisation et l'analyse d'un prototype. Elle a confirmé cette stabilité de fonctionnement face à une perturbation extérieure, faisant ainsi de notre antenne une très bonne candidate pour la réalisation d'antennes robustes à leurs environnements.

Dans le dernier chapitre, nous avons conçu deux nouvelles topologies d'antennes à résonateurs diélectriques pour des applications large et ultra large bande par des modifications de géométrie et de techniques d'excitations. L'excitation de plusieurs modes d'un résonateur diélectrique, à travers l'utilisation de plus d'une permittivité diélectrique, s'est avérée une approche efficace, puisque ça nous a permis d'améliorer la bande passante de l'ARD sans pour autant dégrader le diagramme de rayonnement. Cependant, cette démarche se heurte à quelques difficultés, telles que l'absence de modèles analytiques approximatifs pour estimer la fréquence de résonance, et la complexité de fabrication des antennes multi-permittivités ce qui a empêché sa réalisation. Nous avons ainsi proposé deux structures. Une première constituée d'un résonateur diélectrique en anneau cylindrique divisé en quatre éléments identiques, caractérisés par différentes permittivités diélectriques et séparés par un gap d'air. Les résultats obtenus sont encourageants, puisqu'une large bande passante avec une très bonne stabilité du diagramme de rayonnement a été obtenue. Cette antenne a servi comme élément de base pour proposer une antenne réseau agile en diagramme de rayonnement. La deuxième structure est dans la continuité de la première, pour laquelle nous avons changé la technique d'excitation ainsi que les dimensions du plan de masse. Les résultats numériques issus des différentes simulations pour cette structure prouvent que l'antenne proposée est adéquate pour des applications ultra large bande.

En perspective, et au vu des potentialités offertes par les résonateurs diélectriques, les applications à prévoir peuvent être multiples et envisagent de nombreuses études sur différents tableaux :

- ★ Sur le domaine de la télémétrie et avec l'application que nous avons présentée, il est possible d'explorer l'excitation des modes d'ordre supérieur, et proposer des formes d'antennes plus compactes.
- ★ Proposition d'une approche analytique pour les structures multi-permittivités, qui ont montré des résultats prometteurs en termes de bande passante ou de rayonnement.
- ★ Conception de nouvelles architectures d'antennes à résonateur diélectrique multi-bandes pour le standard 5G et mise en réseau MIMO agile en diagramme de rayonnement.

Liste des publications

Revues

- K. Allabouche, F. Ferrero, J-M. Ribero, L. Lizzi, M. Jorio, N. EL Idrissi « *Compact High-Q Slot Loaded Dielectric Resonator Filter/Antenna for LoRa Communications* », en cours de soumission à IET Microwaves, Antennas and Propagations.
- K. Allabouche, F. Ferrero, J-M. Ribero, L. Lizzi, M. Jorio, N. EL Idrissi « *Proximity Effect of Metallic Environments on Cylindrical Dielectric Resonator Antenna for Smart Metering Applications* », Research paper in International Journal of Microwave and Optical Technology, VOL. 12, pp. 249-258, NO. 4, JULY 2017.

Conférences avec comité de lecture

- K. Allabouche, F. Ferrero, J-M. Ribero, L. Lizzi, M. Jorio, N. EL Idrissi « *Experimental Assessment of the Robustness to Environment Variations of Cylindrical Dielectric Resonator Antennas* » The International Conference on Advanced Technologies for Communications, 18-20 Octobre, 2017, Quy Nhon, Vietnam.
- K. Allabouche, F. Ferrero, J-M. Ribero, L. Lizzi, M. Jorio, N. EL Idrissi « *Antenne filtre à fente chargé par résonateur diélectrique rectangulaire* » Assemblée générale GDR ONDES "Interférences d'Ondes", Sophia Antipolis 23-25 Octobre 2017, France.
- K. Allabouche, V. Bobrovs, F. Ferrero, L. Lizzi, J.-M. Ribero, N. EL Idrissi, M. Jorio « *Multiband rectangular dielectric resonator antenna for 5G applications* », International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), 19/04/2017, Fès, Maroc.
- K. Allabouche, F. Ferrero, J-M. Ribero, L. Lizzi, M. Jorio, N. EL Idrissi « *Antenne à Résonateur Diélectrique pour réduire l'effet du corps humain dans un dispositif IoT miniature* », Journées Nationales Microondes (JNM 2017), 16/05/2017, pp.AP-O2 - Antennes IoE, Saint Malo, France.
- K. Allabouche, F. Ferrero, J-M. Ribero, L. Lizzi, M. Jorio, N. EL Idrissi « *Use of a Dielectric Resonator Antenna to Reduce Hand Effect in a Miniature IoT Devices* », 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2017), 19-24, March 2017, Paris, France.
- K. Allabouche, F. Ferrero, M. Jorio, J-M. Ribero, N. EL Idrissi, L. Lizzi « *Bandwidth enhancement of rectangular dielectric resonator antenna for UMTS application* », International Conference on Information Technology for Organizations Development (IT4OD), 30/03/2016, Fès, Maroc.
- K. Allabouche, F. Ferrero, M. Jorio, J-M. Ribero, N. EL Idrissi, L. Lizzi, A. Slimani « *Comparative Analysis of Different Excitation Techniques for Cylindrical Dielectric Resonator Antenna* », Advances in Ubiquitous Networking (UNET 2016), Casablanca, Maroc.