الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ YAHIA FARES DE MEDEA
FACULTE DE LA TECHNOLOGIE

Département du Génie électrique



Projet de Fin d'Etudes

Présenté pour l'obtention du diplôme

Master en Génie Électrique

Spécialité : Système de Télécommunication

THEME

Modélisation et Simulation d'une Antenne à Résonateur Diélectrique

Proposé et dirigé par

Mr. ASSAD Hamza

Préparé et présenté par

Mr. Bellatreche Assaad

Mr. Senani Fayçal

Juin 2017

Remerciement

Tout d'abord, louange à « Allah » qui nous a guidé sur le droit chemin tout au long du travail et nous a inspiré les bons pas et les justes reflexes. Sans sa miséricorde, ce travail n'aura pas abouti.

Un profond respect et un remerciement particulier à notre encadreur Mr Assad hamza pour ses conseils, son encouragement et sa disponibilité dans ce projet.

Mes remerciements les plus vifs s'adressent les membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer ce travail.

J'exprime également ma gratitude à tous enseignants qui ont collaboré à ma formation depuis mon premier et deuxième cycle d'étude universitaire.

Toutes personnes ayant de près ou de loin à l'élaboration de cette étude trouve ici l'expression de notre profonde sympathie.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à

Mes très chers parents, pour leurs soutient moral et financier et d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour terminer mes études, en leur espérant une longue vie et que Dieu les gardes.

A mes frères et mes sœurs, qui me stimulent. À tous mes proches collèges, Sans exception.

*A toutes la famille *Bellatreche et Belkhiri* sans exception. A tous ceux qui sont proches de mon cœur et que je n'ai pas cité le nom.*

Mes enseignants du primaire, jusqu'à l'université.

À toute personnes qui m'ont encouragé ou aidé au long de mes études et à tous ceux



Assaad

Dédicaces

Je dédie ce mémoire à :

· Mes parents :

Ma mère, qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, reçois à travers ce travail aussi modeste soit-il, l'expression de mes sentiments et de mon éternelle gratitude.

Mon père, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie. Puisse Dieu faire en sorte que ce travail porte son fruit ; Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutient permanent venu de toi.

Mes frères et soeurs qui n'ont cessé d'être pour moi des exemples de persévérance, de courage et de générosité.

Mes amies sans exception .



Fayçal

ملخص :

تملك الهوائيات ذات عنصر تجاوب من مادة عازلة طبولوجيا بسيطة مع معامل كسب مرتفع نسبيا و ازدحام قليل، قادرة على التجاوب في نطاق ترددي عريض، لأجل ذلك أعرنا اهتماما لهذا النوع من الهوائيات وهذا لبساطة شكلها الهندسي بالإضافة لإمكانية تزويدها بالطاقة بطرق عديدة.

في هذا المشروع كان هناك دراسة عامة عن هذه الهوائيات بأشكال مختلفة (أسطواني مستطيل كروي) ، وأخيرا قدمنا محاكاة لبعض أنواع الهوائيات ذات مادة عازلة باستخدام برنامج CST وهذا لنبين استجابة كل منهم مثل مخطط الانتشار، الكسب، معامل الإنعكاس .

الكلمات المفتاحية : هوائيات، عنصر تجاوب عازل، طرق الاثارة، نطاق تردد عريض، مخطط الانتشار، برنامج CST.

Résumé :

Les Antennes à résonateurs diélectriques (ARDs) à des topologies simples, faible encombrement et à gain relativement élevé avec des fréquences de travail dans le domaine microonde. Pour cela nous nous sommes orientés vers ces antennes. Les ARDs, par leurs simples et diverses géométries, peuvent être alimentées par différentes usuelles techniques. Dans ce projet on a fait une étude générale sur ARDs avec différentes formes (cylindrique rectangulaire, sphérique). Puis une simulation de quelque structure avec le logiciel CST pour montrer la réponse de chaque une, telle que, le diagramme de rayonnement, le gain, le coefficient de réflexion.

Mots clés : Antennes, résonateur diélectrique, Modes d'excitations, large bande, diagramme de rayonnement, CST.

Abstract:

Dielectrics resonators antennas (DRAs) have simple topologies, with weak congestion and a relatively high gain with frequencies range in microwave field. For this matter, we are oriented towards dielectric resonator antenna. The DRA, by their simple and diverse geometry, can be fed by different technics.

In this project we did a general study on DRA of different forms (cylindrical, rectangular, and spherical). Finally, we have made a simulation for some structures with the CST software, to extract radiation patterns, gain, reflection coefficient.

Key words: Antenna, Dielectric Resonator, Excitation modes, wideband, radiation patterns, CST

Table des Matières

Liste des Figures ..... **IX**
Liste des tableaux ..... **XI**
Introduction générale **1**
Chapitre I: Généralités sur les Antennes Associées aux Réseaux de Télécommunications **2**
I. Introduction **2**
I.2. Les systèmes de télécommunication **2**
I.2.1. Liaison point à point 2
I.2.2. Liaison point à multipoint 3
I.2.3. Liaisons filaires ou sans fils 3
I.2.3.1. Filaires 3
I.2.3.2. Sans fil 4
I.2.4. Principe de propagation des ondes électromagnétique 4
I.2.4.1. Elaboration des équations de Maxwell : 4
I.2.5. Le spectre micro-ondes 5
I.3. Antenne pour les télécommunications **5**
I.3.1. Définition de l'antenne 5
I.3.1.1. Le rôle de l'antenne 6
I.3.2. Paramètres de l'antenne 7
I.3.2.1. Diagramme de rayonnement 7
I.3.2.2. La directivité de l'antenne 8
I.3.2.3. Gain d'une antenne 8
I.3.2.4. Impédance 8
I.3.2.5. Adaptation 9
I.3.2.6. La bande passante 9
I.3.2.7. L'angle d'ouverture 9
I.3.2.8. Polarisation 10
I.3.3. Différents types d'antennes 10
I.3.4. Antenne dipolaire et filaire 11
I.3.5. Antenne cornet 11
I.3.6. Antenne à fente 13
I.3.7. Antenne patch ou imprimée 13

I.3.7.1. Principe de fonctionnement 14
I.3.7.2. Techniques d'alimentation 14
I.3.7.3. Les applications des antennes imprimées 15
I.3.7.4. Avantages et limitation des antennes patches 15
I.4. Caractéristiques des diélectriques **16**
I.4.1. Définition d'un diélectrique 16
I.4.2. Phénomène physique dans les milieux diélectriques 17
I.4.3. Phénomène de polarisation 17
I.4.3.1. La polarisation électronique 18
I.4.3.2. La polarisation ionique 18
I.4.3.3. La polarisation dipolaire 19
I.4.3.4. La polarisation interfaciale 19
I.5. Conclusion **20**
Chapitre II: Antennes à Résonateurs Diélectriques **21**
II.1. Introduction **21**
II.2. Les Antennes à Résonateurs Diélectriques (ARD) **21**
II.3. Résonateur Diélectrique **22**
II.4.1. Résonateurs Diélectriques Rectangulaires 23
II.4.2. Résonateurs diélectriques cylindriques 25
II.4.3. Résonateurs diélectriques sphériques 26
II.5. Mode de résonance **27**
II.5.1. Cartes des champs 28
II.5.1.1. Le mode TE01δ 28
II.5.1.2. Le mode TM01δ 28
II.5.1.3. Le monde $HEM11\delta$ 29
II.5.2. Fréquences de résonance 29
II.5.2.1. Le mode TE01δ 30
II.5.2.2. Le mode TM01δ 31
II.5.2.3. Le monde $HEM11\delta$ 32
II.5.3. Le facteur de qualité 33
II.5.4. Étude comparative des différentes formes de résonateurs diélectriques 33
II.6. Les avantages des ARD **34**
II.7. Techniques de couplages **35**
II.7.1 La ligne micro ruban 36
II.7.2. La sonde coaxiale 36
II.7.3. Ligne coplanaire 37

II.7.4. Fente rectangulaire 37
II.8. Méthode numérique **40**
II.8.1. Méthode des différences finies 41
II.8.2. Méthode des intégrales finis 41
II.8.3. Méthode des éléments finies 41
II.9. Conclusion **42**
Chapitre III: Simulation : Résultats et Interprétation **43**
III.1. Introduction **43**
III.2. Logiciel de simulation **43**
III.2.1. CST 43
III.3. Simulation de quelques structures **45**
III.3.1. Choix du matériau 45
III.3.2. Structure de l'antenne rectangulaire 45
III.3.3. Résultats 46
III.4. Variation du coefficient de réflexion et le gain en fonction de la longueur de fente 48
III.4.1. Résultats 48
III.5. Interprétation des résultats **49**
III.5.1. Le coefficient de réflexion $S11$ 49
III.5.2. Le diagramme de rayonnement 49
III.5.3. Discussion 50
III.6. Structure de l'antenne cylindrique **50**
III.6.1 Résultats 51
III.6.2. Résultats 53
III.6.3. Interprétation des résultats **54**
III.6.3.1. Le coefficient de réflexion $S11$ 54
III.6.3.2. Le diagramme de rayonnement 54
III.7. Conclusion **55**
Conclusion générale **56**
BIBLIOGRAPHIE **57**

Liste des Figures

Figure I. 1: liaison point à point 3
Figure I. 2: liaison point à multipoint 3
Figure I. 3 :Rayonnement d'une antenne. 6
Figure I. 4: Diagramme de rayonnement d'une antenne direct. 7
Figure I. 5: Exemple de polarisation 10
Figure I. 6: Antenne dipolaire 11
Figure I. 7: Différents types des antennes cornets. 12
Figure I. 8: Antenne cornet. 12
Figure I. 9:Fentes sur le grand côté d'un guide rectangulaire. 13
Figure I. 10: Structure d'une antenne imprimée. 14
Figure I. 11: Distribution de charge. 14
Figure I. 12: Distribution de champ électrique 14
Figure I. 13: schéma d'un dipôle. 17
Figure I. 14: Polarisation électronique. 18
Figure I. 15: Polarisation atomique. 19
Figure I. 16: Polarisation d'orientation. 19
Figure I. 17: Polarisation de charge d'espace. 20
Figure II. 1: Antenne à résonateur diélectrique**.** 22
Figure II. 2: Différentes formes des résonateurs diélectriques. 23
Figure II. 3: Structures rectangulaires : (a) Guide d'onde diélectrique rectangulaire, (b) RDR isolé, (c)ARDR. 25
Figure II. 4: ARDs cylindriques. 26
Figure II. 5 : Cartes de champs du mode $TE_{01\delta}$**:** (a) distribution du champ magnétique, (b) distribution du champ électrique. 28
Figure II. 6: Cartes de champs du mode $TM_{01\delta}$: (a) distribution du champ magnétique, (b) distribution du champ électrique. 29
Figure II. 7: Cartes de champs du mode $HEM_{11\delta}$:(a) distribution du champ magnétique et (b) distribution du champ électrique. 29
Figure II. 8: Variation de (k_0a) en fonction, du rapport (a⁄h) dans le cas du $TE_{01\delta}$et pour différentes permittivités. 30
Figure II. 9 : Variation de (k_0 a) en fonction, du rapport (a⁄h) dans le cas du $TM_{01\delta}$et pour différentes permittivités. 31

Figure II. 10: Variation de (k_0 a) en fonction du rapport (a⁄h) pour le mode $HEM_{11\delta}$ et pour différentes valeurs de la permittivité. 32
Figure II. 11: Couplage avec une ligne micro ruban pour exciter le mode $HEM_{11\delta}$ d'un RDC. 36
Figure II. 12: Résonateur diélectrique excité par une sonde coaxiale. 37
Figure II. 13: RD excité par une ligne coplanaire. 37
Figure II. 14: RD excité par une fente coplanaire. 38
Figure III. 1. Aperçu des principales composantes de la version 2011 de CST. 44
Figure III. 2:La géométrie de l'antenne alimentée par une sonde coaxiale. 46
Figure III. 3: Paramètre S_{11} en fonction de la fréquence (GHz). 47
Figure III. 4: Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne rectangulaire. 47
Figure III. 5: Gain de l'antenne rectangulaire. 47
Figure III. 6:La géométrie de l'antenne alimentée par une sonde coaxiale. 48
Figure III. 7: Paramètre S_{11} en fonction de la fréquence (GHz). 48
Figure III. 8: Diagramme de rayonnement en 3D après la variation de la longueur de fente. 49
Figure III. 9: Gain de l'antenne après la variation de la longueur de fente 49
Figure III. 11: La géométrie de l'antenne alimentée par une ligne micro ruban.. 51
Figure III. 12:Paramètre S_{11} en fonction de la fréquence (GHz). 51
Figure III. 13: diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne cylindrique. 52
Figure III. 14:Gain de l'antenne cylindrique. 52
Figure III. 15: La géométrie de l'antenne alimentée par une sonde coaxiale. 53
Figure III. 16: Paramètre S_{11}en fonction de la fréquence (GHz). 53
Figure III. 17: Diagramme de rayonnement en 3D alimentée par une sonde coaxiale. 54
Figure III. 18 : Gain de l'antenne alimentée par une sonde coaxiale. 54

Liste des tableaux

Tableau I. 1 : les équations de maxwell. 4

Tableau I. 2 : Spectre microonde. 5

Tableau II. 1 :les valeurs du facteur de qualité pour les trois premiers modes 33

Tableau II. 2: Exemple de comparaison des modes. 34

Tableau II. 3: Avantages et inconvénients de différentes techniques d'alimentations. 39

Tableau II. 4: Comparaison des méthodes numériques 40

Introduction générale

De nos jours, les antennes sont devenues les éléments de base pour une liaison radioélectrique.

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

Les antennes à résonateur diélectriques sont des pastilles céramiques polycrystalline nues ou métallisées de forme particulière placé sur un plan de masse terminé par un substrat.

Les antennes à résonateurs diélectriques (ARD) ont reçu beaucoup d'attention en raison d'un certain nombre d'avantages et caractéristiques dont-elles bénéficient. Parmi lesquels, nous citons leur faible encombrement, leurs faibles pertes, leur facilité d'usinage et leur capacité potentielle d'excitation par l'intermédiaire de simples dispositifs de couplage. Plusieurs techniques ont été mises en œuvre dans le but d'améliorer les performances de ce type d'antennes.

L'objectif de notre projet est de faire une étude sur antennes à résonateur diélectrique. De ce fait, notre travail est réparti en trois chapitres, Le premier chapitre constitue une description générale sur les antennes (principe, types, paramètres). Le deuxième chapitre présente une vue générale sur les antennes à résonateur diélectrique et leurs caractéristiques ainsi que certaines techniques d'alimentation et le mécanisme de rayonnement aussi des méthodes numériques (méthode des moments, méthode des différences finies, méthode des éléments finis).

Enfin, Le troisième chapitre est consacré à la simulation de quelques antennes à résonateur diélectrique de type d'alimentation défirent qui ont été proposées

Généralités sur les Antennes Associées aux Réseaux de Télécommunications

I. Introduction

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique durant les dernières années grâce à la forte demande de l'industrie et des utilisateurs. En réalité, le développement des nouveaux systèmes de télécommunications nécessite des évolutions technologiques majeures au niveau des antennes. Ces dernières sont des dispositifs utilisés pour rayonner le champ électromagnétique dans l'espace ou pour le capter. Comme nous le verrons dans ce chapitre a pour objectif de présenter les différents types d'antennes qui s'appliquent dans le domaine des télécommunications. Nous allons dans un premier temps donner quelques informations généralistes sur les réseaux de télécommunication. Puis, revenir sur certaines notions fondamentales d'électromagnétisme avant de se concentrer sur les antennes. Les caractéristiques générales de l'antenne telles que le coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement, 1'angle de couverture, la directivité et le gain y sont mises en valeur également. Plusieurs exemples d'antennes de base ou avancées utilisées dans les télécommunications sont présentées dans ce chapitre.

I.2. Les systèmes de télécommunication

Un système de télécommunication est défini comme un ensemble des nœuds, permettant la capture ou le traitement de l'information dans un spectre de fréquences bien défini, reliés entre eux par des liaisons qui peuvent fonctionner en mode point à point, pour une liaison directe, ou en point à multipoint pour desservir plusieurs utilisateurs situés dans le périmètre de la transmission [2.3].

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

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

I.2.1. Liaison point à point

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

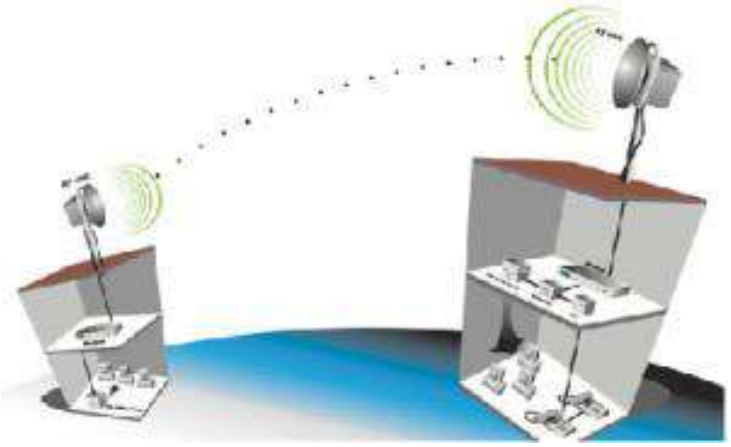


Figure I. 1: liaison point à point

I.2.2. Liaison point à multipoint

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

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

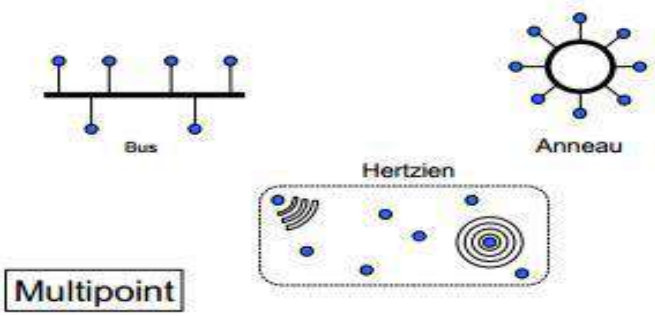


Figure I. 2: liaison point à multipoint

I.2.3. Liaisons filaires ou sans fils

I.2.3.1. Filaires

Dans les réseaux de télécommunications filaires utilisant un câble ou un fil, la liaison entre les différents nœuds du système est généralement assurée par un fil de cuivre conçu pour acheminer les fréquences équivalentes au service offert. Il est également possible d'améliorer l'efficacité ou la capacité du transfert en utilisant d'autres supports physiques comme Le câble coaxial et la fibre optique ce dernier est capable d'acheminer plusieurs milliers d'informations simultanées ou d'autres types de données.

I.2.3.2. Sans fil

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

- **Liaison infrarouge**
- **Onde radio**

La transmission par onde radio est la méthode la plus répandue en raison de sa plus large couverture géographique et son débit plus élevé. Les antennes directives sont utilisées pour établir cette liaison point à point ou point multipoint. Parmi les antennes capables de réaliser ces missions, on trouve les antennes à ouverture telle que les antennes cornets, les antennes à réflecteur, filaires ou les antennes lentilles, les antennes imprimées et les antennes à résonateur diélectrique donc Nous allons concentrer la suite de notre travail sur ces antennes.

I.2.4. Principe de propagation des ondes électromagnétique

I.2.4.1. Elaboration des équations de Maxwell :

C'est à Maxwell que l'on doit la formulation la plus complète des relations liantes entre les grandeurs électriques et magnétiques.

Les équations de Maxwell spécifient que toute variation spatiale d'un champ (électrique ou magnétique) en un point de l'espace entraîne (ou est dû à) l'existence ou la variation temporelle d'un autre champ au même point.

Analytiquement, voici les équations en quatre formules [6] :

FORME DIFFÉRENTIELLE	FORME INTÉGRALE	
Div $\vec{D} = \rho$	$\oint D.da = \iiint \rho \, dv$	(I.1)
Div $\vec{B} = 0$	$\oint B \, da = 0$	(I.2)
$\overrightarrow{rot}\vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$	$\oint E \, dl = -\iint -\frac{\partial B}{\partial t}$	(I.3)
$\overrightarrow{rot}\vec{E} = j + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$	$\oint H \, dl = \iint (j + \frac{\partial D}{\partial t}) da$	(I.4)

Tableau I. 1 : les équations de maxwell.

Ces quatre équations ne sont pas indépendantes entre elles, si celles de la première ligne sont satisfaites à tout instant, celles de la deuxième ligne le sont aussi.

Avec :

$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}$ Le vecteur induction électrique.

ε : La primitivité de milieu**.**

$\vec{B} = \mu \vec{H}$**:** Le vecteur induction magnétique.

μ : La perméabilité de milieu.

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$: Courant de déplacement.

$\vec{j} = \gamma \vec{E}$: Courant de conduction. ρ **:** Densité de charge**.** σ : Conductivité.

I.2.5. Le spectre micro-ondes

Les micro-ondes ou hyperfréquences existe plusieurs catégories de bandes de transmission. Chaque catégorie est caractérisée par sa longueur d'onde ou par l'antenne opérante utilisées dans les différents domaines de télécommunications, comme le montre le tableau (I.2) [7].

Bande	Fréquence	Application
L	1 à 2 GHZ	Communication mobile (marine, aviation, véhicules terrestres…)
S	2 à 4 GHZ	
C	4 à 8 GHZ	Service fixe.
X	8 à 12.5 GHZ	Application militaire
Ku	12.5 à 18 GHZ	Radionavigation Exploration de la terre par satellite
K	18 à 26 GHZ	
Ka	26 à 40 GHZ	
V	40 à 70 GHZ	Radioastronomie
W	75 à 111 GHZ	Recherche spatiale

Tableau I. 2 : Spectre microonde.

I.3. Antenne pour les télécommunications

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

I.3.1. Définition de l'antenne

L'une des définitions les plus justes d'une antenne est donnée dans la norme IEEE des définitions des termes pour les antennes. D'après cette norme, Une antenne est un moyen de rayonnement ou de réception des ondes radio [7]. Plus concrètement, c'est un dispositif qui

reçoit des signaux d'une ligne de transmission, les convertit en ondes électromagnétiques et les diffuse dans l'espace libre lorsque l'antenne est en mode d'émission. En mode de réception, elle capte tout simplement les ondes électromagnétiques incidentes et les reconvertit en signaux. La Figure (I.3) en fait une illustration très simple.

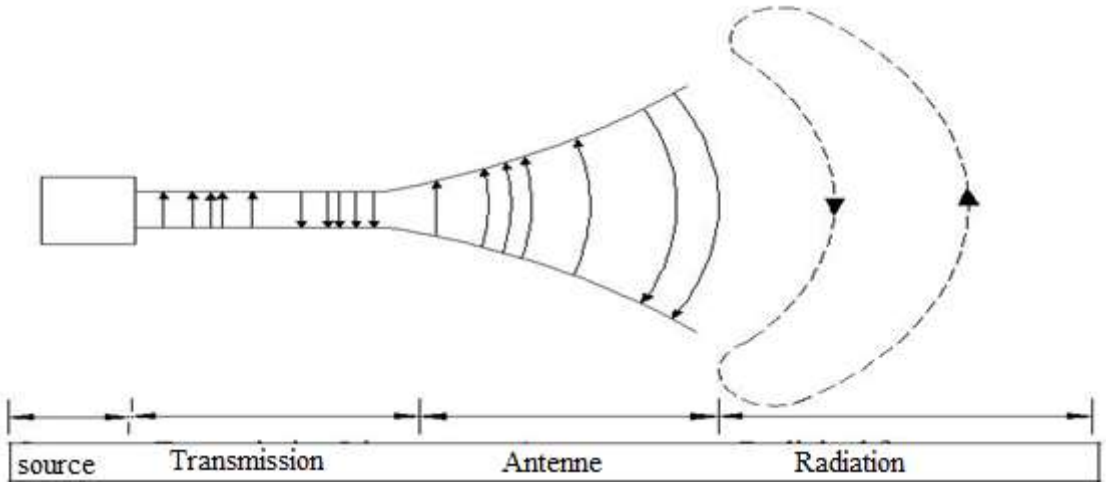


Figure I. 3 :Rayonnement d'une antenne.

L'antenne peut être utilisée (en particulier dans un système de communication) pour diriger l'énergie du rayonnement dans une direction, et de la réduire ou l'annuler dans d'autres directions selon les fréquences. Ceci dit, l'antenne n'est plus seulement un outil de transmission, mais également un dispositif de transition.

I.3.1.1. Le rôle de l'antenne

I.3.1.1.1. Antenne d'émission

Afin d'assurer la propagation dans l'air, il est nécessaire qu'un dispositif génère une onde rayonnée. Le rôle de l'antenne d'émission est de transformer la puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur en une puissance rayonnée.

I.3.1.1.2. Antenne de réception

De façon inverse, la puissance rayonnée peut être captée par une antenne de réception. Dans ce sens, l'antenne apparaît comme un capteur et un transformateur de puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée.

I.3.1.1.3. Réciprocité

Dans la plupart des cas, une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes On dit que son fonctionnement est réciproque.

Du fait de la réciprocité des antennes, il ne sera pratiquement jamais fait des interférence entre le rayonnement en émission ou en réception. Les qualités qui seront

annoncées pour une antenne dans les deux modes de fonctionnement, sans que cela soit précisé dans la plupart des cas.

I.3.2. Paramètres de l'antenne

Avant d'arriver à la performance des antennes, il pourrait être intéressant de définir au préalable les différents paramètres d'une antenne, parmi ces paramètres les plus courantes sont notamment la bande passante, le diagramme de rayonnement, la directivité, le gain et l'impédance d'entrée...etc.

I.3.2.1. Diagramme de rayonnement

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

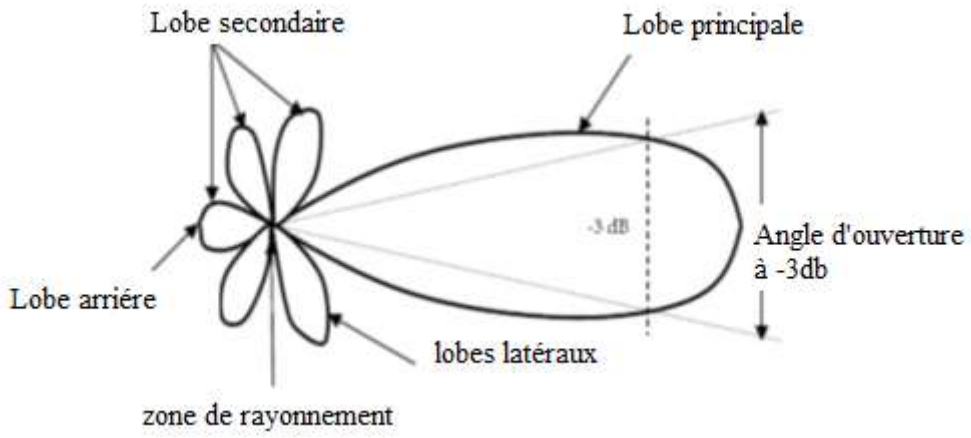


Figure I. 4: Diagramme de rayonnement d'une antenne direct.

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

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

I.3.2.2. La directivité de l'antenne

Elle indique les directions dans lesquelles la densité de puissance est meilleure ou moins bonne que celle de 1'antenne isotrope, elle est égale au rapport de la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction(θ, φ)a la puissance qui rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle pour une même puissance totale rayonnée [8].

$$D\ (\theta, \varphi) = \frac{4\pi \mathrm{P}\ (\theta,\varphi)}{\eta\ P_a} \qquad (I,5)$$

η : le rendement d'une antenne défini comme étant le rapport de la puissance totale P qu' elle rayonne à sa puissance d'alimentation P_a.

Avec cette définition, une antenne fortement directive admet une faible ouverture de rayonnement, et une antenne faiblement directive admet une large ouverture de rayonnement.

I.3.2.3. Gain d'une antenne

D'une façon générale, une antenne rayonne une puissance qui varie en fonction de la direction considérée. On appelle gain $G\ (\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ), le rapport de la puissance $P\ (\theta, \varphi)$ dans cette direction à la puissance $Po\ (\theta, \varphi)$ que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle solide avec la même puissance d'alimentation [9], il est donné par la relation.

$$G\ (\theta, \varphi) = \frac{P\ (\theta,\varphi)}{P_0(\theta,\varphi)} = \frac{4\pi\ \mathrm{P}\ (\theta,\varphi)}{P_a} \qquad (I,6)$$

Le gain s'exprime en décibel (dB). On utilise quelquefois la notation dBi pour préciser la référence au rayonnement isotrope. Si l'antenne est omnidirectionnelle et sans pertes, son gain vaut 1 ou 0 dB.

I.3.2.4. Impédance

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

$$Z_a = R_a + \mathrm{j}X_a \qquad (I,7)$$

La partie réelle est constituée de la résistance de rayonnement R_r et de la résistance de pertes R_l ,*et* dont l'expression est donnée par la relation (I.4). L'énergie dissipée par R_r correspond à

l'énergie rayonnée par l'antenne. L'énergie dissipée par R_l correspond aux pertes de conduction, aux pertes diélectriques et aux pertes d'onde de surface de l'antenne.

$$R_a = R_r + R_l \qquad (I,8)$$

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

$$Z_g = R_g + jX_g \qquad (I,9)$$

Dans la plupart des cas on a :R_g= 50Ω et X_g=0Ω.

I.3.2.5. Adaptation

L'adaptation est un procédé qui permet à l'antenne, en émission par exemple, d'accepter le maximum de la puissance fournie par le générateur. Elle est caractérisée généralement par le paramètre S_{11} qui est le rapport entre l'onde incidente (P_{inc}) appliquée à l'entrée de l'antenne et l'onde réfléchie (P_{ref}) vers la source. Il s'exprime en fonction de l'impédance de sortie du générateur et l'impédance d'entrée de l'antenne. Ce paramètre est jugé satisfaisant généralement à partir d'une valeur seuil de 0.1 en linéaire ou de -10 dB. Les expressions $(I,10)$ et $(I,11)$ expriment la valeur de S_{11} en linéaire et en dB [9].

$$|\boldsymbol{S_{11}}|^2 = \frac{p_{ref}}{P_{inc}} \qquad (I,10)$$

$$S_{11}(\text{dB}) = 10\log\frac{P_{ref}}{P_{inc}} \qquad (I,11)$$

I.3.2.6. La bande passante

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

I.3.2.7. L'angle d'ouverture

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

I.3.2.8. Polarisation

La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est indiquée par la direction du champ électrique $\vec{E}$. Lorsque la direction du champ électrique reste constante dans le temps, on parle de polarisation rectiligne. Sinon, l'on pourra représenter plusieurs positions successives de $\vec{E}$, et l'extrémité du vecteur représentatif décrit un cercle ou une ellipse. Dans ce cas, le champ rayonné sera donc à polarisation circulaire ou elliptique.

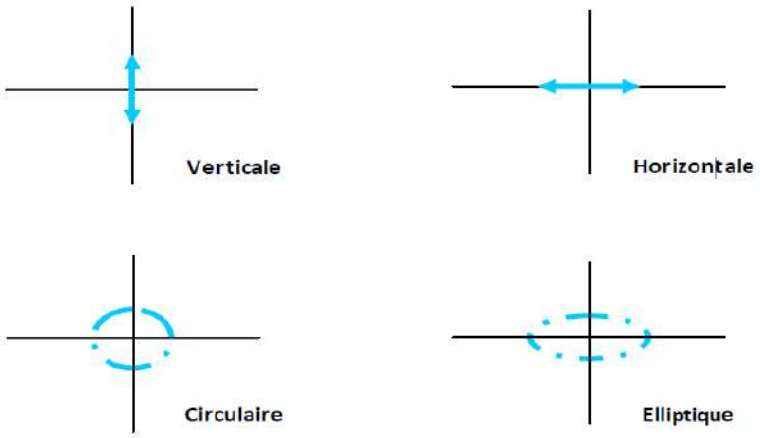


Figure I. 5: Exemple de polarisation

I.3.3. Différents types d'antennes

Les antennes sont réparties en plusieurs catégories selon la géométrie, le gain, la forme du faisceau, et la bande passante. Ainsi, on peut les classer comme suit [10] :

A. Selon la forme géométrique :

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

B. Selon le gain :

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

C. Selon la forme du faisceau :

- Omnidirectionnelle : dipôle.
- Faisceau étroit : antenne réseau.
- Faisceau large : planaire.

D. Selon la largeur de bande :

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

I.3.4. Antenne dipolaire et filaire

L'antenne dipolaire est constituée de deux tiges cylindriques de diamètre fin ($d < \lambda/100$), très courtes et reliées chacune à deux fils parallèles et très proches constituant une ligne bifilaire (Figure I.6). En émission, cette ligne est reliée à un générateur alternatif, caractérisé par sa fréquence et son impédance interne. À la réception, la ligne bifilaire est branchée sur un récepteur [10].

Dans la ligne bifilaire, les courants sont de sens contraire, alors que dans le dipôle les courants sont dans le même sens. L'influence de ces deux courants s'annule dans la ligne bifilaire. Ce sont les courants variables, de même sens, qui rayonnent et créent l'onde électromagnétique dans l'espace. Étant donnée la symétrie du dipôle, le rayonnement s'effectue autour de l'axe, matérialisé par le fil. Il est isotrope dans un plan perpendiculaire à cet axe. Le rayonnement est nul dans la direction du fil. On ne peut donc pas parler d'un rayonnement isotrope [10].

D'autres antennes de même type sont obtenues avec des tiges rayonnantes plus longues.

Ces antennes de type filaires ont de nombreuses applications sur les bandes VHF et UHF comme récepteurs radio, talkie-walkie, etc...



Figure I. 6: Antenne dipolaire

I.3.5. Antenne cornet

Ce sont des antennes de forme cylindrique, conique ou pyramidale utilisées comme des antennes sources pour éclairer un réflecteur parabolique [11].

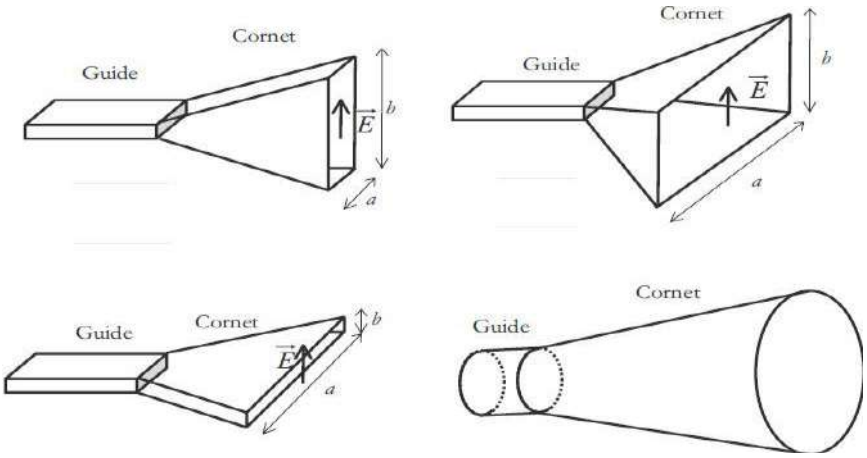


Figure I. 7: Différents types des antennes cornets.

Pour rayonner dans l'espace libre, une onde électromagnétique est guidée par un guide d'onde rectangulaire. Il faut que l'extrémité de ce dernier soit ouverte afin de permettre la propagation des ondes. Le problème posé est comme suit : une fraction de 1'énergie transmise est rayonnée tandis que la majeure partie est réfléchie à l'ouverture du guide. Ce phénomène est dû à la rupture d'impédance d'onde du guide et de l'espace libre qui conduit à la réflexion de la quasi-totalité de l'énergie incidente.

Pour remédier à ce problème, il faut prévoir une zone transitoire entre le guide et 1'espace tout en augmentant les dimensions du premier, Cette méthode permet le rapprochement des impédances des deux milieux où la propagation se fait naturellement comme indiqué sur la Figure (I.8) [11].

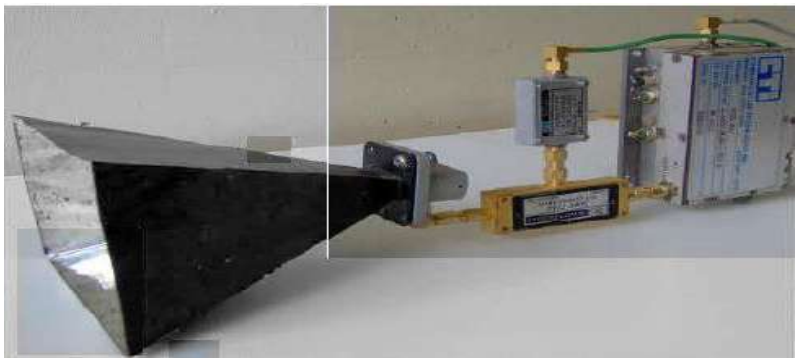


Figure I. 8: Antenne cornet.

Les antennes cornets sont très utilisées dans le domaine des micro-ondes et plus précisément dans les installations (setups) des mesures. Les cornets présentent les avantages suivants :

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

Cependant, ces antennes présentent certains inconvénients qui se manifestent principalement dans leur encombrement dû au manque d'espace et leur poids. Cet encombrement est surtout observé dans les appareils de communication tels que les téléphones cellulaires [11].

I.3.6. Antenne à fente

Une antenne à fentes est constituée d'un assemblage de guides d'ondes souvent rectangulaire, sur lesquels sont taillées des fentes régulièrement espacées, soit sur le grand côté, soit sur le petit côté, ayant d'excellentes performances quant aux pertes et au niveau de rayonnement diffus dû aux erreurs de fabrication. La figure (I.9) en donne une représentation de l'antenne à fentes où les flèches représentent le sens de la polarisation (ou vecteur champ électrique). Cependant, il y a des avantages significatifs à l'antenne à fentes à la fois dans la fabrication et les performances des applications telles que les systèmes radar [12].

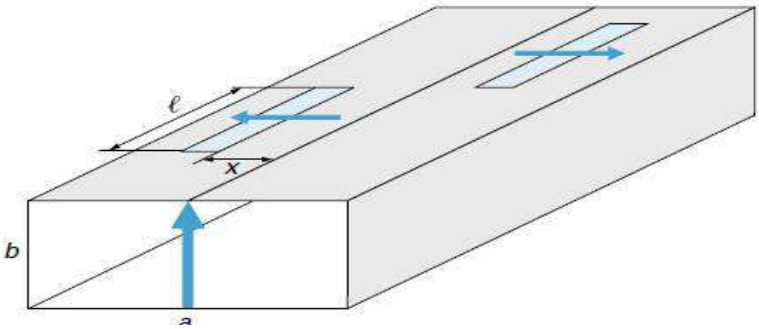


Figure I. 9:Fentes sur le grand côté d'un guide rectangulaire.

I.3.7.Antenne patch ou imprimée

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

La surface contient un élément rayonnant de géométrie quelconque (rectangle, cercle, carré) Il existe plusieurs mécanismes d'excitations qui permettent d'avoir des diagrammes de rayonnements en polarisations linéaires ou circulaires.

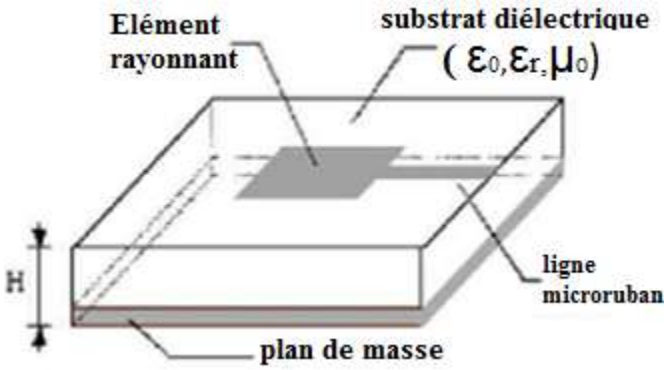


Figure I. 10: Structure d'une antenne imprimée.

Les substrats diélectriques ont généralement une faible permittivité ($\varepsilon_r \leq 3$) pour faciliter et favoriser le rayonnement, tout en évitant le confinement des champs dans la cavité comprise entre l'élément imprimé et le plan de masse [11].

I.3.7.1. Principe de fonctionnement

L'onde électromagnétique qui naît de 1'excitation de la ligne d'alimentation se propage tout au long pour rencontrer l'élément rayonnant qui est en général plus large que la ligne. On a alors une distribution de charges qui s'établit au-dessus et en dessous de l 'élément, entre le plan de masse et le substrat (voir Figure I.11).

Le cas représenté sur cette figure correspond au mode fondamental de 1'antenne. Ces distributions, associées aux densités des courants engendrent une distribution des champs électriques représentés à la Figure (I.12) dans le mode fondamental [13].

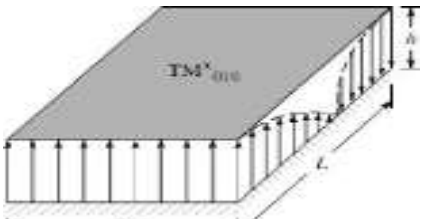


Figure I. 12: Distribution de champ électrique

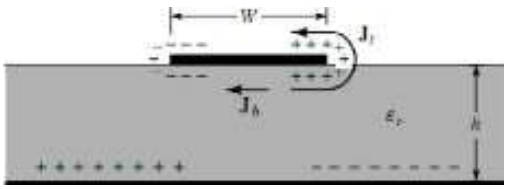


Figure I. 11: Distribution de charge.

I.3.7.2. Techniques d'alimentation

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

- Alimentation par contact :
  - Alimentation par une ligne micro ruban.
  - Alimentation coaxiale directe.

- Alimentation par proximité :
  - Alimentation par couplage électromagnétique.
  - Alimentation par couplage à ouverture (fente) dans le plan de masse.

La ligne micro ruban et le couplage par ouverture dans le plan de masse sont les techniques les plus utilisées.

I.3.7.3. Les applications des antennes imprimées

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

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

I.3.7.4. Avantages et limitation des antennes patches

Les antennes patches présentent de nombreux avantages et leurs utilisations couvrent un large domaine de fréquences allant de l00 MHz à 100 GHz, Parmi ces avantages [13] :

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

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

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

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

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

I.3.8. Les antennes à résonateurs diélectriques

La découverte en 1983 qu'un objet diélectrique non métallisé placé dans un environnement ouvert pouvait rayonner a dégagé la perspective d'un nouveau type d'antennes : les antennes à résonateurs diélectriques. Ce nouveau type d'antennes composé principalement de résonateurs de formes variées constitue une alternative intéressante aux antennes imprimés qui offrent une bande passante limitée et présentent des pertes dans le domaine des microondes [14].

I.4. Caractéristiques des diélectriques

I.4.1. Définition d'un diélectrique

Un matériau est diélectrique s'il ne contient pas de charges électriques susceptibles de se déplacer de façon macroscopique. Autrement dit, c'est un milieu qui ne peut pas conduire le courant électrique. A ce titre, on l'appelle parfois isolant électrique. On compte parmi ces milieux le verre et de nombreux plastiques. Par exemple, les câbles électriques sont souvent protégés d'un revêtement en plastique pour éviter que le courant électrique ne puisse en sortir. Malgré l'impossibilité des milieux diélectriques de conduire le courant, ils présentent de nombreuses caractéristiques électriques. En effet les atomes qui constituent le matériau peuvent présenter des dipôles électrostatiques qui sont susceptibles d'interagir avec un champ

électrique. Cette interaction se traduit par la création d'une polarisation reliée à ce champ électrique, par la susceptibilité électrique.

$$\vec{p} = \chi \vec{E}$$

Avec χ :est la susceptibilité électrique, c'est une grandeur caractérisant la polarisation créée par un champ électrique.

$\vec{p}$: est la polarisation du diélectrique.

$\vec{E}$: est le champ électrique.

I.4.2. Phénomène physique dans les milieux diélectriques

Les électrons présents dans un milieu diélectrique ne peuvent pas, par définition, se déplacer sur de grandes distances. Ils peuvent par contre présenter des mouvements d'amplitude négligeable à notre échelle, mais peuvent être à l'origine de nombreux phénomènes. Ces mouvements sont souvent des mouvements d'oscillation autour du noyau : le nuage électronique peut être déformé et ainsi crée un dipôle électrostatique. Il en va de même pour le déplacement global des atomes au sein du matériau (ils créent également des dipôles).

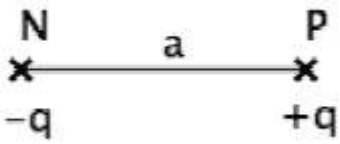


Figure I. 13: schéma d'un dipôle.

Un dipôle électrostatique se définit par un ensemble de 2 points P et N de charge respective +q et −q distant de a.

I.4.3. Phénomène de polarisation

Les pertes diélectriques sont dues aux mouvements des porteurs de charges. L'effet de ces mouvements est appelé polarisation induite. L'effet de la polarisation diélectrique avait été découvert par Michael Faraday en 1837 [14].

On distingue plusieurs types de polarisation électronique (optique), ionique (atomique), dipolaire, interfaciale (ou du type Maxwell-Wagner et Sillars) (Figure I.14) ; celles-ci peuvent coexister ou apparaître séparément. Aussi, tous ces types de polarisation peuvent être classé en deux groupes selon leurs caractères : la polarisation de résonance, et la polarisation de relaxation.

La polarisation totale est la somme des différents types de polarisation [15].

I.4.3.1. La polarisation électronique

La polarisation électronique est présente dans tous les diélectriques, sans exception. Elle résulte des déplacements des orbites électroniques externes par rapport au noyau de l'atome. La polarisation électronique s'établit en quelques 10^{-15}sec [16], elle est donc indépendante de la fréquence jusqu'à l'ultraviolet. La déformation de l'orbite qui l'accompagne est élastique, c'est-à-dire que le travail nécessaire à son apparition n'est pas converti en chaleur mais stocké dans le champ électrique. La polarisation élastique électronique ainsi que les dipôles induits disparaissent quand le champ est supprimé (Figure I.14).

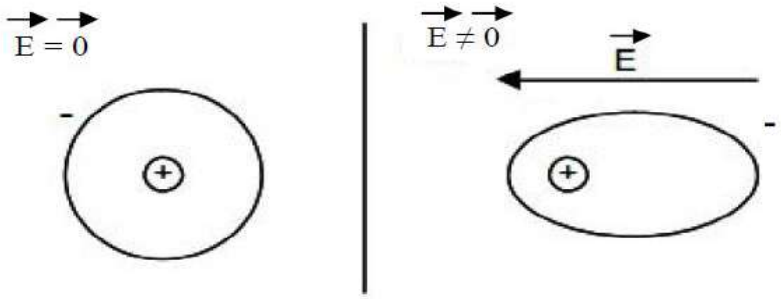


Figure I. 14: Polarisation électronique.

I.4.3.2. La polarisation ionique

La polarisation ionique (ou atomique) résulte du déplacement des atomes liés par des liaisons ioniques. Dans le cas des liaisons ioniques, les électrons de valence parcourent les orbites partagées avec d'autres atomes. On rencontre les liaisons ioniques dans la plupart des diélectriques solides non organiques avec une structure cristalline (cristaux ioniques). Vu l'inertie des ions relativement lourds, ce type de polarisation s'établit en environ 10^{-13}sec ($10^{-14} \leq \tau \leq 10^{-12}$), donc plus lentement que la polarisation électronique, est dépend de la charge de l'ion et des forces de liaisons ionique mutuelles. La polarisation ionique, de même que la polarisation électronique, créent des dipôles induits ; elle ne provoque pas de pertes d'énergie et disparaît avec la suppression du champ appliqué (Figure I.15). C'est donc une polarisation élastique ; elle existe jusqu'aux fréquences correspondant à l'infrarouge ; elle propre à la plupart des matériaux céramiques.

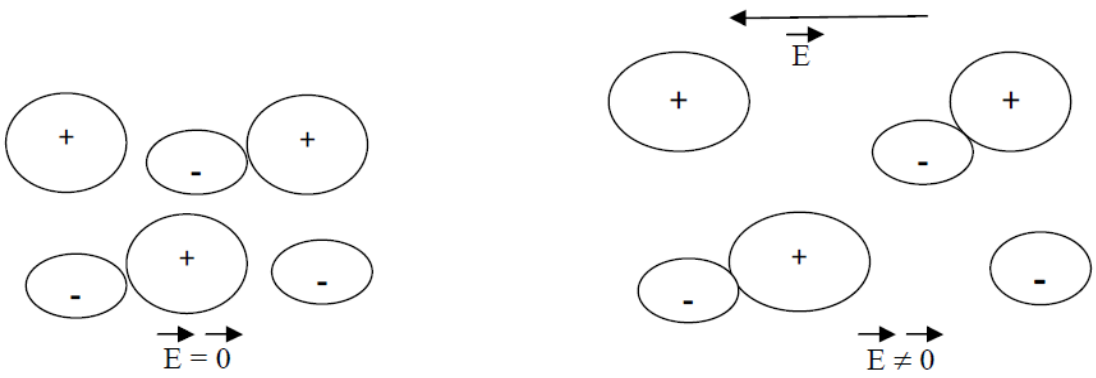


Figure I. 15: Polarisation atomique.

I.4.3.3. La polarisation dipolaire

La polarisation dipolaire (ou d'orientation) consiste en l'orientation, sous l'action du champ électrique, des molécules polaires, c'est-à-dire celle qui possèdent un moment dipolaire permanent ; la structure de ces molécules est asymétrique : le centre de gravité résultant de toutes les charges négatives d'une telle molécule ne coïncide pas avec celui de toutes ces charges positives, la molécule est un dipôle électrique.

Donc, Un corps isolant possède des dipôles électriques dont le moment à pour expression :

$$\vec{\mu} = q \ \vec{d}$$

Telle que ; q : charge ponctuelle, d : distance séparant les deux charges.



Figure I. 16: Polarisation d'orientation.

L'application d'un champ électrique tend à aligner ces dipôles dans la direction du champ [17].

I.4.3.4. La polarisation interfaciale

La polarisation interfaciale (ou de type de Maxwell-Wagner). Elle s'observe dans les matériaux qui présentent de nombreux porteurs de charges libres intrinsèques, que ce soient des

ions ou des électrons. Elle intervient surtout lorsqu'il existe des interfaces entre deux solides de conductivité et de permittivité différentes.

Le déplacement de ces charges entraîne la création d'une barrière qui tente à s'opposer à la pénétration du champ électrique dans le solide. Les temps de vie de ce type de polarisation rentrent dans le même domaine d'existence que celui associé à la polarisation d'orientation. Il peut durer de la micro seconde à des durées bien plus importantes. Un cas particulier de ce type de polarisation est illustré par la polarisation interfaciale de Maxwell- Wagner et Sillars. Elle est caractérisée par des systèmes à structure hétérogène.

Elle peut correspondre à l'accumulation de charges au niveau de la séparation des différents constituants du diélectrique, comme aux joints de grains (Figure I.17).

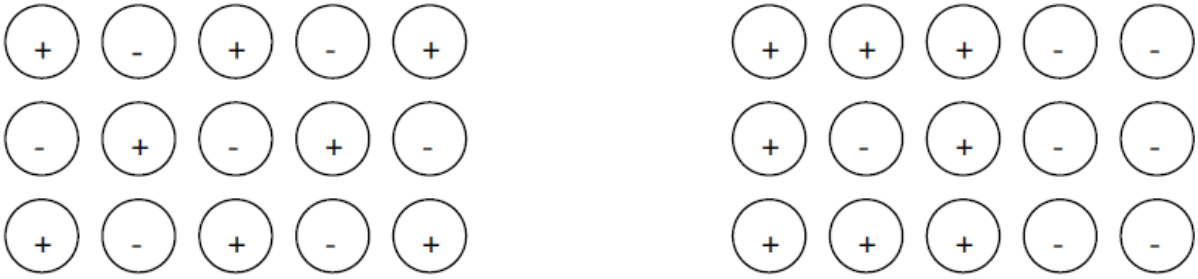


Figure I. 17: Polarisation de charge d'espace.

I.5. Conclusion

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

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

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

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

Antennes à Résonateurs Diélectriques

II.1. Introduction

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

Les résonateurs diélectriques sont des pastilles céramiques polycrystalline nues ou métallisées. Il existe cependant certaines applications où les caractéristiques des résonateurs diélectriques sont indispensables et n'ont pas encore trouvé de remplaçant [18]. De nos jours, les résonateurs diélectriques prennent place dans différents systèmes, aussi bien passifs, qu'actifs, comme par exemple, les oscillateurs, les dispositifs de filtrage et les antennes [19].

Dans ce chapitre on introduit les mécanismes et les modes de fonctionnement des résonateurs diélectriques pour ces différentes formes afin de justifier notre choix sur la géométrie du RD.

II.2. Les Antennes à Résonateurs Diélectriques (ARD)

Le domaine des télécommunications a connu une évolution vertigineuse au cours des dix dernières années. Cependant, un certain nombre de défis majeurs restent à relever : la conception, la modélisation, la caractérisation de nouveaux composants actifs et passifs pour micro-ondes et ondes millimétriques, l'adaptation et l'intégration de ces circuits dans les systèmes de télécommunication, ainsi, il faut chercher des composantes qui ont un faible poids, un coût réduit et une efficacité élevée.

De nos jours, de nouvelles solutions sont proposées, parmi lesquelles il y a les antennes à résonateurs diélectriques.

Ce nouveau type d'antennes composé principalement de résonateurs de formes variées constitue une alternative intéressante aux antennes imprimés qui offrent une bande passante limitée et présentent des pertes dans le domaine des microondes.

L'antenne à résonateur diélectrique présentée dans la Figure (II.1) est constituée d'un résonateur diélectrique (généralement de forme cylindrique ou en anneau) reporté sur un support, qui tient lieu de plan de masse, auquel est associé un dispositif d'alimentation qui assure l'excitation du résonateur. Ce dernier est dépourvu de partie métallique ce qui limite d'autant les pertes ohmiques. On remarque sur la Figure (II.1), que l'excitation a été ici réalisée par couplage d'une ligne micro ruban à travers une fente rectangulaire découpée dans le plan de masse [20].

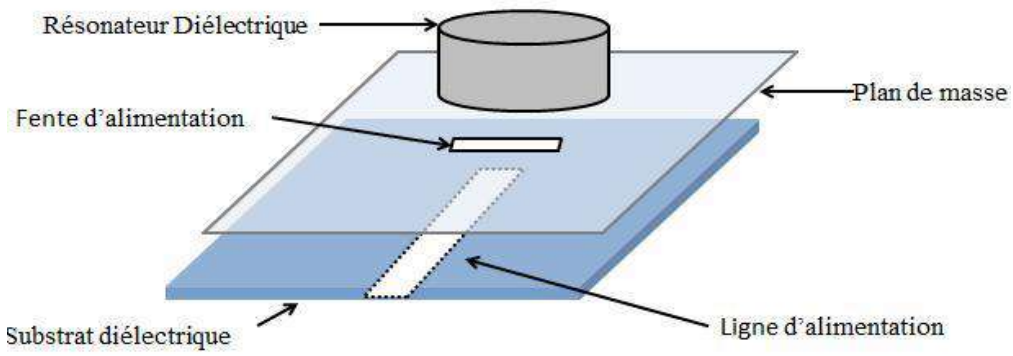


Figure II. 1: Antenne à résonateur diélectrique**.**

II.3. Résonateur Diélectrique

Le terme résonateur diélectrique est apparu en 1939 lorsque Richtmyer a montré que des objets diélectriques non métallisés pouvaient fonctionner en tant qu'éléments résonants aux hyperfréquences [4-5]. Plus tard, en 1953, Schlike a rapporté l'existence de matériaux de permittivité ε_r supérieure à 100 [6]. 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 corps diélectrique [21], cette découverte a permis le développement de nouveaux dispositifs à base de matériaux diélectriques qui présentent de nombreux avantages par rapport aux cavités et aux guides d'ondes, comme par exemple un plus faible encombrement ou une plus grande stabilité thermique.

Ces diélectriques sont insérés ou non dans des cavités métalliques. Plus la permittivité du matériau diélectrique est élevée, plus les champs électromagnétiques sont confinés à l'intérieur du matériau. Il apparaît une variété importante de résonateurs diélectriques et de nombreuses applications sont mises en œuvre à l'aide de ces structures. Les plus classiques sont des dispositifs de filtrage, des oscillateurs et des antennes [22].

II.4. Les formes des Résonateurs Diélectriques

Le choix de la forme, des dimensions et de la permittivité peut donner un diagramme de rayonnement bien déterminé. On distingue plusieurs formes de résonateurs diélectriques comme le montre la Figure II.2.

Les formes cylindriques sont les premières à être utilisées car elles étaient déjà utilisées dans les circuits micro-ondes. La forme rectangulaire [23] est l'une des formes les plus populaires pour les raisons suivantes : elle est simple à réaliser, facilement modélisée par des formules approximées et résistante à la dégénération de modes. On peut citer aussi la forme hémisphérique [24], un

résonateur diélectrique (RD) hémisphérique sur un plan de masse peut être analysé comme une sphère électrique par la théorie des images. Beaucoup de formes sont analysées afin de produire des antennes à polarisation circulaire. Il s'agit des RD de forme elliptique et d'anneau cylindrique. Des nouvelles configurations coniques et triangulaires ont été introduite récemment, des RDs de forme tétraédrique viennent d'être étudiés afin d'augmenter la largeur de la bande [25].



Figure II. 2: Différentes formes des résonateurs diélectriques.

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

II.4.1. Résonateurs Diélectriques Rectangulaires

La forme rectangulaire du Résonateur Diélectrique (RD) offre des avantages pratiques supplémentaires par rapport aux autres formes géométriques. En effet, elle possède (Figure II.3) deux paramètres indépendants (w/h et w/a), ce qui lui permet d'une part, d'avoir deux degrés de liberté pour déterminer une fréquence de résonance spécifique à une valeur de permittivité diélectrique donnée. D'autre part, une bonne sélection des dimensions du résonateur, permet d'éviter le problème de la dégénérescence de modes et donc une élévation de la polarisation croisée en application antennaire. L'existence de cette dernière dégradera le gain de l'antenne et altèrera

le diagramme de rayonnement [24]. Enfin l'antenne à résonateur diélectrique rectangulaire offre une meilleure flexibilité dans l'optimisation de la bande de fréquence souhaitée.

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

Le modèle du guide d'onde diélectrique a été proposé par Marcatili en 1969 afin de déterminer la longueur d'onde dans les guides d'onde diélectriques présentant des sections transversales rectangulaires [26]. Une illustration est donnée dans la Figure II.3(a), où w et h désignent respectivement la largeur et la hauteur du guide. Tous les modes se propagent le long de la direction l'axe z du guide. Leurs champs varient sinusoïdalement à l'intérieur du guide diélectrique et décroissent exponentiellement à l'extérieur. En tronquant le guide perpendiculairement à l'axe z on obtient, comme le montre la Figure II.3(b), un Résonateur Diélectrique Rectangulaire (RDR) isolé de largeur w, de hauteur h et de longueur a. Ce dernier est équivalent, par application de la théorie des images, à un résonateur rectangulaire de hauteur h/2 placé sur un plan conducteur (Figure II.3(c)) et constitue notre cas d'étude d'Antenne à Résonateur Diélectrique Rectangulaire (ARDR).

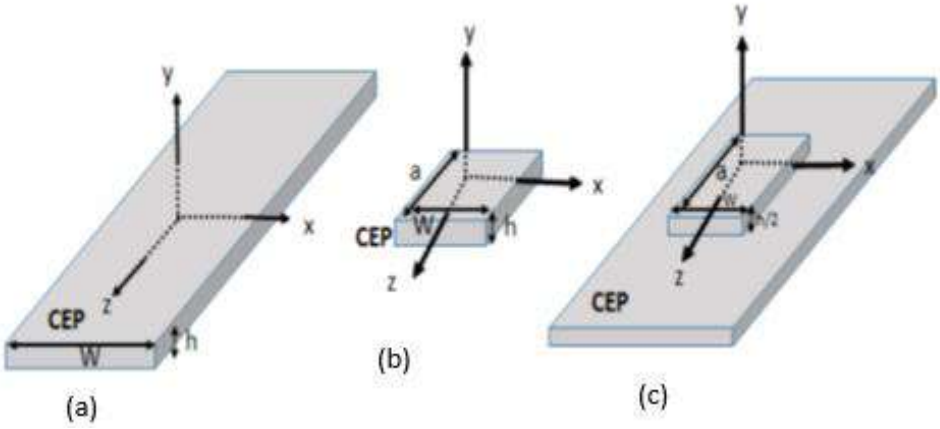


Figure II. 3: Structures rectangulaires : (a) Guide d'onde diélectrique rectangulaire, (b) RDR isolé, (c)ARDR.

L'analyse des ARDR peut être faite en considérant la classification générale des modes proposée par Van Bladel pour de formes arbitraires de RD [27]. Selon Van Bladel, les modes d'un résonateur diélectrique de haute permittivité peuvent être des modes confinés ou non confinés. Pour les deux types de modes, la composante du champ électrique, normale à l'interface diélectrique/air, doit s'annuler ce qui se traduit par la condition aux limites suivante :

$$\vec{n}.\vec{E} = 0 \qquad (II,1)$$

Avec $\vec{E}$ le vecteur champ électrique et $\vec{n}$ la normale à la surface de séparation RD/air. Cette est l'une des deux conditions aux limites qui doit être satisfaite. La seconde condition est donnée par la relation $(II,2)$ ci-dessous :

$$\vec{n} \wedge \vec{H} = \vec{0} \qquad (II,2)$$

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

Vue la nature de la matière constituante du RD, la condition $(II,2)$ peut ne pas être vérifiée. De ce fait, par modes confinés nous considérons tous les modes satisfont à la fois les deux conditions aux limites ($(II,1)$ et $(II,2)$). Ils ne peuvent donc être supportés que par des formes diélectriques à symétrie de révolution telles que la sphère et le cylindre. Par contre, les modes non confinés satisfont uniquement l'équation $(II,1)$ et ils peuvent être supportés par n'importe quelle forme arbitraire du résonateur diélectrique. Par conséquent, et comme le RDR ne présente pas de symétrie de révolution, il ne peut donc supporter que les modes non confinés.

II.4.2. Résonateurs diélectriques cylindriques

Le résonateur diélectrique cylindrique est connu par sa facilité de fabrication [28]. En plus, grâce à la symétrie de sa rotation, son étude est simplifiée. Toute fois, on ne peut pas choisir les

valeurs du rayon et la hauteur du CDR arbitrairement car la fréquence de résonnance ainsi que le diagramme de rayonnement dépendent uniquement de ces deux valeurs.

On distingue trois modes raisonnants possibles : mode TE (TE_z), mode TM (TM_z) et mode hybride. Les champs des modes TE et TM sont asymétriques et ils ne varient pas dans le plan. Par contre, les champs des modes hybrides dépendent de la direction azimutale. Ces modes hybrides sont divisés en deux groupes : HE et EH (Hybride Électromagnétique). Pour les modes HE, la composante H_z est plus petite que la composante E_z et vice versa pour les modes EH. La figure II.4 illustre un résonateur diélectrique de forme cylindrique [28].

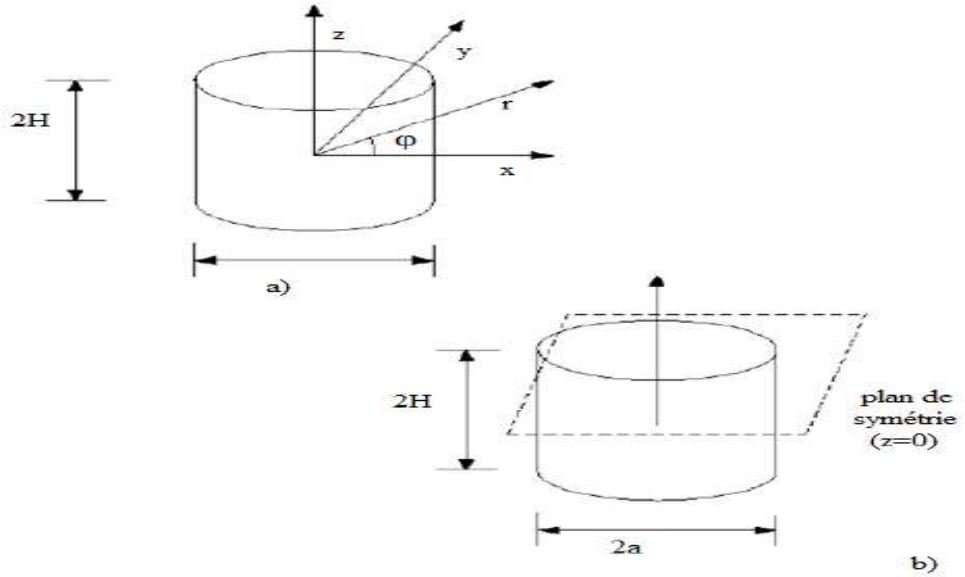


Figure II. 4: ARDs cylindriques.

II.4.3. Résonateurs diélectriques sphériques

Les résonateurs de formes sphériques présentent un intérêt spécial parce que leur forme, est la seule forme pour laquelle une solution analytique est possible [29].

Les DR sphériques peuvent supporter des modes TE_{nmr} et TM_{nmr}. Les indices n, rn, r indiquent l'ordre de variation des champs dans les directions radiale, d'élévation et azimutale. Le calcul de la fréquence de résonance et du facteur de qualité Q des DRs sphériques nécessite la résolution d'équations transcendantales qui utilisent les fonctions de Bessel et d'Hankel. Les champs à l'extérieur du résonateur sont de type radiatif et la fréquence de résonance est complexe [29].

II.5. Mode de résonance

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

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

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

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

- m (m = 0, 1, 2…) représente le nombre de variations azimutales du champ (selon θ).
- n (n = 0, 1, 2…) représente le nombre de variations radiales du champ (selon r).
- P (l = 0, 1, 2…) représente le nombre de variations longitudinales du champ (selon z) [29].

Le nombre de variation longitudinale étant rarement définissable par un entier, de faite que les parois du résonateur ne constituent pas des surfaces réfléchissantes parfaites, et donc un réel δ (tel que $0 < \delta < 1$) doit être ajouté en plus. Par conséquent, le troisième indice dépend de la somme $(p + \delta)$. Les modes sont ainsi nommés $TE_{mnp+\delta}$, $TM_{mnp+\delta}$ et $HEM_{mnp+\delta}$.On remarque que le mode TE et TM ne présentent pas de dépendance azimutale, le premier indice m est nul. Pour les modes transverses électriques, la composante $E_z$est nulle etpour les modes transverses magnétiques, c'est la composante $H_z$qui est nulle. En ce qui concerne les modes hybrides, les six composantes de champs sont non nulles. Les trois modes les plus employés pour les applications en rayonnement sont [30] : le mode $TE_{01\delta}$ est lefondamental des modes TE, le mode $TM_{01\delta}$ est le fondamental des modes TM et le $HEM_{11\delta}$ le fondamental des modes hybrides.

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

II.5.1. Cartes des champs

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

II.5.1.1. Le mode $TE_{01\delta}$

La Figure II.5 représente la répartition des champs électrique et magnétique du mode$TE_{01\delta}$ dans le plan équatorial du Résonateur Diélectrique (RD).

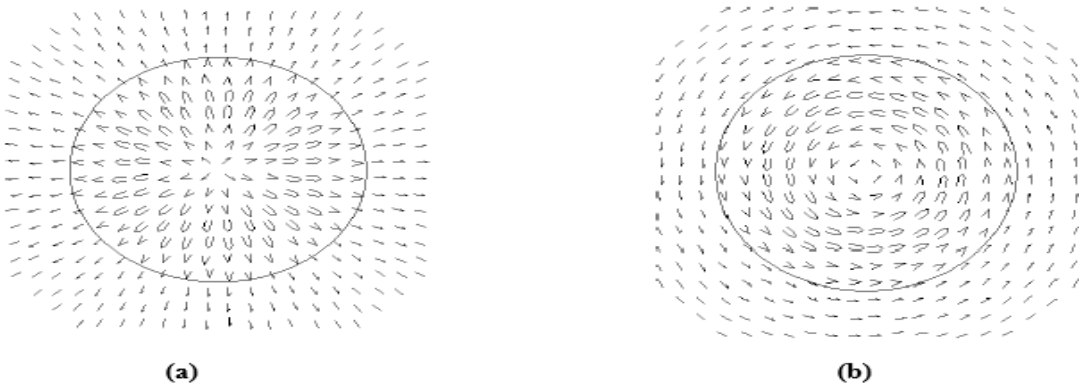


Figure II. 5 : Cartes de champs du mode $TE_{01\delta}$**:** (a) distribution du champ magnétique, (b) distribution du champ électrique.

L'observation de ces deux cartographies montre que le mode $TE_{01\delta}$ à trois composantes non nulles (H_z, H_r et E_θ)et que les lignes du champ magnétique sont contenues dans le plan méridien du RD (Figure II.5 (a))., alors que celles du champ électrique constituent des cercles concentriques autour de l'axe des z (Figure II.5 (b)). Le champ électrique est confiné majoritairement à l'intérieur du RD ce qui n'est pas le cas pour le champ magnétique [30].

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

II.5.1.2. Le mode $TM_{01\delta}$

Pour le mode $TM_{01\delta}$, dont les cartes des champs sont illustrées dans la Figure II.6 , on observe, contrairement au mode $TE_{01\delta}$, que ce sont les lignes du champ électrique qui sontcontenues dans le plan méridien du RD (Figure II.6(b)) et que celles du champ magnétique constituent des cercles concentriques autour de l'axe des z (Figure II.6 (a)). Ce mode est constitué de trois composantes de champs non nulles (E_z, E_r et H_θ)et caractérisé par une concentration

élevée de l'énergie magnétique à l'intérieur du RD. Il peut donc être assimilé à un dipôle électrique vertical.

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

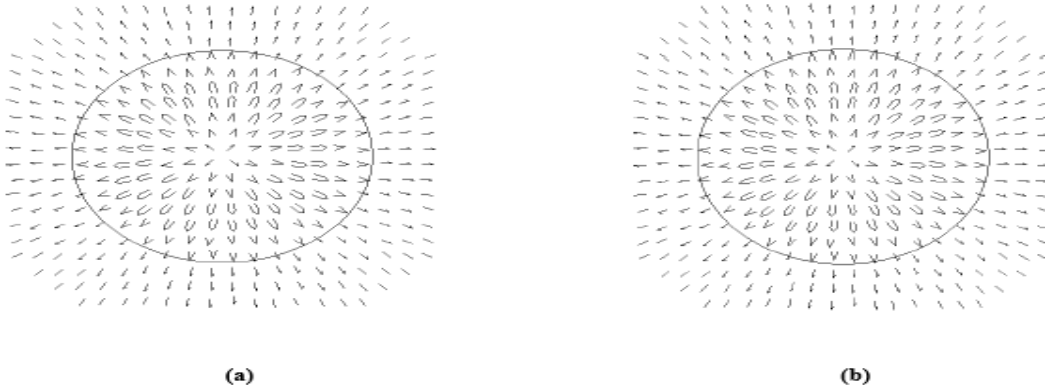


Figure II. 6: Cartes de champs du mode $TM_{01\delta}$: (a) distribution du champ magnétique, (b) distribution du champ électrique.

II.5.1.3.Le monde $HEM_{11\delta}$

Les cartes de champs pour le mode hybride $HEM_{11\delta}$ sont montées sur la Figure II.7

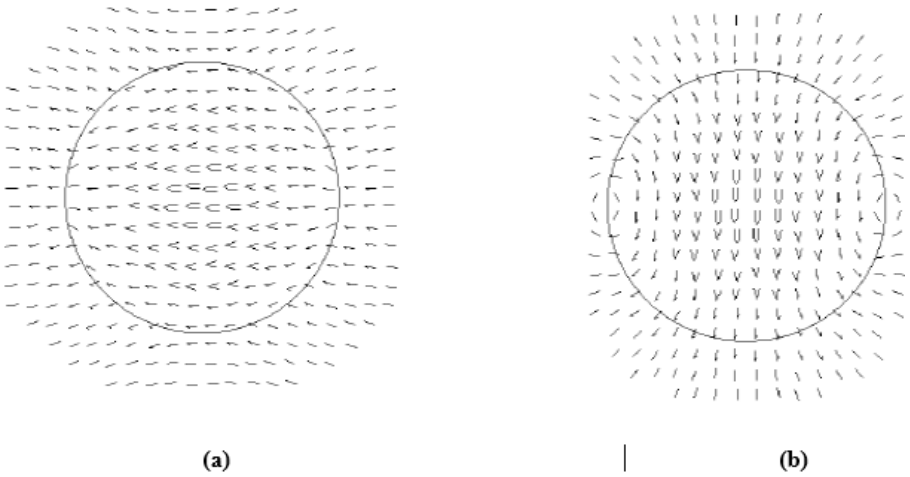


Figure II. 7: Cartes de champs du mode $HEM_{11\delta}$:(a) distribution du champ magnétique et (b) distribution du champ électrique.

La distribution du champ électrique et celle du champ magnétique sont respectivement situées dans deux plans méridiens perpendiculaires. Le champ électrique est maximal dans le plan méridien $\phi = 90°$. Quant au champ magnétique, il est maximal dans le plan méridien $\phi = 0°$ [15].

II.5.2. Fréquences de résonance

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

II.5.2.1. Le mode $TE_{01\delta}$

Le mode $TE_{01\delta}$ présente une distribution de champ électromagnétique semblable à celle d'un dipôle magnétique situé le long de l'axe de rotation du cylindre. Ce mode offre donc, par analogie, un maximum de rayonnement dans le plan équatorial du résonateur cylindrique et un minimum suivant l'axe de rotation de ce dernier. La fréquence de résonance et le facteur de qualité Q de ce mode peuvent être calculés approximativement à partir de [31]

$$K_0 a = \frac{2.327}{\sqrt{\varepsilon_r+1}} 1 + 0.2123 \frac{a}{h} - 0.00898(\frac{a}{h})^2 \qquad (II,3)$$

$$Q = 10.9(\frac{a}{2h})(1 + 217.69(\frac{a}{2h})^{3.476} e^{-3.67(\frac{a}{2h})}) \qquad (II,4)$$

$$f_{TE_{01\delta}} = \frac{3*10^8*2.327}{\sqrt{(\varepsilon_r+1)}} * [1 + 0.2123 \left(\frac{a}{h}\right) - 0.00898 \left(\frac{a}{h}\right)^2] \qquad (II,5)$$

Où :

$$K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi f}{C} \qquad (II,6)$$

La Figure II.8 montre la variation du $(k_0\ a)$ en fonction du rapport a/h pour différentes valeurs de permittivité (eps). En faisant varier la permittivité de 10 à 100, on constate que $k_0\ a$augmente lorsque le rapport (a/h) augmente.

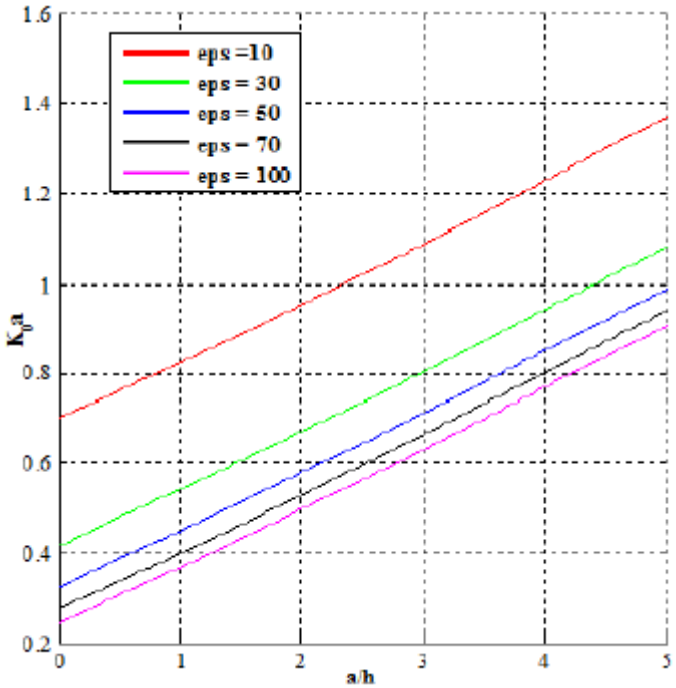


Figure II. 8: Variation de (k_0a) en fonction, du rapport (a/h) dans le cas du $TE_{01\delta}$ et pour différentes permittivités.

II.5.2.2. Le mode $TM_{01\delta}$

Le mode $TM_{01\delta}$ offre un diagramme de rayonnement semblable à celui d'un dipôle électrique orienté le long de l'axe de rotation du cylindre. Il présente donc, un minimum dans l'axe de rotation et un maximum dans le plan perpendiculaire à cet axe. La fréquence de résonance et le facteur de qualité de rayonnement Q de ce mode peuvent être calculés par l'intermédiaire des équations $(II,6)$ et $(II,7)$ ci-dessous. La Figure II.9 illustre la variation du$(k_0\ a)$en fonction du rapport (a/h)pour différentes valeurs de permittivité (eps) [31].

$$K_0 a = \frac{\sqrt{3.83^2+(\frac{\pi a}{2h})}}{\sqrt{\varepsilon_r+2}} \qquad (II,7)$$

$$Q = 10.9(\frac{a}{2h})(1 + 217.69(\frac{a}{2h})^{3.476} e^{-3.67(\frac{a}{2h})}) \qquad (II,8)$$

$$f_{TM01\delta} = \frac{c\sqrt{3.83^2+(\frac{\pi a}{2H})^2}}{2\pi a\sqrt{\varepsilon_r+2}} \qquad (II,9)$$

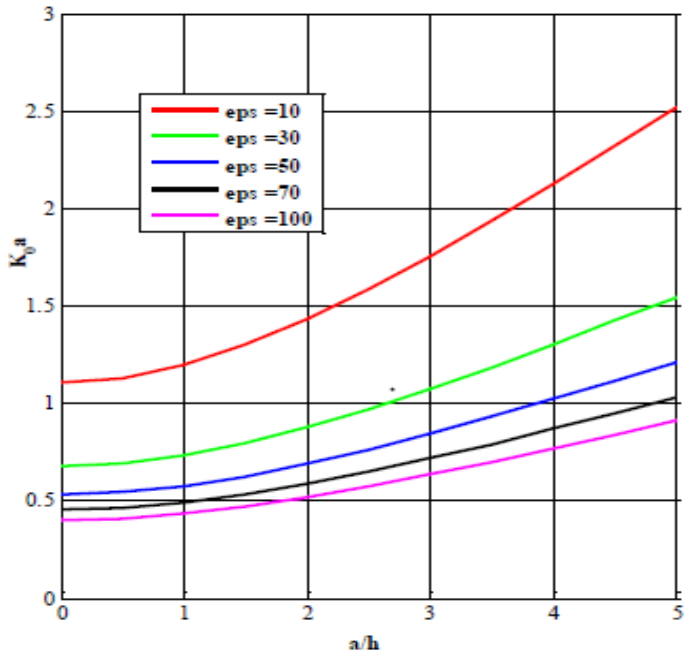


Figure II. 9 : Variation de (k_0 a) en fonction, du rapport (a/h) dans le cas du $TM_{01\delta}$ et pour différentes permittivités.

II.5.2.3. Le monde $HEM_{11\delta}$

Le mode $HEM_{11\delta}$ a le même rayonnement qu'un dipôle magnétique situé perpendiculairement à l'axe de rotation du RD. Ce mode a donc l'avantage d'avoir un maximum de rayonnement dans la direction de l'axe de rotation du RD et un minimum dans le plan perpendiculaire. La fréquence de résonance et le facteur de qualité de rayonnement du mode $HEM_{11\delta}$ peuvent être déterminés moyennant les équations ($(II,8)$ et $(II,9)$) suivantes [31]:

$$K_0 a = \frac{2.324}{\sqrt{\varepsilon_r+2}} 0.27 + 0.36\frac{a}{2h} - 0.02\left(\frac{a}{2h}\right)^2 \qquad (II,10)$$

$$Q = \left(\frac{a}{2h}\right)\varepsilon_r{}^{1.2}\left(0.01893 + 2.925e^{-2.08\left(\frac{a}{2h}\right)(1-0.8\left(\frac{a}{2h}\right))}\right) \qquad (II,11)$$

$$f_{\mathrm{HEM11}} = \frac{c\ 6.324}{2\pi a\pi\sqrt{\varepsilon_r+2}}\left[0.27 + 0.36\left(\frac{\mathrm{a}}{2\mathrm{H}}\right) + 0.02\left(\frac{\mathrm{a}}{2\mathrm{H}}\right)^2\right] \qquad (II,12)$$

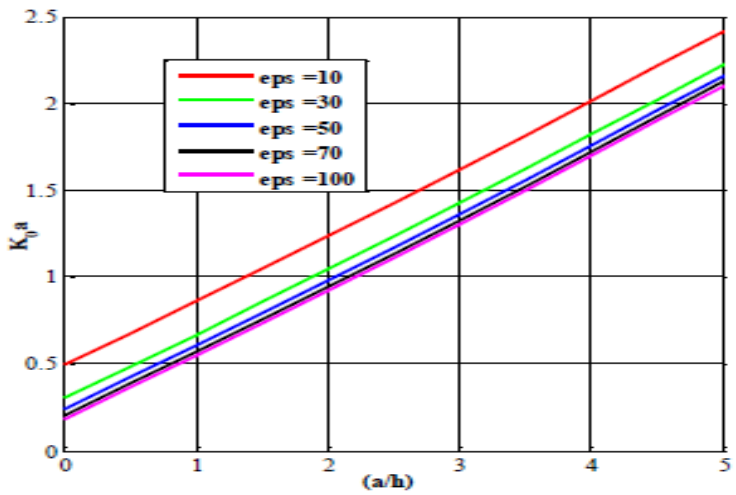


Figure II. 10: Variation de (k_0 a) en fonction du rapport (a/h) pour le mode $HEM_{11\delta}$ et pour différentes valeurs de la permittivité.

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

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

(a/h) = 5 mm	5	21.8	7.8	33.8	2.2	12.8

Tableau II. 1 :les valeurs du facteur de qualité pour les trois premiers modes .

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

II.5.3. Le facteur de qualité

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

A partir des expressions des champs du mode TE_{111} ,on peut calculer l'énergie totale stockée et la puissance rayonnée peut être déterminé via la relation donnant la puissance rayonnée par un dipôle magnétique de moment [32]. D'après les calculs menés dans le papier référencé [20], le coefficient de rayonnement est :

$$\boldsymbol{Q_{rad}} \propto \varepsilon_r^{\,3/2} \qquad \text{(II.13)}$$

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

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

II.5.4. Étude comparative des différentes formes de résonateurs diélectriques

Pour faire une comparaison de quelques différentes structures, nous avons calculés les fréquences de résonances de certains résonateurs diélectriques. Les formes intéressantes qui ont été choisies sont rectangulaires, hémisphériques et cylindriques [33]. Pour chaque cas, les fréquences de résonances des modes et les facteurs de qualités ont été donnés. Les résultats sont présentés au Tableau II.1.

Structures	DRA (rectangulaire)	DRA (hémisphérique)	DRA (cylindrique)
Dimensions	Longueur=11. 3mm Largeur= 11.3 mm Hauteur= 2.54 mm	Rayon = 10 mm	Hauteur = 5mm Rayon=9mm
Permittivité	10.2	10.2	10.2
Fréquences de résonance	TE_{111}^{y} :10.65 GHz	TE_{111}: 4.44 GHz	$TE_{01\delta}$: 4.98 GHz
	TE_{111}^{y} 10. 65 GHz	$TM_{101} = 6.60$ GHz	$HE_{11\delta}$: 5.86 GHz
			$TM_{01\delta}$: 7.22 GHz
Facteur de Qualité.	TE_{111}^{y}: 4.74	TE_{111}: 9.44	$TE_{01\delta}$: 8.41
	TE_{111}^{y}: 4.74	TM_{101}: 4.82	$HE_{11\delta}$: 5.86
			$TM_{01\delta}$: 7.08

Tableau II. 2: Exemple de comparaison des modes.

II.6. Les avantages des ARD

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

1. Efficacité de rayonnement : l'élément rayonnant n'étant pas métallisé, les pertes par conduction sont réduites. Il en résulte une plus grande efficacité de rayonnement.
2. Faible encombrement : la dimension d'un résonateur diélectrique est de l'ordre de $1/\sqrt{\varepsilon_r}$, le choix d'une permittivité élevée permet une réduction significative des dimensions de l'antenne.
3. Excitation facile : Toutes les techniques d'alimentation d'antennes imprimées (alimentation par ligne micro ruban, couplage par fente, sonde coaxiale, guide d'onde coplanaire, etc.) sont utilisables pour exciter un résonateur diélectrique.
4. Variété de diagrammes de rayonnement : Selon les modes excités, différents diagrammes de rayonnement sont obtenus. On augmente ainsi le nombre d'applications. Les performances de diagramme de rayonnement et de directivité sont plus élevées en comparaison à ceux des antennes micro rubans, fonctionnant sur les mêmes fréquences, que ce soit dans la gamme des ondes millimétrique [34] ou centimétriques.
5. Bande passante importante : Par rapport à l'antenne micro ruban, l'ARD à une bande passante beaucoup plus large, une antenne à résonateur diélectrique d'une constante

diélectrique relative de ~ 10, a une bande passante avoisinant les 10% et une efficacité de rayonnement est de plus de 98%. Au cours de ces dernières années de nombreuses techniques ont été proposées pour augmenter plus la bande passante de l'ARD.

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

Durant la dernière décennie et jusqu'à maintenant, les antennes à résonateurs diélectriques ont suscité une grande attention académique. Ce qui démontre l'orientation des recherches vers ce domaine.

II.7. Techniques de couplages

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

Selon la théorie fondamentale de l'électromagnétique et le théorème de réciprocité de la loi de Lorentz [35], le couplage K, entre la source (électrique ou magnétique) et les champs à l'intérieur du résonateur diélectrique peut être déterminé par les relations suivantes :

$$K \propto \int (\vec{E}.J\vec{e})dV \text{ où} \qquad \text{(II.13)}$$

$$K \propto \int (\vec{H}.J\vec{m})dV \qquad \text{(II.14)}$$

Où et sont les vecteurs de l'intensité de champ électrique et magnétique, et sont des courants électrique et magnétique, respectivement.

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

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

II.7.1 La ligne micro ruban

L'une des méthodes les plus simples pour coupler l'énergie à un résonateur diélectrique est de placer à sa proximité une ligne micro ruban. Comme le montre la Figure II.11, le couplage avec une ligne micro ruban excite les champs magnétiques à l'intérieur du RD. Le degré de couplage dépend essentiellement de la distance entre le résonateur diélectrique et la ligne micro ruban et aussi de la valeur de permittivité du résonateur diélectrique [36].

L'inconvénient principal de ce type de couplage est le rayonnement parasite dû à la ligne micro ruban.

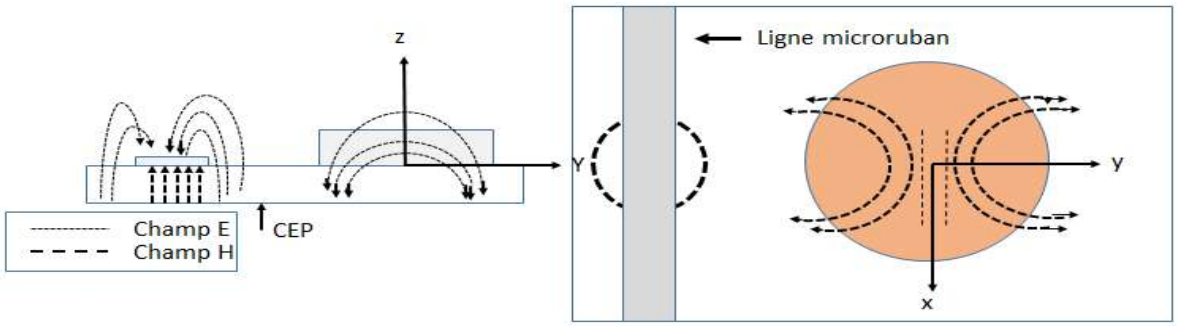


Figure II. 11*:* Couplage avec une ligne micro ruban pour exciter le mode $HEM_{11\delta}$ d'un *RDC.*

II.7.2. La sonde coaxiale

Une autre méthode couramment utilisée pour le couplage des ARDs est la sonde coaxiale Comme le montre la Figure II.12, la sonde se compose généralement d'un axe central d'une ligne de transmission coaxiale qui s'étend à travers le plan de masse, dont la longueur et la largeur peut être ajustée afin d'améliorer l'adaptation d'impédance. La sonde coaxiale peut être considérée comme un courant électrique vertical, il devrait être situé dans une région où le champ électrique est intense pour coupler le maximum d'énergie. Le degré de couplage peut encore être amélioré en faisant varier la hauteur et la position de la sonde et en la plaçant, soit à l'extérieur ou à l'intérieur du résonateur diélectrique En outre, en fonction de la localisation de la sonde, différents modes peuvent être excités [36].

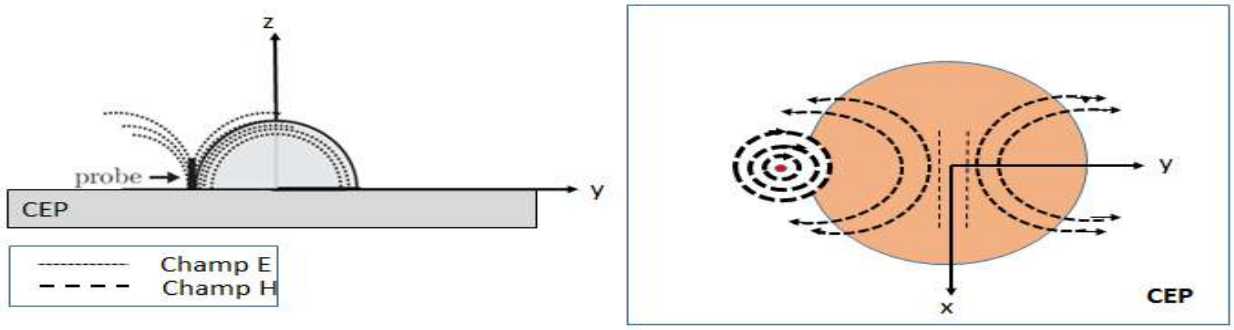


Figure II. 12: Résonateur diélectrique excité par une sonde coaxiale.

II.7.3. Ligne coplanaire

La ligne coplanaire présente un mécanisme de couplage similaire à celui de la sonde coaxiale. Il s'agit d'une structure plane imprimée sur le plan de masse où le résonateur diélectrique est placé. Elle ne nécessite aucun perçage de trous à l'intérieur du résonateur comme dans le cas de la sonde. L'intensité de couplage avec le RD peut varier en fonction de la position relative de la boucle par rapport au résonateur diélectrique. La Figure II .13 montre ce mécanisme de couplage dans le cas du mode $TE_{11\delta}$ pour un résonateur diélectrique rectangulaire.

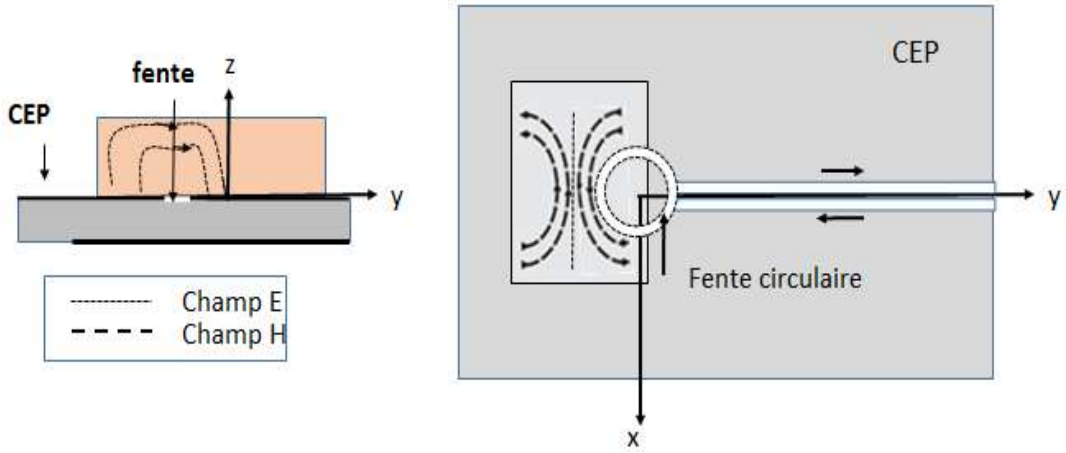


Figure II. 13: RD excité par une ligne coplanaire.

II.7.4. Fente rectangulaire

La Figure II.14 présente une antenne à résonateur diélectrique couplé par une fente rectangulaire dans le plan de masse. La fente se comporte comme un courant magnétique qui couple l'énergie dans le résonateur diélectrique en excitant le champ magnétique. Elle est alimentée par une ligne micro ruban placée sous le plan de masse.

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

ARD à des structures imprimées. Le niveau de couplage avec la fente peut être ajusté en déplaçant le RD par rapport à la fente et en variant ces dimensions (largeur, longueur).

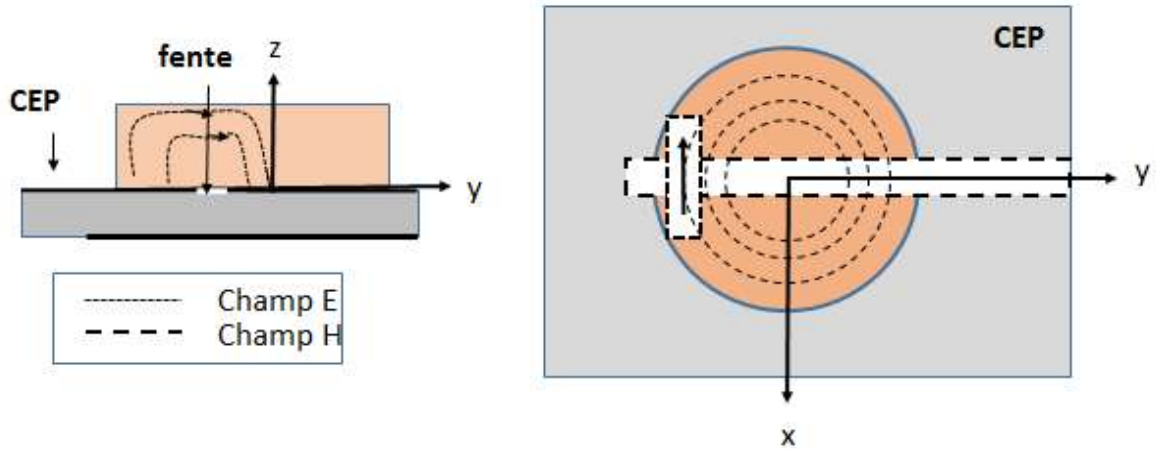


Figure II. 14: RD excité par une fente coplanaire.

Une comparaison entre l'alimentation avec contact (par sonde coaxiale et par ligne micro ruban et l'alimentation sans contact (par couplage, par guide d'onde coplanaire, et par couplage par fente), se résume dans le tableau suivant [36] :

Méthode		**Avantages**	**Inconvénients**
Alimentation avec contact	***Sonde coaxiale***	-Pas de pertes par rayonnement de ligne -Sélection possible d'un mode privilégié - Obtention d'une impédance d'entrée adéquate par positionnement de la sonde - Prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur - Technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz	- Dans le cas de substrat épais, la réactance inductive supplémentaire apportée par la sonde affecte la bande passante - Partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte - Technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique - Difficile à exciter chaque élément d'un réseau seul
	Ligne Micro ruban	- Procédé technologique le plus simple par gravure sur la	Rayonnement parasite de la discontinuité ligne-aérien

		même face de l'antenne et du circuit d'alimentation - Adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant	-Rayonnement parasite possible du circuit de distrubition en millimétrique -Structure figée après gravure
Alimentation Sans contact	***Guide d'onde coplanaire***	- Procédé technologique simple. - Facilités pour intégrer des dispositifs actifs et dissiper la chaleur résultante - Faible rayonnement arrière - Transitions simples pour l'intégration de dispositifs actifs circuits	- Génération de modes de propagation parasites sur les guides d'onde coplanaires après une discontinuité (coude ou tés) nécessitant des ponts à air en millimétrique
	Par Couplage	- Dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens - Bande passante plus large par augmentation de la hauteur	- Deux couches de substrat Requises - Difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur
	Couplage par fente	- Réalisation du circuit de distribution et de l'aérien indépendantes. - séparation électromagnétique des deux couches - Possibilité d'élargir la bande passante en associant la résonance de l'élément rayonnant à celle de la fente	- Technologie plus couteuse et complexe (positionnement des 2 couches, 4 faces de métallisation) - Intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions - Rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément

Tableau II. 3: Avantages et inconvénients de différentes techniques d'alimentations.

II.8. Méthode numérique

Les méthodes numériques utilisées dans les outils de simulation électromagnétique sont aussi nombreuses que variées [37]. Ces méthodes numériques essaient de résoudre les équations de Maxwell. Des méthodes, comme la méthode des éléments finis et des différences finies sont solides, versatiles et applicables à une grande variété de structures. Malheureusement, ceci nécessite souvent un temps de calcul long et une grande capacité. Ces critères deviennent essentiels quand de grandes structures sont considérées ou lorsqu'un environnement de design itératif est utilisé. Les approches théoriques sont classées en deux groupes. Le premier groupe est purement numérique. Elle consiste en la discrétisation ou subdivision des structures, parmi ces approches, on cite la méthode des lignes de transmission (TLM) [37], la méthode des différences finies dans le domaine temporel ou de fréquence (FDTD) [37], la méthode des éléments de frontières (BEM) [38] et la méthode des éléments finis (FEM) [38]. L'avantage de ce groupe de méthodes est la simplicité de leur formulation. Cependant, elles nécessitent beaucoup de mémoires et par suite, des temps d'exécution longs. Le deuxième groupe est quasi numérique, ce groupe d'approches est basé sur les techniques des équations intégrales et différentielles avec modèle quasi analytique. Ce groupe fournit plus d'efforts dans la formulation analytique des problèmes ce qui réduit le temps de calcul. Parmi ces méthodes, on cite la méthode de raccordement (Mode Matching) [37,38], la méthode des lignes [37,38], la méthode des moments (MOM), la méthode spectrale (MS) [36], et le contour intégral (CI) [37]. Parmi toutes les techniques numériques, nous allons rappeler brièvement le principe de fonctionnement de quelques-unes. Il s'agit de la méthode des différences finies, de la méthode des intégrales finies et de la méthode des éléments finis.

Méthode numérique	**Espace mémoire vive**	**Temps de calcul**	**Pri-_traitement (temps)**
TLM	Modéré a large	Modéré a large	petit
FEM	Large	Modéré a large	petit
FDTD	Large	Large	minimal
Mol	Modéré	Petit	modéré
Mode matching	Modéré	Petit Modéré	modéré
CI	Petit Modéré	Petit Modéré	modéré
MS	Petit	Petit	large

Tableau II. 4: Comparaison des méthodes numériques .

II.8.1. Méthode des différences finies

Parmi les méthodes de résolution numérique, nous avons la méthode des différences finies qui résout les équations de champs en des points discrets, définis d'une façon ordonnée dans le domaine complet de la structure. Elle résout directement les équations de Maxwell sous leur forme différentielle, réalisant ainsi une approximation par discrétisation [39].

La méthode des Différences Finies a été développée par A. Thom [39]. Elle nécessite de discrétiser et de mailler le système physique à modéliser (chaque cellule du maillage contient alors les constantes physiques du matériau mis en jeu).

On résout les équations en chaque point du maillage en prenant en compte les conditions initiales ainsi que les conditions aux limites du système.

Les points essentiels à assurer pour cette méthode sont la précision des calculs et la stabilité de l'algorithme (un algorithme est stable lorsqu'une erreur survenant à une étape donnée produit à l'étape suivante une erreur de plus petite importance).

Trois types d'erreurs vont apparaître : les erreurs dans le modèle du système, les erreurs dues à la discrétisation de l'espace et les erreurs d'arrondis des nombres dans le calculateur.
Il faut noter qu'un maillage plus fin utilisé pour réduire le second type d'erreurs va augmenter le nombre d'opérations et ainsi les erreurs du troisième type.

II.8.2. Méthode des intégrales finis

Le principe de la technique d'intégration finie (FIT) repose sur la discrétisation des équations de Maxwell sous leurs formes intégrales. Le domaine de calcul doit être équations de Maxwell sous leurs formes intégrales. Le domaine de calcul doit être discrétisé suivant un maillage cubique pour développer les différentes équations sous discrétisé suivant un maillage cubique pour développer les différentes équations sous formes matricielles pour chacune des faces des cubes. La résolution de ces systèmes matriciels permet de répondre à des problèmes statiques, temporels et aussi fréquentiel par transformée de Fourier. Comme pour la méthode FDTD, le volume de calcul doit être borné, ce qui implique d'utiliser des conditions absorbantes aux frontières pour étudier des systèmes ouverts [37].

II.8.3. Méthode des éléments finies

Considérons le cas simplifié d'un espace à une dimension. Soit une fonction $f(x)$ dont on connaît la valeur en certains points (x^1, x^2, …, x^n) de l'ensemble de définition. Cette fonction est approchée par une fonction $f_a(x)$ qui prend les valeurs de la fonction f aux points (x^1, x^2, …, x^n). $f_a(x)$ Peut être recherchée comme une fonction polynomiale [41] :

$$f_a(x) = \alpha_0 + \alpha_1 x + \alpha_2 x^2 + \cdots + \alpha_n x^n$$

La valeur de la fonction f_a est imposée pour l'ensemble des points (x^1, x^2, …, x^n). On obtient donc N équations par rapport aux paramètres (α_0, α_1, …, α_n). Ces paramètres sont donc calculables si l'ordre des polynômes est n=N-1.

La méthode des Éléments Finis consiste à restreindre (limité) l'intervalle de définition de la fonction à des intervalles plus petits, appelés éléments, sur lesquels il est plus facile d'appliquer la définition de la fonction d'approximation. Dans un espace à une dimension, ces éléments sont des segments alors que dans un espace à trois dimensions, sont généralement des tétraèdres.

De nombreux logiciels sont commercialisés tel que « CST, HFSS … » qui permettent le calcul des structures complexes en trois dimensions notamment grâce à un maillage adaptatif. Les fonctions utilisées sont des fonctionnelles construites par rapport aux potentiels ou aux champs électromagnétiques. La méthode est robuste mais nécessite des moyens informatiques importants.

II.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons effectué une étude sur les résonateurs diélectriques (cylindrique, rectangulaire, sphérique) qui présentent l'origine de toutes les formes dans la littérature où une classification rigoureuse des modes et les expressions pour le calcul des leurs fréquences de résonance et leurs facteurs de qualité ont été développés et leurs distributions en champ proche ont été démontrés. Les différentes techniques d'excitations les plus usitées pour l'alimentation des résonateurs sont aussi démontrées, tout en expliquant les avantages et les inconvénients de chaque technique.

Simulation : Résultats et Interprétation

III.1. Introduction

Depuis plusieurs années, le domaine des télécommunications a connu une évolution sans précédent. Dans ce domaine, l'antenne est l'élément le plus important pour assurer une communication fiable entre l'émetteur et le récepteur. Ces antennes doivent avoir une large bande passante et un grand gain pour assurer un haut débit. En ce qui concerne les antennes à résonateurs diélectriques, ces antenne base sur les résonateurs diélectriques qui peuvent avoir des formes diversifiées (rectangulaire, cylindrique, hémisphérique …), et leur excitation peut se faire moyennant des techniques de couplage variées (ligne coaxiale, fente, ligne micro ruban…) comme on l'a vu dans le chapitre précèdent. Le choix de la forme et de la taille du résonateur diélectrique, constituant l'antenne, dépend de la fréquence de fonctionnement, de la nature du mode, de la bande passante et du diagramme de rayonnement souhaités.

III.2. Logiciel de simulation

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

III.2.1. CST

Computer Simulation Technology (CST) utilise la méthode d'intégration finie (FIT). La méthode finie d'intégration est une approche très puissante, qui décrit les équations de Maxwell sur un espace de grille, La méthode de FIT peut-être utilisée dans le domaine de temps et dans le domaine de fréquence. Dans le domaine temporel, une intégrale de temps est utilisée et la géométrie du dispositif à être étudié est subdivisée dans des cellules cubiques. Le calculateur dans le domaine temporel calcule le comportement sur une large bande du dispositif donné dans une seule simulation. Le signal d'entrée utilisé pour la simulation dans le domaine de temporel est une impulsion gaussienne, qui est idéale pour les calculs des paramètres S. Son signal transformé dans le domaine fréquentiel est également une impulsion de forme gaussienne et ses avantages principaux sont qu'il a une largeur de bande illimitée et ne s'annule sur aucun des axes.

CST Microwave Studio a une interface graphique qui est semblable à celle d'Ansoft HFSS et peut être utilisé exactement de la même manière. Le plus grand avantage de CST est que son effort numérique augmente plus lentement avec la grandeur du problème que les autres méthodes communément employées. C'est un avantage significatif quand les circuits deviennent grands et les fréquences élevées. De même, CST est plus accommodé pour faire des simulations sur une gamme de fréquences élevées parce que le calculateur dans le domaine de temps du logiciel opère

vite sur une grande bande de fréquence qui correspond à une faible impulsion d'entrée dans le domaine temporel.

Aperçu de l'interface

Voici un aperçu des principales composantes de la version 2011 de CST

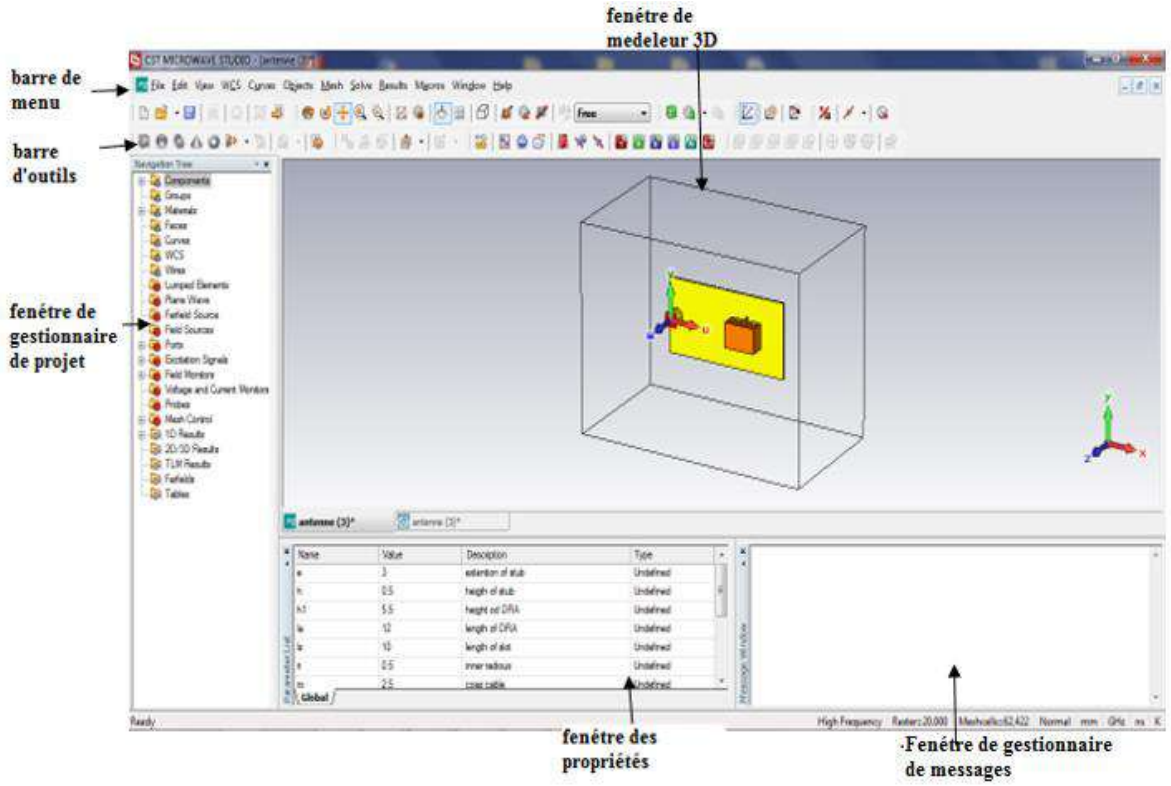


Figure III. 1. Aperçu des principales composantes de la version 2011 de CST.

- **Fenêtre de gestionnaire de projet :** Affiche des détails sur tous les projets ouverts de CST. Chaque projet a sa propre arborescence, qui comprend un modèle géométrique et ses conditions aux limites et les excitations, les affectations de matériaux, les configurations des modes, et d'analyse les résultats.
- **Fenêtre de gestionnaire des messages** : Affiche des erreurs, des informations et des messages d'avertissement pour le projet actif.
- **Fenêtre des propriétés :** Affiche les attributs d'un objet sélectionné dans le modèle actif, telles que le nom de l'objet, les dimensions matérielles.
- **Fenêtre de modeleur 3D :** Affiche la zone de dessin du modèle actif.
- **Barre de menu :** Fournit différents menus qui vous permettent d'effectuer toutes les tâches CST, tels que la gestion des fichiers de projet, la personnalisation des composants de bureau, des objets de dessin, et définir et modifier tous les paramètres du projet.

- **Barre d'outils :** Propose des boutons qui agissent comme des raccourcis pour exécuter diverses commandes.

III.3. Simulation de quelques structures

La simulation est faite avec deux études : la première consiste la simulation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire excitée par un couplage entre la sonde coaxiale et la fente rectangulaire et la deuxième simulation consiste d'une antenne à résonateur cylindrique excitée par une fente rectangulaire et par couplage entre la sonde coaxiale et la ligne micro ruban.

III.3.1. Choix du matériau

La permittivité diélectrique du substrat est l'un des paramètres les plus sensibles dans l'évaluation de l'antenne car la petite variation de la permittivité due à la température peut décaler la fréquence de résonance. Précisons bien que les matériaux ayant une constante diélectrique plus faible permettent d'obtenir une bande passante plus large et par la suite on aura une antenne plus efficace [41].

III.3.2. Structure de l'antenne rectangulaire

Le Résonateur Diélectrique est de forme rectangulaire. Pour calculer la fréquence de résonance on a utilisé la formule suivante [42] :

$$f_0 = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{{k_x}^2 + {k_y}^2 + {k_z}^2} \qquad \text{(III.1)}$$

Avec

$$k_x = \frac{m\pi}{a},\ k_y = \frac{n\pi}{b},\ k_x = \frac{l\pi}{2d}$$

Les caractéristiques du matériau choisi dans notre conception pour l'antenne à résonateur diélectrique rectangulaire sont les suivants :

Substrat :ayant une permittivité $\varepsilon_r = 3.83$ et une épaisseur h=0.5mm

Résonateur Diélectrique: ayant une permittivité $\varepsilon_r = 20$ avec une longueur de L=12mm et largeur de W=8mm et d' épaisseur H=5.5mm, La fente assure le couplage de l'énergie électromagnétique entre la ligne micro ruban et le résonateur diélectrique. De ce fait, l'analyse de ces dimensions est importante pour améliorer les performances de l'antenne. Nous allons dans un premier temps fixer la longueur du stub (Lstub), ensuite nous faisons varier la longueur de la fente, La configuration simulée est constituée, comme le montre la Figure III.1, d'un rectangle diélectrique de permittivité relative $\varepsilon_r = 20$, de hauteur H=5.5mm et longueur de L=12mm et largeur de W=8mm , Le plan de masse est conçu avec du cuivre d'épaisseur 0.02 mm, La ligne micro ruban est conçue aussi

avec le cuivre. Sa largeur est calculée à l'aide d'un micro ruban calculateur. et optimisée avec l'logiciel CST pour obtenir l'impédance caractéristique de 50 Ω (Wt = 1.2mm), L'énergie est transférée de la sonde coaxiale vers la ligne micro ruban au résonateur diélectrique via une ouverture de largeur Ws = 1 mm et de longueur Ls = 10 mm, le stub ouvert placé à l'extrémité de la ligne doit ramener au niveau de la fente une impédance nulle, sa longueur est donc $\lambda_g/4$. Dans ce cas Lstub = 3 mm La fente doit être bien optimisée pour assurer le maximum de couplage d'énergie électromagnétisme entre le résonateur diélectrique et la ligne d'alimentation.

Cette configuration nous permet d'exciter le mode fondamental $TE_{111}(y)$ du résonateur diélectrique.

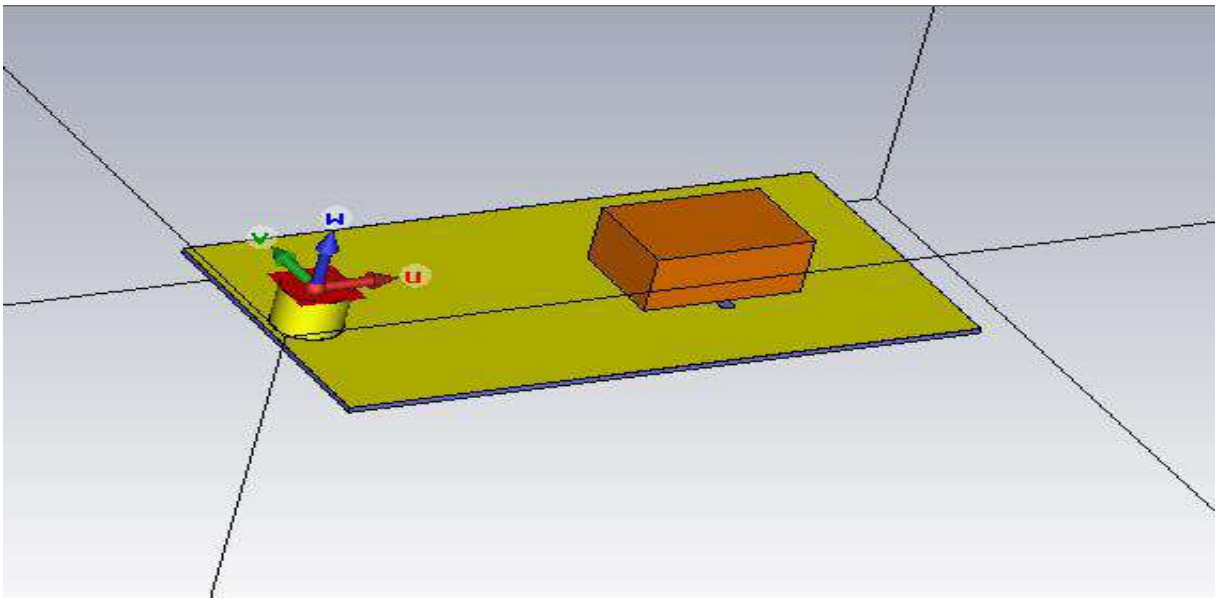


Figure III. 2: La géométrie de l'antenne alimentée par une sonde coaxiale.

III.3.3. Résultats

Nous présentons les caractéristiques principales de l'antenne, qui sont généralement le coefficient de réflexion S_{11} et le diagramme de rayonnement ainsi le gain.

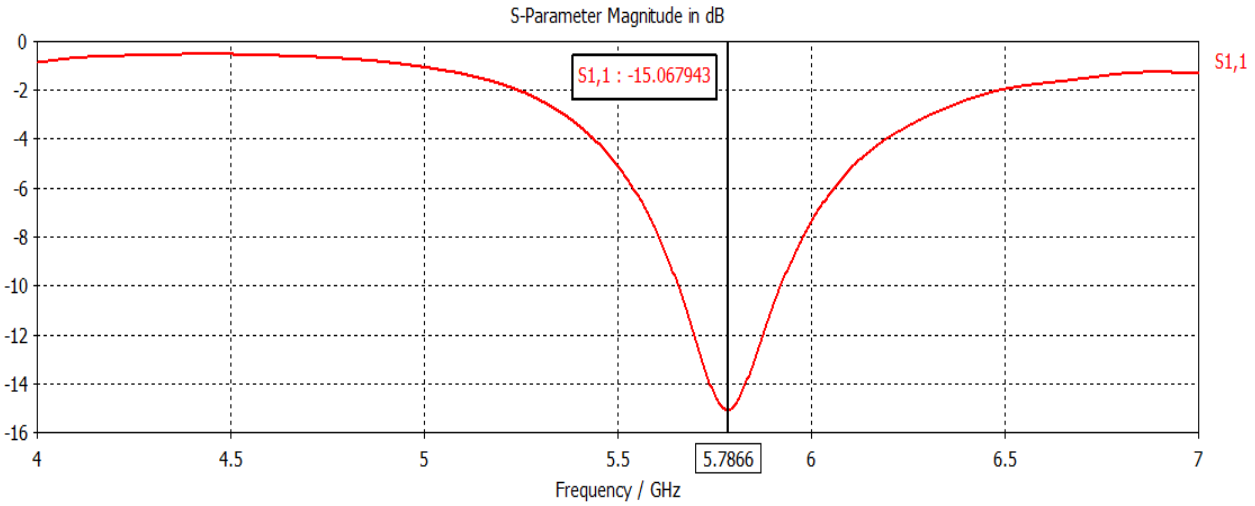


Figure III. 3: Paramètre S_{11} en fonction de la fréquence (GHz).

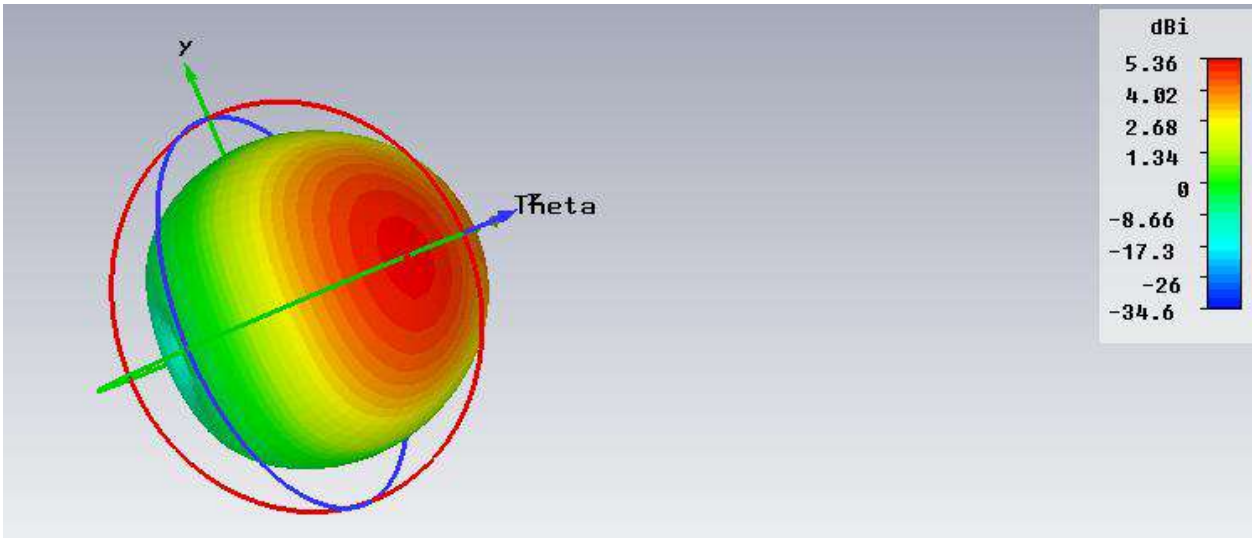


Figure III. 4: Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne rectangulaire.

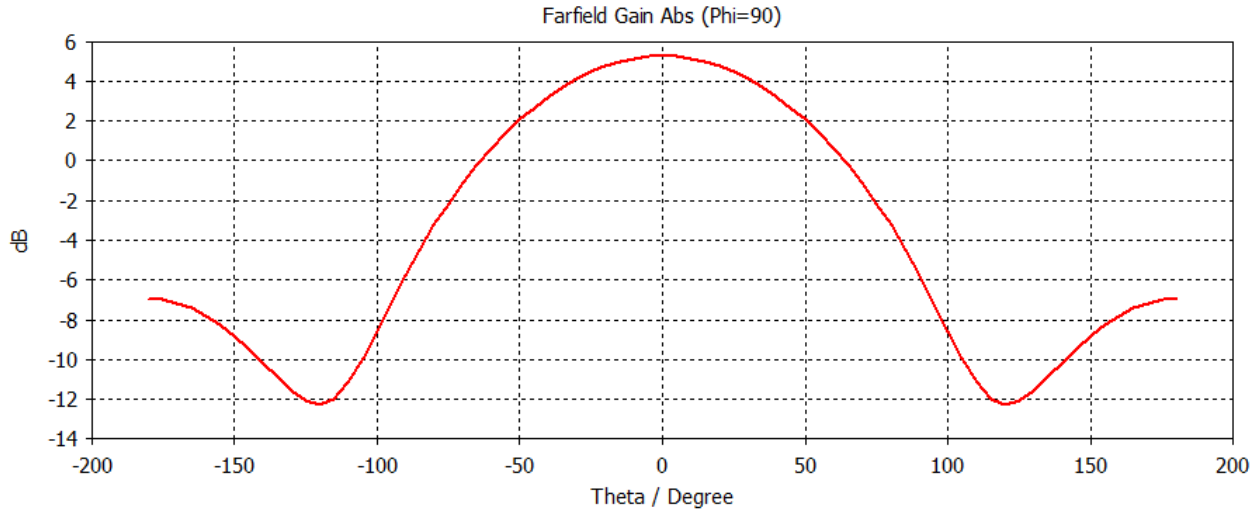


Figure III. 5: Gain de l'antenne rectangulaire.

III.4. Variation du coefficient de réflexion et le gain en fonction de la longueur de fente

Nous allons varier la longueur de la fente jusqu'à égale la longueur de DRA, La structure de l'antenne est illustrée

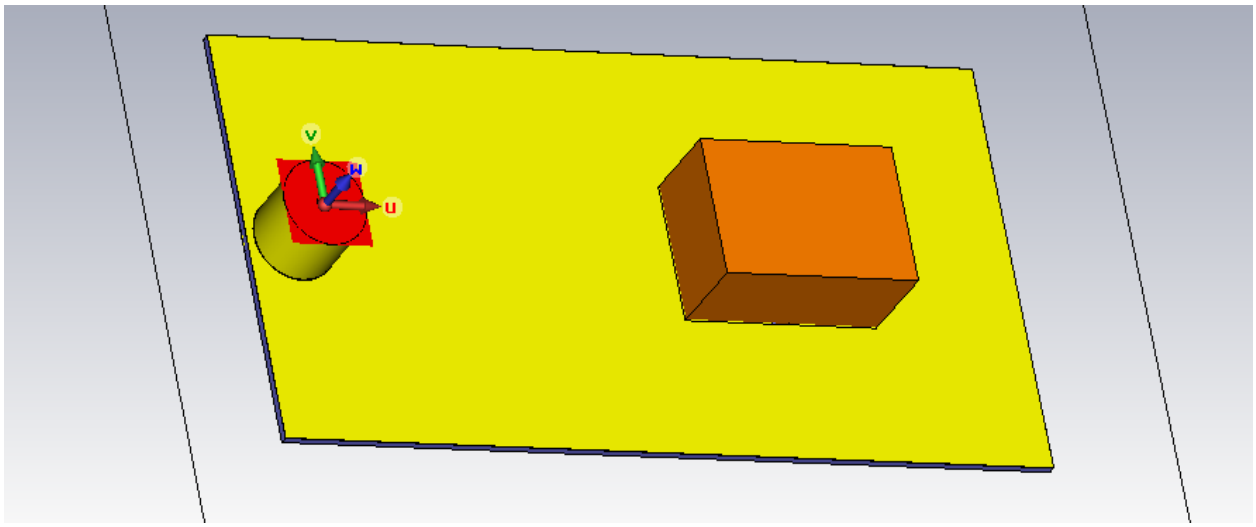


Figure III. 6: La géométrie de l'antenne alimentée par une sonde coaxiale.

III.4.1. Résultats

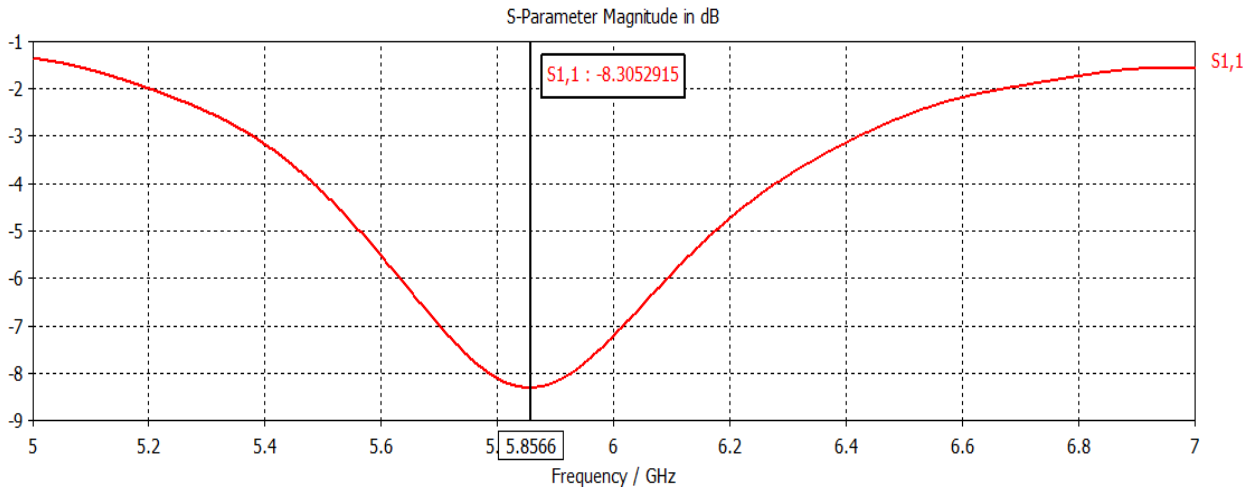


Figure III. 7: Paramètre S_{11} en fonction de la fréquence (GHz).

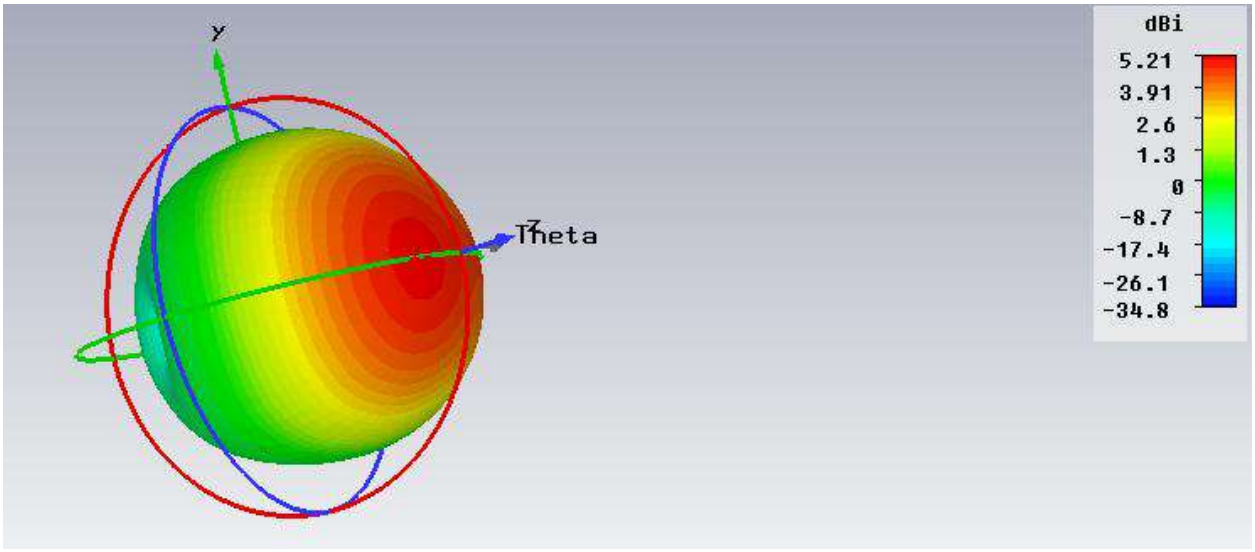


Figure III. 8: Diagramme de rayonnement en 3D après la variation de la longueur de fente.

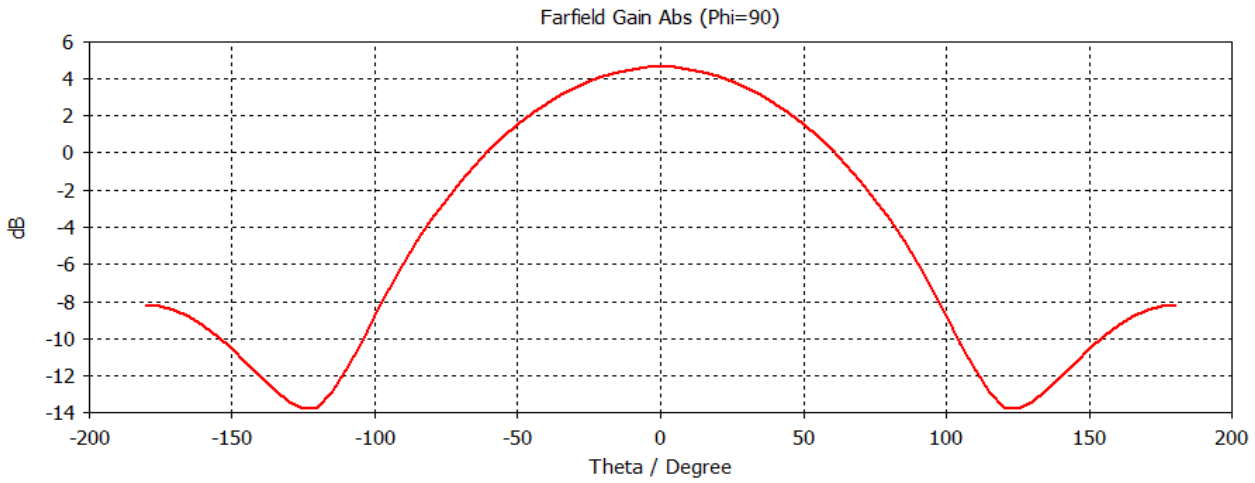


Figure III. 9: Gain de l'antenne après la variation de la longueur de fente .

III.5. Interprétation des résultats

III.5.1. Le coefficient de réflexion S_{11}

Les Figures (III.2, III5*)* représentent l'évolution du coefficient de réflexion S_{11}.

On remarque dans la (Figure III.2*)* qu'on a une résonance à 5.7866 GHz au lieu de 5.88 GHz et le coefficient de réflexion a une valeur minimal égale -15,0679 dB.

On remarque dans la (Figure III.5*)* qu'on a une résonance à 5,5713 GHz au lieu de 5.88 GHz et le coefficient de réflexion a une valeur minimal égale -8,3052 dB.

III.5.2. Le diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement obtenu dans la simulation des deux cas est illustré par les figures (III.3, III4, III.7, III.8) à 5.8477 GHz, 5.5713 GHz respectivement. La (Figure III.3, III4*)* montrent que le lobe principal de l'antenne a une large bande égale 96.3° et un gain max égale 5.36

dB. La (Figure III.7, III.8*)* montre que le lobe principal de l'antenne a une large bande égale 98.3° et un gain max égale 5.21 dB.

III.5.3. Discussion

À partir des résultats de notre simulation on remarque que la variation de la longueur de fente a eu un effet sur le coefficient de réflexion et la largeur de bande ainsi que le gain.

III.6. Structure de l'antenne cylindrique

La configuration simulée est constituée, comme le montre la Figure III,9, d'un cylindre diélectrique de permittivité relative ε_r= 10. le rayon de résonateur Rd= 7 mm, l'hauteur de résonateur $H_d = 8$ mm, une fente rectangulaire gravée au centre du plan de masse. L'ensemble est placé sur un substrat d'épaisseur t= 0.8 mm, de largeur w=30 mm, de longueur l=30mm et de permittivité relative ε_S = 4.4. Sur la face inférieure du substrat on trouve la ligne d'alimentation dont sa largeur est choisie de telle sorte à avoir une impédance caractéristique de 50 Ω, W = 1.48 mm (calculer à l'aide d'un micro ruban calculateur). Pour adapter la structure, le stub ouvert placé à l'extrémité de la ligne doit ramener au niveau de la fente une impédance nulle, sa longueur est Lstub = 6 mm. La fente doit être bien optimisée pour assurer le maximum de couplage d'énergie électromagnétisme entre le résonateur diélectrique et la ligne d'alimentation. Dans ce cas la longueur et la largeur de fente sont L_f = 12 mm et w_f = 0,8 mm respectivement.

Cette configuration nous permet d'exciter le mode fondamental $TE_{01\delta}$ du résonateur diélectrique Leur fréquence de résonance et devient comme la relation suivante [43] :

$$f_{TE_{01\delta}} = \frac{3*10^8*2.327}{\sqrt{(\varepsilon_r+1)}} * \left[1 + 0.2123\left(\frac{a}{h}\right) - 0.00898\left(\frac{a}{h}\right)^2\right] \quad \text{(III.2)}$$

$$f_{TE_{01\delta}} = 5.642 \text{ GHz}$$

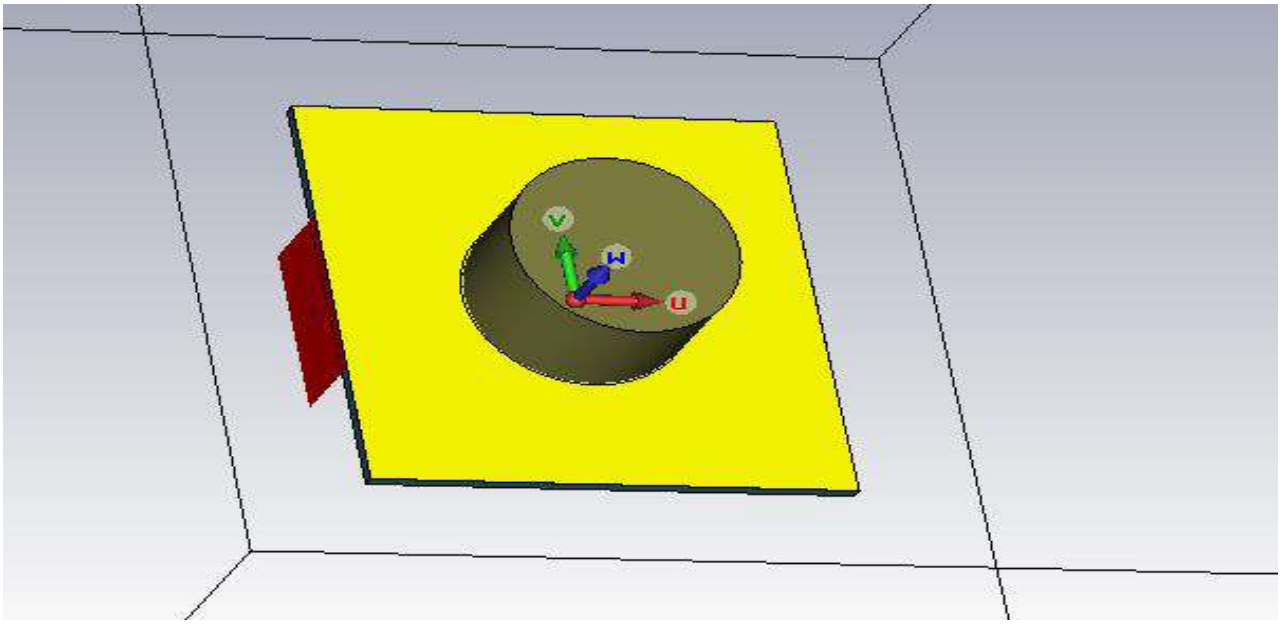


Figure III. 10: La géométrie de l'antenne alimentée par une ligne micro ruban..

III.6.1 Résultats

Nous présentons ci-après les caractéristiques principales de l'antenne, qui sont généralement le coefficient de réflexion S_{11} et le diagramme de rayonnement ainsi le gain.

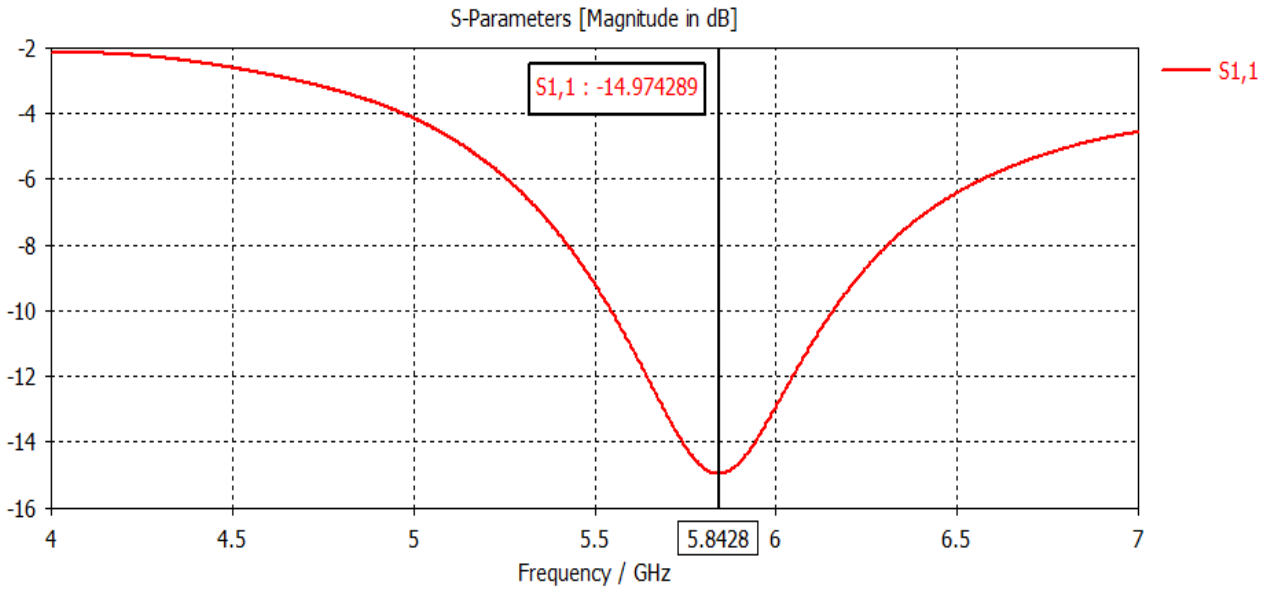


Figure III. 11: Paramètre S_{11} en fonction de la fréquence (GHz).

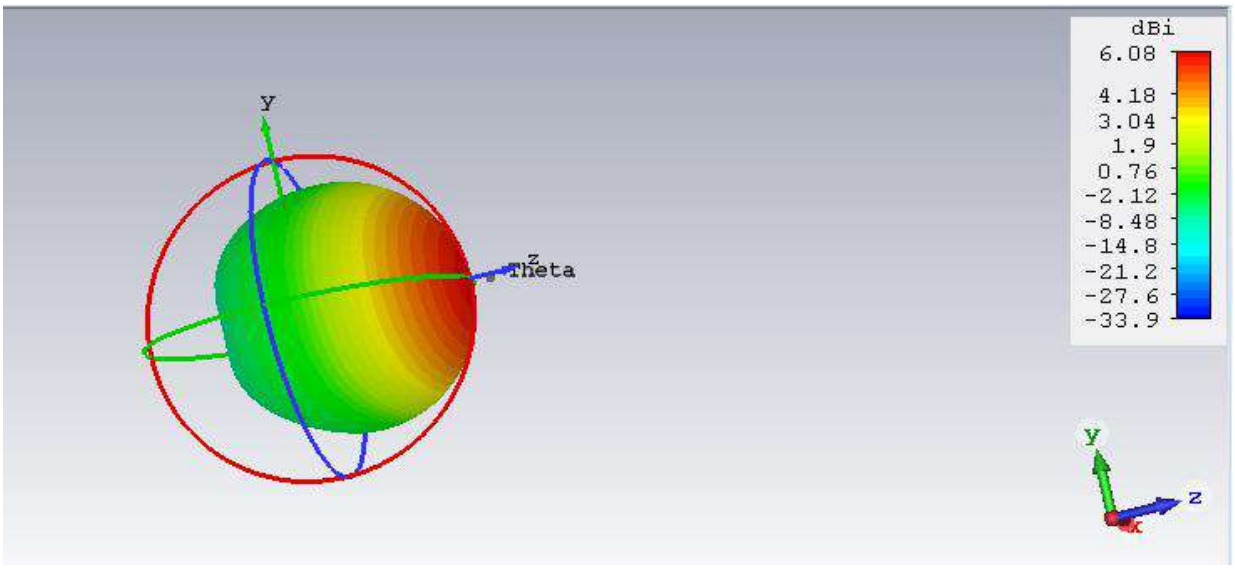


Figure III. 12: diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne cylindrique.

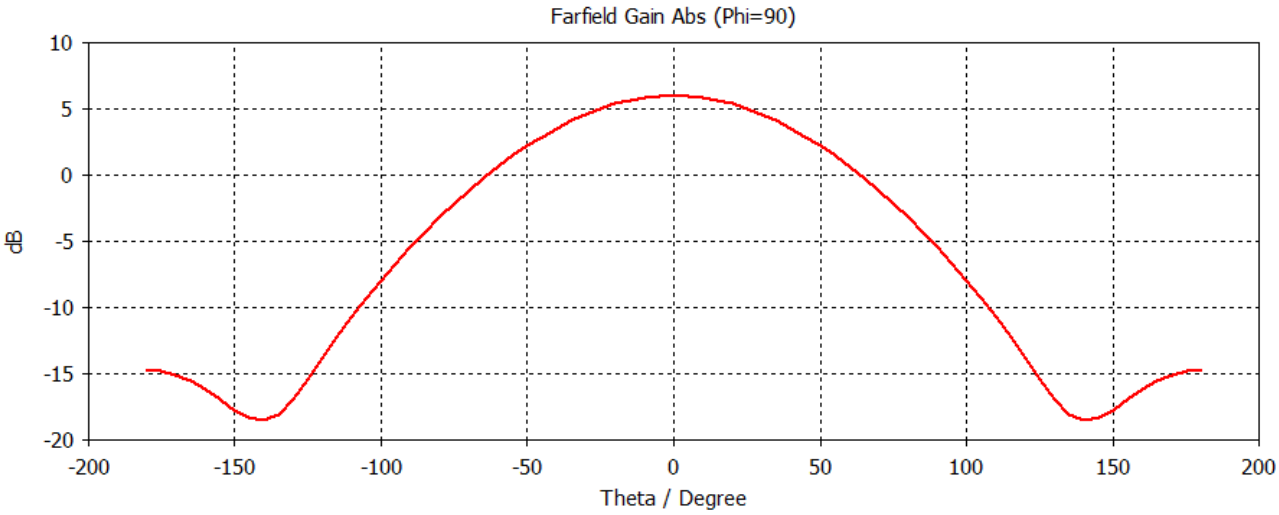


Figure III. 13: Gain de l'antenne cylindrique.

Alimentation par une sonde coaxiale

Nous allons modifier le type d'alimentation par ajouter un couplage entre câble coaxiale et la ligne micro ruban, La structure de l'antenne est illustrée.

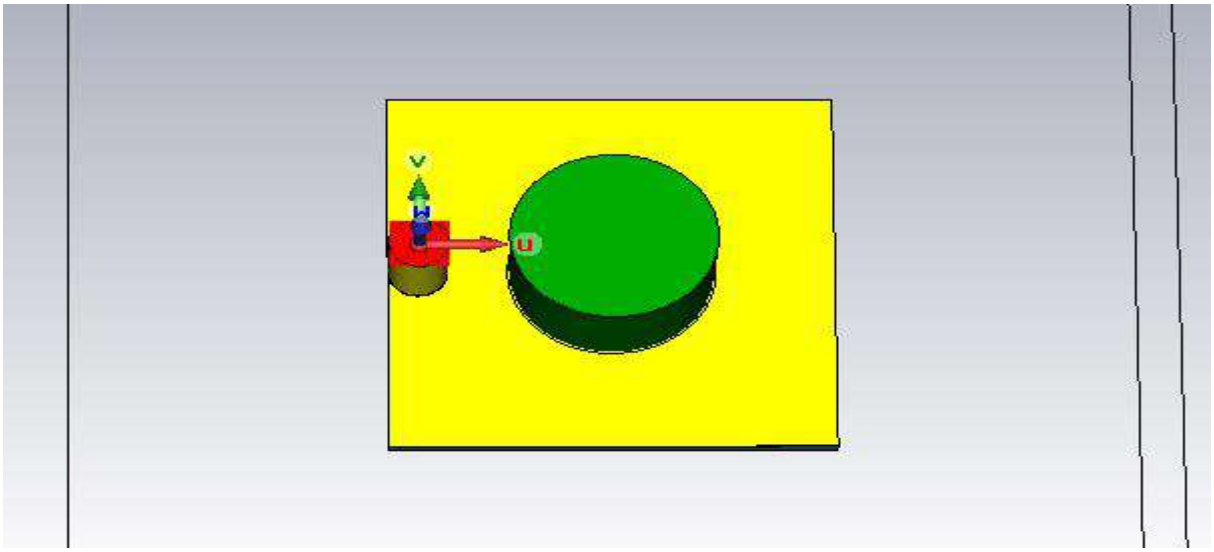


Figure III. 14: La géométrie de l'antenne alimentée par une sonde coaxiale.

III.6.2. Résultats

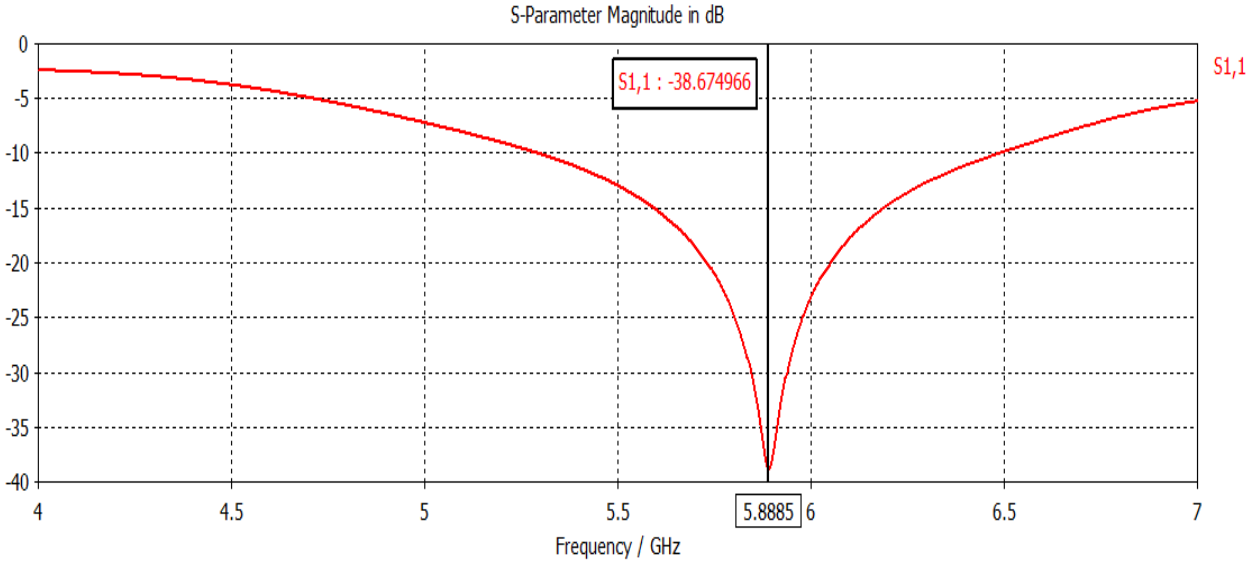


Figure III. 15: Paramètre S_{11} en fonction de la fréquence (GHz).

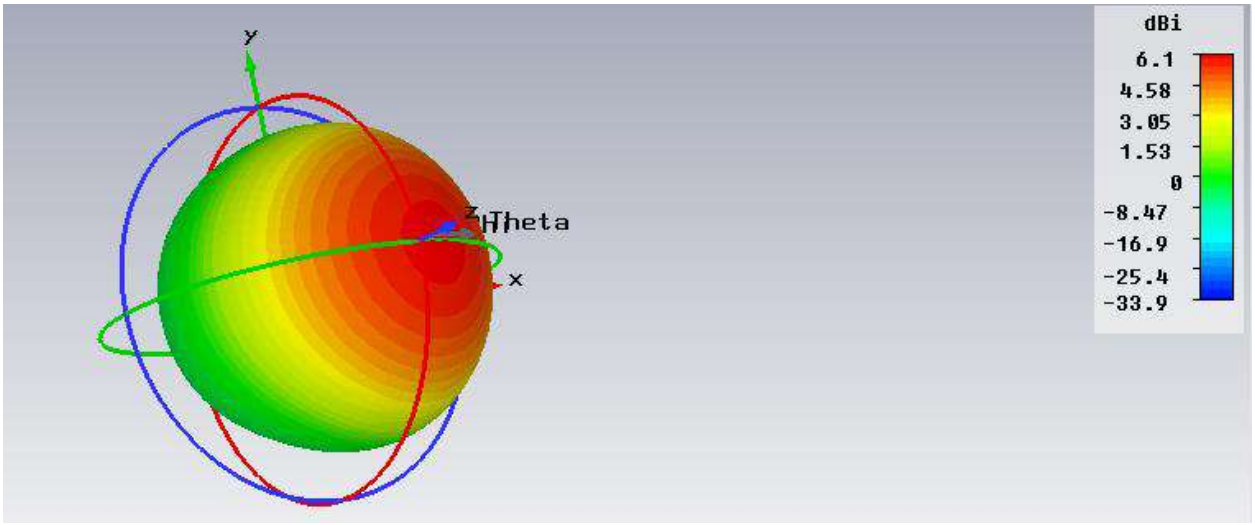


Figure III. 17: Diagramme de rayonnement en 3D alimentée par une sonde coaxiale.

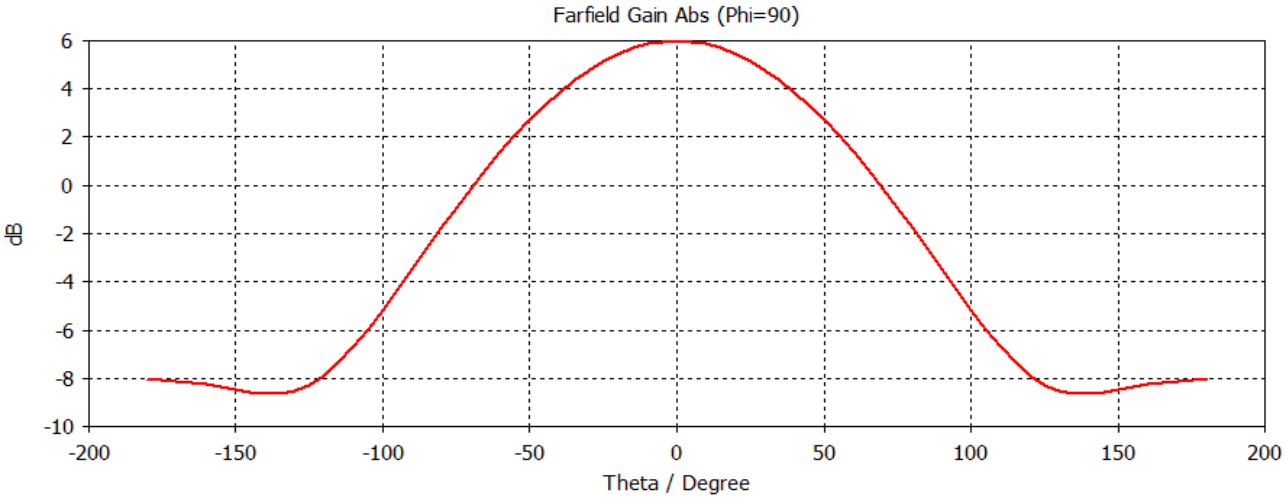


Figure III. 16 : Gain de l'antenne alimentée par une sonde coaxiale.

III.6.3. Interprétation des résultats

III.6.3.1. Le coefficient de réflexion S_{11}

Les Figures (III.2, III5*)* représentent l'évolution du coefficient de réflexion S_{11}.

On remarque dans la (Figure III.2*)* qu'on a une résonance à 5.8477GHz au lieu de 5.642GHz et le coefficient de réflexion a une valeur minimal égale -14,9742dB.

On remarque dans la (Figure III.5*)* qu'on a une résonance à 5.8885 GHz au lieu de 5.642 GHz et le coefficient de réflexion a une valeur minimal égale -38.6749 dB.

III.6.3.2. Le diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement obtenu dans la simulation des deux cas est illustré par les figures (III.11, III.12, III.15, III.16) à 5.8477 GHz, 5.8885 GHz respectivement. La (Figure III.11, III.12*)* montrent que le lobe principal de l'antenne a une large de bande égale 86.9° et un gain max

égale 6.08 dB. La (Figure III.15, III.16*)* montrent que le lobe principal de l'antenne a une large de bande égale 95.3° et un gain max égale 6.1 dB.

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, deux configurations d'antenne à résonateurs diélectriques ont été réalisées. La première structure de forme rectangulaire a été modifiée au niveau de la longueur de fente en fonction de la longueur d'onde, la diminution de cette longueur produit un faible coefficient de réflexion et une augmentation de fréquence de résonance. La deuxième structure qui comporte un résonateur cylindrique est alimentée par deux méthode différent, on trouve que l'alimentation par couplage avec la fente et la sonde coaxial donne les meilleurs résultant concernant la fréquence de résonance le coefficient de réflexion et le gain. Finalement en remarque que l'antenne a résonateur cylindrique donne les bons résultats, ainsi qu'il est facile à réaliser.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce manuscrit sont consacrés à la conception de nouvelle antennes base à résonateurs diélectriques, Dans le premier chapitre, nous avons introduit une généralité sur les antennes. (Différente types d'antennes), ainsi que les paramètres principaux de l'antenne .et on a présenté une bref sur les diélectrique et leur polarisation.

Dans le deuxième chapitre nous avons effectué une étude détaillée sur les résonateurs diélectriques (cylindrique, rectangulaire) qui présentent l'origine de toutes les formes dans la littérature où une classification rigoureuse des modes et les expressions dont le but de prévoir les caractéristiques de rayonnement telles que des modèles de rayonnement, le gain, et la polarisation. Les différentes techniques d'excitations les plus usitées pour l'alimentation des résonateurs sont aussi démontrées tous en expliquant les avantages et les inconvénients de chaque technique. Enfin Nous nous sommes alors attachés à comprendre les différentes méthodes numériques.

Pour mieux accomplir notre travail, des simulations numériques sont faites avec le logiciel CST, ce logiciel utilise la méthode d'intégration finie, Les résultats obtenus par ce logiciel montrent une bonne concordance au niveau des pertes de retour (S_{11}) et le du gain. Il est important que CST a eu un temps d'exécution plus rapide permis de nous rapprocher de meilleur cas pratique. La simulation nous a permis d'étudié le comportement des paramètres d'antenne (la fréquence de résonance, la largeur de bande, diagramme de rayonnement…).

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté deux structures, la première est et une antenne rectangulaire a résonateur diélectrique excité par couplage entre sonde coaxial et fente rectangulaire, et on fait un changement a se antenne (changement de la dimension de slot), Pour la deuxième structure présentée, l'antenne de forme cylindrique excité par fente rectangulaire puis par un couplage entre la sonde coaxiale et la fente rectangulaire.

Pour conclure, nous dirons que cette étude a été bénéfique dans l'amélioration de mes connaissances dans le domaine des antennes et surtout dans le domaine des antennes à résonateur diélectrique.

BIBLIOGRAPHIE

[1] O. Picon, coll.,"Les antennes Théorie, conception et applications", Dunod, Paris, 2009

[2] D. Perkins, "Exigences pour une norme de protocole point à point Internet", W. Simpson, éditeur, juillet 1994.

[3] A.D. Kucar, "Mobile Radio: an overview", The Mobile Communications Handbook, I.E.E.E. C.R.C. Press, U.S.A, pp. 242-262, 1996

[4] A. Tanenbaum, " Réseaux 3ème édition", Dunod, Prentice-hall, Juin 2004

[5] Guy Pujolle, "Les réseaux," Edition Eyrolles, 2000.

[6] Antenne – Cours Universitaire Préparé par Dr Youssef DAHER

[7] P. F. Combes," Circuits Passifs, Propagation, Antennes," Micro-ondes Tome 2, Dunod, 1997.

[8] Constantine A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design", 2005, John Wiley & Sons, INC.

[9] D. M. Pozar, "Microwave and RF wireless Systems," John Wiley & Sons,USA, 2001.

[10] O. Picon, coll.,"Les antennes Théorie, conception et applications", Dunod, Paris, 2009

[11] V audon Patrick, ' Les antennes cornets' mémoire de maitrise en Télécommunication. IRCOM-Université de Limoges.

[12] R. Garg, P. Bhartia, 1. Bahl and A. Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design Handbook", London, Artech Ho use. 2001.

[13] M. Hassad, "Modélisation d'une antenne patch réalisée sur un substrat à tenseur de permittivité et de perméabilité diagonaux", thèse, Université de Batna, Juin.2009.

[14] Mongia R. K.et P. Bhartia. 1994. "Dielectric Resonator Antennas-A review and General Design Relations for Resonant Frequency and Bandwith", International Journal of Microwave and Millimeter-Wave and Computer-Aided Engineering, Vol. 4, No. 3: 600-625.

[15] Von Hippel, « Dielectrics and waves », (Artech House, Boston London 1995).

[16] B. Hilczer, Elektrety i piezopolimery, PWN, Warszawa, 1992.

[17] C. Huber. « Synthèse et caractérisation de nouveaux matériaux ferroélectriques accordables pour applications hyperfréquences ». Thèse, Université Bordeaux I, (2003).

[18] Odile Picon et coll, "Les antennes Théorie, conception et applications", Dunod, Paris, 2009

[19] S. Fargeot, "Etude d'un résonateur diélectrique cylindre antenne. Application à la caractérisation des matériaux",Thèse du doctorat de l'université de Limoges, 1999.

[20] RD. Richmeyer, "Dielectric resonators",International Journal of Applied Physics, vol.210, pp.391-398, 1939.

[21] R.K. Mongia, P. Bhartia, "Dielectric Resonator Antennas-A review and General Design

Relations for Resonant Frequency and Bandwith", International Journal of Microwave and Millimeter-Wave and Computer-Aided Engineering, vol. 4, no. 3, pp: 600-625, 1994

[22] H. Schlike, "Quasi-Degenerated Modes in High-e Dielectric Cavities, " J. Appl. Phys., v.24, 1953- publié en 2004.

[23] Y. Kobayashi, S. Tanaka, " Resonant Modes of a dielectric rod resonator short circuited at both ends by parallel conducting plates, " IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 28, pp: 1077-1085, Oct. 1980.

[24] A.A. Kishk, G. Zhou, A.W. Glisson, "Analysis of dielectric-resonator antennas with emphasis on hemispherical structures", Antennas and Propagation Magazine, IEEE, vol.36, no.2, pp.20-31, Apr 1994.

[25] A.A Kishk, Y.Y. an, A.W. Glisson", Conical dielectric resonator antennas for wide-band applications", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 50 no.4, 469-474, 2002.

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

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

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

[29] Aldo Petosa, "Dielectric Resonator Antenna Handbook", Artech House, Incorporated, 2007.

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

[31] Aldo Petosa, "Dielectric Resonator Antenna Handbook", Artech House, Incorporated, 2007.

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

[33] Luk, K. M. et K. W. Leung. 2003" Dielectric resonator antenna" Research Studies Press L TD, Badlock, England.

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

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

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

[37] Itoh, T. 1989 "Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-wave Passive Structures", John Wiley.

[38] Sadiku, M.N.O. 1992 "Numerical techniques in electromagnetics, "CRC press.

[39] E. H. Newman, and P. Tylyathan, Analysis of Microstrip Antennas Using Moment Methods,IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-29, No. 1, January 1981.

[40] F.T. Ulaby, Fundamentals of Applied Electromagnetics,Prentice Hall, 1999.

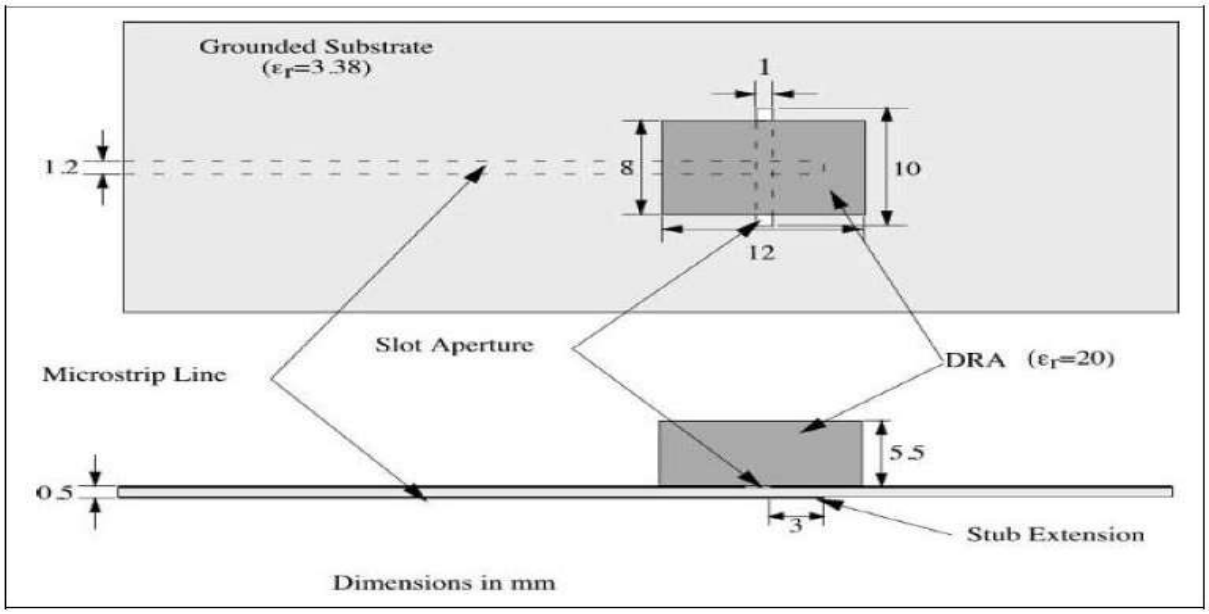
[41] C.A. Balanis, « Antenna Theory: Analysis and Design », 2nd Edition, John Wiley& Sons, New York, 1997.

[42] Rajesh kumar Mongia et al., “Theoretical and experimental investigations on rectangular dielectric resonator antennas,” IEEE Trans. On Antennas and propagation, vol. 45, no.9, pp. 1350-1355, Sept. 1997.

[43] Aldo Petosa, “Dielectric Resonator Antenna Handbook”, Artech House, Incorporated, 2007.

Annexe :

La géométrie de l'antenne avec variation de la longueur de la fente



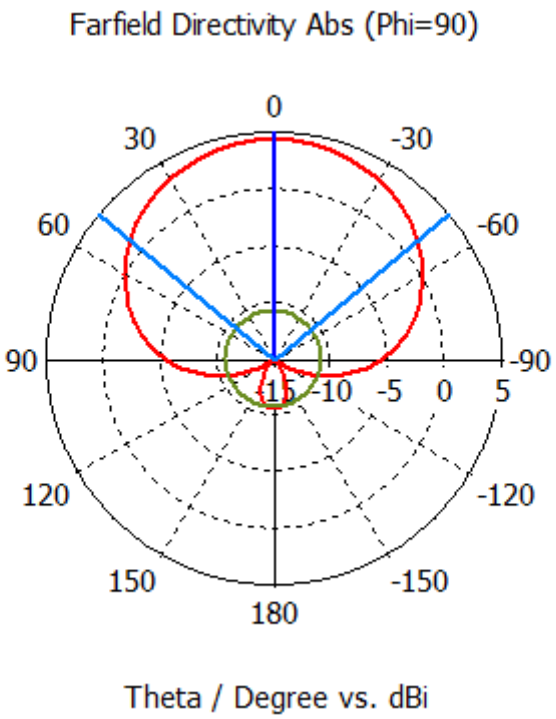
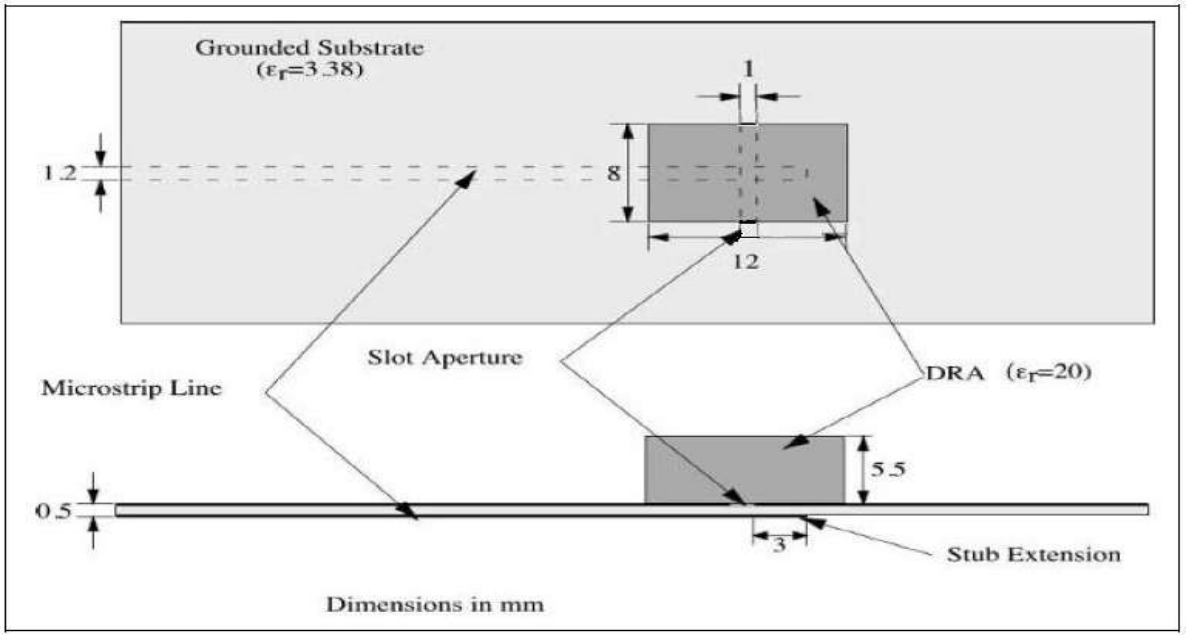


Diagramme de rayonnement en coordonné polaire.

La géométrie de l'antenne avec variation de la longueur de la fente



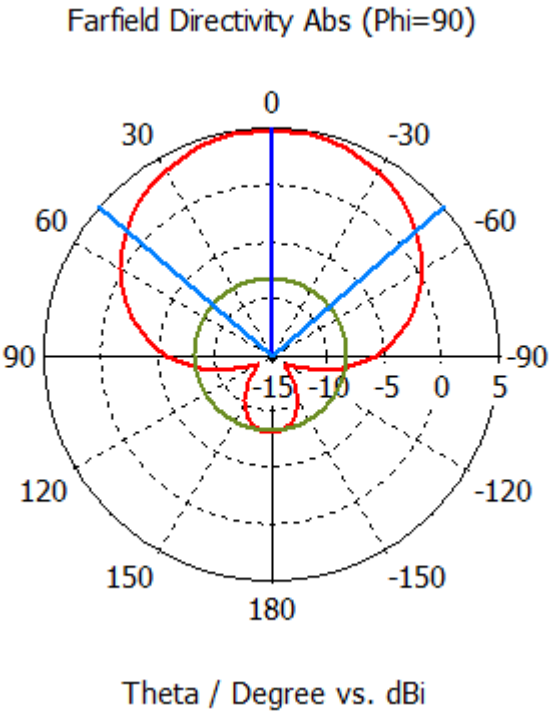
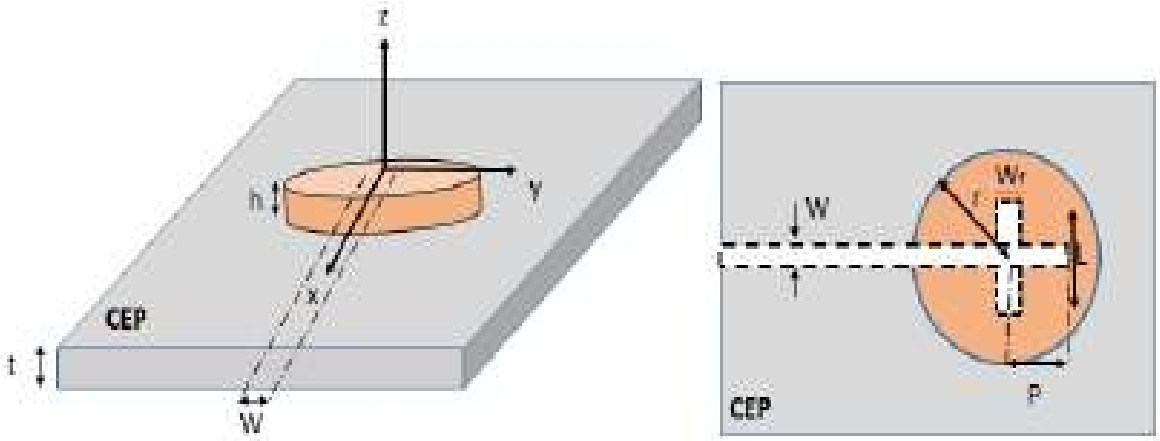


Diagramme de rayonnement en coordonné polaire.

La géométrie de l'antenne alimentée par ligne micro ruban



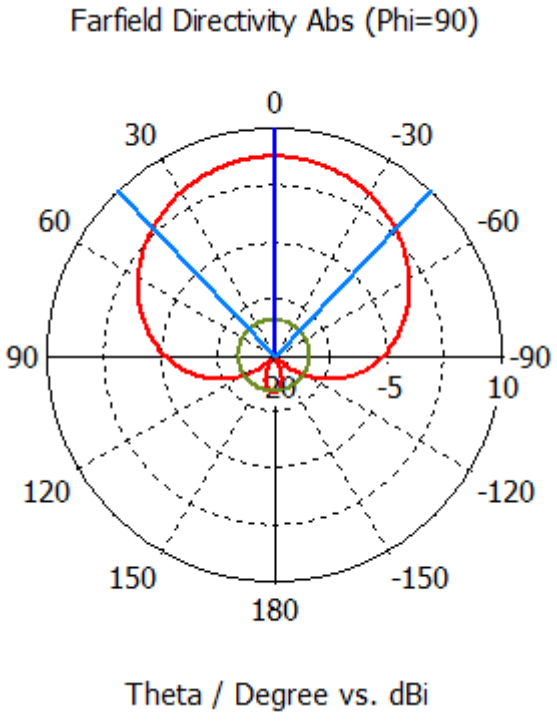
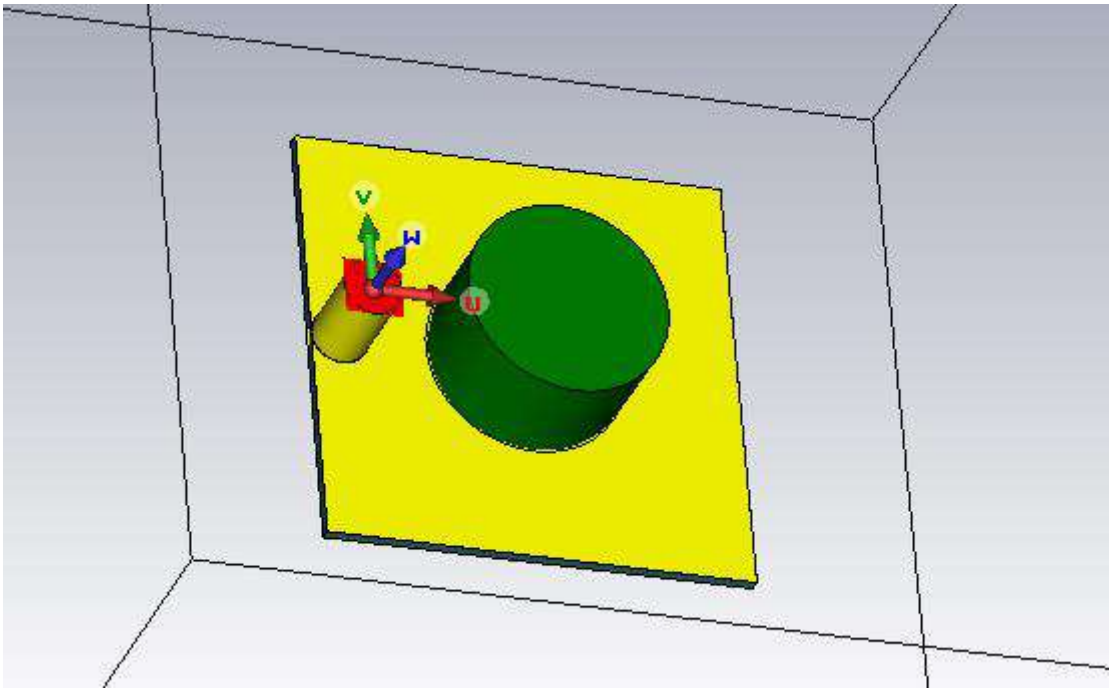


Diagramme de rayonnement en coordonné polaire.

La géométrie de l'antenne alimentée par sonde coaxiale



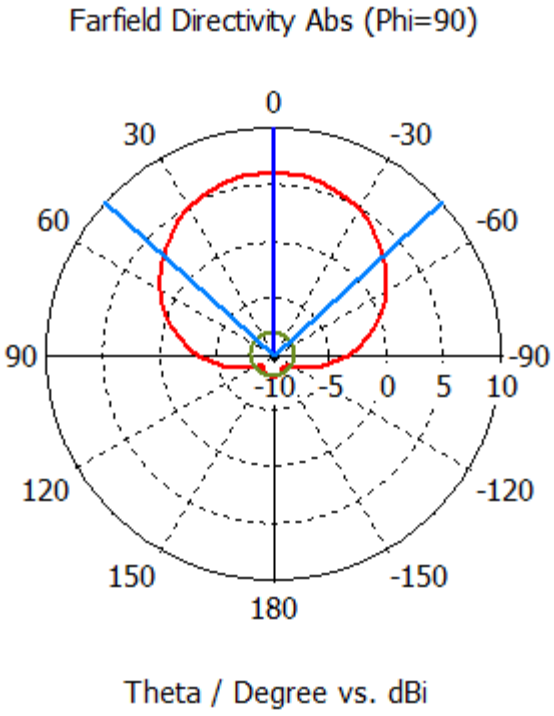


Diagramme de rayonnement en coordonné polaire.