

TABLE DES MATIÈRES

Remerciements	1
Sommaire	2
Liste des figures	5
Liste des tableaux	7
Publications	8
Résumé	9
Introduction Générale	10
Chapitre 1	14
Introduction	14
1.1. Historique	14
1.2. La bande de transmission	15
1.3. Définition d'une antenne	16
1.4. Caractéristiques générales d'une antenne	16
1.4.1 Diagramme de rayonnement	17
1.4.2. Angle d'ouverture	17
1.4.3. Ouverture rayonnante et Rendement	18
1.4.4. La directivité de l'antenne	19
1.4.5. Gain	19
1.4.6. Polarisation	19

1.5. Différents types d'antennes	20
1.5.1. Les antennes cornets	22
1.5.2. Définition d'une antenne imprimée	23
1.5.2.1. Mécanisme de rayonnement de l'antenne Patch	24
1.5.2.2. Techniques d'alimentation des antennes patches	25
1.5.2.3. Avantages et limitations des antennes patches	25
1.5.3. Les antennes à Résonateurs Diélectriques (DRAs)	26
1.5.3.1. L'histoire des Antennes à Résonateurs (DRAs)	27
1.5.3.2. Les formes des Antennes à Résonateurs Diélectriques (DRAs)	28
1.5.3.3. Mécanisme d'excitation des DRAs	29
1.5.3.4. Amélioration de la largeur de la bande	30
1.5.3.5. Amélioration du gain	31
1.5.3.6. Les Avantages des DRAs	32
1.6. Conclusion	32
Chapitre 2	33
2.1. Introduction	33
2.2. Mode de fonctionnement des résonateurs diélectriques	33
2.2.1. Résonateurs Diélectriques en Anneaux Cylindriques	33
2.2.2. Résonateurs sphériques	34
2.2.3. Résonateurs Diélectriques Rectangulaires	34
2.2.4. Résonateurs Diélectriques Cylindriques	35
2.2.4.1. Résonateurs diélectriques cylindriques isolés	37
2.2.4.2. Résonateur diélectrique cylindrique sur un plan de masse	39

2.3. Étude comparative des différentes formes de résonateurs diélectriques	40
2.4. Conclusion	41
Chapitre 3	42
3.1. Introduction	42
3.2. Méthode des différences finies	44
3.3. Méthode des intégrales finies	46
3.4. Méthode des éléments finis	47
3.5. Logiciels de simulation	48
3.5.1 HFSS.....	48
3.5.2 CST	50
Chapitre 4	52
4.1. Choix du matériau	52
4.2. Le Résonateur Diélectrique cylindrique	53
4.3. Antenne de référence	54
4.4. Antenne DRA avec superstrat	57
4.5. l'antenne proposée	59
4.6. Comparaison des 3 antennes	62
4.7. Conception et réalisation d'un réseau d'une antenne MIMO	68
4.7.1 Géométrie d'antenne	68
4.7.2 FSS	70

4.7.3 Conception de l'antenne	70
4.7.4 Conclusion	75
Conclusion Générale	76
Bibliographie	78

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1. Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes.

Figure 1.2. Différentes formes d'antennes.

Figure 1.3. Sortie des ondes électromagnétiques d'un guide d'onde.

Figure 1.4. Une antenne cornet.

Figure 1.5. Structure d'une antenne imprimée.

Figure 1.6. Distribution de charge.

Figure 1.7. Distribution de champ électrique

Figure 1.8. Différentes formes de résonateurs diélectriques.

Figure 1.9. Différents mécanismes d'excitations des résonateurs.

Figure 1.10. Différentes techniques d'amélioration de la bande passante des résonateurs diélectriques.

Figure 2.1. DRA cylindrique en anneau isolé.

Figure 2.2. DRA rectangulaire isolé.

Figure 2.3. DRAs cylindriques isolés.

Figure 2.4. Nature de la radiation de différents modes de DRAs cylindriques isolés (M=dipôle magnétique P =dipôle électrique).

Figure 2.5. Équivalence entre les modes d'un DRA isolé d'hauteur $2H$ et un DRA d'hauteur H placé sur un plan métallique.

Figure 3.1. Cellule élémentaire de Yee.

Figure 3.2. Maillage d'une ligne coplanaire par la méthode des éléments finis.

Figure 4.1 : Géométrie de l'antenne de référence.

Figure 4.2: les pertes de retours de l'antenne de référence

Figure 4.3: le gain de l'antenne de référence

Figure 4.4: Géométrie de l'antenne DRA avec superstrat.

Figure 4.5 : les pertes de retours de l'antenne DRA avec superstrat

Figure 4.6 : le gain de l'antenne DRA avec superstrat

Figure 4.7: Géométrie de l'antenne proposée.

Figure 4.8 : les pertes de retours de l'antenne de proposée.

Figure 4.9 : le gain de l'antenne proposée.

Figure 4.10 : les pertes de retours de l'antenne de proposée (HFSS).

Figure 4.11 : le gain de l'antenne proposée (HFSS).

Figure 4.12 : Perte de retour pour les trois antennes

Figure 4.13 : Gain des trois antennes

Figure 4.14 : Le plan E pour les trois antennes (a) 57GHz (b) 60 GHz (c) 63GHz.

Figure 4.15 : Le plan H pour les trois antennes (a) 57GHz (b) 60 GHz (c) 63GHz

Figure 4.16 : antenne MIMO avec FSS (a) plan 2D de l'antenne (b) vue 3D de l'antenne (c) les photos de l'antenne fabriquée.

Figure.4.17 : les pertes de retour simulées et mesurées pour MIMO-DRA sans FSS

Figure.4.18 : Les pertes de retour simulées et mesurées pour MIMO-DRA avec FSS

Figure.4.19 : l'isolation mesurée et simulée pour l'antenne DRA-MIMO.

Figure.4.20 : le gain simulé de l'antenne DRA-MIMO avec et sans FSS.

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1. Rayonnement des modes
Tableau 3.2. Équivalence des modes
Tableau 3.3. Étude comparative entre différentes formes de résonateurs diélectriques
Tableau 3.4. Le maximum d'angle de couverture pour les différentes formes d'antennes ...
Tableau 3.5. Paramètres de l'antenne

Rapport-Gratuit.Com

PUBLICATIONS

- [1] Agouzoul, A; Nedil, M; Coulibaly, Y; Denidni, T.A; Ben Mabrouk, I; Talbi, L.
``Design of a high gain hybrid dielectric resonator antenna for millimeter-waves
underground applications`` Antennas and Propagation (APSURSI), IEEE,
spokane, Washington. July 2011. pp: 1688 – 1691
- [2] Agouzoul, A; Nedil, M; Coulibaly, Y; Denidni, T.A; Ben Mabrouk, I; Talbi, L.
``high gain MIMO antennas for mm-wave underground mining communications`` The
2013 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, accepté février 2013

RÉSUMÉ

Le domaine des télécommunications dans les mines connaît depuis plusieurs décennies une croissance sans précédent. Les services de plus en plus variés (téléphonie mobile, services multimédia interactif...) se voient proposés par de nombreux systèmes. Dans le cadre d'un système de communication, l'antenne est un élément incontournable pour assurer l'émission et la réception de l'information matérialisée par les ondes se propageant dans l'atmosphère. Les antennes doivent ainsi, à cause de ces applications liées aux nouvelles technologies, posséder de larges bandes passantes pour assurer le haut débit, des gains élevés pour permettre des communications courtes et longues portées. Par ailleurs, la bande millimétrique offre une très grande largeur de bande de fréquence. La disponibilité d'une bande de fréquence de l'ordre de 7GHz à 60GHz constitue une motivation évidente sur le choix de cette bande de fréquence qui se traduit par un transfert élevé de données de l'ordre de Gb/s. Les antennes à résonateurs diélectriques pourraient être des bons candidats pour les applications en ondes millimétriques.

C'est dans cette optique que nous proposons de nouvelles antennes à résonateurs diélectriques hybride dans la bande millimétrique. Ce travail consiste à concevoir et réaliser une antenne large bande et à gain élevé à base de résonateur diélectrique et FSS (Frequency Selective Surface) qui peuvent contourner les limitations dues à l'absorption de l'oxygène (d'environ 15dB/km à 60 GHz), et à la perte de propagation dans l'espace libre.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La communication est le moyen de partager l'information, elle se révèle indispensable depuis l'antiquité. Elle se manifeste au départ par des techniques très simples comme les signaux de fumée. Mais le besoin de communiquer évolue avec le temps. L'homme a besoin de transmettre l'information d'une manière plus précise.

Les efforts réalisés pour faire évoluer les moyens de communication aboutissent dans un premier temps à l'invention du télégraphe. L'ingénieur français C. Chappe réussit à envoyer en 1793 le premier message télégraphique sur une distance de 15 km. La transmission s'est effectuée grâce à des relais mécaniques jusqu'à l'invention du télégraphe électrique par le peintre américain S. Morse en 1832, il utilise un code télégraphique (le Morse) où les caractères sont représentés par des ensembles de points et de traits séparés par des espaces.

En 1864, le physicien et mathématicien écossais J. Maxwell présente sa contribution aux développements et formulation mathématiques des travaux sur l'électricité et le magnétisme réalisés par le physicien et chimiste anglais M. Faraday et le mathématicien et physicien français A.-M. Ampère. Il en tire un ensemble de vingt équations différentielles à vingt variables, réduites plus tard à quatre. Ces équations désormais connues sous le nom d'équations de Maxwell décrivent le comportement du champ électromagnétique ainsi que son interaction avec la matière.

Pour développer son dispositif de télégraphie sans fil, le physicien et homme d'affaires italien G. Marconi s'appuie sur les travaux théoriques de Maxwell et parvient en 1896 à transmettre des ondes radio.

Après la télégraphie et la transmission de l'onde radio, l'invention du circuit imprimé a révolutionné le domaine de l'électronique. Les composants électroniques initialement volumineux ont commencé à être miniaturisés dans les années 1940, notamment avec l'invention du transistor en 1948. Ces efforts de miniaturisation, ainsi que l'engagement massif autour de ces nouvelles technologies ont ensuite permis l'invention en 1959 du circuit intégré aussi appelé puce électronique.

Les besoins militaires de la seconde guerre mondiale ont précipité l'invention des ordinateurs. En effet, il fallait aller toujours plus vite pour décrypter les codes secrets ou calculer les trajectoires de tir d'obus. En 1945, un rapport rédigé par le mathématicien et physicien américain J. Von Neumann, vise à perfectionner les calculateurs de trajectoires de tirs, et énumère les caractéristiques principales d'un véritable ordinateur: il faut un processeur ainsi qu'un programme modifiable et enregistré dans la mémoire de la machine. Dès 1948, ces recommandations trouvent leurs applications et la mise en service de la machine Manchester Mark I.

Après les premiers ordinateurs, naissent les langages BASIC et Pascal, le premier nœud du réseau, le réseau local Ethernet... Jusqu'à l'apparition en 1970 du microprocesseur qui permet la miniaturisation de matériel informatique et l'apparition en 1973 du premier micro-ordinateur.

L'essor considérable des ordinateurs, notamment pour le grand public, a largement contribué au développement des télécommunications. Le besoin d'être connecté en permanence à un réseau quel que soit l'endroit où l'on se trouve, a conduit à la création d'une grande variété de réseaux de télécommunications, parmi lesquels les réseaux sans fil qui présentent des qualités considérables.

L'antenne constitue un maillon important dans le réseau de télécommunications. En effet, elle permet d'établir une liaison entre deux ou plusieurs points, là où les supports de communication habituels (câbles, fibres optiques...) sont difficiles voire impossible à mettre en œuvre. C'est l'élément qui assure les fonctions d'émission et de réception dans l'espace libre des ondes électromagnétiques véhiculant le signal.

Il existe différentes familles d'antennes, chacune ayant son domaine d'utilisation privilégié:

Les antennes directives sont employées pour des liaisons de type point à point.

Les antennes omnidirectionnelles et sectorielles pour des liaisons de type point à multipoint.

Dans le cadre de ce travail, nous nous sommes focalisés sur l'étude d'antennes directives pour la réalisation de liaisons de type point à point.

Les antennes directives permettent d'augmenter la densité de puissance à l'endroit où l'on veut cibler/détecter l'information. La puissance rayonnée par ces antennes se trouve concentrée dans un ou plusieurs lobes.

Plusieurs compagnies minières au Canada investissent dans des systèmes de communications modernes afin d'augmenter la sécurité de ses ouvriers avec la possibilité de la radio localisation, une hausse de la production, le contrôle automatique des machines, la transmission vidéo avec une très haute vitesse et l'utilisation des téléphones cellulaires avec possibilité d'interconnexions directes entre les ouvriers de la mine et leurs sites d'exploitations.

La large bande passante gratuite disponible à 60 GHz et l'atténuation intrinsèque atmosphérique par une forte absorption de l'oxygène (environ 15 dB / km), permet de réutiliser une fréquence plus élevée et la coopération de plusieurs liaisons dans la même zone avec moins d'interférence. C'est pour cela que, la bande à 60 GHz est très intéressante pour les communications sans fil à haut débit de données et de courte portée. La longueur d'onde petite permet d'avoir des antennes de petite taille ainsi que d'autres parties du matériel radio.

Problématique:

Aux bandes d'ondes millimétriques, les configurations classiques de micro ruban souffrent de la perte d'insertion en raison du conducteur et le problème d'absorption d'oxygène dans la bande de 60 GHz. Pour surmonter ces problèmes et offrir une taille appropriée, de nouvelles antennes basées sur des résonateurs diélectriques ont été proposées.

L'objectif de la recherche:

L'objectif de ce mémoire est de concevoir et réaliser une antenne à résonateurs diélectrique dans la bande 60 GHz. L'antenne est capable de couvrir la bande de (57GHz – 64GHz) avec un gain élevé. Les logiciels utilisés sont CST Microwave Studio et HFFS d'Ansoft. Le but est de concevoir l'antenne à l'aide des deux logiciels et comparer les résultats obtenus.

Méthodologie de la recherche:

Pour répondre à notre objectif de recherche, on a suivi la méthodologie suivante:

La première phase consiste à recueillir des informations sur les travaux qui ont été faits dans la bande millimétrique surtout la conception des antennes à base de résonateurs diélectriques afin de connaître les formes les plus adéquates pour cette bande. Déterminer les matériaux et l'épaisseur des substrats utilisés dans la conception de l'antenne conforme.

La deuxième phase a pour but de déterminer les dimensions de notre antenne suite à des calculs faits à partir de formules ainsi que des études paramétriques pour trouver la hauteur, le rayon ainsi que le mode résonant de notre résonateur diélectrique.

La dernière phase est la conception de notre antenne avec un seul élément rayonnant. Par la suite, on augmente le nombre jusqu'à deux éléments rayonnants tout en gardant nos objectifs (couvrir la bande 60Ghz et un gain élevée),

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

Ce chapitre a pour objectif de présenter les différents types d'antennes qui s'appliquent dans le domaine des télécommunications. Les caractéristiques générales de l'antenne telles que le diagramme de rayonnement, l'angle de couverture, la directivité, le gain et la polarisation y sont mises en valeur également. Nous avons utilisé des antennes à résonateur dans ce travail à cause des bonnes performances que cette technologie offre dans la bande millimétrique

1.1. Historique.

La mise en évidence des phénomènes d'induction par Michael Faraday en 1831 [1] a permis de transmettre des signaux électriques à distance. Ainsi, la bobine qui constitue le cadre peut être considérée comme la première antenne. Il a fallu attendre jusque l'année 1887 la confirmation de la théorie de Maxwell (énoncée en 1873) grâce aux expériences d'Hertz, la théorie selon laquelle les champs électriques et magnétiques se propagent comme la lumière sous forme d'onde [1].

Hertz a réussi à produire et à détecter les ondes décimétriques [2] avec un doublet électrique formant l'éclateur, on peut également noter la présence d'un réflecteur parabolique utilisé pour focaliser un rayonnement, comme en optique. Ainsi, mettant en application les ondes kilométriques, Guglielmo Marconi a utilisé un simple fil relié à un cerf-volant pour franchir les étapes décisives dans le domaine de la radiotélégraphie [2].

L'antenne, l'élément essentiel dans la transmission des signaux TSF sur de longues distances, fut inventée par le russe Popov. Ce dernier a réussi la première transmission et réception d'ondes hertziennes entre divers bâtiments de l'Université de Saint-Petersbourg le 24 Mars 1896 [3]. Il a utilisé des antennes d'émission et de réception verticales pour améliorer la réception.

Beaucoup de scientifiques ont fait des études expérimentales et théoriques sur les antennes, on peut en citer :

- Karl Ferdinand Braun (1850-1918) : prix Nobel de physique avec Marconi en 1909, il a inventé l'oscillographe cathodique, et a également imaginé l'antenne directionnelle.

- Lee De Forest : il a inventé la triode en 1906, permettant ainsi d'effectuer des liaisons téléphoniques sur de grandes distances.

La première liaison transatlantique a eu lieu en 1901 et en 1915 [4] entre les États-Unis et le Japon (relais à Honolulu).

Les antennes sont demeurées constituées exclusivement par des fils ou des arrangements de fils disposés au sol, suspendus au plus haut des supports disponibles, ceci fut jusqu'à la fin de la première guerre mondiale.

1.2. La bande de transmission

Il existe plusieurs catégories de bandes de transmission. Chaque catégorie est caractérisée par sa longueur d'onde ou par l'antenne opérante.

Pour un grand nombre d'applications, on peut citer [5]:

- ❖ Les ondes kilométriques (30KHz-300KHz) et hectométriques (300KHz-3MHz), utilisées dans la radiodiffusion à modulation d'amplitude ou dans les liaisons avec les sous-marins.
- ❖ Les ondes décamétriques (3MHz-30MHz) utilisées dans les liaisons radios intercontinentales ou maritimes.
- ❖ Les ondes métriques (30MHz-300MHz) utilisées dans la radiodiffusion à modulation de fréquence, la télévision et la radionavigation.
- ❖ Les ondes décimétriques (300MHz-3GHz) utilisées dans la télévision, le radar, les liaisons avec les téléphones mobiles.
- ❖ Les ondes centimétriques (3GHz-30GHz) utilisées dans les liaisons terrestres par faisceaux hertziens, les liaisons spatiales avec les satellites artificiels ou les sondes spatiales, la radiodiffusion, la télédétection par satellite artificiel etc.
- ❖ Ondes millimétriques (30GHz-300GHz) utilisées dans la radioastronomie et certains radars, elles sont également utilisées à cause de l'encombrement du domaine des radiofréquences et d'hyperfréquences.

La bande 60GHz offre beaucoup d'avantages dont :

- une bande gratuite offrant de 5 à 7 GHz de bande passante.
- supporte des communications et des transmissions de données à haut débit.
- capable d'accueillir tous les types de communication sans fil de courte portée.
- diminue la taille et le poids des composants recherchés grâce à la faiblesse de sa longueur d'onde.

1.3. Définition d'une antenne.

On appelle antenne, tout dispositif permettant de transformer l'énergie électrique en énergie électromagnétique en émission ou en réception, afin d'assurer la transmission de l'information. On peut les considérer comme des adaptateurs d'impédance entre l'espace et l'émetteur ou le récepteur.

1.4. Caractéristiques générales d'une antenne.

Elles sont déterminées par rapport à une source de référence. Une source ponctuelle rayonnant sa puissance d'alimentation de façon identique dans toutes les directions qui constituent la source de référence idéale [5].

La puissance rayonnée $P_0(\theta, \Phi)$ par unité d'angle solide, dans une direction définie par les deux angles (θ, Φ) , est donnée par la relation suivante :

$$P_0(\theta, \Phi) = P_a/4\pi \quad (I.1)$$

Où P_a est la puissance d'alimentation.

1.4.1 Diagramme de rayonnement.

Hormis les antennes omnidirectionnelles dans certains plans, les antennes ne rayonnent pas leurs puissances de façon uniforme dans toutes les directions de l'espace. Le diagramme de rayonnement d'une antenne représente alors les variations de la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans les différentes directions de l'espace.

Une grande partie de la puissance rayonnée est généralement concentrée autour d'une direction de rayonnement maximale, la partie restante étant concentrée autour des directions secondaires.

La fonction caractéristique $F(\theta, \Phi)$ de l'antenne permet d'avoir une vision globale du rayonnement. Elle est égale au rapport de la puissance transmise dans une direction donnée $P(\theta, \Phi)$ à la puissance P_{\max} de la direction où le rayonnement est maximal [5].

$$P_0(\theta, \Phi) = P_{\max}/4\pi \quad (I.2)$$

1.4.2. Angle d'ouverture.

C'est l'angle que font entre elles les deux directions du lobe principal selon lesquelles la puissance rayonnée est égale à la moitié de la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal. (Voir figure 1.1).

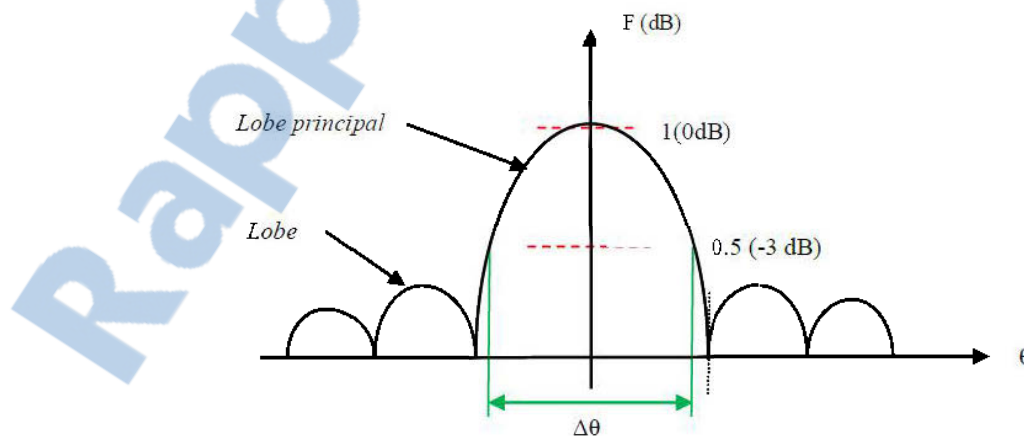


Figure 1.1. Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes.

$\Delta\theta$ représente l'angle d'ouverture. Lorsque l'antenne présente un lobe principal assez fin, la plus grande partie de la puissance rayonnée se trouve à l'intérieur des deux directions (-3dB). Autrement dit, $\Delta\theta$ nous donne plus de renseignements sur la finesse du lobe et la qualité du rayonnement [5].

1.4.3. Ouverture rayonnante et Rendement.

Ouverture rayonnante:

C'est la surface géométrique rayonnante d'une antenne, c'est aussi la surface qui capte l'énergie des ondes électromagnétiques transmises.

Rendement :

Pour une antenne donnée, la puissance rayonnée P est généralement inférieure à la puissance d'alimentation P_a , le rendement d'une antenne est alors défini comme étant le rapport de la puissance totale P [5] qu'elle rayonne à sa puissance d'alimentation P_a . On la note η :

$$\eta = P/P_a \quad (I.3)$$

1.4.4. La directivité de l'antenne.

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

$$D(\theta, \Phi) = 4\pi P(\theta, \Phi) / \eta P_a \quad (I.4)$$

1.4.5. Gain.

D'une façon générale, une antenne rayonne une puissance qui varie en fonction de la direction considérée. On appelle gain $G(\theta, \Phi)$ d'une antenne dans une direction (θ, Φ) , le rapport de la puissance $P(\theta, \Phi)$ dans cette direction à la puissance $P_0(\theta, \Phi)$ que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle solide avec la même puissance d'alimentation [5], il est donné par la relation :

$$G(\theta, \Phi) = P(\theta, \Phi) / P_0(\theta, \Phi) = 4\pi P(\theta, \Phi) / P_a \quad (I.5)$$

Le gain et la directivité sont liés par l'équation suivante : $G(\theta, \Phi) = \eta D(\theta, \Phi)$

1.4.6. Polarisation.

La polarisation d'une antenne est donnée par la direction du champ électrique E . Elle est dite rectiligne si la direction du champ électrique est constante dans le temps.

Exemple : les antennes dipôles rayonnants utilisés en ondes métriques et décimétriques.

Il existe des antennes qui rayonnent un champ électrique dont la direction varie avec le temps, ainsi, dans la schématisation des positions successives de E , l'extrémité du vecteur représentatif décrit un cercle ou une ellipse, le champ rayonné est dit à polarisation circulaire ou elliptique. On rencontre de tels champs dans les antennes utilisées en radars et télécommunications spatiales [5].

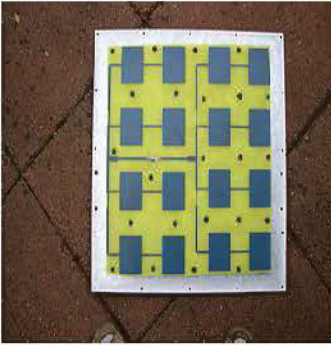
1.5. Différents types d'antennes.

Les antennes sont réparties en plusieurs catégories selon la géométrie, le gain, la forme du faisceau, et la bande passante. Ainsi, on les classe comme suit [6]:

- ❖ Selon la forme géométrique:
 - antennes filaires : dipôle, boucle, spirale.
 - antennes à ouvertures : cornet, fente.
 - antennes imprimées : patch, dipôle imprimé, spirale.
- ❖ Selon le gain:
 - gain élevé : planaire.
 - gain moyen : cornet.
 - gain bas : dipôle, fente, patch.
- ❖ Selon la forme du faisceau:
 - omnidirectionnelle : dipôle.
 - faisceau étroit : planaire.
 - faisceau large : antenne réseau.
- ❖ Selon la largeur de bande :
 - bande large : spirale.
 - bande étroite : patch, fente.



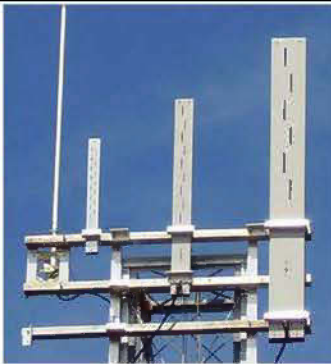
(a) antenne filaire



(b) réseau d'antenne imprimé



(c) antenne cornet



(d) antenne a fente

Figure 1.2. Différentes formes d'antennes [6].

1.5.1. Les antennes cornets.

Ce sont des antennes de forme cylindrique, conique ou pyramidale utilisées comme des antennes sources pour éclairer un réflecteur parabolique [7].

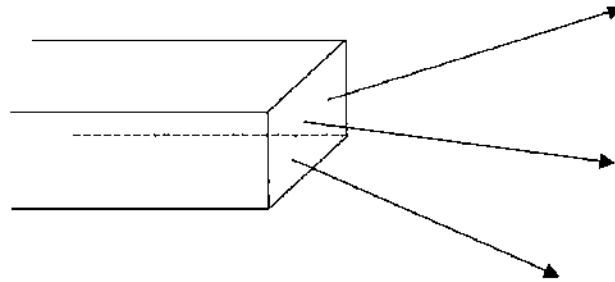


Figure 1.3. Sortie des ondes électromagnétiques d'un guide d'onde.

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 l'énergie transmise est rayonnée tandis que la majeure partie est réfléchi 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 l'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 1.4. [7].



Figure 1.4. Une antenne cornet [7].

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 [7].

1.5.2. Définition d'une antenne 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.

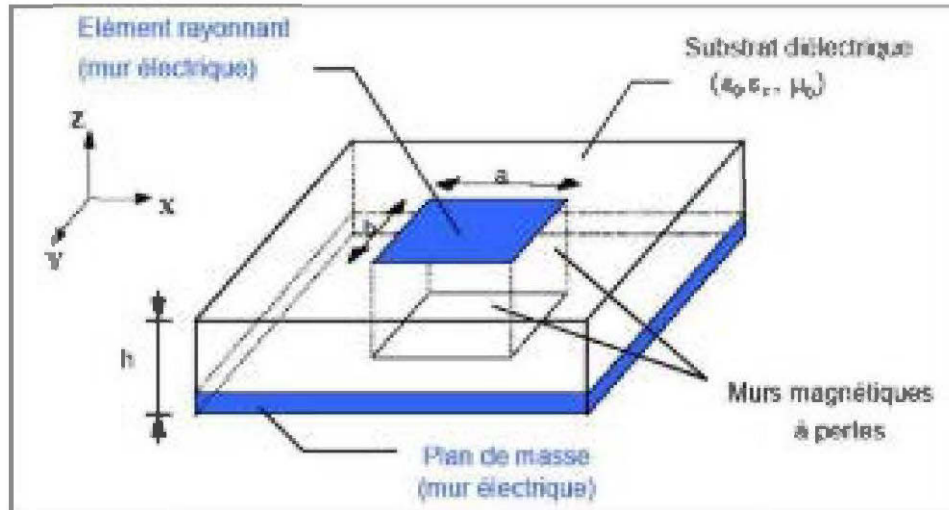


Figure 1.5. Structure d'une antenne imprimée [5].

Les substrats diélectriques ont généralement une faible permittivité ($\epsilon_r \leq 3$) 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 [5].

1.5.2.1. Mécanisme de rayonnement de l'antenne Patch.

L'onde électromagnétique qui naît de l'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 1.6).

Le cas représenté sur cette figure correspond au mode fondamental de l'antenne. Ces distributions, associées aux densités des courants engendrent une distribution des champs électriques représentés à la figure 1.7 dans le mode fondamental [8].

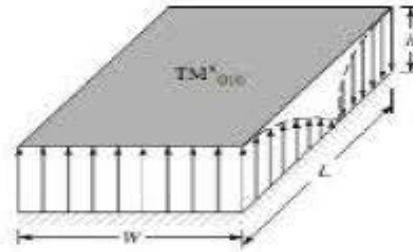
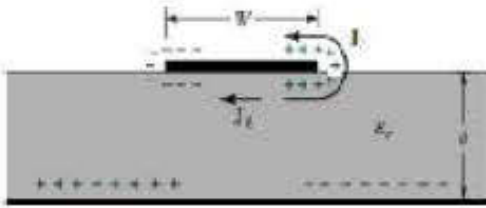


Figure 1.6. distribution de charge.

Figure 1.7. Distribution de champ électrique

1.5.2.2. Techniques d'alimentation des antennes patches.

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 bande millimétrique, la ligne micro ruban, et le couplage par ouverture dans le plan de masse sont les techniques les plus utilisées.

1.5.2.3. Avantages et limitations des antennes patches.

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

- faible poids.
 - encombrement réduit.
 - coût de fabrication faible, production en masse possible.
 - antennes multi bandes et multi polarisables possibles.
 - compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit),
 - les réseaux d'alimentation et d'adaptation sont fabriqués simultanément avec l'antenne.
- Malgré les avantages précédemment cités, ces antennes ont des inconvénients de limitation d'utilisation telles que :

- bande passante étroite.
- gain moyen.
- rayonnement limité à un demi-plan d'espace.
- elles supportent uniquement les faibles puissances.
- pertes de rayonnement par des ondes de surface.

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 [9].

Une des solutions proposées est l'utilisation des résonateurs diélectriques comme élément rayonnant à cause de certaines raisons qui seront énumérées plus loin dans ce chapitre.

1.5.3. Les antennes à Résonateurs Diélectriques (DRAs).

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.

1.5.3.1. L'histoire des Antennes à Résonateurs (DRAs).

En 1909, Debye proposa le premier article scientifique faisant référence aux résonateurs diélectriques, cependant, il avait cru que le mode résonant à l'intérieur de la sphère ne pouvait pas rayonner [10].

En 1939 [11], Richtmeyer prouva que les résonateurs diélectriques pouvaient rayonner de l'énergie et que cette énergie peut être non seulement évanescence, mais aussi peut se propager et créer un champ électromagnétique à l'extérieur de la structure du résonateur. En 1967, Gastine et Al ont étudié le facteur de qualité Q d'un résonateur sphérique isolé [12].

Soixante ans après l'introduction des résonateurs diélectriques, l'intérêt est resté principalement axé sur leur utilisation dans les oscillateurs et dans les filtres micro-ondes [12].

En 1968, Sager et Tsi [12] ont démontré dans un article la possibilité de construire de petites antennes en utilisant les résonateurs diélectriques.

En 1975, Van Bladel [13] a publié un article sur la théorie asymptotique visant à évaluer les modes de résonateurs de permittivité élevée et de forme arbitraire. Un an plus tard, les résultats numériques pour les fréquences de résonance, les champs et le facteur de rayonnement Q d'un résonateur diélectrique en forme d'anneau cylindrique s'en suivent [14].

En 1983, McAllister et Shen ont stipulé qu'en choisissant la forme, la dimension et la permittivité de la structure résonante, on peut obtenir des diagrammes de rayonnement prévisibles en contrôlant les champs [15]. C'était la première étude théorique et expérimentale sur l'application potentielle des configurations à base de résonateur diélectrique. De cette période jusqu'au début des années 1990, les applications des DRAs

ont connu une faible croissance. Cependant, avec la croissance des communications sans fils, différents dispositifs rayonnants ont été exploités pour ces nouvelles fréquences jusqu'à nos jours non exploitées.

1.5.3.2. Les formes des Antennes à Résonateurs Diélectriques (DRAs).

Le choix de la forme, des dimensions et de la permittivité peut donner un diagramme déterminé, selon le diagramme de rayonnement souhaité [15].

On distingue plusieurs formes de résonateurs diélectriques. Les formes cylindriques sont les premières à être utilisées car elles étaient déjà utilisées dans les circuits micro-ondes. La forme rectangulaire [16-17] est l'une des formes les plus populaires pour les raisons suivantes : elle est simple à réaliser, facilement modélisées par des formules approximées et résistante à la dégénération de modes. On peut citer aussi la forme hémisphérique. Un DR hémisphérique sur un plan de masse peut être analysé comme une sphère électrique par la théorie des images [18-19].

Beaucoup de formes sont analysées afin de produire des antennes à polarisation circulaire. Il s'agit des DR de forme elliptique et d'anneau cylindrique [20]. De nouvelles configurations coniques et triangulaires ont été introduites [21-22] récemment, des DR de forme tétraédrique viennent d'être introduits afin d'augmenter la largeur de la bande [23].



Figure 1.8. Différentes formes de résonateurs diélectriques.

1.5.3.3. Mécanisme d'excitation des DRAs.

La connaissance des champs des différents modes est nécessaire pour déterminer la position parfaite qui va permettre au réseau d'alimentation de se coupler au DRAs. Lors des premiers travaux sur les DRAs, ces derniers étaient alimentés par des sondes coaxiales [24], l'excitation par sonde est simple et facile à tester dans plusieurs laboratoires. Étant donné qu'il faut aménager des trous dans le DRAs pour permettre la pénétration des sondes, cette méthode n'est pas souhaitable, par ailleurs, les sondes introduisent des composants réactifs qui vont réduire l'efficacité de l'antenne, de plus, il est difficile de trouver une sonde qui va entrer parfaitement dans le trou creusé.

Des lignes de transmission micro rubans, populaire en micro-ondes, ont été utilisées pour exciter les DRAs [18], le ruban conducteur est monté sur le DRA donnant naissance à un couplage efficace, l'avantage de cette méthode provient du fait qu'elle peut être réalisée en coupant un ruban d'une colle adhésive conductrice.

Il existe trois méthodes d'excitation du DRAs avec une ligne micro ruban : le couplage direct [25], le couplage par proximité [26], et le couplage par ouverture [27-28], les deux premières méthodes peuvent être utilisées lorsque le résonateur diélectrique (DR) et la ligne d'alimentation se trouvent sur la même face, par conséquent, des rayonnements et des couplages non souhaités peuvent être produits; le couplage par ouverture (fente) reste le plus populaire grâce aux avantages qu'il présente, cette technique permet d'empêcher l'énergie rayonnée par l'antenne de se coupler de nouveau dans le circuit et produire des réflexions indésirables.

La ligne coplanaire CPW (Coplanar Waveguide) est l'une des plus récentes méthodes utilisée pour exciter un DRA [29]. L'excitation est rendue possible grâce à une petite fente située à l'extrémité de la ligne coplanaire. Les DRAs alimentés par des lignes CPW permettent de produire de grandes largeurs de bandes et des gains acceptables. D'autres méthodes telles que l'alimentation par guide d'onde ou par guide d'image sont aussi utilisées. Dans ces derniers cas, les DRAs doivent être disposés dans des positions adéquates pour permettre un couplage avec le mode fondamental par le guide d'image

[30-31]. Ce type d'excitation élimine les pertes par conduction qui sont ordinairement causées par la structure d'alimentation.

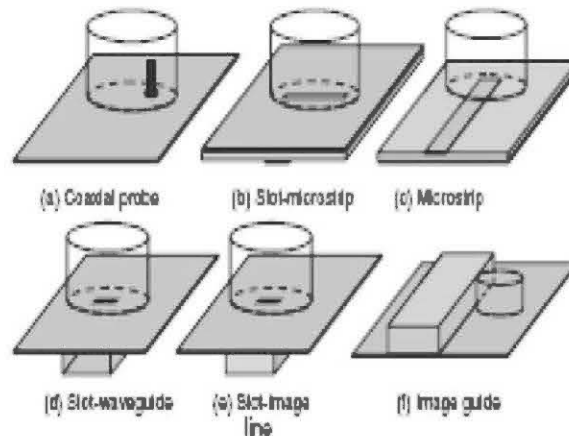


Figure 1.9. Différents mécanismes d'excitations des résonateurs.

1.5.3.4. Amélioration de la largeur de bande.

Il existe plusieurs méthodes d'augmentation du gain d'un résonateur diélectrique. L'une des méthodes les plus simples consiste à utiliser un trou d'air soit dans le résonateur, soit entre ce dernier et le plan de masse [32]. Cette technique permet de diminuer la permittivité effective du résonateur diélectrique, ce qui réduit le facteur de qualité Q et par conséquent, augmente la largeur de bande [21,23].

Les résonateurs de forme conique et tétraédrique peuvent également augmenter la largeur des bandes.

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

- deux DR cylindriques peuvent être empilés pour obtenir une largeur de bande de 25% à 9GHz [33].
- un disque conducteur ou de haute permittivité dans une technique d'empilement [34].
- un DR couplé avec les DR parasite améliore la bande passante [35].
- un patch parasite peut être utilisé pour augmenter la largeur de la bande.
- une configuration multi segments permet d'avoir un couplage important et une grande largeur de bande [36], son originalité consiste à ajouter et à superposer les diélectriques.

Une autre façon d'augmenter la bande passante, est de faire imbriquer des résonateurs de différentes formes les uns sur les autres. Les structures imbriquées ont l'avantage d'être plus rigides que les structures empilées.

La combinaison de la résonance de plusieurs éléments rayonnant avec la technique hybride permet d'obtenir une large bande passante. L'avantage de cette technique c'est la facilité de la réalisation de la combinaison [37-38].



Figure 1.10. Différentes techniques d'amélioration de la bande passante des résonateurs diélectriques.

1.5.3.5. Amélioration du gain.

Le gain d'un résonateur diélectrique est en général limité ($\approx 5 dBi$). Plusieurs méthodes ont été utilisées pour augmenter ce gain, l'une d'elle consiste à utiliser des cavités [39-41].

Des réseaux à rotation séquentielle ont été réalisés avec les DR [42]. Une telle configuration permet d'améliorer le gain de l'antenne, la bande passante et le taux d'ellipticité [43]. Les réseaux de DRAs ont plusieurs avantages par rapport à un seul DRA, ils ont des diagrammes de rayonnement plus directs, une plus grande largeur de bande et un gain plus élevé.

1.5.3.6. Les avantages des DRAs.

Les résonateurs diélectriques sont habituellement utilisés dans les filtres et dans les oscillateurs.

Les antennes à résonateurs diélectriques sont constituées d'un volume de matériaux diélectriques qui possèdent les avantages suivants [44-46]:

- une large bande passante naturelle.
- un rendement élevé, dû à l'absence de pertes ohmiques et d'ondes de surfaces.
- coût et poids faibles.
- variété de formes possibles.
- possibilité de les alimenter avec les méthodes classiques, ce qui les rend compatibles avec les technologies existantes.
- une gamme de permittivité relative disponible variant entre 10 et 100.
- une susceptibilité aux tolérances de fabrication inférieures à celles des antennes micro rubans propre aux ondes millimétriques.
- plusieurs modes de résonances peuvent être excités, ce qui donne des diagrammes de rayonnement différents.

1.6. Conclusion

Les antennes destinées aux systèmes de communication personnelle ont été présentées dans ce chapitre. Différentes techniques d'alimentation de type micro-ruban et de type coplanaire ont été aussi introduites.

Le problème de la largeur de bande reste toujours un obstacle devant les systèmes de communication. Plusieurs techniques d'amélioration de gain ont été alors mises en œuvre pour pallier cet inconvénient.

CHAPITRE 2

2.1. Introduction.

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 DR.

2.2. Mode de fonctionnement des résonateurs diélectriques.

Le choix de la forme du résonateur diélectrique dépend uniquement du diagramme de rayonnement et du mode raisonnant souhaité [47].

2.2.1. Résonateurs Diélectriques en Anneaux Cylindriques.

Quand un trou de rayon b est enlevé près de l'axe du DR cylindrique comme montré sur la figure. 2.1, on obtient un anneau cylindrique.

Les DRs en anneaux supportent le même type de mode que les DRs cylindriques. Cependant, les fréquences de résonance d'un anneau diélectrique sont plus grandes que celle d'un DR cylindrique correspondant et le facteur de qualité Q de l'anneau est plus petit que celui du cylindre. De ce fait, l'anneau aura donc une largeur de bande plus grande que celle du DR cylindrique. Cette amélioration peut être importante pour certains modes [47].

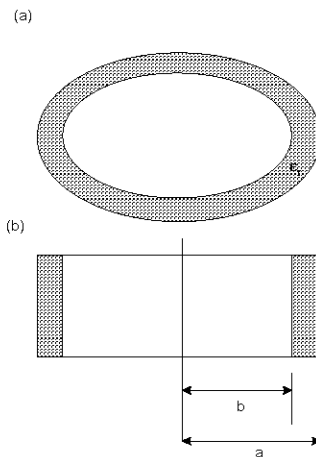


Figure 2.1 : DRA cylindrique en anneau isolé [47].

2.2.2. Résonateurs 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 [47].

Les DR sphériques peuvent supporter des modes TE_{nmr} et TM_{nmr} . Les indices n , m , 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 transcendantes 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 [47].

Les modes présentant un intérêt sont les modes internes. Pour les modes externes, les valeurs du facteur de radiation ou facteur de qualité Q sont toujours inférieures à 1. Pour des valeurs des indices n et r , tous les modes TE_{nmr} avec différentes valeurs de $m \leq n$ ont la même fréquence de résonance. La même chose est vraie pour les modes TM_{nmr} , les modes TE_{101} , TE_{201} et TM_{111} radient respectivement comme un dipôle magnétique axial, un quadripôle magnétique et un dipôle électrique. Les deux modes TE_{111} radient comme des dipôles magnétiques horizontaux orientés radialement selon $\Phi = 0$ et $\Phi = \pi/2$.

De manière générale, les modes TM_{111} radient comme des dipôles électriques horizontaux [47].

2.2.3. Résonateurs Diélectriques Rectangulaires.

Du fait que les DRAs rectangulaires n'ont pas de symétrie de révolution, leur analyse est alors beaucoup plus complexe. C'est pour cela qu'il n'existe pas de solutions analytiques mais uniquement des solutions approchées [47]. Les DRAs rectangulaires ont une certaine pureté de modes et ils sont aussi faciles à fabriquer. Pour une fréquence donnée, les rapports du DRA rectangulaire (hauteur/longueur et Largeur/ longueur) peuvent être indépendamment choisis [47] et la largeur de bande dépend de ces rapports. De ce fait, les DRAs rectangulaires sont plus versatiles car ils ont deux degrés de libertés.

Pour toute fréquence de résonance et toute permittivité diélectrique, deux des trois dimensions peuvent être choisies de manières indépendantes. Les fréquences de

résonances des différents modes peuvent être choisies de telle sorte qu'elles soient différentes l'une de l'autre en prenant judicieusement en considération les trois dimensions du DRA. Les modes du DRA rectangulaire sont non confinés et confinés. Ils sont de type TE et TM et ceci dans les trois directions; dans le cas où $a < d < b$, les modes fondamentaux d'un résonateur isolé montré dans la figure.2.2 sont, par ordre de fréquence de résonance croissante;

- de type TE et rayonnent comme des dipôles magnétiques orientés respectivement suivant x , z et y ;
- le facteur de qualité de rayonnement Q augmente avec la permittivité,
- la bande passante étant inversement proportionnelle à Q ,

Il en résulte qu'une permittivité importante sera synonyme de faible bande passante, et qu'une faible permittivité fournira une plus large bande. Cependant, il existe des contraintes qui limitent l'utilisation d'un substrat de permittivité ϵ_r trop petite, à savoir d'une part le fait qu'une permittivité trop faible n'entraîne pas de résonance, et d'autre part, il est plus difficile d'exciter le résonateur pour des raisons de couplage [47].

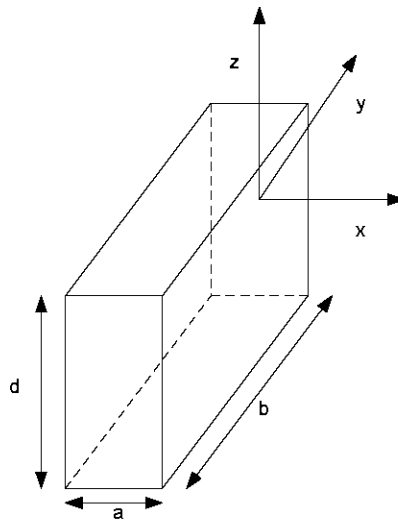


Figure .2.2 : DRA rectangulaire isolé [47].

2.2.4. Résonateurs Diélectriques Cylindriques.

Le résonateur diélectrique cylindrique est connu par sa facilité de fabrication [47]. En plus, grâce à la symétrie de sa rotation, son étude est simplifiée. Toutefois, on ne peut pas choisir les valeurs du rayon et la hauteur du CDR arbitrairement car la fréquence de résonance ainsi que le diagramme de rayonnement dépend 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 2.3 illustre un résonateur diélectrique de forme cylindrique [47].

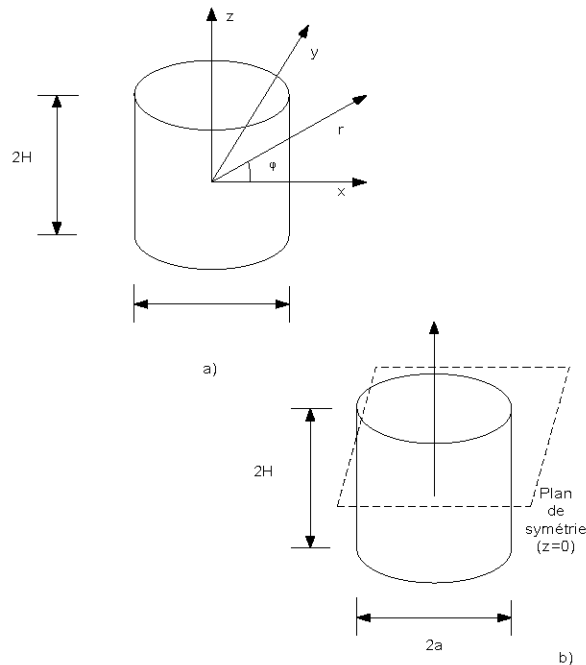


Figure .2.3 : DRAs cylindriques isolés [47].

2.2.4.1. Résonateurs diélectriques cylindriques isolés.

En général, les modes qui résonnent dans les Résonateurs Diélectriques Cylindriques (CDR) isolés ont la forme des dipôles, des quadripôles, des octopôles magnétiques ou électriques [47]. La figure 2.4 montre les différentes possibilités de rayonnement d'un CDR. Le mode $TE_{01\delta}$ d'un DRA cylindrique isolé rayonne comme un dipôle magnétique orienté suivant son axe comme montré dans la figure. 2.4. Le mode $TE_{011+\delta}$ quant à lui, rayonne comme un quadripôle axial magnétique. Les modes $TM_{01\delta}$ et $TM_{02\delta}$ rayonnent respectivement, comme un dipôle électrique axial et un quadripôle [47].

En supposant que la permittivité du résonateur est grande ($\epsilon_r \geq 10$), le mode hybride $HE_{11\delta}$ rayonne comme un dipôle magnétique orienté dans la direction transverse (horizontal) et le mode $HE_{21\delta}$ rayonne comme un quadripôle magnétique orienté suivant la direction transverse [47].

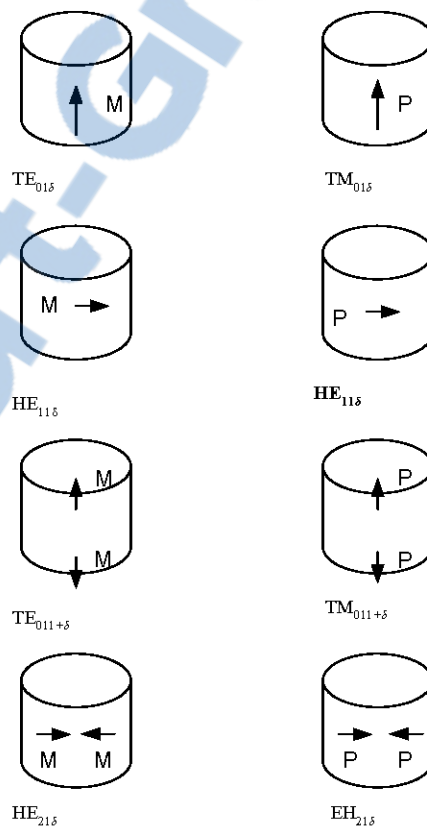


Fig. 2. 4 : Nature de la radiation de différents modes de DRAs cylindriques isolés (M=dipôle magnétique P =dipôle électrique) [47].

Sur les parois du résonateur, deux conditions sur les champs électrique et magnétique sont dérivées [13]:

$$\vec{E} \cdot \vec{n} = 0 \quad (\text{II.1})$$

$$\vec{n} \times \vec{H} = 0 \quad (\text{II.2})$$

L'équation (II.1) stipule que le champ électrique est tangent aux parois du résonateur. Alors que l'équation (II.2) impose au champ magnétique d'être orthogonal à ces mêmes parois. Les modes qui satisfont à la fois à (II.1) et (II. 2) sont dits confinés. Par contre, les modes qui ne satisfont que (II.1) sont simplement non confinés.

Le tableau ci-dessous résume tous les modes raisonnants dans un CDR isolé [13].

Plan de Symétrie (z=0)	Modes	Champs lointains	Orientation du multipôle
Mur Mag.	$TE_{01\delta}$	Dipôle Magnétique	Axial (vertical)
Mur Elect.	$TE_{011+\delta}$	Quadripôle Magnétique	Axial (vertical)
Mur Elect.	$TM_{01\delta}$	Dipôle électrique	Axial (vertical)
Mur Mag.	$TM_{011+\delta}$	Quadripôle électrique	Axial (vertical)
Mur Elect.	$HE_{11\delta}$	Dipôle magnétique	Transverse (horizontal)
Mur Elect.	$HE_{21\delta}$	Quadripôle magnétique	Transverse (Horizontal)
Mur Mag.	$EH_{11\delta}$	Dipôle électrique	Transverse (Horizontal)
Mur Mag.	$EH_{21\delta}$	Quadripôle électrique	Transverse (Horizontal)

Tableau 2.1 : Rayonnement des modes.

2.2.4.2. Résonateur diélectrique cylindrique sur un plan de masse.

Dans la pratique, le résonateur diélectrique est placé soit sur un plan de masse soit sur un substrat. Le plan de masse est considéré comme un support métallique pour l'antenne et la structure d'alimentation. Si on considère un CDR isolé de hauteur $2H$ pour qui le plan de symétrie ($z = 0$) est un mur électrique, cette hauteur correspond à une hauteur H dans le cas où le CDR est sur un plan comme illustré dans la figure 2.5. Cela nous mène à comparer les modes entre les deux structures. Cette dernière est montrée dans le tableau 2.2.

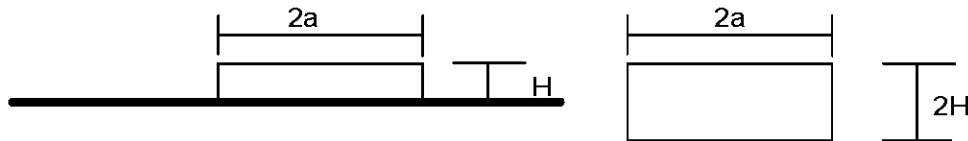


Figure. 2. 5 : Équivalence entre les modes d'un DRA isolé de hauteur $2H$ et un DRA de hauteur H placé sur un plan métallique [47].



DRA cylindrique de diamètre 2a et de hauteur H	DRA cylindrique de diamètre 2a et de hauteur 2H
$TE_{01\delta}$	$TE_{011+\delta}$
$HE_{11\delta}$	$HE_{11\delta}$
$EH_{11\delta}$	$EH_{111+\delta}$
$TM_{01\delta}$	$TM_{01\delta}$
$HE_{21\delta}$	$HE_{21\delta}$
$EH_{21\delta}$	$EH_{211+\delta}$

Tableau 2.2: Équivalence des modes.

À titre d'exemple, le mode $TE_{01\delta}$ de la structure où on a un CDR de hauteur H est équivalent au mode $TE_{011+\delta}$ d'un CDR isolé de hauteur double. Ce mode résonne comme un quadripôle magnétique (comme un dipôle magnétique placé au-dessus d'un plan magnétique) [47]. En général pour un CDR, les deux modes résonnants fréquemment utilisés sont $HE_{11\delta e}$ et $HE_{11\Delta}$ (connus aussi respectivement sous les noms TM_{110} et TM_{111}) où $0 < \delta < 1$ et $1 < \Delta < 2$ et qui ont un diagramme de rayonnement broadside.

2.3. 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 [48]. Pour chaque cas, les fréquences de résonances des modes et les facteurs de qualités ont été donnés. Les résultats sont présentés au Tableau 2.3.

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 = 9 mm
Permittivité	10.2	10.2	10.2
Fréquences de résonance	TE_{111}^y : 10.65 GHz	TE_{111} : 4.44 GHz	TE_{018} : 4.98 GHz
	TE_{111}^y : 10.65 GHz	TM_{101} = 6.60 GHz	HE_{118} : 5.86 GHz
			TM_{018} : 7.22 GHz
Facteur de Qualité.	TE_{111}^y : 4.74	TE_{111} : 9.44	TE_{018} : 8.41
	TE_{111}^y : 4.74	TM_{101} = 4.82	HE_{118} : 5.86
			TM_{018} : 7.08

Tableau 2.3: Exemple de comparaison des modes.

2.4. Conclusion.

Les résultats montrent que les résonateurs cylindriques et rectangulaires ont des modes qui ont des facteurs de qualité bas et ils sont plus faciles à fabriquer par rapport aux résonateurs hémisphériques. Vu que la forme de l'antenne à résonateur diélectrique qu'on veut concevoir est plane et multicouche, le résonateur diélectrique qui a attiré notre attention avec ces avantages c'est le cylindrique.

CHAPITRE 3

3.1. Introduction

Les méthodes numériques utilisées dans les outils de simulation électromagnétique sont aussi nombreuses que variées [49]. 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) [49], la méthode des différences finies dans le domaine temporel ou de fréquence (FDTD) [49], la méthode des éléments de frontières (BEM) [50] et la méthode des éléments finis (FEM) [50]. 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) [49,50], la méthode des lignes [49,50], la méthode des moments (MOM) [49,50], la méthode spectrale (MS) [49], et le contour intégral (CI) [49]. 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. Ensuite, nous allons détailler le principe de fonctionnement de deux logiciels commerciaux (CST) et (HFSS) qu'on a utilisé lors de la conception de nos antennes. Nous donnerons leurs

avantages et leurs inconvénients. Enfin, nous examinerons dans la dernière partie la conception d'antennes à résonateurs diélectriques.

Méthode Numérique	Espace Mémoire vive	Temps de Calcul	Pré-traitement (temps)
TLM	Modéré à large	Modéré à large	Petit
FEM	Large	Modéré à large	Petit
FDTD	Large	Large	Minimal
MOL	Modéré	Petit	Modéré
Mode Matching	Modéré	Petit à modéré	Modéré
CI	Petit à modéré	Petit à modéré	Modéré
MS	Petit	Petit	Large

Tableau 3.1: Comparaison des méthodes numériques [47].

3.2. Méthode des différences finies

Elle est probablement la méthode numérique la plus utilisée [49]. Cette approximation est si successive que ces résultats sont souvent appelés solutions exactes. Elles sont approximatives dans le sens que les dérivées aux points sont remplacées par des différences de quotients sur des petits intervalles. Ceci produit une équation aux valeurs propres (constantes de propagation) et des vecteurs propres (profils de champs) en tenant compte de la continuité des champs électriques et magnétiques aux interfaces de maillage. La méthode des différences finies est délicate pour les structures ouvertes (frontière infinies). Ce problème est résolu en enfermant la structure dans une boîte rectangulaire où on applique des conditions aux frontières qui peuvent être absorbantes.

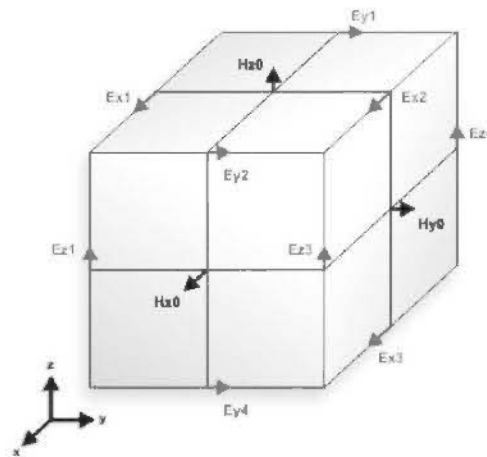


Figure. 3. 1 : Cellule élémentaire de Yee.

La précision de la méthode dépend de la taille du maillage et de la nature des champs. La symétrie de la structure peut être utilisée. Les inconvénients de cette méthode apparaissent à des larges dimensions et opérant à des fréquences proche de la fréquence de coupure. Il faut utiliser un maillage adéquat pour prendre en compte la modélisation des structures ouvertes. Ceci nécessite des temps longs de calcul et une grande mémoire.

Cette méthode dont les bases furent posées par Yee en 1966 propose une solution directe des équations de Maxwell [51]:

L'étude peut se faire en temps, on parle alors de méthode FDTD (Finite Difference in Time Domain) ou en fréquence, on parle alors de méthode FDFD (Finite Difference in Frequency Domain) et les équations de Maxwell sont mises sous leur forme harmonique.

La méthode FDFD reste peu employée bien qu'elle présente des avantages non négligeables comme la possibilité d'utiliser un maillage variable.

Par ailleurs, la méthode FDTD est beaucoup plus utilisée. Le calcul des dérivées spatiales et temporelles se fait grâce à l'approximation des différences centrées [47]. C'est une méthode itérative appliquée sur le temps où les données sont des échantillons temporels des excitations. La région modélisée est représentée par deux grilles de points discrets intercalées d'une demi-maille. Une grille contient les points où sont calculés les champs magnétiques et en d'autre part, c'est les champs électriques qui sont considérés. Chaque composante du champ magnétique est entourée de quatre composantes du champ électrique comme le montre la cellule élémentaire sur la Figure. 3.1. Ce formalisme implique donc que la taille mémoire et le temps de calcul nécessaires à une simulation FDTD sont directement proportionnels à la dimension du volume de la structure à simuler et aux pas (temporel et spatiaux) de discrétisation choisis [47]. L'équation de stabilité est donnée comme suit:

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

c : est la vitesse de la lumière. $\Delta x, \Delta y$ et Δz sont les pas spatiaux et Δt est le pas temporel.

Le maillage parallélépipédique ainsi imposé peut éventuellement poser des problèmes pour la description de certains objets car seul un maillage en marches d'escalier est disponible pour adapter au mieux leurs contours. Le maillage du volume est déterminé par le plus petit élément à décrire. Celui-ci s'avère parfois très petit par rapport au volume d'étude globale et entraîne donc un temps de calcul et une mémoire très

importants. C'est pour répondre à ce problème qu'a été développé le formalisme des fils minces mis en place par Holland et Simpson [52]. Ce formalisme permet de décrire des fils tant qu'ils sont situés le long des arêtes du maillage et que leurs rayons ne dépassent pas une certaine valeur. En outre, quelques études sont menées pour créer un sous-maillage afin de raffiner la discrétisation de l'espace aux endroits particulièrement sensibles du système. La mise en œuvre d'un tel formalisme reste cependant assez difficile.

De manière à obtenir une solution unique, il est nécessaire d'imposer des conditions limites de champs aux frontières du système. Par exemple, des parois métalliques imposent aux composantes tangentielles du champ électrique de s'annuler. Une difficulté de la méthode des différences finies est de décrire rigoureusement une structure ouverte. Diverses techniques tendent à limiter ce problème. C'est essentiellement J. P. Bérenger qui a apporté une solution novatrice pour simuler l'espace infini avec la notion de couches absorbantes de type PML (perfectly matched layer) [53]. Le principe repose sur une subdivision des composantes du champ électromagnétique. Cet artifice permet d'adapter ces couches à toutes les ondes quelles que soient leur angle d'incidence et leur fréquence. Récemment, le concept des PML a été encore amélioré grâce au principe des PML par produit de convolution ou CPML (convolution perfectly matched layer) [54] qui permet de rendre les couches absorbantes indépendantes du milieu qui les entoure.

De plus, le formalisme FDTD permet de mettre à jour, pour chaque cellule élémentaire, les caractéristiques des matériaux (ϵ , μ et s) en fonction de l'espace et du temps. Il est ainsi possible de modéliser des matériaux anisotropes et non linéaires.

3.3. 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 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 fréquentiels

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.

3.4. Méthode des éléments finis

C'est une méthode relativement récente. Elle est l'une des méthodes les plus puissantes pouvant être utilisée dans plusieurs domaines [50]. La région de propagation est divisée en nombre fini de sous domaines de forme triangulaire (élément), les champs E et H sont représentés par un polynôme. Les relations de continuité sont imposées aux interfaces entre éléments. En employant une formule variationnelle du champ électromagnétique et en minimisant celle-ci aux points nodaux, on aboutit à la résolution d'un système d'équation aux valeurs propres (constantes de propagation) dont les vecteurs propres sont les valeurs du champ électromagnétique associé. Cette méthode décrit la structure à analyser grâce à un assemblage de petits éléments homogènes. La Figure. 3.2 montre un exemple de maillage du plan transverse d'une ligne coplanaire:

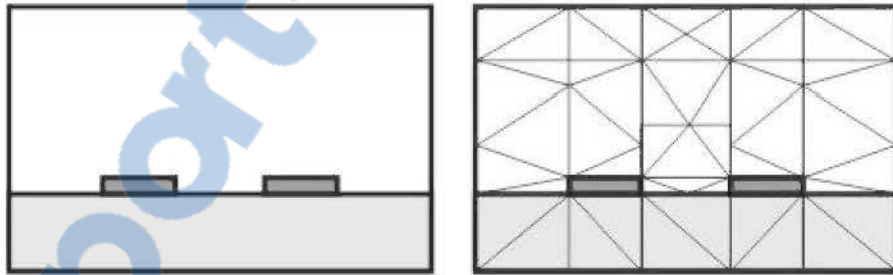


Figure. 3. 2 : Maillage d'une ligne coplanaire par la méthode des éléments finis [47].

Dans chaque élément, une variation simple (souvent linéaire) du champ est assurée. Les coins des éléments sont appelés des nœuds et le but de l'analyse est de déterminer les valeurs des champs en chacun des nœuds du maillage.

Généralement, la méthode des éléments finis résout les champs inconnus en minimisant une fonction énergie. Cette fonction énergie est une expression qui décrit toute l'énergie associée à la structure étudiée. De la même manière que la méthode des différences finies, la méthode des éléments finis permet d'exploiter les couches absorbantes pour simuler l'espace infini en éliminant la réflexion des signaux aux frontières du système modélisé. Le principal avantage de cette méthode est donc de permettre une excellente description des structures grâce à un maillage variable qui autorise un raffinement du maillage au niveau des zones sensibles. Il est ainsi possible de représenter finement le contour de géométries complexes. De plus, bon nombre de logiciels commerciaux permettent de mailler automatiquement un système et d'optimiser la position des nœuds. Il doit discrétiser tout le volume de structure et inverser une grande matrice, ce qui augmente le temps de calcul.

3.5. Logiciels de simulation

3.5.1 HFSS

HFSS (High Frequency Structure Simulator) d'ANSOFT est un simulateur de structure 3D capable de produire des résultats répétables pour une grande variété de structures complexes. Il est capable de modéliser de manière précise des circuits qui ont des plans de masse finis, des formes arbitraires, des matériaux différents et des diélectriques ayant des épaisseurs finies [47]. Ce logiciel a une interface graphique pour le design des structures, un processus pour résoudre les champs qui utilise des procédés adaptatifs et un post processeur qui est utilisé pour analyser une variété de paramètres de performances.

HFSS utilise la méthode des éléments finis (FEM) à laquelle est incorporée une fonction de discrétisation adaptative pour générer les solutions. La FEM permet à HFSS de pouvoir solutionner des structures 3D de formes irrégulières et modéliser une grande quantité de matériel diélectrique. La FEM subdivise le modèle fourni par l'utilisateur en un nombre fini de sous régions et d'éléments. Dans HFSS, l'élément de base est un tétraèdre régi par des fonctions locales, une solution approximative est développée en se

basant sur les conditions aux frontières et les excitations. Il combine tous les éléments de solutions de champs dans une seule matrice qu'il va résoudre. Pour simuler une antenne en utilisant Ansoft HFSS, le concepteur devrait dessiner la structure, spécifier les caractéristiques de chaque objet et alors identifier les ports et les caractéristiques spéciales de certaines surfaces. Après que la structure soit aménagée, le modèle est validé et simulé pour engendrer les solutions nécessaires de champs et les paramètres des ports.

En développant la discrétisation en tétraèdre pour la structure, HFSS utilise la technique de discrétisation adaptative. La discrétisation adaptative raffine automatiquement le nombre et l'orientation des tétraèdres générés et place des éléments supplémentaires dans la région de la structure qui en demande le plus. Chacun de ces ajustements est appelé une passe. La discrétisation adaptative continue jusqu'à ce que le nombre de passes définies par l'utilisateur, soit atteint quand le maximum de différence de la solution générée dans cette passe et l'ancienne soit moins que le maximum d'erreur ΔS acceptable défini aussi par l'utilisateur. Les régions de la structure où ΔS est grand reçoivent plus d'addition de tétraèdres pour augmenter la précision dans cette région. La discrétisation adaptative de la structure est basée sur une excitation à une fréquence f_A définie par l'utilisateur. La solution générée à f_A est plus précise car c'est à cette fréquence que l'on fait la discrétisation adaptative. HFSS peut aussi générer une solution sur une grande plage de fréquences. Ceci peut être fait en utilisant soit un balayage discret de fréquence, où une solution unique est générée pour chaque point, soit en utilisant un balayage rapide où la solution est interpolée de la solution générée par f_A . Le balayage discret donne une meilleure précision sur la plage entière de fréquences mais il prend trop de temps par rapport à la méthode de balayage rapide [47]. Si f_A est choisie près de la fréquence d'intérêt, le balayage rapide donne de bons résultats.

En théorie, la précision de la FEM est sans limite. Mais une grande précision demande un grand nombre d'éléments; donc de ce fait, un temps de calcul important et une grande mémoire sont exigés. Un compromis entre la bonne précision et le temps de calcul doit être pris en considération. Ce compromis est contrôlé par la sélection de f_A et de ΔS . Pour une structure avec une fréquence de résonance f_r bien définie comme dans le cas des antennes, f_A doit être choisie près de f_r . Ceci est vraiment important pour les structures

ayant des petites largeurs de bandes. Puisque la solution du balayage est dépendante de la solution à f_A , les solutions interpolées autour de la fréquence de résonance seront plus précises si la fréquence f_A est proche de la fréquence de résonance. Mais si f_A est choisie trop près d'une fréquence de résonance dans un système à petite largeur de bande, des petits changements dans la discrétisation vont influencer ΔS et le processus adaptatif risque de ne pas converger. La sélection de ΔS est aussi importante pour la précision de la solution et pour le temps de calcul. Une petite valeur de ΔS va augmenter le nombre de tétraèdres, ce qui va rendre la matrice de calcul grande et augmenter le temps de calcul et la mémoire nécessaire pour faire ces calculs. Si ΔS est choisi trop grand, une solution imprécise sera produite parce que la discrétisation de la structure ne sera pas très correcte. Il faut donc choisir pour nos simulations des ΔS petits qui ne vont pas saturer notre ordinateur de calcul entraînant de ce fait des temps de calcul longs. L'autre logiciel utilisé pour nos simulations est CST.

3.5.2 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, en maintenant les propriétés de conservation d'énergie, et en formant les équations différentielles spécifiques comme l'équation de Poisson ou l'équation d'onde [47]. 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. Les champs sont calculés pas à pas dans le temps par une méthode appelée "leap-frog" [47]. La structure à résoudre doit avoir au moins une partie où les champs peuvent se propager dans ou hors de la structure. Les tensions et les courants d'entrée sont calculés à ces ports. Par défaut, 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. Ceci permet de créer proprement les maillages à toutes les fréquences et de permettre de

calculer les paramètres de dispersion sur toute la largeur de bande de l'impulsion gaussienne.

CST Microwave Studio a une interface graphique qui est semblable à celle d'Ansoft HFSS et peut être utilisé exactement de la même manière. Comme dans Ansoft HFSS, le concepteur d'antenne est obligé de dessiner la structure donnée, de spécifier les caractéristiques des matériaux, de définir les ports et alors valider et simuler le modèle dans CST. 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. Par contre, une large gamme de fréquences dans Ansoft HFSS exige un plus grand nombre de simulations dans la même gamme de fréquence.

Chapitre 4

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, elles ont un gain modéré d'environ 5 dBi. Cette information est validée par les résultats obtenus au chapitre 2. Pour pallier à ce problème, on suggère des antennes hybrides afin de bénéficier de l'avantage de superposer le rayonnement de chaque élément dans la même direction pour augmenter le gain global de l'antenne.

4.1. 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 [55].

Les caractéristiques du matériau choisi dans notre conception sont les suivants:

- Substrat : Duroid 5880 ayant une permittivité $\epsilon_r=2.22$ et une épaisseur $H=0.127$ mm.
- Résonateur Diélectrique: Duroid 6010 ayant une permittivité $\epsilon_r = 10.2$ et une hauteur

$H_d=0.5$ mm

4.2. Le Résonateur Diélectrique cylindrique.

Le Résonateur Diélectrique est de forme cylindrique. Pour calculer les dimensions du résonateur, on a utilisé la formule suivante [56]:

$$f_0 = \frac{3 * 10^8}{2 \pi \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1.841}{R_d}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2 H_d}\right)^2} \quad \text{VI-1}$$

Avec: f_0 : la fréquence de résonance, R_d : Le rayon du résonateur.

Puisqu'on travaille dans la bande millimétrique centré à 60 GHz, la fréquence de résonance est de $f_0 = 60$ GHz avec $H_d = 0.5$ mm. En remplaçant ces valeurs dans (VI-1), on trouve:

$R_d = 1.25$ mm (le rayon de notre résonateur diélectrique).

Il existe quatre modes qui résonnent dans un résonateur cylindrique. Chaque mode résonne pour une fréquence précise. Les formules donnant les modes de résonances sont citées comme suit [56]:

$$f_{HE_{11s}} = \frac{6.324}{\sqrt{\epsilon_r + 2}} * \left(0.27 + 0.36 \frac{R_d}{2 H_d} + 0.02 \left(\frac{R_d}{2 H_d} \right)^2 \right) * \frac{4.7713}{R_d} \quad \text{(VI-2)}$$

$$f_{TE_{01s}} = \frac{2.327}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} * \left(1 + 0.2131 \frac{R_d}{H_d} - 0.00898 \left(\frac{R_d}{H_d} \right)^2 \right) * \frac{4.7713}{R_d} \quad \text{(VI-2)}$$

$$f_{EH_{11s}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} * \left[\begin{array}{l} \left(3.72 + 0.4464 \frac{R_d}{2 H_d} + 0.2232 \left(\frac{R_d}{2 H_d} \right)^2 \right) + \\ \left(0.0521 \left(\frac{R_d}{2 H_d} \right)^3 - 2.65 e^{-1.25 \frac{R_d}{2 H_d} \left(1 + 4.7 \frac{R_d}{2 H_d} \right)} \right) \end{array} \right] * \frac{4.7713}{R_d} \quad \text{(VI-2)}$$

$$f_{TM_{010}} = \frac{\sqrt{14.6689 + \left(\frac{\pi R_d}{2H_d}\right)^2}}{\sqrt{\varepsilon_r + 2}} * \frac{4.7713}{R_d} \quad (\text{VI-2})$$

Le plan de masse est conçu avec du cuivre d'épaisseur 0.1 mm. La ligne micro ruban est conçue aussi avec le cuivre. Sa largeur est calculée à l'aide du logiciel Lincalc d'Agilent et optimisée avec les deux logiciels CST MWS et HFSS d'Ansoft pour obtenir l'impédance caractéristique de 50 Ω ($W_f = 0.32\text{mm}$). L'énergie est transférée de la ligne micro ruban au résonateur diélectrique via une ouverture de largeur $W_s = 0.2\text{ mm}$ et de longueur $L_s = 1.9\text{ mm}$.

La conception de l'antenne finale est répartie en trois étapes. La première étape consiste à concevoir une antenne cylindrique à un seul résonateur diélectrique. la deuxième étape est d'ajouter un superstrat, et finalement on ajoute des FSS (*Surface Sélective en Fréquence*).

4.3. Antenne de référence :

Après le calcul en utilisant les formules [56], on a trouvé les dimensions suivantes du résonateur diélectrique:

Hauteur du DRA : $H_d = 0.5\text{ mm}$, rayon du DRA : $R_d = 1,25\text{ mm}$, conçu avec Rogers RT6010 avec une permittivité $\varepsilon_{r1} = 10.2$. Le substrat est Rogers RT5880 avec une permittivité $\varepsilon_{r1} = 2.2$.

Pour adapter la ligne microstrip de 50 Ω, sa largeur est calculée par ADS (Lincalc) et sa valeur est de 0.32 mm. L'alimentation est couplée de la ligne vers le résonateur par une fente de longueur $L_s = 1.9\text{ mm}$ et largeur $W_s = 0.2\text{ mm}$.

PLANDE
MASSE

MICRORUBAN

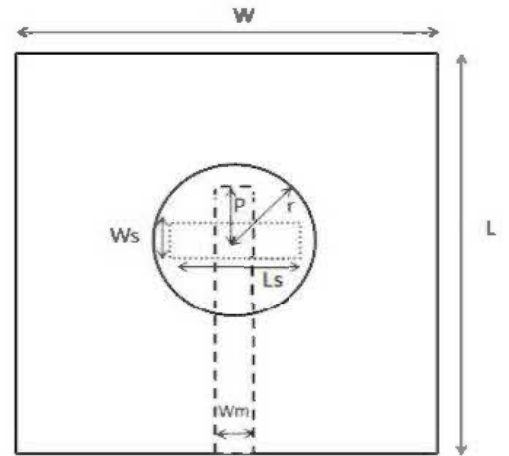


Figure 4.1 : Géométrie de l'antenne de référence.

La figure 4.2 montre les résultats de simulation des pertes de retour de l'antenne de référence à l'aide du logiciel CST .La fréquence centrale de l'antenne est de 60,50 GHz qui correspond à une largeur de bande de 13.22%.

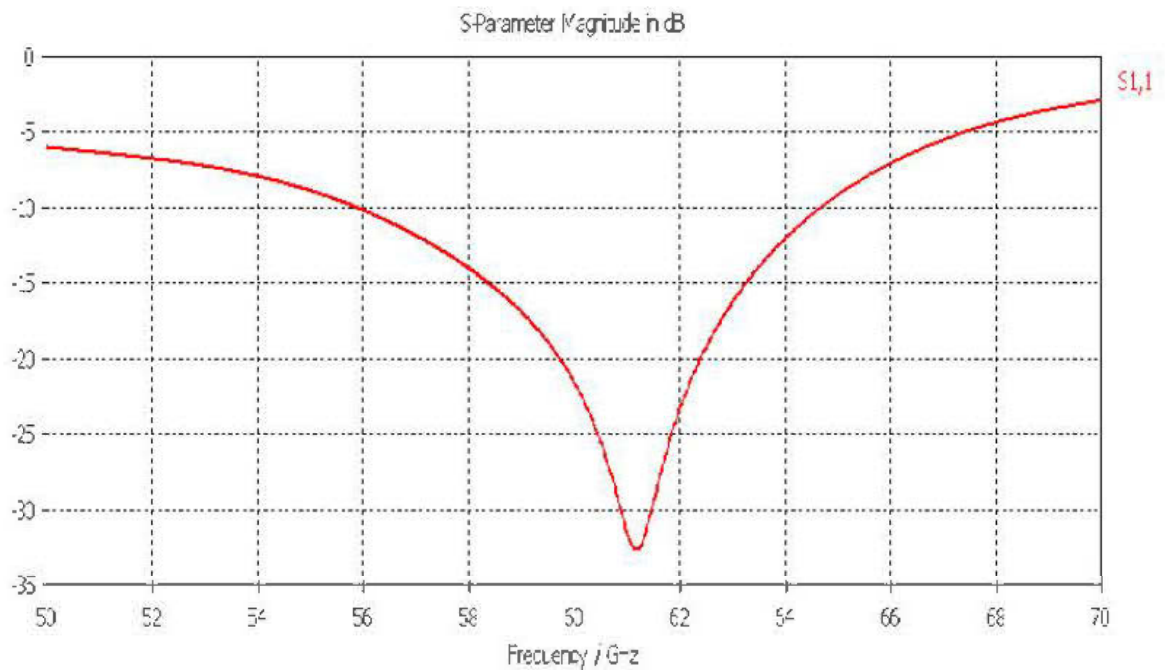


Figure 4.2: les pertes de retour de l'antenne de référence

La figure 4.3 montre le gain de cette antenne qui est de 6 dBi.

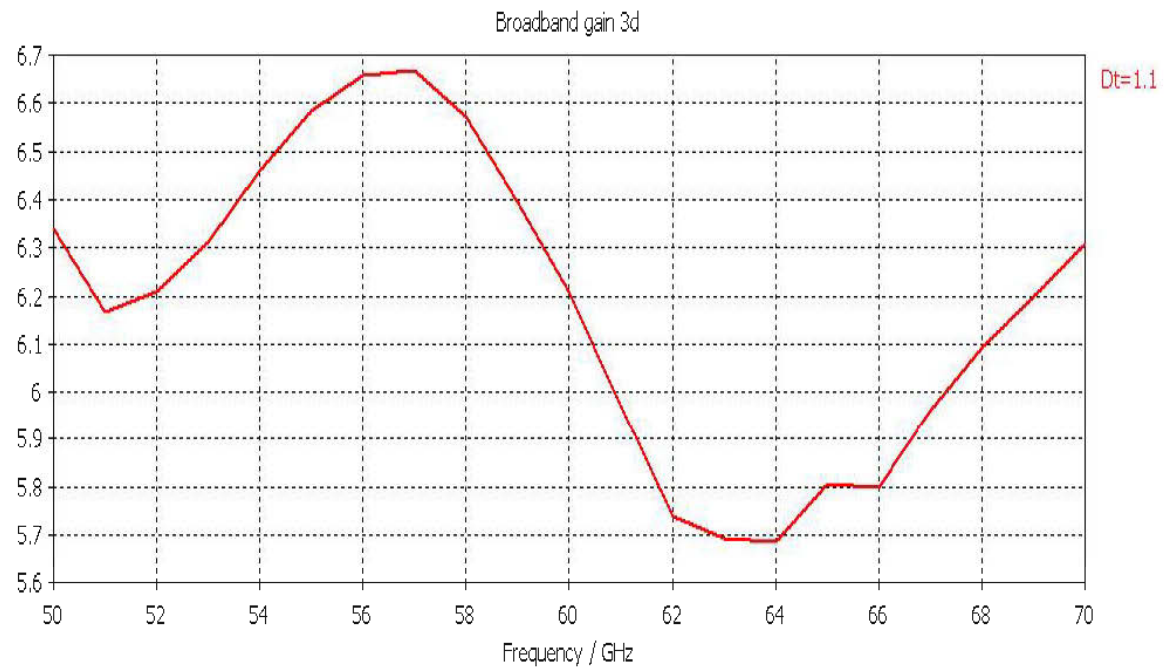


Figure 4.3: le gain de l'antenne de référence

Ces résultats étaient prévus vue qu'un DRA a un gain naturel de 5dBi et une bande passante de 10%.

4.4. Antenne DRA avec superstrat

En gardant les mêmes paramètres de la première antenne de référence mais en ajoutant un superstrat conçu avec Rogers RT6010 avec une permittivité $\epsilon_{r1} = 10.2$ à une distance (gap) bien précise D afin d'améliorer le gain.

PLAN DE
MASSE

MICRORUBAN

Figure 4.4: Géométrie de l'antenne DRA avec superstrat.

La figure 4.5 montre les résultats de simulation des pertes de retour de l'antenne avec superstrat à l'aide du logiciel CST. La fréquence centrale de l'antenne est de 60.65 GHz qui correspond à une largeur de bande de 17.64%. La figure 4.6 montre le gain de cette antenne qui est de 11dBi dans la bande de fonctionnement.

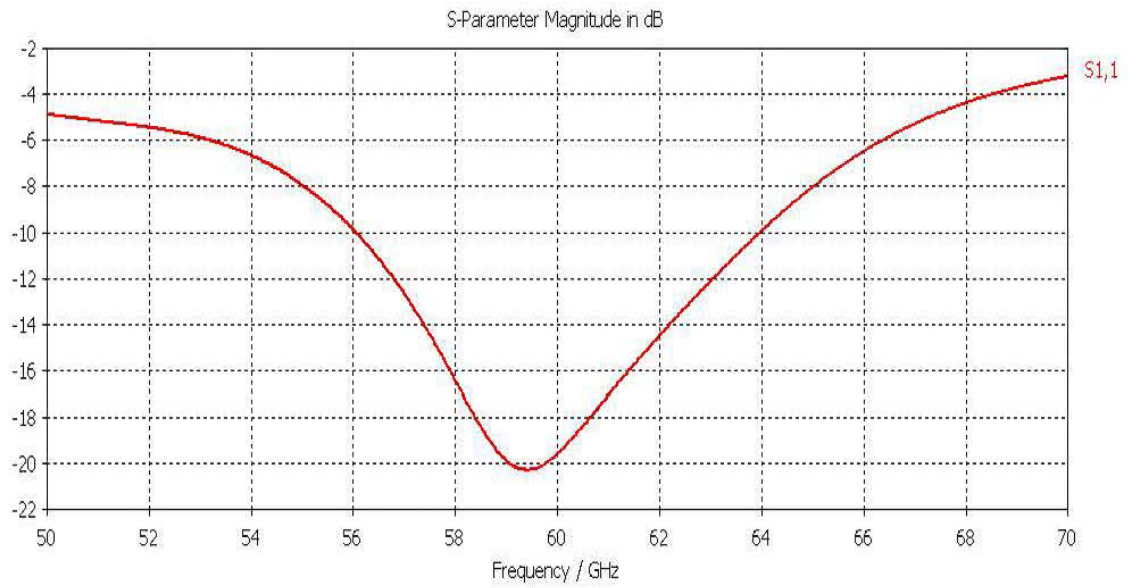


Figure 4.5 : les pertes de retour de l'antenne DRA avec superstrat

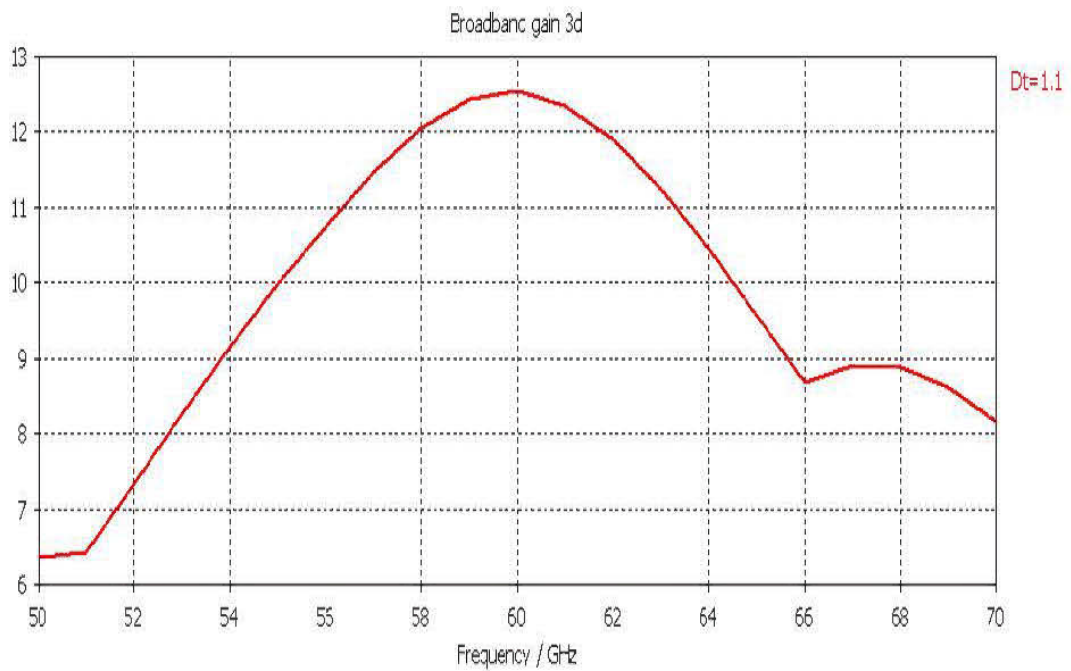


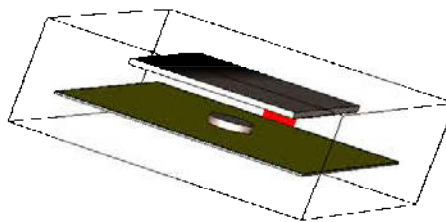
Figure 4.6 : le gain de l'antenne DRA avec superstrat

4.5. l'antenne proposée :

Hauteur de DRA : $H_d = 0.5$ mm, rayon de DRA : $R_d = 1,25$ mm, conçu avec Rogers RT6010 avec une permittivité $\epsilon_{r1} = 10.2$. Le substrat est Rogers RT5880 avec une permittivité $\epsilon_{r1} = 2.2$.

De même, pour adapter la ligne microstrip de 50Ω , sa largeur est calculée par ADS (Lincalc) et sa valeur est 0.32 mm. L'alimentation est couplée de la ligne vers le résonateur par une fente de longueur $L_s = 1.9$ mm et largeur $W_s = 0.2$ mm.

La distance entre le plan de masse et le superstrat est de $D = 2,7$ mm. Cette valeur a été calculée théoriquement pour être $2,6$ mm mais une étude paramétrique nous a donné $2,7$ mm comme valeur optimale. Concernant les tiges métalliques collées en bas du superstrat, celles-ci ont une longueur de $l = 8$ mm et une largeur $W = 0,5$ mm



TIGES
MÉTALLIQUES

PLAN DE
MASSE

MICRORUBAN

Figure 4.7: Géométrie de l'antenne proposée.

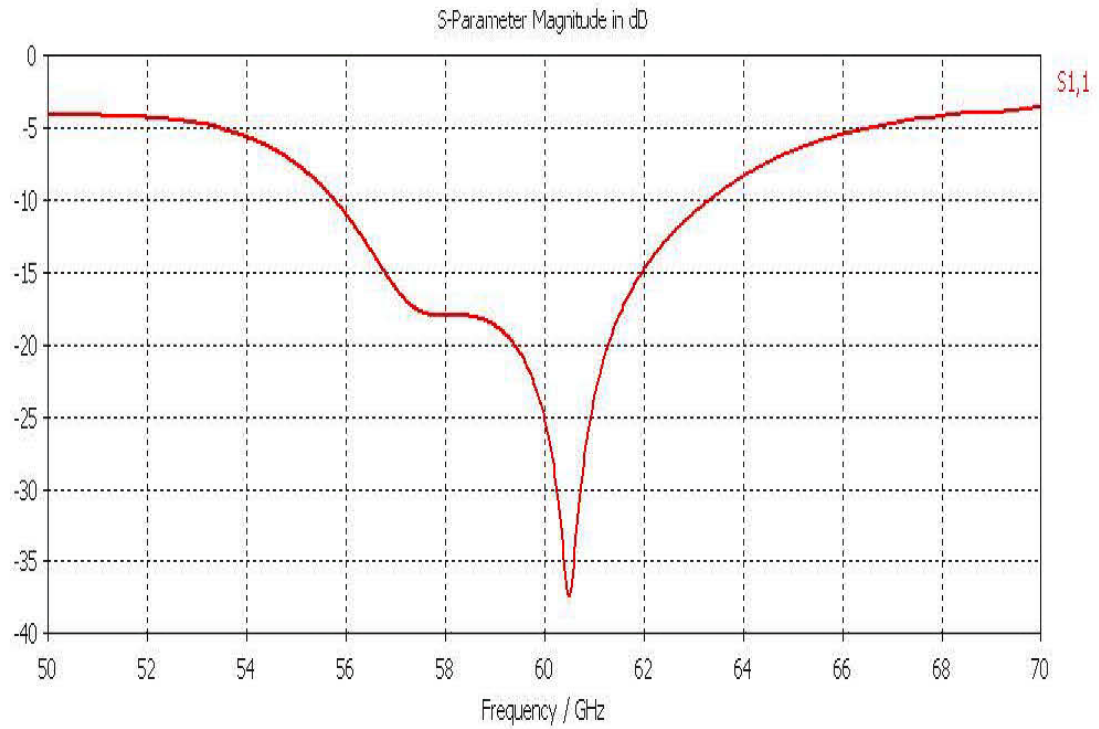


Figure 4.8 : les pertes de retour de l'antenne de proposée.

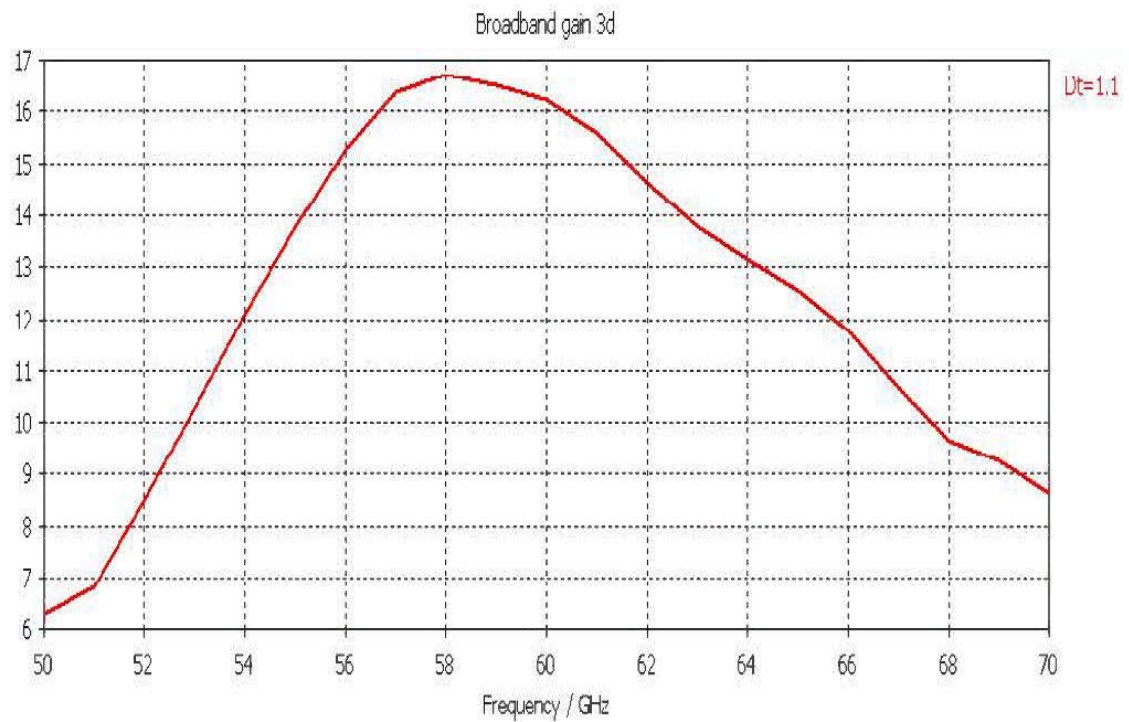


Figure 4.9 : le gain de l'antenne proposée.

La figure 4.8 montre les résultats de simulation des pertes de retour de l'antenne proposée à l'aide du logiciel CST. La fréquence centrale de l'antenne est de 59,54 GHz qui correspond à une largeur de bande de 12,68%. D'après la figure 4.9, on peut constater qu'un gain de 16.71 dBi est obtenu à 58 GHz

La fabrication des antennes dans la bande millimétrique est très difficile vu les petites dimensions des composants et en plus l'antenne est multicouche ce qui pose un grand problème. De ce fait, on a fait appel à HFSS pour comparer les deux résultats afin de valider les résultats des simulations de l'antenne proposée obtenue à l'aide de CST. Selon les résultats obtenus, représentés sur figures 4.10 et 4.11, on observe que l'antenne proposée à une fréquence centrale de 60,75GHz qui donne une largeur de bande de 12,34 % et un gain de 17,50 dBi obtenu à 59GHz.

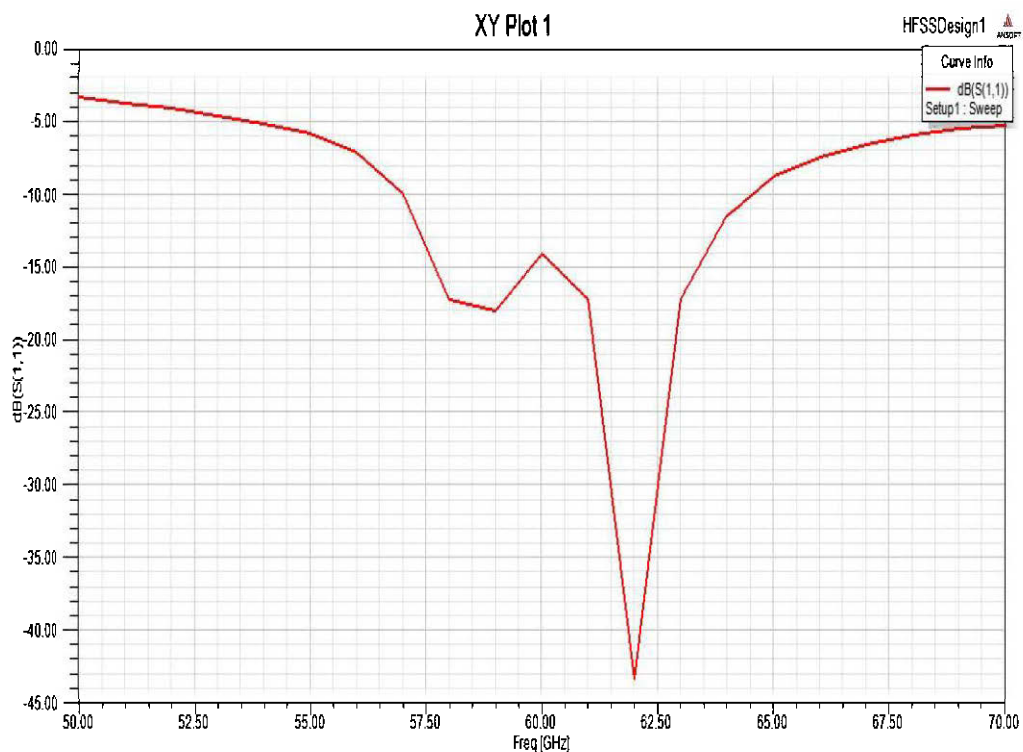


Figure 4.10 : les pertes de retour de l'antenne proposée (HFSS).

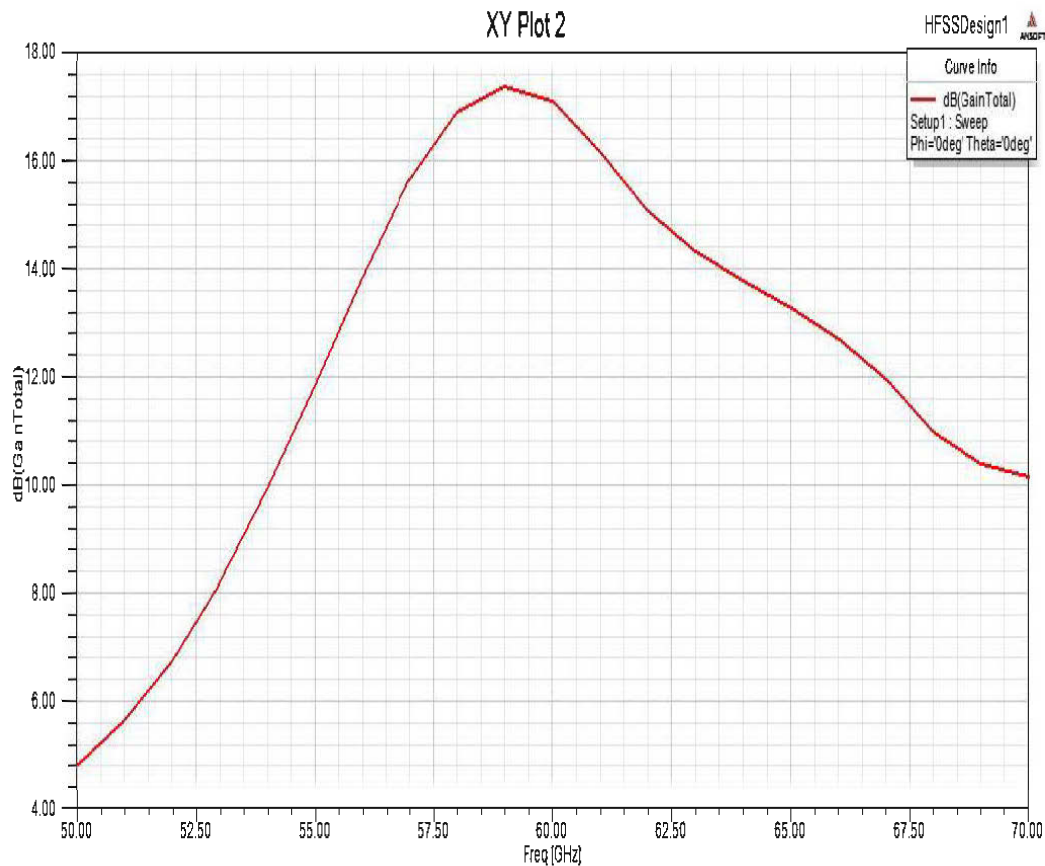


Figure 4.11 : le gain de l'antenne proposée (HFSS).

Selon ces résultats de simulation de notre antenne proposée avec les deux logiciels sont presque similaire et la petite différence entre ces deux résultats peut être aux différentes méthodes de calcul de chaque logiciel.

4.6. Comparaison des 3 antennes

Pour voir l'impact de l'ajout du superstrat et des tiges métalliques, on a fait une étude comparative en termes de pertes de retour et de gain. Les pertes de retours simulés de l'antenne proposée sont montrées dans la Figure 4.7

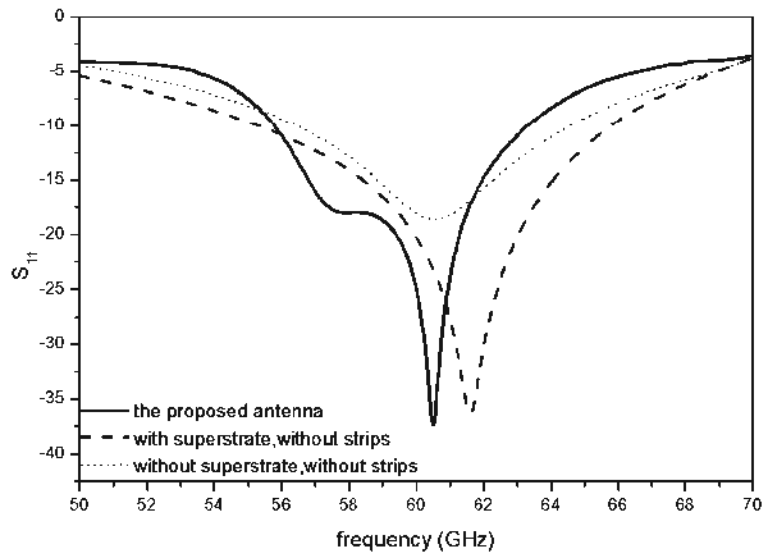


Figure 4.12 : Perte de retour pour les trois antennes

Il est à noter que la bande passante de l'antenne de référence est de 7.58 GHz à -10 dB. D'après la figure 4.12, on voit que le gain obtenu, lorsque la couche supérieure est ajoutée. En outre, l'antenne proposée avec les bars métalliques a donné un gain maximum de 16.71dBi observé à 58 GHz.

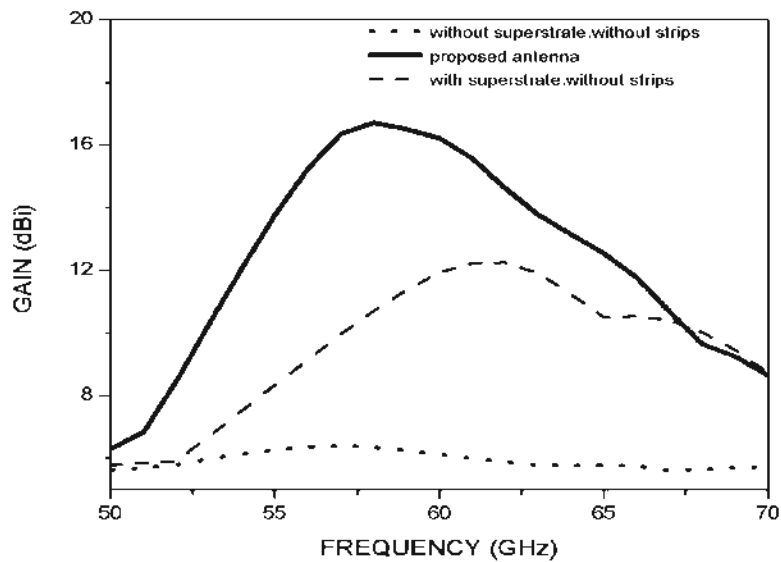
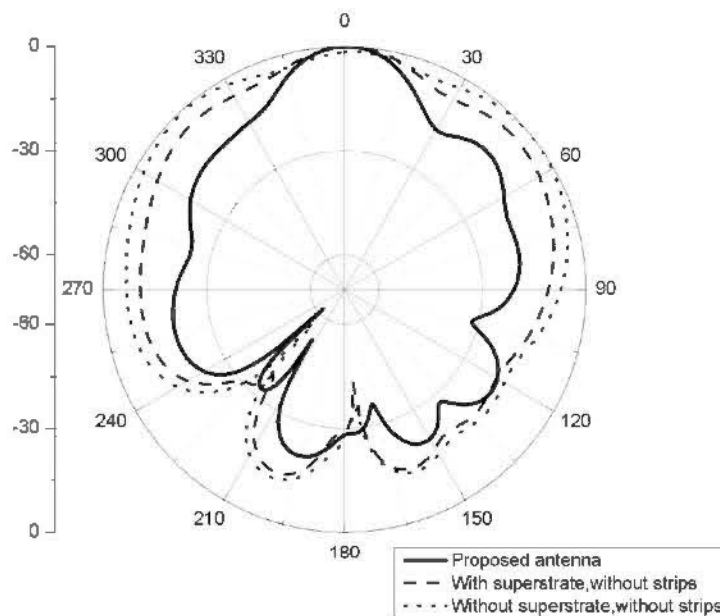


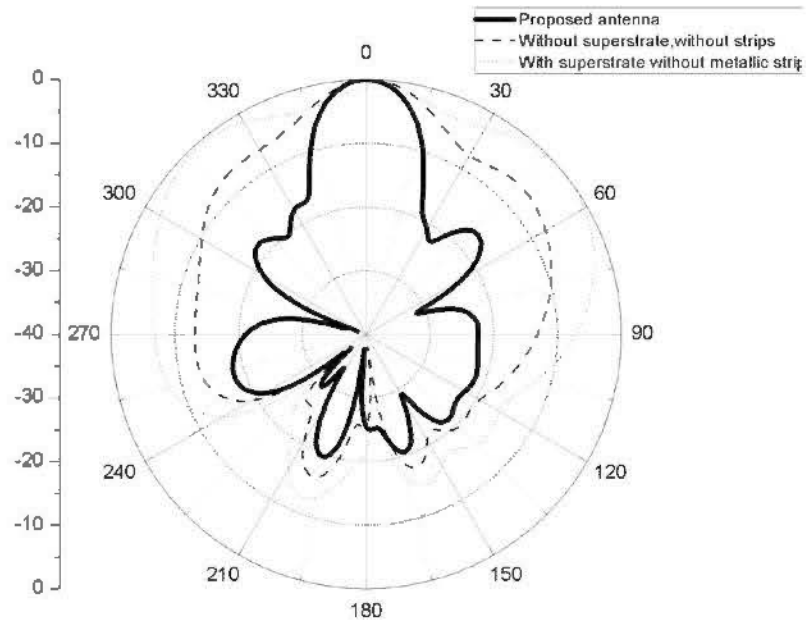
Figure 4.13 : Gain des trois antennes

Les résultats des simulations de l'antenne (avec le superstrat et les bars métalliques) montrent une amélioration considérable du gain par rapport à l'antenne de référence (sans superstrat). Par ailleurs, selon les Figures 4.12, 4.13, nous pouvons voir l'effet des barres métalliques sur les performances de l'antenne spécialement en termes de gain.

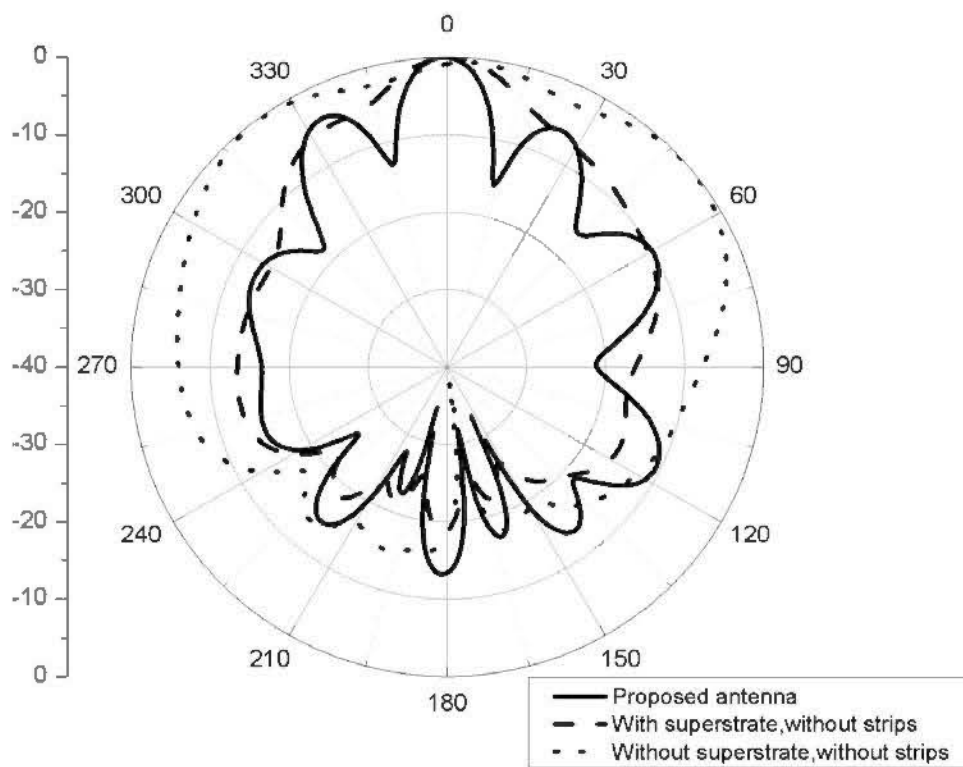
La Figure 4.14 et la Figure 4.15 montrent les diagrammes de rayonnement normalisés à 57 GHz, 60 GHz et 63 GHz, respectivement. Il est clair que le lobe principal de l'antenne proposée est toujours orienté dans toute la bande ISM comme on le voit dans les plans H et E. Le lobe principal est directif et les lobes secondaires augmentent avec l'augmentation de la fréquence.



(a)

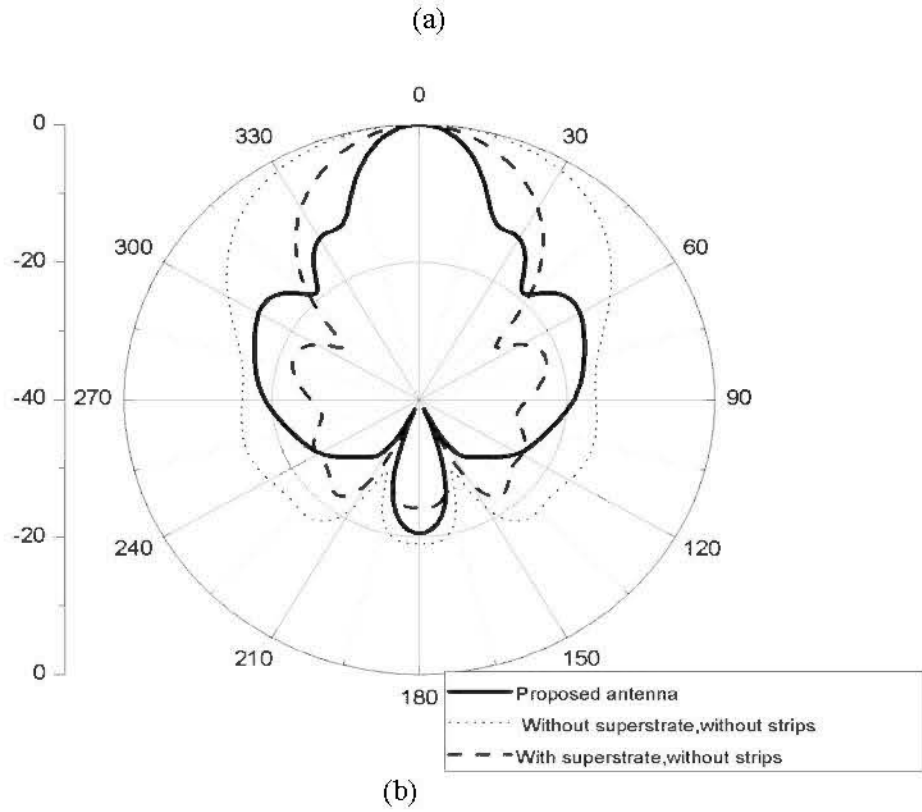
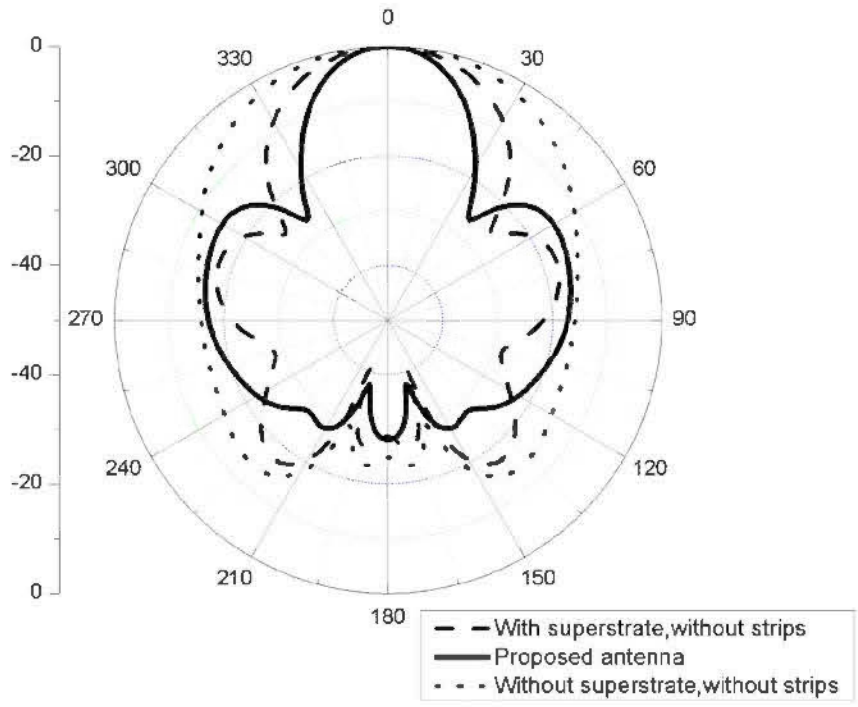


(b)



(c)

Figure 4.14 : Le plan E pour les trois antennes (a) 57GHz (b) 60 GHz (c) 63GHz.



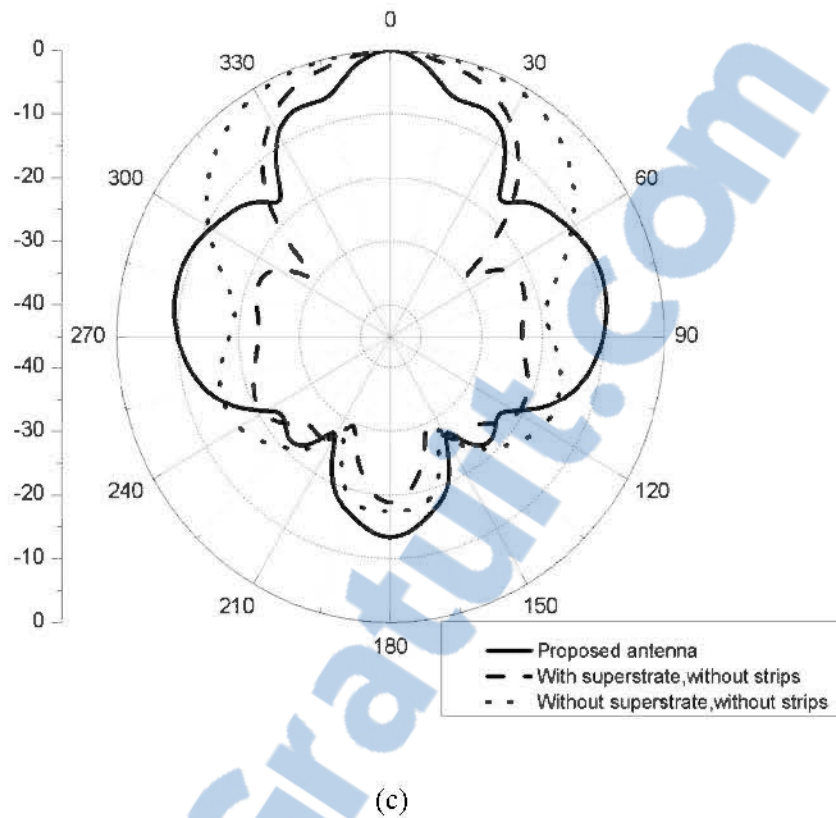


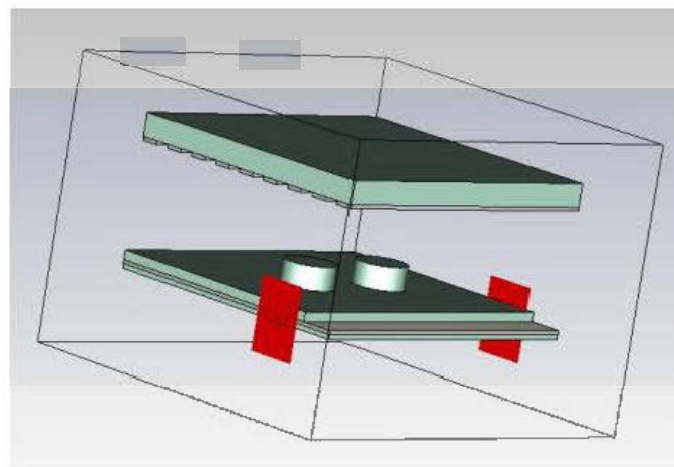
Figure 4.15 : Le plan H pour les trois antennes (a) 57GHz (b) 60 GHz (c) 63GHz

Les travaux de recherches qui ont été faites dans cette partie nous ont permis d'apprendre d'avantage sur les antennes à résonateurs diélectriques pour la bande 60GHz. La structure proposée peut atteindre une bonne performance en particulier en termes du gain (amélioration de 10.71dBi) par rapport à l'antenne de référence, comme le montrent les résultats des simulations effectuées à l'aide de deux logiciels (CST, HFSS) reconnus comme les plus fiables dans ce domaine. Le gain a été amélioré par l'ajout d'un superstrat avec des tiges métalliques pour couvrir la bande ISM, et de surmonter le problème d'absorption d'oxygène. Cette antenne est une solution utile pour les applications en bande millimétrique pour l'environnement minier.

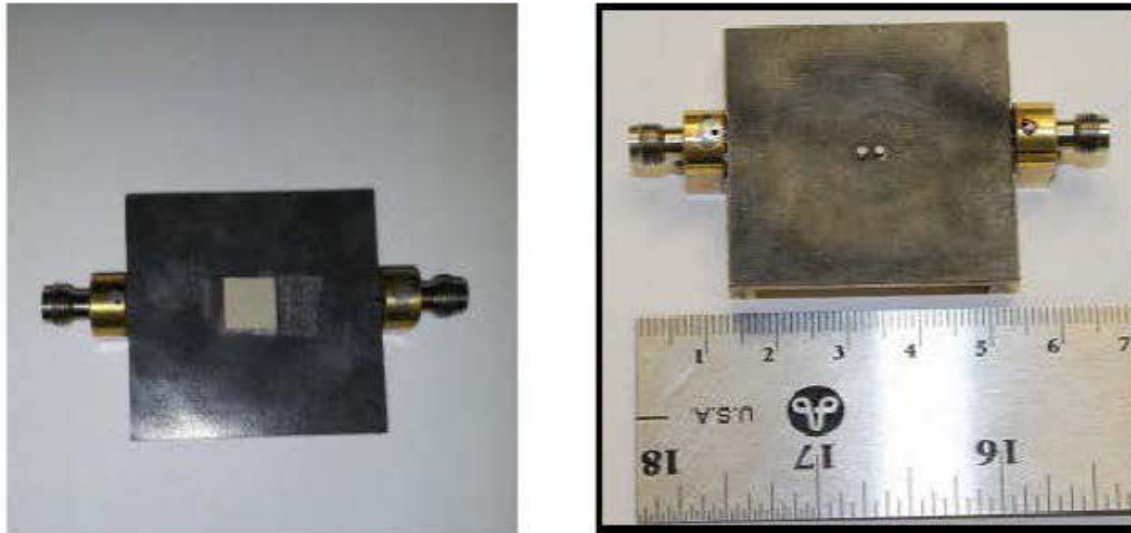
4.7. Conception et réalisation d'un réseau d'une antenne MIMO.

Dans cette partie on va faire la conception et la réalisation d'une antenne MIMO 2×2 basée sur un réseau d'Antenne à Résonateur Diélectrique (DRA) conçu pour les bandes millimétriques tout en satisfaisant les importants critères d'une antenne : une large bande et un bon gain.

4.7.1 Géométrie de l'antenne.



(b)



(c)

Figure 4.16 : antenne MIMO avec FSS (a) plan 2D de l'antenne (b) vue 3D de l'antenne (c) les photos de l'antenne fabriquée.

La Figure 4.16 montre la géométrie de l'antenne hybride à large bande et à gain élevé constituée de deux DRA cylindriques pour les applications MIMO. L'antenne proposée est composée de deux résonateurs diélectriques cylindriques, un substrat intermédiaire et un superstrat avec des tiges métalliques périodiques FSS et deux fentes d'alimentation. Deux lignes microstrip sont imprimées de l'autre côté du substrat. L'impédance de la ligne de 50Ω est optimisée à l'aide de la largeur de W . L'épaisseur et la permittivité du substrat sont respectivement ϵ_s et h_s . Les fentes de couplage, qui sont aussi deux résonances, sont des fentes rectangulaires étroites de longueur L_s et de largeur W_s . Elles sont gravées sur le plan de masse et sont placées à chaque centre de DRAs. La distance des centres entre deux DRAS cylindriques est $\lambda/2$, qui est 2.5 mm à 60 GHz. Pour cela, nous avons choisi une configuration spéciale des lignes de microruban que l'on montre sur figure 4.16 à cause de l'espace nécessaire pour les connecteurs.

Le substrat intermédiaire d'épaisseur h_2 et permittivité ε_2 est inséré entre les résonateurs diélectriques et le plan de masse. Le substrat intermédiaire est un carré de largeur W_i . Le résonateur diélectrique a un rayon R , une hauteur H_{dra} et une constante diélectrique ε_{dra} .

Le superstrat de permittivité ε_{sup} est placé à la distance d_s du plan de masse. Le superstrat a une largeur L_{sup} et une épaisseur H_{sup} . En outre, quelques tiges métalliques rectangulaires sont placées dans le côté inférieur du superstrat comme indiqué dans figure 4.16.

4.7.2 FSS

Le logiciel CST a été utilisé pour obtenir les résultats pour la cellule d'unité des tiges métalliques rectangulaires FSS. Les coefficients de transmission et de réflexion sont obtenus à partir d'une onde plane avec le plan de la cellule. CST utilise quelques conditions de frontière périodiques pour calculer les paramètres de dispersion. Pour une seule cellule, le superstrat a une permittivité $\varepsilon_{sup} = 10.2$ et une épaisseur de $H_{sup} = 0.635$ mm. Les dimensions des tiges métalliques rectangulaires sont $W = 0.5$ mm et $L = 8$ mm. La distance d_s peut être déduite de la condition de résonance comme suit (VI-3) :

$$d_s = \frac{c}{2f} \left(\frac{\varphi_{PRS} + \varphi_{Gnd}}{2\pi} \right) \quad (VI-3)$$

Où c , φ_{PRS} , φ_{Gnd} et f sont respectivement, la vitesse de la lumière, la phase de réflexion des tiges métalliques rectangulaires FSS, la phase de réflexion du plan de masse et la fréquence d'exploitation. À la fréquence de 60GHz, la valeur φ_{PRS} est 180° . Le plan de masse est un conducteur électrique parfait et φ_{Gnd} est égal à π . Par conséquent, la valeur de d_s est de 3.3mm.

4.7.3 Conception de l'antenne.

L'antenne MIMO proposée est constitué de deux DRA et la structure de FSS (superstrat) comme indiqué sur figure 4.16. CST est utilisé pour avoir les pertes de retour, le gain et le couplage mutuel entre les deux éléments du réseau. Pour la fente de couplage, seulement les modes TM_{1np} du Résonateur Diélectrique qui seront excités. Le mode fondamental HEM_{11d} , aussi connu comme le TM_{110} sera excité, le comportement

électromagnétique de ce mode dépend des propriétés matérielles qui constituent le DRA ainsi que ses propriétés géométriques. La fréquence de résonance peut être déterminée en utilisant l'approximation du mur conducteur magnétique parfait (PMC), comme illustré dans (VI-4).

$$f_r = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{dra}}} \sqrt{\left(\frac{1.841}{R}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2H_{dra}}\right)^2} \quad (\text{VI-4})$$

Où c : vitesse de la lumière, H_{dra} , ε_{dra} et R sont respectivement la hauteur, la permittivité et le rayon du résonateur diélectrique. La fréquence de résonance 60 GHz est obtenue avec $R = 1.5\text{mm}$, $\varepsilon_{dra} = 10.2$ et $H_{dra} = 0.5\text{mm}$. La fente et le mode HEM_{11D} du DRA cylindrique rayonnent comme des dipôles magnétiques horizontaux. Donc, une structure hybride combinant une fente et DRA peut avoir des modes résonants multiples. Si les différents modes sont correctement excités et l'un près de l'autre, une large bande passante peut être réalisée.

Premièrement, nous avons conçu l'antenne, sans FSS, avec une alimentation de DRA seule par une ligne de microruban couplée par une fente. Le choix de la longueur de la fente aussi bien que la longueur des lignes de microruban est très important. La longueur de fente affectera le couplage entre la ligne d'alimentation et DRA. La largeur de fente est gardée étroite pour minimiser l'effet de la cross-polarisation. Il est à noter que la fente doit être bien centrée sous le DRA. En outre, la position de la fente par rapport au DRA est importante afin d'exciter les modes corrects pour le niveau de couplage maximal. La figure 4.17 montre les pertes de retour mesurées et simulées pour l'élément d'antenne-MIMO. Cette antenne a une bande passante de 21 % à la fréquence de centrale de 60.5 GHz. On peut remarquer aussi que le gain obtenu pour cette antenne est autour de 5 dBi figure 4.20.

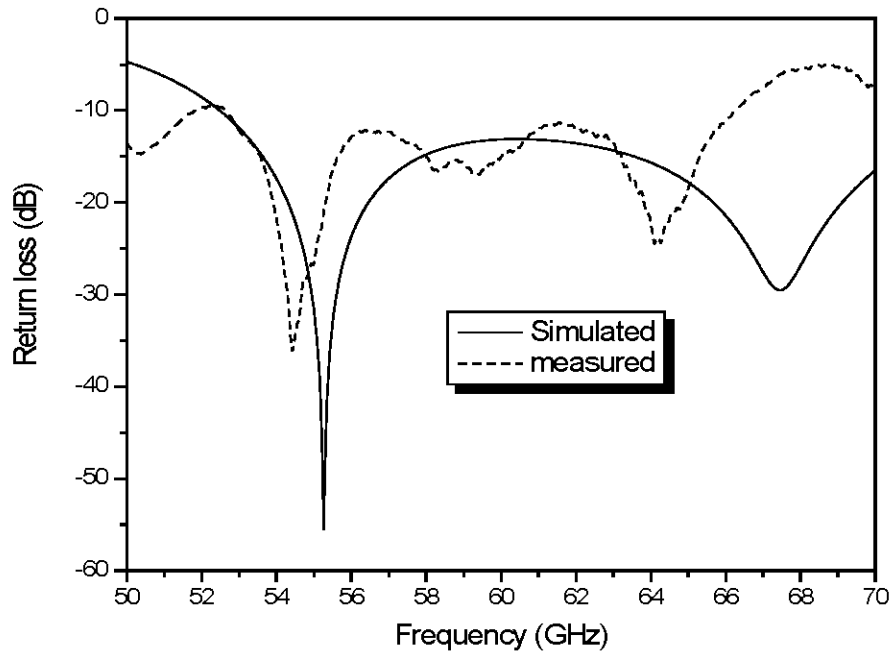


Figure.4.17. les pertes de retour simulées et mesurées pour MIMO-DRA sans FSS

Deuxièmement, un superstrat de permittivité $\varepsilon_2 = 10.2$ et l'épaisseur $h_2 = 0.635$ mm est ajouté aux structures précédentes avec des tiges métalliques rectangulaires placées dans le côté inférieur du superstrat. À partir des résultats simulés et mesurés des pertes de retour montrés dans la figure 4.18, nous pouvons constater qu'on peut atteindre une bande passante de l'ordre de 22 % à la fréquence centrale de 60 GHz.

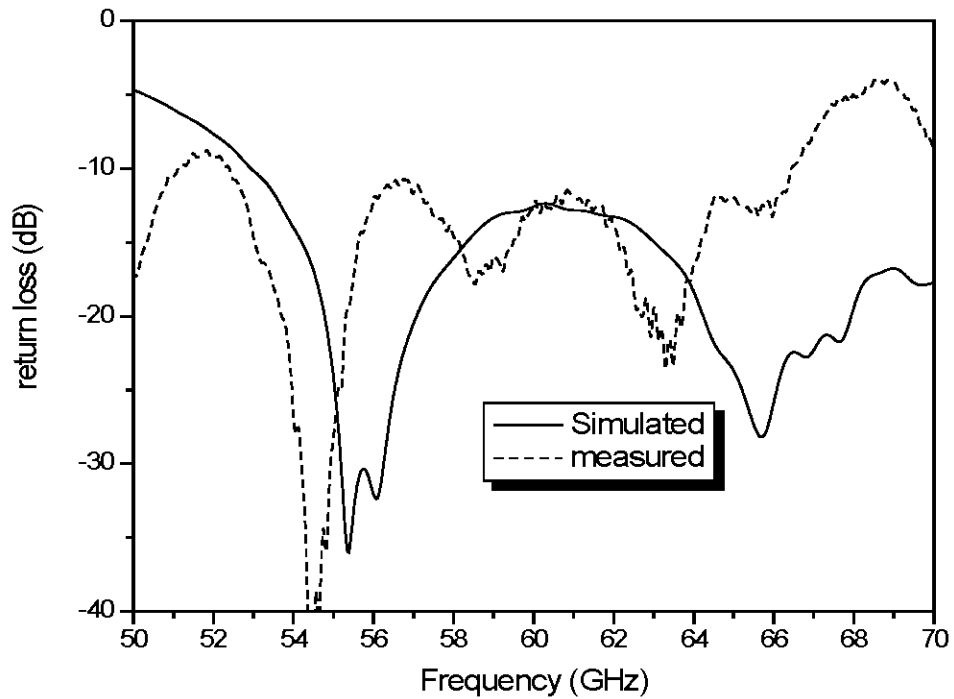


Figure.4.18. Les pertes de retour simulées et mesurées pour MIMO-DRA avec FSS

Selon la figure 4.19, on peut voir que le couplage mutuel simulé et mesuré (S_{21}) entre les DRAs est environ -15 dB sur toute la bande ISM. Cette isolation est utile pour les applications MIMO dans la bande millimétrique.

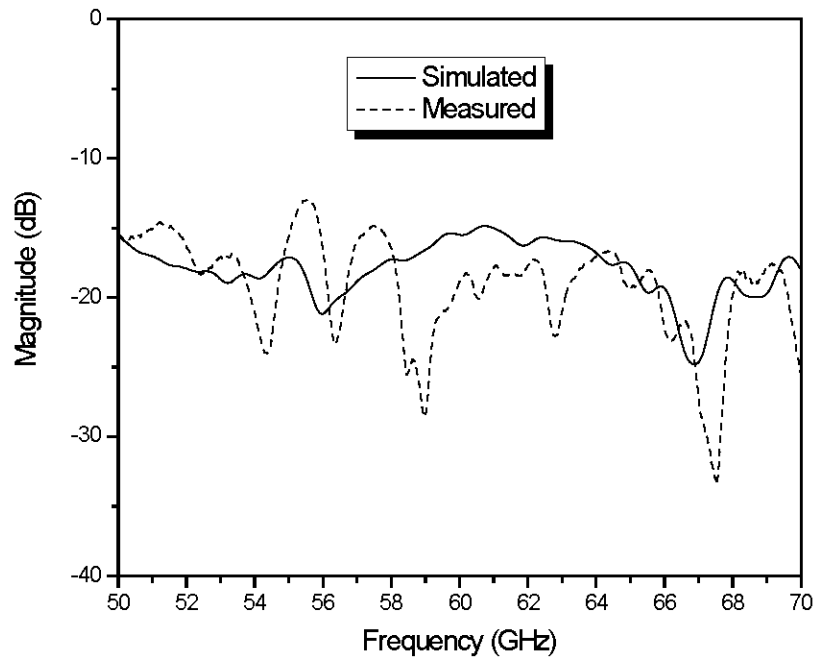


Figure.4.19. l'isolation mesurée et simulée pour l'antenne DRA-MIMO.

Le gain, montré dans la figure 4.20, est autour de 12 dBi de 56 à 66 GHz. Clairement, l'ajout du superstrat a nettement augmenté le gain sur toute la bande passante. Le gain a été amélioré de 7 dBi dans la bande de fréquences ISM pour les deux antennes avec FSS comparé à l'antenne conventionnelle (sans FSS).

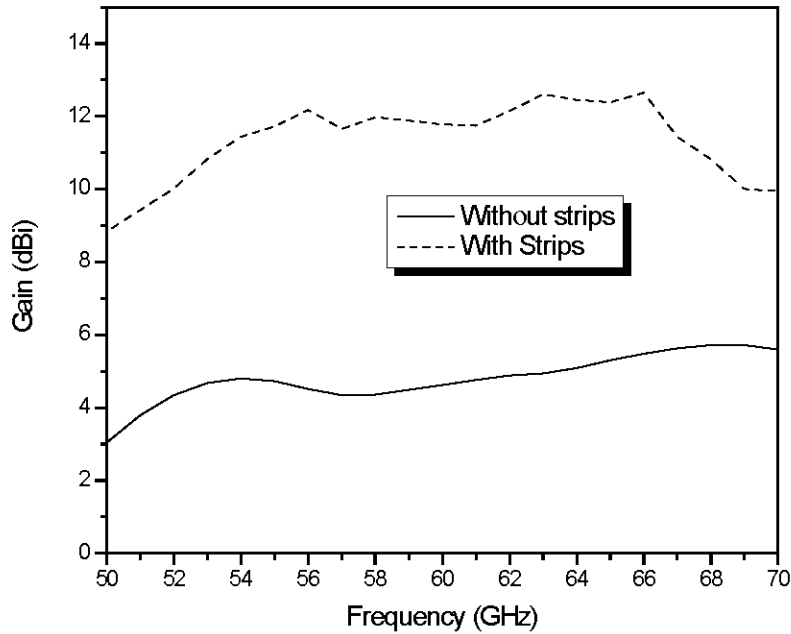


Figure.4.20. le gain simulé de l'antenne DRA-MIMO avec et sans FSS.

D'après les résultats obtenus dans cette dernière partie de ce chapitre, on peut dire que la structure DRAs-MIMO peut atteindre des bonnes performances. Une bande passante de 22 % obtenue à -10 dB a été réalisée. Les résultats montrent que le gain obtenu dépasse 11 dBi dans la bande de fréquence ISM (57 GHz - 65 GHz). En termes de couplage mutuel de l'antenne, la structure proposée offre un bon isolement qui est un avantage pour des systèmes MIMO. Avec ces caractéristiques, on peut recommander cette d'antenne MIMO pour des systèmes de communications sans fil souterrains.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les travaux présentés dans ce mémoire sont consacrés à la conception de nouvelles antennes hybrides à résonateurs diélectriques avec différentes structures pour augmenter leurs largeurs de bandes ainsi que leurs gains. Ces antennes sont destinées pour la bande millimétrique à 60 GHz. Cette bande a connu un grand intérêt durant ces dernières années grâce aux nombreux avantages qu'elle offre. La bande passante gratuite de 7 GHz permet les transferts de données à haut débits et comme sa longueur d'onde est petite, cela mène à réduire la taille de l'antenne, ce qui facilite son intégration dans les circuits des systèmes de télécommunication.

Dans le premier chapitre, nous avons introduit les résonateurs diélectriques. L'historique, les différentes formes, les techniques d'alimentation, l'amélioration de la largeur de bande et du gain ont été présentées.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté une comparaison entre les différentes formes et géométries d'antennes employées dans le domaine des micro-ondes qui nous a permis de connaître les avantages et les inconvénients de chaque type d'antenne afin d'orienter et d'appuyer nos travaux de recherches sur une antenne capable de remédier aux différents problèmes à savoir; la taille, le gain et la bande passante.

En outre, nous avons démontrés que les antennes hybrides à résonateurs diélectrique présentaient un excellent choix pour la bande ISM afin de limiter l'effet d'absorption d'oxygène qui est un véritable problème dans cette bande et de réduire la taille et le coût.

Dans le troisième chapitre on a introduit les méthodes numériques et les logiciels de simulation. Nous avons présenté le logiciel CST Microwave studio qui utilise la méthode d'intégration finie et le logiciel HFSS d'Ansoft qui utilise la méthode des éléments finis. Nous avons comparé les résultats obtenus par ces deux logiciels afin de valider les

antennes conçues. Les résultats obtenus par ces deux logiciels montrent une bonne concordance au niveau des pertes de retour (S_{11}) et le du gain. Il est important de souligner que CST a un temps d'exécution plus rapide que le HFSS. Il peut donc être utilisé pour faire une étude rapide et la seconde étape est de vérifier et valider les résultats avec HFSS.

Dans le quatrième chapitre, nous avons présenté deux structures, la première est l'antenne hybride a résonateur diélectrique avec superstrat et FSS. La structure proposée peut atteindre une bonne performance en particulier en termes de gain (amélioration de 10.71dBi) par rapport à l'antenne DRA conventionnelle de référence, comme le montrent les résultats de la simulation. Le gain a été amélioré par l'ajout d'un superstrat pour couvrir la bande ISM, et de surmonter le problème d'absorption d'oxygène. Cette antenne peut apporter des solutions pour les applications en bande millimétrique pour les applications souterraines (mines).

Pour la deuxième structure présentée, l'antenne DRAs-MIMO peut atteindre des bonnes performances. Une bande passante de 22 % obtenue à -10 dB a été réalisée. Les résultats montrent que le gain obtenu dépasse 11 dBi dans la bande de fréquence ISM (57 GHz - 65 GHz). En termes de couplage mutuel de l'antenne, la structure proposée offre un bon isolement qui est un avantage pour des systèmes MIMO.

Avec ces résultats, on peut recommander ces antennes pour des systèmes de communications sans fil souterrains.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] C. A. Balanis, « Antenna theory, analysis and design », Chap. 6, Wiley & Sons 1982.
- [2] HJ. Visser, "Array and Phased Array Antenna Basics ", England, 2005.
- [3] Gard, R .et al. 2001, Microstrip Antenna Design Handbook, Artech House, Norwood, MA.
- [4] Pozar, M.1992. Microstrip Antennas, Proc. IEEE, Vol. 80: 79-91.
- [5] P. F. Combes, «Circuits Passifs, Propagation, Antennes," Micro-ondes Tome 2, Dunod, 1997.
- [6] D. M. Pozar, "Microwave and RF wireless Systems ", United States of America, John Wiley & Sons, 2001.
- [7] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design Handbook", London, Artech House. 2001.
- [8] Vaudon Patrick, ' Les antennes cornets' mémoire de maitrise en Télécommunication. IRCOM-Université de Limoges.
- [9] 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.
- [10] Mongia R. K.et P. Bhartia. 1994. "Dielectric Resonator Antennas-A review and General Design Relations for Resonant Frequency and Bandwidth", International Journal of Microwave and Millimeter-Wave and Computer-Aided Engineering, Vol. 4, No. 3: 600-625.
- [11] Richmeyer R.D. 1939. "Dielectric resonators, " International Journal of Applied Physics, vol. 210: 391-398.
- [12] Gastine, M., L. Courtois, et J.J. Dormann. 1967"Electromagnetic Resonances of free dielectric Spheres", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MU-15: 694-700.
- [13] Van Bladel, J., 1975a."On the resonances of a Dielectric Resonator of Very High Permittivity," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 23: 199-208.

- [14] Van Bladel, J., 1975b. "The Excitation of Dielectric Resonator of Very High Permittivity," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 23:208-217.
- [15] Long, S.A., M. W. Mc Allister and L. C. Shen. 1983. "The Resonant Cylindrical Dielectric Cavity Antenna" IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 31, No.3: pp 406-412.
- [16] McAllister M.W., S. A. Long and G. L. Conway. 1983. "Rectangular Dielectric Resonator Antenna", Electronics letters, vol. 19, No.6: 218-219.
- [17] Mongia R. K.et A. Ittipiboon A.1997. "Theoretical and Experimental Investigations on Rectangular Dielectric Resonator Antennas" IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 45, No.9: 1348-1356.
- [18] Leung K. W., 2000a."Conformal Strip Excitation of Dielectric Resonator" IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 48, No.6, pp 961-967.
- [19] Mc Allister M. W and S. A. Long. 1984."Resonant Hemispherical Dielectric Antenna" Electronic letters, vol. 20, No.16: 657-659.
- [20] Tam, M.T.K.et R. D. Murch. 2000. "Circularly Polarized Circular Sector Dielectric Resonator Antenna" IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 48, No.1: 126-129.
- [21] Kishk, A. A, Y. Yan et A. W. Glisson. 2002. " Conical dielectric resonator antennas for wide-band applications", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 50 no.4, 469-474.
- [22] Leung, K. W. et al. 2002 "High permittivity dielectric resonator antenna excited by a rectangular waveguide," Microwave and optical technology letters, Vol. 34, No. 4: 157-158.
- [23] Kishk, A. A. 2003. "Wide-Band Truncated Tetrahedron Dielectric Resonator Antenna Excited by a Coaxial Probe", IEEE, Transaction on Antennas and Propagation, vol. 51, No. 10: 1500-1504.
- [24] Leung, K.W.et al. 1997. "Excitation of Dielectric Resonator Antenna Using a Soldered-trough Probe" Electronics Letters, vol. 33, No.6: 349-350.

- [25] Kranenburg R. A. et S.A. Long. 1988. "Microstrip transmission line excitation of Dielectric Resonator Antenna ", *Electronics Letters*, vol 24, No 18: 1156-1157.
- [26] Petosa, A. et al 1995. "Design of Microstrip-Fed Series Array of Dielectric Resonator Antenna" *Electronic Letters*, vol. 31, No.16: 1306-1307.
- [27] Huang, C.Y., J. Y. Wu, et K. L.Wong 1999 "Cross-Slot-Coupled Microstrip Antenna and Dielectric Resonator Antenna for Circular Polarisation" *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 47, No4: 605-609.
- [28] Leung K.W., 2000b. "Analysis of Aperture-Coupled Hemispherical Dielectric Resonator Antenna with a Perpendicular feed" *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 48, No.6: 1005-1007
- [29] Kranenburg, R. A, S. A. Long et J. T. Williams, 1990."Coplanar Waveguide excitation of dielectric resonator antenna" *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 39, no.1: 119-122.
- [30] Al Salameh, M. S., Y. M. M. Antar et G. Seguin. 2002. "Coplanar-waveguide-fed slot coupled rectangular dielectric antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 50, No.10: 1415-1419.
- [31] Mc Kenzie, J.P.S, 2001. " Dielectric resonator antennas fed by coplanar waveguide at extremely high frequency", *Mémoire de maîtrise, École Militaire Royal du Canada, Kingstontl, Ontario, Canada*
- [32] Shum S.M.et K. M. Luk. 1994b "Characteristics of dielectric ring resonator antenna with air gap," *Electronics Letters*, Vol. 30, No. 4: 177-178.
- [33] Kishk, A.A., B. Ahn et D. Kajfez. 1989. "Broadband Stacked Dielectric Resonator" *IEEE Electronic Letters*, vol. 25, No18: pp 1232-1233.
- [34] Junker, G.P., A.A. Kishk et A. W. Glisson. 1993. "Numerical Analysis of Dielectric Resonator Excited in Quasi-TE Modes", *Electronics Letters*, vol. 29, No.21: 1810-1811

- [35] Fan, Z. et al. 1996. "Parasitic Coplanar Three-element Dielectric Resonator Antenna Subarray", *Electronic Letters*, vol. 32, No.9: pp 789-790.
- [36] Petosa, A. et al. 2000. "Design and Analysis of Multisegment Dielectric Resonator Antennas" *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 48, No.5: 738-742.
- [37] Buerkle, A., A. Sarabandi et H. Mossallei. 2005. "Compact slot and dielectric resonator antenna with dual-resonance, broadband characteristics", *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 53, No.3: 1020-1027.
- [38] Denidni, T.A. and Q.Rao. 2004. "Hybrid dielectric resonator antennas with radiating slot for dual-frequency operation", *IEEE, Antenna and Wireless Letters*, Vol. 3, No. 1: 321 – 323.
- [39] Nasimuddin et K. P. Esselle. 2007a." Antennas with dielectric resonators and surface mounted short horns for high gain and large bandwidth", *IET, Microwave, Antenna & Propagation*, Vol. 1, No. 3: 723 – 728.
- [40] Nasimuddin et K. P. Esselle. 2007b." A Low-Profile Compact Microwave *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 55, No.6: 1880-1883.
- [41] Nasimuddin et K. P. Esselle. 2007." Antenna with High Gain and Wide Bandwidth", A Low-Profile Compact Microwave Antenna with High Gain and Wide Bandwidth," *International Conference on Electromagnetic in advanced applications*: 895-898.
- [42] Keller et al. 1995. "High permittivity dielectric resonator antenna excited by a rectangular waveguide", *IEEE Microwave and Guided wave letters*, vol. 5, no. 11: 376-378.
- [43] Petosa, A. et al 1999. Active Phased Array of Dielectric Resonator Antenna" *IEEE Antennas and Propagations Symposium*, Montréal, Canada.
- [44] Petosa, A. et al 1998. "Antenna Research at the Communication Research Center" *IEEE Antennas and Propagations Magazine*, vol. 37, No.5: 7-18.

- [45] Petosa, A. et al 1998. "Recent Advances in Dielectric Resonator Antenna Technology IEEE Antennas and Propagations Magazine, vol. 40, No.3: 35-46.
- [46] Kishk, A.A. 2003. "Dielectric Resonator Antenna, a Candidate for Radar Applications, IEEE Radar Conference: 258-264.
- [47] Y. Coulibali, " Étude et réalisation d'antenne hybride a base de résonateur diélectrique pour les systèmes de communications sans fils" thèse de doctorat. INRS 2009.
- [48] Luk, K. M. et K. W. Leung. 2003" Dielectric resonator antenna" Research Studies Press LTD, Badlock, England.
- [49] Itoh, T. 1989 "Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-wave Passive Structures", *John Wiley*.
- [50] Sadiku, M.N.O. 1992 "Numerical techniques in electromagnetics, " *CRC press*.
- [51] Yee, K.S., 1966. " Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equation in isotropic media" *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14 no.3: 302-307.
- [52] Holland R., et L.Simpson 1981. Finite-Difference Analysis EMP Coupling to thin Struts and Wire, *IEEE Transaction on Electromagn. Compat.*, Vol. 23, No. 2: 88-97.
- [53] Berenger J.P. 1994. "A Perfectly matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves", *J. Computat. Phys.*, Vol. 114, No. 2: 185-200.
- [54] Roden, J. A et S. D. Gedney, 2000. "Convolutional PML (CPML): an efficient FDTD implementation of the CFS-PML for arbitrary media ", *Microwave and optical optical technology letters*, vol. 27, no. 5: 334-339.
- [55] C.A. Balanis, « Antenna Theory: Analysis and Design », 2nd Edition, John Wiley& Sons, New York, 1997.

[56] A. Perron, T.A. Denideni and A. Sebak, "Computer-Aided Design and Analysis of Dielectric Resonator Antennas," International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering/Vol. 20, No. 1, January 2010.