Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

TABLE DES MATIÈRES

Remerciements ……iv

Sommaire …….v

Liste des Figures ……x

Liste des Tableaux. …….xiv

Résumé ……..1

Introduction …….……...4

Chapitre 1…….……...7

I.1. Historique …….7

I.2. La bande de transmission ……..8

I.3. Définition d'une antenne ……..9

I.4. Caractéristiques générales d'une antenne ……..9

I.4.1. Diagramme de rayonnement ……10

I.4.2. Angle d'ouverture ……10

I.4.3. Ouverture rayonnante et Rendement ……...11

I.4.4. Directivité ……...12

I.4.5. Gain …….……12

I.4.6. Polarisation ……..12

I.5. Différents types d'antennes ……..13

I.5.1. Les antennes cornets …….……14

I.5.2. Définition d'une antenne imprimée ……..16

I.5.2.1. Mécanisme de rayonnement de l'antenne patch ……..17

I.5.2.2. Techniques d'alimentation des antennes patches ……18

I.5.2.3. Avantages et limitations des antennes patches ……18

I.5.3. Les Antennes à Résonateurs Diélectriques (DRAs) ……19

I.5.3.1. État de l'art des Antennes à Résonateurs Diélectriques (DRAs) ……19

I.5.3.2. Les formes des Antennes à Résonateurs Diélectriques (DRAs) ……20

I.5.3.3. Mécanismes d'excitations des DRAs ……...21

I.5.3.4. Amélioration de la largeur de bande ……...23

I.5.3.5. Amélioration du gain ……...24

I.5.3.6. Les avantages des DRAs ……25

I.6. Conclusion ……...25

Chapitre 2 ……26

Les antennes conformes ……..26

2.1. Définition des antennes conformes ……26

2.2. Historiques ……...26

2.3. Le choix des antennes conformes ……...31

2.4. Différentes formes des antennes conformes ……...32

2.5. Avantages des antennes conformes ……33

2.6. Caractéristiques des antennes conformes ……34

2.6.1. Diagramme de rayonnement ……...34

2.6.2. Fréquence de résonnance ……37

2.6.3. Polarisation ……38

2.7. Les inconvénients des antennes conformes ……40

2.8. Conclusion ……..41

Chapitre 3 ……42

Conception d'une antenne conforme a résonateur diélectrique ……...42

3.1. Introduction ……54

3.2. Mode de fonctionnement des résonateurs diélectriques ……42

3.2.1. Résonateurs Diélectriques en Anneaux Cylindriques ……42

3.2.2 Résonateurs sphériques ……43

3.2.3 Résonateurs Diélectriques Rectangulaires ……...44

3.2.4. Résonateurs Diélectriques Cylindriques (CDR) ……45

3.2.4.1. Résonateur diélectrique cylindrique isolé ……..46

3.2.4.2. Résonateur diélectrique cylindrique sur un plan de masse 48

3.3. Étude comparative entre différentes formes de résonateurs diélectriques ……..50

3.4. Comparaison entre les antennes planaires et conformes ……51

3.4.1. Comparaison en termes de géométrie ……51

3.4.2. Comparaison en termes de directivité et de gain ……60

3.4.3. Comparaison en termes de couverture ……60

3.5. Technique d'analyse ……65

3.5.1. Le logiciel CST Microwave Studio ……65

3.5.2. Le logiciel HFSS d'Ansoft ……..65

3.6. Caractéristiques de l'antenne ……...66

3.6.1. Choix du matériau ……...66

3.6.2. Le Résonateur Diélectrique cylindrique ……66

3.7. Conclusion ……..76

Chapitre 4 ……77

Conception d'un réseau d'antennes conforme a résonateur diélectrique ……77

4.1. Introduction ……77

4.2. Le couplage mutuel entre les éléments d'antennes ……77

4.3. L'espacement entre les éléments d'antennes ……...78

4.4. L'adaptation de la ligne d'alimentation ……....79

4.5. Les antennes intelligentes ……..……....91

4.5.1. Les antennes adaptatives ……....92

4.5.2. Les antennes à faisceaux commutés ……..92

4.6. Conclusion ……..95

Chapitre 5 ……97

Conclusion générale ……97

Bibliographie …….....99

Annexe I ……105

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1. Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes ……11

Figure 1.2. Déférentes formes d'antennes ……...14

Figure 1.3. Sortie des ondes électromagnétiques d'un guide d'onde ……..15

Figure 1.4. Une antenne cornet ……...16

Figure 1.5. Structure d'une antenne imprimée ou a) alimentation par câble coaxial, b) par ligne micro ruban ……17

Figure 1.6. Distribution de charge ……17

Figure 1.7. Distribution de champ électrique ……17

Figure 1.8. Différentes formes des résonateurs diélectriques ……21

Figure 1.9. Différentes mécanismes d'excitations des résonateurs ……23

Figure 1.10. Différentes techniques pour améliorer la bande passante des résonateurs diélectriques ……24

Figure 2.1. Antenne de Wullenweber ……27

Figure 2.2.La géométrie d'une navette spatiale ……..28

Figure 2.3.Réseau de huit éléments linéaires sur un cône ……...28

Figure 2.4. Le réseau d'antenne cylindrique électroniquement modulée Pour le système TACAN ……...29

Figure 2.5. Antenne de forme cylindrique ……..30

Figure 2.6. Antenne semi elliptique ……30

Figure 2.7. Antenne conique facettée ……..30

Figure 2.8. Antenne demi cylindrique ……30

Figure 2.9. Quelques exemples des antennes conformes ……31

Figure 2.10. Antenne conforme (a) : antenne ayant une courbure moindre, (b) : antenne ayant une grande courbure ……33

Figure 2.11. Groupement d'éléments rayonnants disposé sur divers formes courbées ……..35

Figure 2.12. Géométrie d'une antenne cylindrique ……37

Figure 2.13. Réseau d'élément sur la génératrice d'un cône ……..39

Figure 3.1. Résonateur Diélectrique en anneaux cylindrique ……43

Figure 3.2. Résonateur diélectrique rectangulaire ……...45

Figure 3.3. Résonateur diélectrique cylindrique ……46

Figure. 3.4 : Nature des modes de propagation de CDR isolés (M=dipôle magnétique,

P = dipôle électrique) ……...47

Figure. 3. 5 : Équivalence entre les modes d'un DRA isolé d'hauteur 2H et un DRA de hauteur H placé sur un plan métallique ……...49

Figure 3.6. Réseau planaire et pyramidal ……51

Figure 3.7. Réseau d'antenne situé sur la surface du cylindre ……56

Figure 3.8. Réseau cylindrique de M×N ……56

Figure 3.9. Illustration des éléments montés sur la surface diélectrique d'une plateforme cylindrique ……...58

Figure 3.10.Vue de dessus de l'antenne cylindrique ……...59

Rapport-Gratuit.com

Figure 3.11. Quelques exemples des surfaces générées ……..61

Figure 3.12. Projection de la partie active d'une antenne planaire ……61

Figure 3.13. Projection de la partie active d'une antenne cylindrique ou sphérique ……62

Figure 3.14. Région active pour un réseau cylindrique ……..64

Figure 3.15. Résonateur diélectrique cylindrique ……...68

Figure 3.16. Géométrie de l'antenne proposée ……69

Figure 3.17. Les pertes de retour (S_{11}) ……70

Figure 3.18: Diagramme de rayonnement a) Plan E b) Plan H ……...71

Figure 3.19. Simulation des pertes de retour (S_{11}) pour différente valeur de R ……..72

Figure 3.20: Diagramme de rayonnement : a) R = 10 mm b) R = 15 mm ……..73

Figure 3.21: Résultat de simulation du Gain ……...74

Figure 3.22. Simulation des pertes de retours (S_{11}) ……75

Figure 3.23: Diagramme de rayonnement : a) Plan E, b) Plan H ……76

Figure 4.1. Couplage mutuel dans un réseau d'antenne ……..78

Figure 4.2. (a) Diagramme de rayonnement avec effet du couplage mutuel, (b) Diagramme de rayonnement sans l'effet du couplage mutuel ……79

Figure 4.3. Différentes formes de la jonction T ……..80

Figure 4.4. Configuration de la jonction-T avec un adaptateur Quart-d'onde ($\lambda_g/4$) ……81

Figure 4.5. Perte de retour (S_{11}) de la ligne micro-ruban ……82

Figure 4.6. Perte de retour (S_{12}) de la ligne micro-ruban ……82

Figure 4.7. Géométrie du réseau d'antenne avec (a) vue en 3D, (2) vue de face et (3) vue du haut ……..84

Figure 4.8. Simulation des pertes des retours (S_{11}) pour le réseau a deux éléments …….85

Figure 4.9: Diagramme de rayonnements: a) Plan E, b) Plan H ……86

Figure 4.10. Géométrie du réseau d'antennes conforme à quatre éléments ……87

Figure 4.11. Simulation des pertes de retours (S_{11}) …….....88

Figure 4.12: Diagramme de rayonnements: a) Plan E, b) Plan H ……..89

Figure 4.13. Résultats de simulation du gain pour les trois configurations ……90

Figure4.14. Résultats de simulation de l'efficacité pour les trois configurations ……...90

Figure 4.15. Principe de fonctionnement d'une antenne intelligente ……92

Figure 4.16. Antenne intelligente adaptative ……..93

Figure 4.17. Antenne intelligente a faisceau commuté ……...93

Figure 4.18. Géométrie de la configuration de 9 réseaux d'antennes …….....94

Figure 4.19. Diagramme de rayonnement de la configuration de 9 réseaux d'antennes …...95

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1. Rayonnement des modes ……48

Tableau 3.2. Équivalence des modes ……..49

Tableau 3.3. Étude comparative entre différentes formes de résonateurs diélectriques …….50

Tableau 3.4. Le maximum d'angle de couverture pour les différentes formes d'antennes …63

Tableau 3.5. Paramètres de l'antenne ……..68

Tableau 3.6: Gain et efficacité de l'antenne conforme à 60 GHz ……...73

Tableau 4.1. Gain et efficacité des trois configurations ……..91

RÉSUMÉ

Le domaine des télécommunications est en perpétuelle évolution. La dynamique de développement est au besoin constant d'améliorer la flexibilité, l'ergonomie et la rapidité des transferts d'informations. Les mines souterraines sont considérées comme des environnements dangereux et agressifs. Par conséquent, les communications sans fil souterraines sont essentiels pour plusieurs raisons incluant; la sécurité, la localisation et la productivité. Le défi que pose l'environnement souterrain des mines au regard des communications sans fil est liée au fait que les galeries de mine constitue un milieu confiné complexe et diffractant, hostile à la propagation des ondes Électromagnétiques. Tout ceci entraine inévitablement des réflexions multiples qui affectent considérablement le signal radio.

Pour palier à ce problème, on propose d'utiliser des antennes intelligentes (faisceaux commutés) pour permettre une focalisation sur un utilisateur (mineur) donné en minimisant l'impact des trajets multiples. Dans la conception des antennes intelligentes appliquées aux systèmes miniers, il est important d'avoir des antennes ayant une configuration spéciale pour assurer un balayage de 360^0 afin de couvrir l'espace requis dans les galeries d'une mine. En effet, les antennes intelligentes ont le potentiel de réduire les interférences inhérentes aux multi-trajets, de rehausser le rapport signal à bruit, et d'introduire la réutilisation de fréquences dans un environnement confiné et augmentation de la capacité du système cellulaire.

Récemment, les communications sans fil dans la bande millimétrique ont été utilisées à l'intérieur des tunnels souterrains. Les résultats ont montré que cette bande de fréquences est relativement moins sensible aux réflexions et aux réfractions par rapport aux bandes de fréquences basses. 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 7 GHz à 60 GHz constitue une motivation évidente sur le choix de cette bande de fréquence qui se traduit par un transfert élevé de donnée de l'ordre de Gb/s.

Dans la conception des antennes-réseaux intelligentes en ondes millimétriques appliquées dans les mines, il est important d'avoir des antennes ayant une configuration spéciale pour

assurer un balayage à 360 degrés afin de couvrir l'espace requis dans les galeries. Pour cela, le choix des éléments d'antenne dans le réseau constitue une nécessité stratégique pour répondre aux exigences en termes de couverture.

Les antennes conformes jouent un rôle considérable dans les systèmes de communications modernes puisqu'elles ont la faculté d'être compatible avec la structure porteuse, de fonctionner dans la bande millimétrique, d'avoir une bande passante plus large et de garantir une couverture de 360^0.

En effet, dans la littérature des antennes conformes dans la bande millimétrique, la technologie micro-ruban est largement utilisée pour concevoir les éléments d'antennes. Ces éléments d'antennes sont alimentés par une ligne micro-ruban (alimentation directe) ou par couplage via une fente. Par ailleurs, pour les antennes patch, les pertes dues à l'effet de peau dans la bande des fréquences millimétriques peuvent devenir très significatives. Récemment, les antennes à résonateurs diélectriques DRAs ont montrées leurs bonnes performances dans cette bande (millimétriques). En effet, Il n'y a pas d'éléments conducteurs sur ces antennes DRAs, et les pertes diélectriques sont beaucoup moins prononcées, permettant ainsi de résoudre le problème de l'effet de peau. En somme, les antennes (DRAs) présentent des caractéristiques très intéressantes par rapport aux antennes patch, à savoir, une taille plus réduite, une efficacité de rayonnement plus élevée, une plus grande largeur de bande et des pertes quasi-négligeables.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

INTRODUCTION

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique au cour des dernières années grâce à la forte demande de la population et de l'industrie. Parmi les applications de ce domaine qui ont attiré plus d'attentions sont les antennes. Elles sont des éléments indispensables pour assurer une opération d'émission ou de réception des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre ou dans l'espace. Elles sont présentes dans tous les systèmes de communication sans fil.

En ce moment, 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 centres 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, la bande a 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 (front end).

Dans la bande millimétrique, les réseaux d'antennes compacts et à hautes performances sont exigées. En fait, à la fréquence d'onde millimétrique, une antenne cornet est généralement utilisée en raison de sa haute performance. Cependant, ce type d'antennes présente quelques inconvénients tels que la taille et le coût. Par ailleurs, l'utilisation des fréquences de plus en plus élevées dans les systèmes micro-ondes à base de structure micro ruban a été à l'origine du développement des antennes micro ruban comme les antennes patchs, antenne a fente et à ouverture couplée. Ces antennes sont utilisées beaucoup dans les configurations réseaux afin d'améliorer leurs performances et de permettre la réalisation des

fonctions très particulières, telles que : le pointage et le balayage électronique, la détection adaptative et la génération de diagrammes de rayonnement variés ou désirés.

Cependant, aux bandes millimétriques, ces configurations de micro ruban souffrent de perte d'insertion en raison du conducteur. Pour surmonter ce problème et offrir une taille appropriée, des nouvelles antennes basées sur des résonateurs diélectriques DRAs ont été proposées. En effet, Il n'y a pas d'éléments conducteurs sur ces antennes DRAs, et les pertes diélectriques sont beaucoup moins prononcées.

En réalité, le développement des nouveaux systèmes de télécommunications nécessite des évolutions technologiques majeures au niveau des antennes. Ces dernières doivent faire face aux différents problèmes existant soit l'augmentation de la portée, l'élargissement de l'angle de couverture et l'intégration dans les surfaces porteuses telles que les avions, fusées…. Pour remédier à ces problèmes, les antennes conformes sont les meilleures candidates puisqu'elles ont la propriété d'être compatible avec la structure porteuse, de fonctionner dans la bande millimétrique, d'avoir une bande passante plus large et de garantir une bonne couverture.

L'objectif de ce mémoire est de concevoir un réseau d'antenne conforme cylindrique à base de résonateurs diélectrique dans la bande 60 GHz pour les applications souterraine. Ce système d'antenne à faisceaux commutés (intelligent) permet de se focaliser sur un utilisateur donné tout en minimisant l'impact des trajets multiples, du bruit et des interférences et améliorent également la capacité du système. La conception de ce système d'antenne a été effectuée en utilisant des logiciels 3D tels que CST (Microwave Studio) et HFSS d'Ansoft pour comparer et valider les résultats.

Ce mémoire est réparti sur quatre chapitres. Le premier chapitre comprend quelques généralités sur le principe de fonctionnement des antennes. On commence par donner une définition ainsi qu'un historique sur les antennes. Les caractéristiques d'antennes telles que; le diagramme de rayonnement, gain et directivité, la polarisation et la bande passante, ont été introduites et discutées.

Le deuxième chapitre a été consacré pour définir les antennes conformes et leurs caractéristiques radioélectriques dans le domaine des télécommunications.

Le troisième chapitre est consacré à la conception de l'antenne conforme. On va commencer avec une introduction qui regroupe toutes les équations et formules pour trouver les dimensions de l'antenne pour un choix de matériel donné. Par la suite, les deux logiciels utilisés pour la conception (HFSS et CST Microwave Studio), ont été introduites. À la fin de ce chapitre, la conception de l'élément d'antenne conforme cylindrique avec un résonateur diélectrique a été présentée et discuté.

Dans le quatrième chapitre, le réseau d'antenne de deux et quatre éléments a été conçu sur une surface conforme cylindrique et les résultats obtenus ont été commentés et interprétés. À la fin de ce chapitre, plusieurs copies des antennes conçues ont été mises sur une surface cylindrique afin d'avoir une couverture de 360°.

Enfin, on termine ce mémoire par une conclusion suivie de la présentation des perspectives de ce travail.

Ce travail est considéré comme une référence dans l'étude des antennes conformes à 60 GHz car il est le premier qui a été réalisé dans cette bande de fréquence. Il a fait l'objet de deux publications dans la prestigieuse conférence IEEE (APS) Antennas and Propagation Society pour l'année 2011 et 2012 et un article soumis dans International Journal of Information sciences and computer Engineering (IJISCE).

PUBLICATIONS

[1] H, Chorfi; M, Nedil; Y, Coulibaly; T.A , Denidni;I, Ben Mabrouk; L, Talbi; ”A Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Mounted an a Hollow Conformal Ground Plane at 60 GHz” IEEE (APSURSI) Antennas and Propagation Society. Spokane, Washington. July 2011. pp: 2577 - 2580.

[2] H, Chorfi; M, Nedil; Y, Coulibaly; T.A , Denidni;I, Ben Mabrouk; L, Talbi; ”Design of a 60 GHz Dielectric Resonator Antenna Array mounted on a Conformal Structure” IEEE (APSURSI) Antennas and Propagation Society. Chicago, Illinois. July 2012.

[3] H, Chorfi; M, Nedil; Y, Coulibaly; T.A , Denidni;I, Ben Mabrouk; L, Talbi; ”Design of a New Millimeter-Wave Conformal Array Dielectric Resonator Antenna” International Journal of Information sciences and computer Engineering (IJISCE). Accepted: Mai 2012.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

Ce chapitre a pour but la présentation des différents types d'antennes appliquées dans le domaine de la communication personnelle. Il met en valeur les caractéristiques générales de l'antenne comme le diagramme de rayonnement, l'angle de couverture, directivité, gain et polarisation.

En deuxième partie, la connaissance des antennes utilisées dans la bande millimétriques est essentielle pour justifier le choix des antennes à résonateurs diélectriques utilisées dans notre travail.

1.1. Historique:

La possibilité de transmettre à distance et sans fil des signaux électriques fut entrevue dès la mise en évidence des phénomènes d'induction par Michael Faraday (1831) [1]. Ainsi, dans une certaine mesure, la bobine, qui deviendra le cadre, peut-elle être considérée comme la première antenne. Toutefois, il ne s'agit pas encore véritablement de propagation, et il faut attendre les expériences d'Heinrich Hertz (1887) pour confirmer la théorie de James Clerk Maxwell (1873) selon laquelle les champs électriques et magnétiques se propagent, comme la lumière, sous forme d'ondes [1]. Avec un doublet électrique formant éclateur, Hertz réussit à produire et à détecter des ondes décimétriques [2]. On peut déjà noter la présence d'un réflecteur parabolique destiné, comme en optique, à focaliser le rayonnement. De ce fait, c'est du côté des ondes kilométriques que Guglielmo Marconi franchit des étapes décisives en radiotélégraphie avec, au départ, un simple fil relié à un cerf-volant [2].

Le russe POPOV invente l'antenne, élément essentiel pour la transmission sur de longues distances de signaux de TSF. Le 24 mars 1896, il réussit la première transmission et réception d'ondes hertziennes entre divers bâtiments de l'université de SAINT

Rapport-Gratuit.com

PETERSBOURG avec des antennes d'émission et de réception verticales pour améliorer la réception [3].

De nombreux scientifiques ont mené des études expérimentales et théoriques sur les antennes. Parmi ceux-ci, on peut citer Karl Ferdinand BRAUN, (1850-1918), prix Nobel de physique avec MARCONI en 1909, qui bien que souvent connu comme inventeur de l'oscillographe cathodique à également imaginé l'antenne directionnelle.

La première liaison transatlantique eut lieu en 1901. Très vite, les possibilités offertes par la triode, inventée par Lee De Forest en 1906, permirent d'effectuer des liaisons téléphoniques sur de grandes distances. La première liaison transpacifique entre les États-Unis et le Japon, avec relais à Honolulu, eut lieu en 1915 [4]. Jusqu'à la fin de la Première Guerre mondiale, les antennes demeurèrent exclusivement constituées par des fils, ou des arrangements de fils disposés au sol, suspendus au plus haut des supports disponibles – la tour Eiffel, entre autres, tendus entre les superstructures des navires, déroulés à partir des avions...

1.2. La bande de transmission.

Il existe plusieurs bandes caractérisées par des longueurs d'ondes différentes ou les antennes qui opèrent pour un grand nombre d'applications. Parmi eux [5]:

- ondes kilométriques (30KHz-300KHz) et hectométriques (300KHz-3MHz) pour la radiodiffusion à modulation d'amplitude ou les liaisons avec les sous-marins,
- ondes décamétriques (3MHz-30MHz) pour les liaisons radio intercontinentales ou maritimes,
- ondes métriques (30MHz-300MHz) pour la radiodiffusion à modulation de fréquence, la télévision, la radionavigation,
- ondes décimétriques (300MHz-3GHz) pour la télévision, le radar, les liaisons avec les mobiles,
- ondes centimétriques (3GHz-30GHz) pour les liaisons terrestres par faisceaux hertziens, les liaisons spatiales avec les satellites artificiels ou les sondes spatiales ainsi que pour la radiodiffusion, la télédétection par satellites artificiels, etc.,

- ondes millimétriques (30GHz-300GHz) pour la radioastronomie et certains radars de plus elle est utilisée en raison de l'encombrement du domaine des radiofréquences et hyperfréquences.

La bande 60 GHz offre de nombreux avantages dont :

- Une bande gratuite offre de (5 à 7 GHz) de bande passante.
- Supporte les communications et les transmissions de données à haut débit.
- Peut accueillir tous les types de communication sans fil de courte portée.
- Diminution de la taille et du poids des composants recherchés grâce à la petite taille de sa longueur d'onde.

1.3. Définition d'une antenne.

Une antenne est un dispositif qui permet de transformer l'énergie électrique en énergie électromagnétique en émission et vis vers sa en réception afin d'assurer la transmission de l'information. On peut les qualifier comme des adaptateurs d'impédances entre l'espace et l'émetteur ou le récepteur.

1.4. Caractéristiques générales d'une antenne.

Les caractéristiques d'une antenne sont déterminées par rapport à une source de référence, une source ponctuelle qui rayonne sa puissance d'alimentation d'une façon identique dans toutes les directions constituant la source de référence idéale [5]. La puissance rayonnée par unité d'angle solide dans une direction définie par les deux angles (θ,ϕ) s'écrit :

$$P_0\ (\theta, \phi) = \frac{P_a}{4\pi} \qquad (I.1)$$

Où P_a est la puissance d'alimentation.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

1.4.1. Diagramme de rayonnement.

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

Il y a généralement une direction de rayonnement maximale autour de laquelle se trouve concentrée une grande partie de la puissance rayonnée et des directions secondaires autour desquelles se répartit la fraction de la puissance restante.

La fonction caractéristique de rayonnement F (θ,ϕ) de l'antenne permet d'avoir une vision globale du rayonnement. Elle est définit comme étant le rapport de la puissance transmise dans une direction donnée P (θ,ϕ) à la puissance P_{max} de la direction où le rayonnement est maximal [5].

$$P_0\ (\theta, \phi) = \frac{P_a}{4\pi} \qquad (I.2)$$

1.4.2. Angle d'ouverture.

L'angle d'ouverture 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. La figure 1.1 présente un exemple de présentation diagramme de rayonnement en coordonnées cartésiennes.

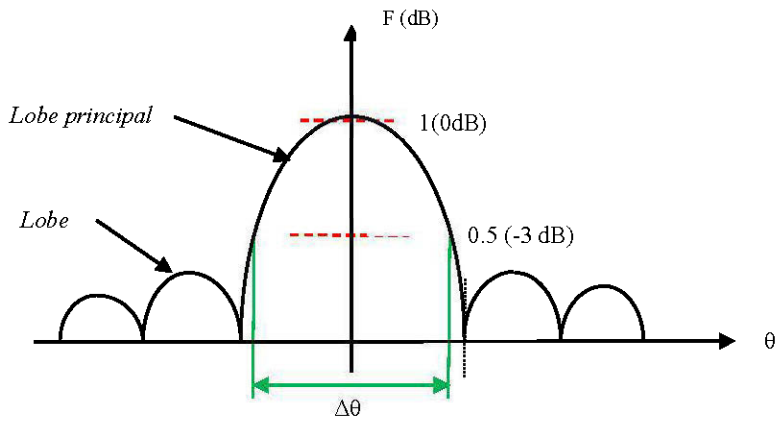


Figure 1.1. Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes.

L'angle $\Delta\theta$ présenté sur ce diagramme est l'angle d'ouverture, lorsque l'antenne présente un lobe principal assez fin, la plus grande partie de la puissance rayonnée est à l'intérieur des deux directions à (-3dB). Donc l'angle d'ouverture nous donne une idée assez précise sur la finesse du lobe et la qualité du rayonnement [5].

1.4.3. Ouverture rayonnante et Rendement

L'ouverture rayonnante d'une antenne est la surface géométrique rayonnante de cette antenne. C'est aussi la surface qui capte l'énergie des ondes électromagnétiques transmises. La puissance rayonnée par l'antenne est généralement différente de la puissance d'alimentation de l'antenne. On définit alors le rendement d'une antenne comme étant le rapport entre la puissance totale P qu'elle rayonne et la puissance d'alimentation P_a de cette antenne [5].

$$\eta = \frac{P}{P_a} \tag{I.3}$$

1.4.4. Directivité

La directivité d'une antenne est le 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 solide pour une même puissance totale rayonnée [5].

$$D(\theta,\phi) = 4\pi \frac{P(\theta,\phi)}{\eta P_a} \tag{I.4}$$

La directivité indique dans quelles directions la densité de puissance est meilleure ou moins bonne que celle de l'antenne isotrope.

1.4.5. Gain

La puissance rayonnée par une antenne varie généralement selon la direction considérée. Le gain d'une antenne dans une direction (θ,ϕ) est le rapport de la puissance rayonnée dans cette direction P(θ,ϕ) à la puissance que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle solide avec la même puissance d'alimentation et il est exprimé par (I.5) [5].

$$G(\theta,\phi) = \frac{P(\theta,\phi)}{P_0(\theta,\phi)} = 4\pi \frac{P(\theta,\phi)}{P_a} \tag{I.5}$$

La relation entre le gain et la directivité d'une antenne est donnée par l'équation suivante.

$$G(\theta,\phi) = \eta D(\theta,\phi) \tag{I.6}$$

1.4.6. Polarisation

La polarisation d'une antenne est donnée par la direction du champ électrique $\vec{E}$. Si $\vec{E}$ garde une direction constante dans le temps, on dit que l'on a une polarisation rectiligne. C'est le cas de la majorité des antennes à éléments rayonnants linéaires. Notamment les antennes à dipôles rayonnants et qui sont utilisées en ondes métriques et décimétriques. Il

existe, cependant, des antennes qui rayonnent un champ électrique dont la direction varie avec le temps de telle sorte que si, en un point donné, on schématise les positions successives de E, l'extrémité du vecteur représentatif décrit un cercle ou une ellipse. On dit alors que le champ rayonné à polarisation circulaire ou elliptique. C'est le cas notamment des antennes utilisées en radar et en télécommunications spatiales [5].

1.5. Différents types d'antennes

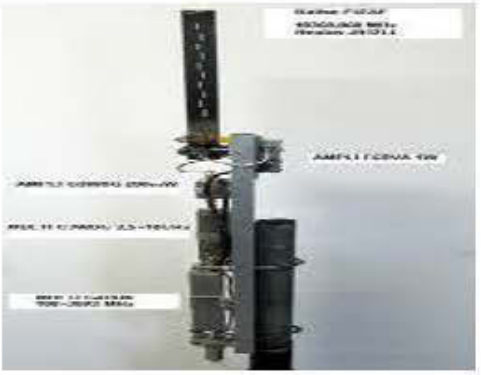
Il existe plusieurs types d'antennes selon la géométrie, le gain, la forme du faisceau et la bande passante. On peut les classer comme suite [6]:

- Les formes ou géométries:
  - antennes filaires: dipôle, boucle, spirale
  - antennes à ouverture: cornet, fente
  - antennes imprimées: patch, dipôle imprimé, spirale
- Le gain :
  - gain élevé : planaire
  - gain moyen : cornet
  - gain bas : dipôle, fente, patch
- La forme de faisceau :
  - omnidirectionnelle : dipôle
  - faisceau étroit : planaire
  - faisceau large : antenne réseau
- La largeur de bande :
  - bande large : spirale
  - bande étroite : patch, fente

(a) antenne filaire

(b) réseau d'antenne imprimée

(c) antenne cornet



(d) antenne à fente

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

1.5.1. Les antennes cornets.

Une antenne cornet est une antenne de forme cylindrique, conique ou pyramidale employée pour des liaisons directes ou comme antenne source pour éclairer un réflecteur parabolique [7].

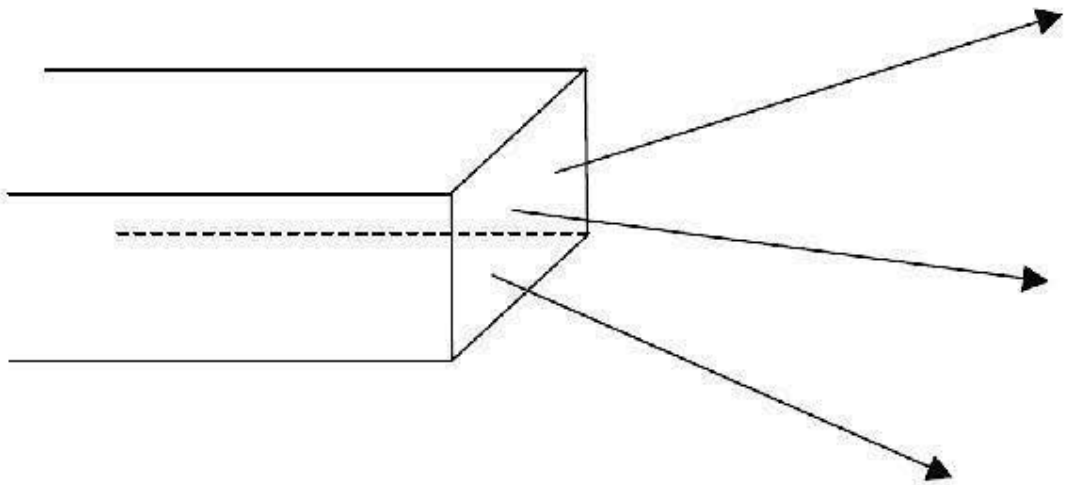


Figure 1.3. Sortie des ondes électromagnétiques d'un guide d'onde.

Si on veut rayonner dans l'espace libre une onde électromagnétique guidée par un guide d'onde de forme rectangulaire, il faut juste laisser l'extrémité de ce dernier ouverte pour que l'onde se propage. Le problème qui ce pose est qu'une fraction de l'énergie transmis est rayonnée, tandis que la majeure partie est réfléchie à l'ouverture du guide. La cause de ce phénomène est 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 [7].

Pour palier a 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 rapproche entre les impédances des deux milieux et la propagation se fait naturellement comme montré dans la figure 1.4 [7].

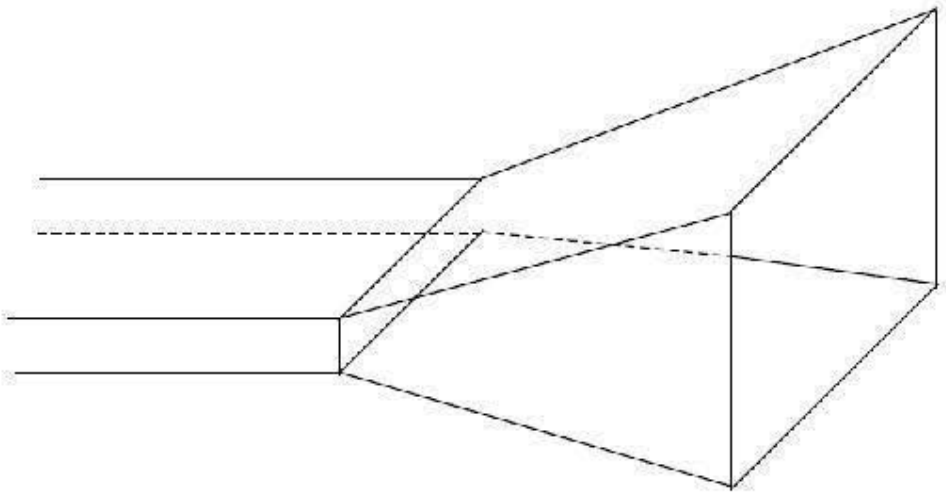


Figure 1.4. Une antenne cornet.

Les antennes cornets sont encore largement utilisées dans le domaine des microondes, en particulier dans les bases de mesures, les sources primaires des réflecteurs paraboliques et dans des applications qui nécessite une large bande passante.

Les avantages des antennes cornets sont la pureté de polarisation qui permet son utilisation pour caractériser la polarisation d'autres antennes, sa large bande passante et son gain important [7].

Malheureusement, ces antennes ont des inconvénients résumés par son encombrement dû au manque d'espace surtout dans les appareils de communication (téléphone cellulaire) et son poids [7].

1.5.2. Définition d'une antenne imprimée.

Une antenne imprimé est généralement constituée d'un plan de masse, d'une ou de plusieurs couches de substrat qui peuvent avoir une permittivité (ε_r) égaux ou déférentes. Sur la surface, on a 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.

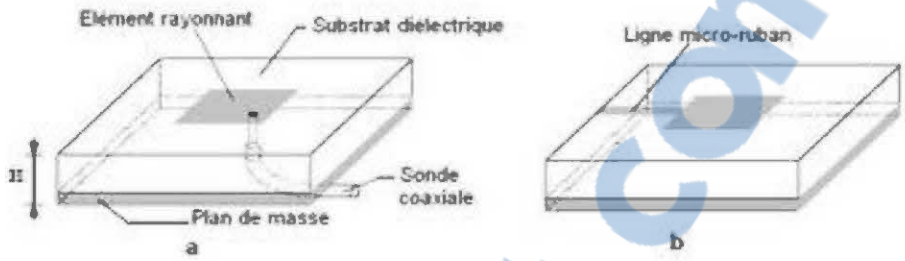


Figure 1.5. Structure d'une antenne imprimée ou a) alimentation par câble coaxial, b) par ligne micro ruban.

Les substrats diélectriques ont généralement une faible permittivité ($\varepsilon_r \leq 3$) pour facilité et favorisé le rayonnement, 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 :

La forme géométrique de l'antenne patch nous permet de mieux comprendre son mécanisme de rayonnement. L'onde électromagnétique qui se forme après l'excitation de la ligne d'alimentation va se propager tout au long pour rencontrer l'élément rayonnant qui est généralement plus large que la ligne. Dans ce cas, on a une distribution de charge qui va s'établir sur et sous l'élément et entre le plan de masse et substrat. La Figure 1.6 illustre ce phénomène. Le cas présenté correspond au mode fondamental de l'antenne. Ces distributions avec l'association les densités des courants engendrent une distribution des champs électriques représentée à la figure 1.7 dans le mode fondamental [8].

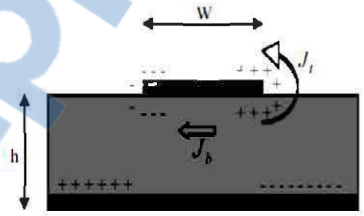


Figure 1.6. Distribution de charge

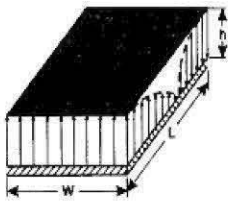


Figure1.7. Distribution de champ électrique

Rapport-Gratuit.com

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. Pour cela, plusieurs techniques ont été considérées dans ce but. En effet, elles peuvent être classées en deux grandes catégories :

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

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Les techniques les plus utilisées sont la bande millimétrique sont la ligne micro ruban ou le couplage par ouverture (fente) dans le plan de masse.

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 fréquence allons de 100MHz jusqu'à 100GHz. Certains avantages sont les suivants :

- faible poids,
- encombrement réduit,
- faible coût de fabrication, production en masse possible,
- antennes multi bandes, multi polarisation 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.

Cependant, ces antennes ont aussi des inconvénients et des limitations d'utilisations suivantes:

- bande passante étroite,
- un gain moyen,
- un rayonnement limité à un demi-plan d'espace,
- supportent uniquement des faibles puissances,
- pertes de rayonnement par onde de surfaces.

Ce dernier augmente considérablement avec l'augmentation de la fréquence utilisée, ce qui les rendent non compatibles avec la bande millimétrique (ex. 60 GHz) malgré plusieurs efforts pour remédier à ce problème. Les études qui ont été réalisées pour améliorer ses inconvénients ont menées à améliorer jusqu'à 70% en utilisant une configuration multicouche et leur gain peut s'accroitre de 30% en mettant en réseau plusieurs antennes [9].

Une des solutions qui ont été proposées est l'utilisation des résonateurs diélectriques comme élément rayonnant pour plusieurs raisons qu'on va les citer dans ce chapitre.

1.5.3. Les Antennes à Résonateurs Diélectriques (DRAs).

Dans la dernière décennie, le domaine de télécommunication a connu une évolution vertigineuse. Cependant, ils sont confrontés à des défis majeurs: la conception, la modélisation et la caractérisation de nouveaux composants actifs et passifs pour les micro-ondes et les ondes millimétriques. L'adaptation et l'intégration de ces circuits dans les systèmes de télécommunications constituent un autre grand défi. Donc, il faut chercher des composantes aient un faible poids, un faible coût et une grande efficacité. Aujourd'hui, de nouvelles solutions sont à envisager pour les antennes utilisées dans ces systèmes. Parmi les solutions proposées, on trouve les antennes à résonateurs diélectriques.

1.5.3.1. État de l'art des Antennes à Résonateurs Diélectriques (DRAs).

Le premier article scientifique faisant référence aux résonateurs diélectriques a été proposé par Debye en 1909 [10]. Cependant, il avait été cru également que le mode résonnant à l'intérieur de la sphère ne pouvait pas rayonner. Le fait que les résonateurs diélectriques pouvaient rayonner de l'énergie a été prouvé par Richtmeyer en 1939 [11]. Il a prouvé que l'énergie pouvait être non seulement évanescente mais pouvait aussi se propager et créer un

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

champ électromagnétique à l'extérieur de la structure du résonateur. En 1967, donc vingt huit ans plus tard, Gastine et al ont étudié le facteur de qualité Q d'un résonateur sphérique isolé [12].

Après soixante ans passés depuis l'introduction des résonateurs diélectriques, l'intérêt est resté principalement placé sur leur utilisation dans les oscillateurs et les filtres micro-ondes. Alors, en 1968, Sager et Tsi [12] ont publié un article, qui a considéré la possibilité de construire des petites antennes utilisant les résonateurs diélectriques. En 1975, Van Bladel [13] a publié un article sur la théorie asymptotique pour évaluer les modes de résonateurs de permittivité élevé et de forme arbitraire, suivi un an plus tard par des résultats numériques pour les fréquences de résonance, les champs et le facteur de rayonnement Q d'un résonateur de diélectrique en forme d'anneau cylindrique [14].

Il a fallu attendre jusqu'au 1983 lorsque McAllister et Shen ont proposé qu'en choisissant la forme, dimension et la permittivité de la structure résonnante, les champs pouvaient être contrôlés pour obtenir des diagrammes de rayonnement prévisible [15]. C'était la première étude théorique et expérimentale sur l'application potentielle de configurations d'antenne à base de résonateur diélectrique. De cette période jusqu'au commencement des années 1990, les applications des DRAs ont subi une lente croissance. Cependant, avec le boom des communications sans fils différent dispositifs rayonnants ont été exploités pour ces nouvelles fréquences jusque le non utilisés.

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

Il existe plusieurs formes des résonateurs diélectriques (DR) selon le diagramme de rayonnement souhaité car le choix de la forme, les dimensions et la permittivité pouvait donner un diagramme déterminé [15]. Les formes cylindriques sont les premières à être utilisées car elles étaient déjà utilisées pour les circuits micro-ondes. Une des formes les plus populaires est la forme rectangulaire [16-17]. Elle est d'abord simple à réaliser, elle est facilement modélisée par des formules approximées et elle est résistante à la dégénération de modes. Une autre forme à avoir été utilisé est la forme hémisphérique parce qu'un DR hémisphérique sur un plan de masse pouvait être analysé comme une sphère diélectrique par la théorie des images [18-19].

Un nombre de formes sont examinées pour produire des antennes à polarisations circulaires. Ce sont des DR à formes elliptiques, d'anneau cylindrique [20]. Récemment de nouvelles configurations coniques et triangulaires ont été introduites [21-22]. Des DRs en forme de tétraèdre viennent d'être introduits pour permettre d'augmenter la largeur de bande [23].

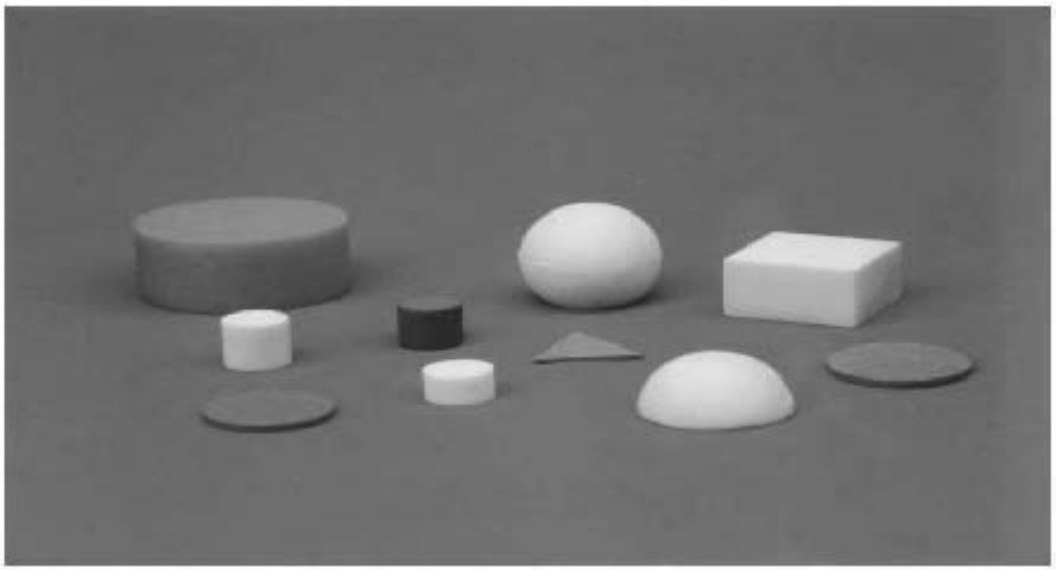


Figure 1.8. Différentes formes des résonateurs diélectriques.

1.5.3.3. Mécanismes d'excitations des DRAs.

Pour déterminer la position parfaite qui va permettre au réseau d'alimentation de ce coupler au DRAs, la connaissance des champs pour les différents modes est nécessaire. Les premiers travaux sur les DRA ont utilisé des sondes coaxiales pour les alimenter [24]. L'excitation par sonde est simple et facile à tester dans plusieurs laboratoires. Cette méthode n'est pas souhaitable, car il faut creuser des trous dans le DRA pour permettre à la sonde d'y pénétrer. De plus les sondes introduisent des composants réactifs qui vont réduire l'efficacité de l'antenne. Il est aussi difficile de trouver une sonde qui va entrer parfaitement dans le trou creusée. Les lignes de transmissions micro rubans, populaires en micro-ondes, ont été

utilisées pour exciter les DRA [18]. Le ruban conducteur est monté sur le DRA résultant dans un couplage efficace. Cette méthode est avantageuse car elle peut être simplement réalisée en coupant un ruban d'une colle adhésive conductrice. Il existe trois méthodes d'exciter le DRA avec une ligne micro ruban. Ce sont les méthodes de couplage direct [25], de couplage par proximité [26] et de couplage par ouverture [27-28]. Les deux premières méthodes peuvent être utilisés lorsque le résonateur diélectrique (DR) et la ligne d'alimentation se retrouve sur la même face. Par conséquent, des rayonnements et des couplages non souhaités peuvent être produits. Donc, le couplage par ouverture (fente) est le plus populaire à cause des avantages qui présentent. Cette technique d'alimentation permet d'empêcher l'énergie rayonnées par l'antenne de se couplé de nouveau dans le circuit et cause des réflexions indésirables. La ligne coplanaire CPW (Coplanar Waveguide) est l'une des plus récentes méthodes pour exciter un DRA [29]. Une petite fente à la fin de la ligne coplanaire permet de faire l'excitation. Les DRAs alimentés par les lignes CPW permettent de produire des grandes largeurs de bandes et de produire des gains acceptables. D'autres méthodes sont aussi utilisées comme l'alimentation par guide d'onde ou par guide d'image [30-31]. Dans ce dernier cas, les DRAs doivent être disposés dans les positions adéquates pour permettre un couplage avec le mode fondamental par le guide d'image. Ce type d'excitation éliminera les pertes par conduction qui sont ordinairement causés par la structure d'alimentation.

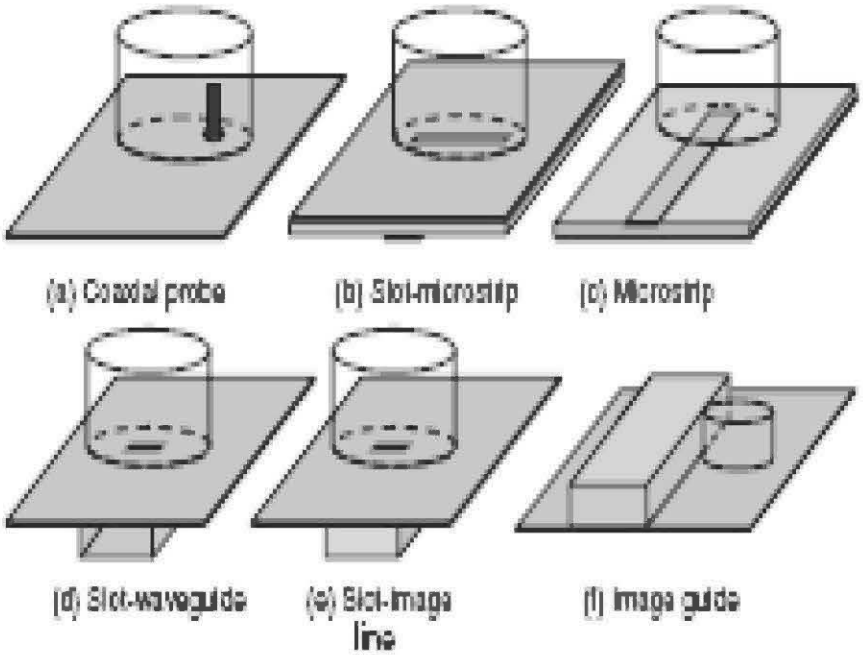


Figure 1.9. Différentes mécanismes d'excitations des résonateurs.

1.5.3.4. Amélioration de la largeur de bande.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour augmenter le gain d'un résonateur diélectrique. Une des techniques les plus simples consiste à utiliser un trou d'air soit dans le résonateur soit entre lui et le plan de masse [32]. Cette technique permet de diminuer la permittivité effective du résonateur diélectrique, ce qui va réduire le facteur de qualité Q et donc augmenter la largeur de bande [21,23]. D'autres formes des résonateurs diélectriques peuvent augmenter la largeur de bande telle que les formes coniques et tétraèdres. Les résonateurs diélectriques peuvent être empilés ou peuvent être couplés par des résonateurs diélectriques parasites. Deux DR cylindriques ont été empilés pour obtenir une largeur de bande de 25% à 9 GHz [33]. Un disque de conducteur ou de haute permittivité a été utilisé dans une technique d'empilement [34]. Un exemple de DR couplé avec des DR parasites a été conçu pour améliorer la bande passante [35]. Un patch parasite a été utilisé aussi pour augmenter la largeur de bande. Une configuration multi segments permet d'avoir un couplage important et une grande largeur de bande. Son originalité consiste à ajouter et superposer des diélectriques

[36]. Faire imbriquer des résonateurs de différentes formes les uns sur les autres peut aussi augmenter la bande passante. Les structures imbriquées ont l'avantage d'être plus rigide que les structures empilées. Si on fait la combinaison de la résonance de plusieurs éléments rayonnants avec la technique hybride, on peut obtenir une large bande passante. L'avantage de cette technique est le fait que la combinaison est facile à réaliser [37-38].

Figure 1.10. Différentes techniques pour améliorer la bande passante des résonateurs diélectriques.

1.5.3.5. Amélioration du gain.

En général, le gain d'un résonateur diélectrique est limité (~ 5dBi). Pour augmenter ce gain, plusieurs méthodes ont été utilisées. L'une des techniques consiste à utiliser des cavités [39-41]. Des réseaux à rotation séquentielle ont été réalisés avec des DR [42]. Cette configuration permet d'améliorer le gain de l'antenne, la bande passante et le taux

d'ellipticité [43]. Les réseaux de DRAs ont différents avantages par rapport à un seul DRA. Ils ont des diagrammes de rayonnement plus directif, une plus grande largeur de bande et un gain plus élevé.

1.5.3.6. Les avantage des DRAs.

Les résonateurs diélectriques ont habituellement été 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;
- faibles coûts, et faible poids;
- une variété de formes possibles;
- la possibilité de les alimenter avec les méthodes classiques ce qui les rend compatibles avec les technologies existantes;
- une gamme de permittivité relative disponible variant de 6 à 100;
- une susceptibilité aux tolérances de fabrication inférieure à celles des antennes micro rubans spécialement aux ondes millimétriques;
- Plusieurs modes résonants peuvent être excités, ce qui donne des diagrammes de rayonnements différents

1.6. Conclusion.

Au cours de ce chapitre, les antennes destinées aux systèmes de communication personnelle ont été présentées. Différentes techniques d'alimentations de type micro-ruban et coplanaire ont été aussi introduites. Le problème de la largeur de bande reste toujours un obstacle dans les systèmes de communication. Cependant, plusieurs techniques d'amélioration de gain ont été mise en œuvre pour apporter une solution à cet inconvénient.

CHAPITRE 2

LES ANTENNES CONFORMES

2.1. Définition des antennes conformes.

La définition de l'antenne conforme est simple. C'est une antenne qui prend la forme d'une surface quelconque. La surface peut être une partie d'un avion, d'un missile ou train à haute vitesse,.... L'utilisation des antennes conformes sur les surfaces non planaires permet de réduire les perturbations aérodynamiques (frottement de l'air) sur ces surfaces. De plus, le but est de concevoir une antenne moins inquiétante et moins visible pour l'œil humain.

Dans le standard IEEE, il existe deux définitions pour les antennes conformes :

- La première est la plus connu et la plus utilisée mentionnant que l'antenne conforme est celle qui se conforme à une surface ayant une forme déterminé lié aux considérations autre qu'électromagnétique par exemple aérodynamique ou hydrodynamique.

- Le second inclut également les réseaux imprimés planaires placés sur une surface courbée. En général, l'antenne conforme a une forme cylindrique, sphérique, conique ou autre forme avec l'élément rayonnant sur cette surface.

2.2. Historiques.

Les recherches effectuées sur les antennes ont connu un grand intérêt durant cette décennie, plus précisément sur le réseau des antennes conformes. La première antenne conforme qui a été proposé est le dipôle de forme circulaire. Dans ce dernier, les éléments rayonnants ne sont pas conformable à aucune surface parce qu'ils sont situés sur un cercle. L'exemple qui illustre bien cette antenne est l'antenne de Wullenweber [47]. C'est une antenne réceptrice et utilisée beaucoup dans les applications militaires. L'inconvénient de cette antenne est le fait quelle est grande car elle peut se former de quatre cercles concentriques avec un diamètre peut aller jusqu'a 330 mètres et l'hauteur moyenne des

antennes peut aller de 4 jusqu'a 33 mètres. Figure 2.1 montre un aperçu de l'antenne de Wullenweber.

Figure 2.1. Antenne de Wullenweber [47].

Les recherches qui ont été effectué sur les antennes conformes durant les années soixante sont tous dirigées vers la conception des réseaux de formes cylindriques et coniques pour les applications aérospatiales comme les satellites et navettes. On peut cités quelques exemples de ses recherches:

- Exemple d'une antenne à fente située sur une navette d'espace figure 2.2 [47].
- Un réseau de huit éléments situés sur un cône a été établi pour effectuer un large angle de balayage montré dans la figure 2.3, [47]
- Figure 2.4 montre un réseau cylindrique pour le système de TACAN (Tactical Air Navigation) [47].

Rapport-Gratuit.com

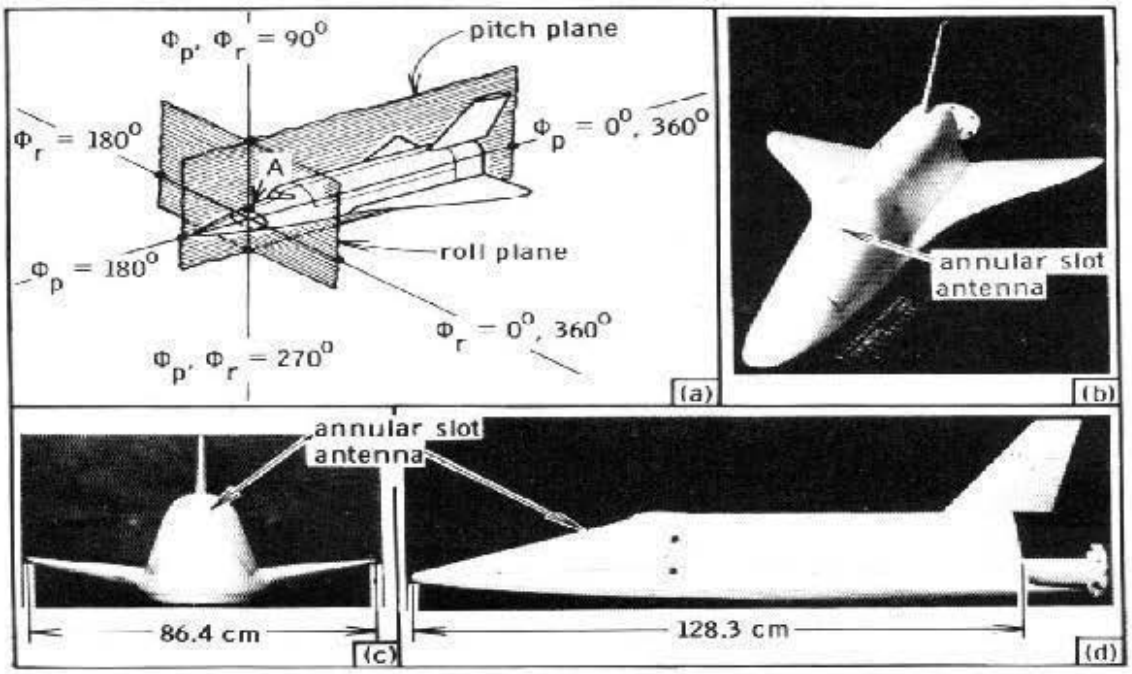


Figure 2.2.La géométrie d'une navette spatiale [47]

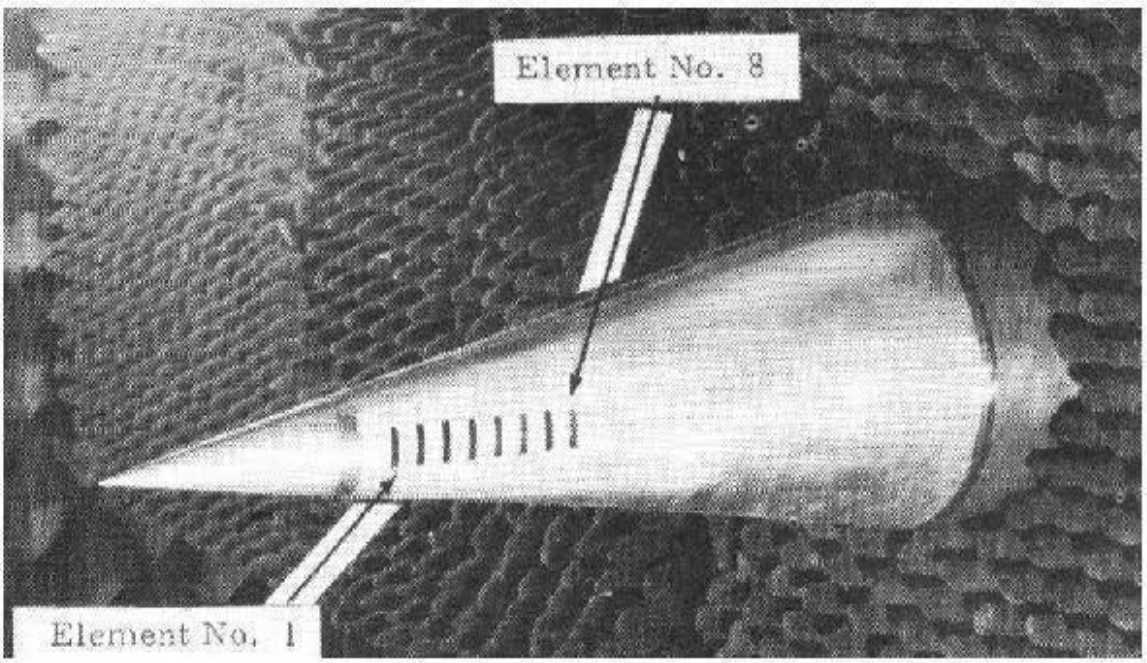


Figure 2.3.Réseau de huit éléments linéaires sur un cône [47].

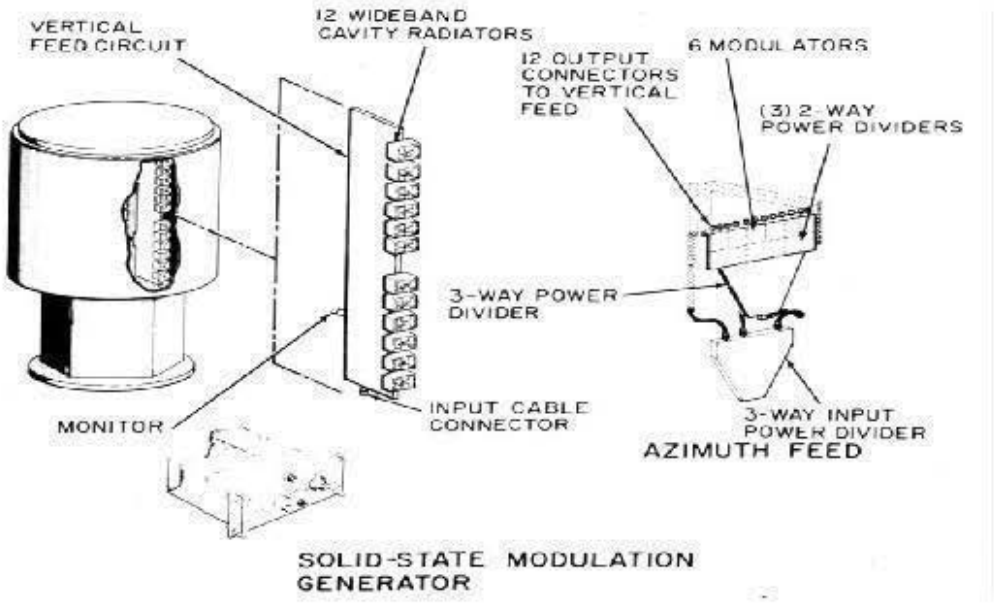


Figure 2.4. Le réseau d'antenne cylindrique électroniquement modulée pour le système TACAN [47].

Après les années soixante dix, l'intérêt porté à ces antennes a diminué à cause de nombreux facteurs. La technologie de cette époque ne permet pas l'analyse des performances des antennes conformes, ainsi que la conception et la configuration était très difficile à réaliser. Les ordinateurs n'étaient pas assez puissants pour traiter les simulations des antennes. C'est pour cette raison que l'industrie était désintéressée d'investir dans ce projet. Durant le progrès des années quatre vingt dix avec l'apparition des nouveaux et puissants ordinateurs, les recherches ont connu un grand intérêt malgré les difficultés qui ont fait obstacle pour développer ces antennes tel que l'absence des outils de conception et la réalisation expérimentale. Autres défis qui ont ralenti le développement de ces antennes sont : l'alimentation pour réaliser une certaine fonction, polarisation….Etc. En effet, plusieurs études sur les antennes conformes ont été effectuées. Parmi ses études on peut citer: [48]

- À l'université à Karlsruhe (Allemagne), une antenne micro ruban sur un cylindre circulaire a été étudiée et réalisée [48]. La photo de l'antenne est montrée dans la figure 2.5,

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

- Un démonstrateur micro ruban pour la recherche des algorithmes de système d'alimentation (beamforming) pour des futures applications radar a été établi [48] (voir Figure 2.6),
- Dans la figure 2.7, une antenne conique, facettée pour les applications satellitaires est montrée [48]. Cette antenne était fabriquée à Alcatel en France,
- Un autre exemple est l'antenne demi-cylindrique (voir figure 2.8) [48].

Figure 2.5. Antenne de forme cylindrique.

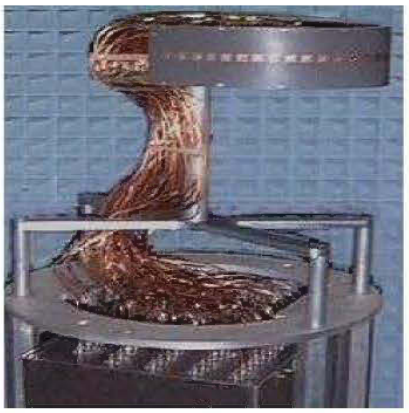


Figure 2.6. Antenne semi elliptique.

Figure 2.7. Antenne conique facettée.

Figure 2.8. Antenne demi cylindrique.

2.3. Le choix des antennes conformes.

Les antennes conformes sont omniprésentes dans notre vie quotidienne par leurs applications dans divers domaines comme la communication par satellite, les radars, la surveillance, les applications militaires et les stations de bases. Si on prend un exemple; dans un avion civil, il existe plus de 20 différentes antennes utilisées pour plusieurs aspects. Si les antennes ne sont pas bien intégrées dans le fuselage, ils peuvent causer des frottements ou résistances de l'air et augmenter la consommation du carburant [49]. Donc, intégrer ces antennes sera très préférable. Quelques antennes conformes sont montrées dans la figure 2.9.

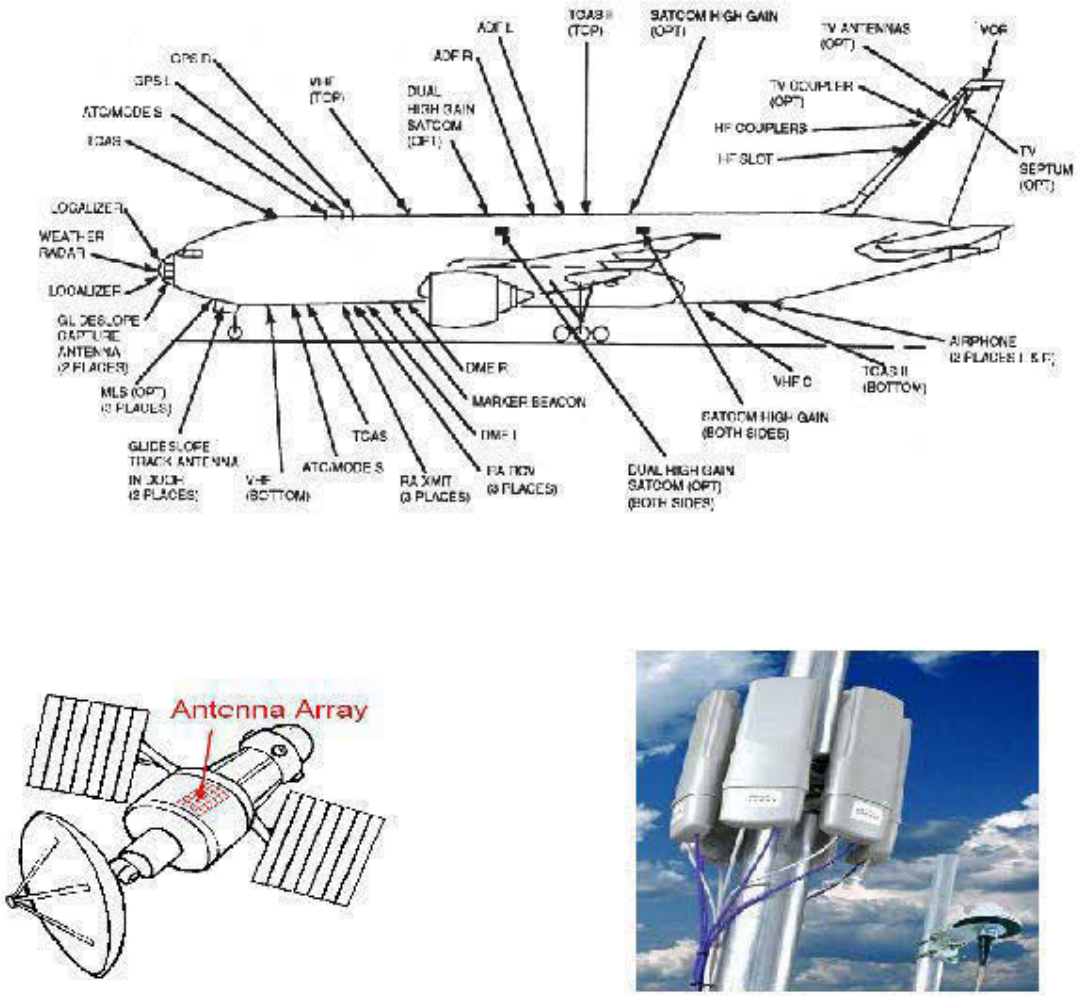


Figure 2.9. Quelques exemples des antennes conformes

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Les réseaux d'antennes qui ont un élément rayonnant monté sur une surface cylindrique, conique, sphérique et ainsi de suite s'appellent aussi les réseaux conformes. Les antennes peuvent avoir une forme déterminée par une condition électromagnétique particulière telle que la forme du faisceau d'antenne et où la couverture angulaire.

Un réseau cylindrique ou circulaire a un potentiel d'avoir une couverture de 360°, avec un faisceau omnidirectionnel, des faisceaux multiples ou un faisceau étroit et directif. Ce choix peut être appliqué typiquement dans les stations de base dans les communications mobiles. La technique la plus utilisée dans les stations de base est la sectorisation. C'est à dire installer trois antennes qui couvrent chacune un angle de 120°. Avec l'utilisation d'une antenne conforme de forme cylindrique, on arrive au même résultat (angle de couverture de 360°) avec une installation beaucoup plus simple et à moindre coût.

2.4. Différentes formes des antennes conformes

On peut définir les formes des antennes conformes suite aux structures mécaniques dont elles vont être intégrées. Donc, la connaissance des aspects mécaniques des structures sont très importantes surtout pour le cas des structures aérospatiales ou les avions, car ils sont soumis à des contraintes significatives (effet de radiation, effet de vent…).

Selon le degré de courbure, on distingue deux grandes familles d'antennes conformes:

- légèrement incurvée (slightly curved) [50]: elles se comportent presque comme les antennes planaires : le rayonnement est limité à demi plan d'espace et l'angle de couverture est égale à celle des antennes planaires,

- séparément incurvée (singly and doubly curved) [50]: parmi les quelles on trouve les antennes de forme cylindriques, coniques, sphériques,…

Dans ce cas, le rayon de courbure est très grand où les éléments rayonnants sont répartis sur toute la surface d'antenne donc elle est apte à couvrir une zone vaste tout en garantissant un angle de couverture de l'ordre de 360°. La figure 2.10 illustre le cas de l'influence du rayon de courbure sur la forme de l'antenne conforme cylindrique.

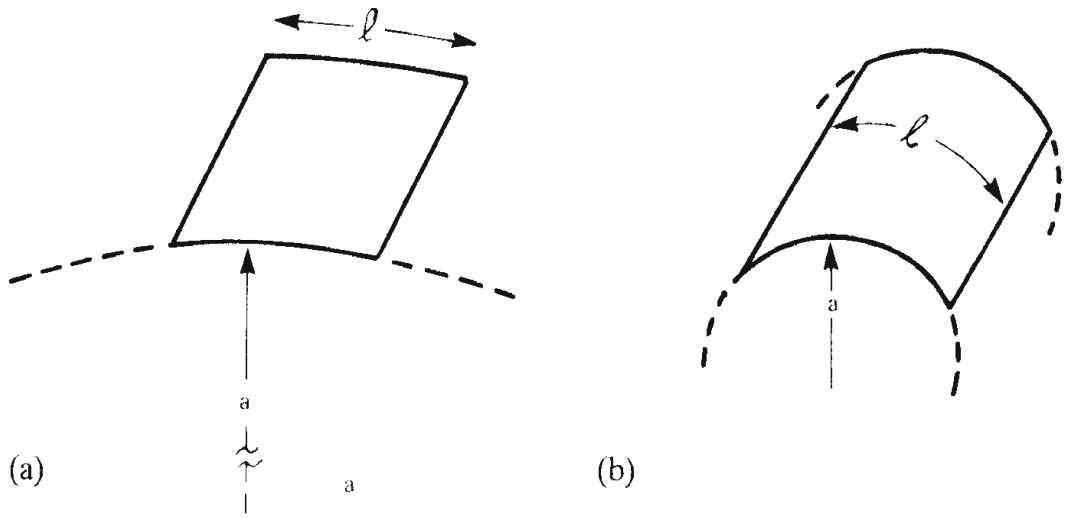


Figure 2.10. Antenne conforme [50] (a) : antenne ayant une courbure moindre, (b) : antenne ayant une grande courbure.

2.5. Avantages des antennes conformes.

Les antennes conformes offrent plusieurs avantages tels que [51]:

- Compatibles à la forme aérodynamique correspondante,
- Configuration conforme possible (elles peuvent être plaquées sur des véhicules terrestres, des avions, des fusées ou des missiles),
- Une couverture de l'ordre de 360°,
- Poids réduit, élargissement de la bande opérationnelle de quelques dizaines de pourcent,
- Réflexions réduites et faisceaux directionnels,

2.6. Caractéristiques des antennes conformes.

2.6.1. Diagramme de rayonnement:

Les antennes conformes de formes cylindriques ou circulaires ont l'avantage d'avoir un angle de couverture de l'ordre de 360° grâce à la symétrie azimutale. C'est pour cette raison que les antennes conformes sont les plus utilisées dans les communications par satellites ou par radar. La figure 2.11 illustre un regroupement des éléments rayonnants sur un cercle.

La formule de diagramme de rayonnement pour ce réseau de N éléments rayonnants avec une distance de $\Delta\phi$ entre chaque élément et de rayon a est [50]:

$$F(\theta,\phi) = \sum_{n=0}^{N-1} I_n f_n(\theta,\phi)\, e^{+jka\sin\theta\cos(\phi - n\Delta\phi)} \qquad (II.1)$$

avec $k = \dfrac{2\pi}{\lambda}$, $\phi' = n\Delta\phi$, $f_n(\theta,\phi) = f(\theta,\phi - n\Delta\phi)$.

Pour produire un faisceau pointé dans une direction (θ,ϕ), l'expression devient :

$$I_n f_n(\theta_0,\phi_0) = \left|I_n f_n(\theta_0,\phi_0)\right| e^{-jka\sin\theta_0\cos(\phi_0 - n\Delta\phi)} \qquad (II.2)$$

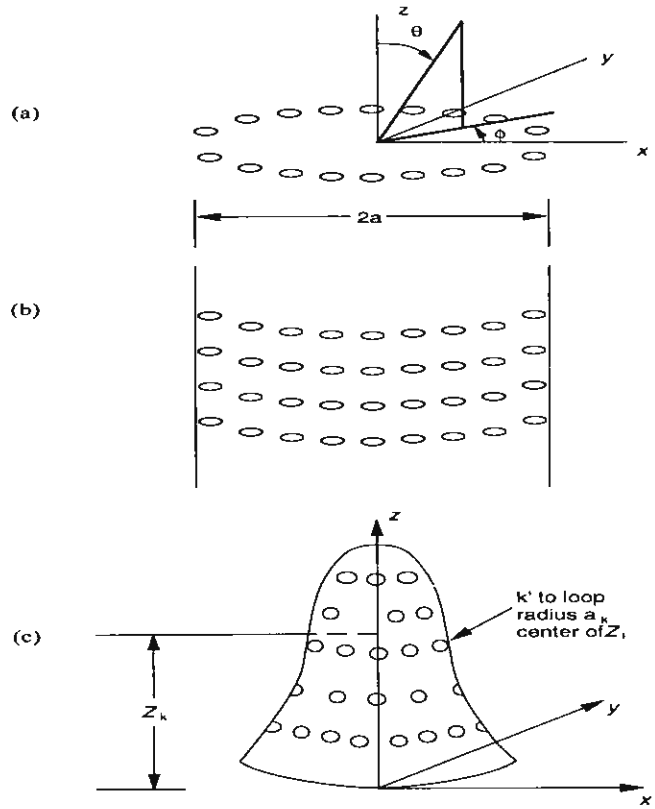


Figure 2.11. Groupement d'éléments rayonnants disposés sur divers formes courbées [50].

De cette figure, on peut constater que le réseau circulaire est la forme de base pour les autres réseaux cylindriques, coniques ou mêmes sphériques. Pour un réseau où les éléments rayonnants sont distribues aléatoirement comme dans l'exemple (C), on peut exprimer le champ lointain du $k^{ième}$ réseau circulaire avec un rayon a_k par l'expression [52]:

$$r'_{nk} = \hat{x}x_{nk} + \hat{y}y_{nk} + \hat{z}z_k \qquad (II.3)$$

Avec :

$$x_{nk} = a_k \cos \phi_{nk}$$

$$y_{nk} = a_k \sin \phi_{nk}$$

La position du vecteur dans l'espace est repérée par (θ, ϕ) :

$$\hat{\rho} = \hat{x}u + \hat{y}v + \hat{z}\cos\theta \qquad (II.4)$$

Avec :

$$u = \sin\theta\cos\phi$$

$$v = \sin\theta\sin\phi$$

Donc le produit $r'_{nk}\ \hat{\rho}$ devient :

$$r'\hat{\rho} = a_k\cos\phi_{nk}\sin\theta\cos\phi + a_k\sin\phi_{nk}\sin\theta\sin\phi + z_k\cos\theta$$

Ou encore :

$$r'\hat{\rho} = a_k\sin\theta\cos(\phi - \phi_{nk}) + z_k\cos\theta \qquad (II.5)$$

Enfin le facteur du k^{ème} élément rayonnant, avec un nombre total d'élément est N_k positionné sur la couronne d'un cylindre et qui sont équidistants avec un espacement angulaire ϕ_{nk}, est donné par l'expression suivante [52]:

$$F_k(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N_k - 1} I_{nk} f_{nk}(\theta, \phi) e^{+jk[a_k \sin\theta\cos(\phi - \phi_{nk}) + z_k\cos\theta]} \qquad (II.6)$$

L'analyse peut être simplifiée en considérant le facteur de réseau d'une antenne cylindrique comme étant le produit des facteurs du réseau circulaire et du réseau linéaire en prélevant l'effet de couplage inter élément [53].

2.6.2. Fréquence de résonnance.

Figure 2.12 illustre une antenne conforme cylindrique. L'antenne est constitué d'un patch de dimension 2b et 2θ sur les axe z et ϕ. ϕ_0 indique la position du patch suivant la direction ϕ. Avec a et h présentent respectivement le rayon et l'épaisseur du cylindre [54].

Si l'épaisseur du cylindre h est plus petit que la longueur d'onde, le mode TM est le seul mode qui existe. En utilisant les coordonnées cylindriques, on a l'équation suivante [54]:

$$\frac{1}{\rho^2}\frac{\partial^2 \rho E_\phi}{\partial\rho\partial\phi} - \frac{1}{\rho^2}\frac{\partial^2 E_\rho}{\partial\phi^2} - \frac{\partial^2 E_\rho}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z\partial\rho} - k^2 E\rho = 0 \qquad (II.7)$$

Avec $k^2 = \omega^2 \mu\varepsilon$

Après avoir fait les approximations habituelles des modèles de cavité, on assume que le champ électrique a seulement une composante qui est indépendante de ρ. L'équation (II.7) devient :

$$\left[\frac{1}{\rho^2}\frac{\rho^2}{\partial\phi^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right]E_\rho = 0 \qquad (II.8)$$

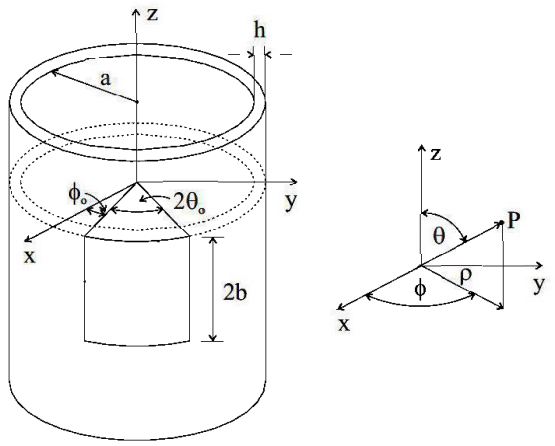


Figure 2.12. Géométrie d'une antenne cylindrique.

Rapport-Gratuit.com

On peut approximer la valeur de ρ par $\rho = a + h$ dans le cas où l'épaisseur du cylindre h<<a a son rayon. Les fonctions propres de E et les valeurs propres de k satisfaisant les conditions du mur magnétique sont données par :

$$E_{\rho} = \psi_{mn} = E_0 \cos\left[\frac{m\pi}{2\theta_0}(\phi - \phi_1)\right]\cos\left(\frac{n\pi z}{2b}\right) \qquad (II.9)$$

$$k^2 = k_{mn}^2 = \left(\frac{m\pi}{2(a+h)\theta_0}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{2b}\right)^2 \qquad (II.10)$$

L'expression de la fréquence de résonnance est la suivante :

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\left[\left(\frac{m}{2(a+h)\theta_0}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}} \qquad (II.11)$$

Où c est la vitesse de la lumière dans l'espace libre.

La dernière équation de la fréquence de résonance nous mène a remarquer qu'elle dépend uniquement des dimensions du patch 2(a+h)θ_0 et 2b et non pas de la forme de la courbure. Cette conclusion reste valide juste pour les cas où h<<a (substrat mince) [54].

2.6.3. Polarisation.

La position de l'élément rayonnant sur la surface de l'antenne détermine la polarisation de l'antenne en général. Le problème fondamental des antennes conformes est lié au non colinéarité des vecteurs champs élémentaires.

Le réseau linéaire désaxé est intéressant pour la synthèse de réseaux conformes car les deux problèmes prennent la même forme [50]. En effet, la polarisation du réseau sera

différente de celle des sources dans la plupart des cas (sauf dans le cas d'un réseau cylindrique) : ceci est dû au fait que les sources sont orientées géométriquement de façon différente.

Figure 2.13 nous donne un bon exemple d'une antenne conforme conique d'un demi angle au sommet α et dont les sources sont disposées sur la génératrice d'azimut β, et repérées par leur distance au sommet Rp.

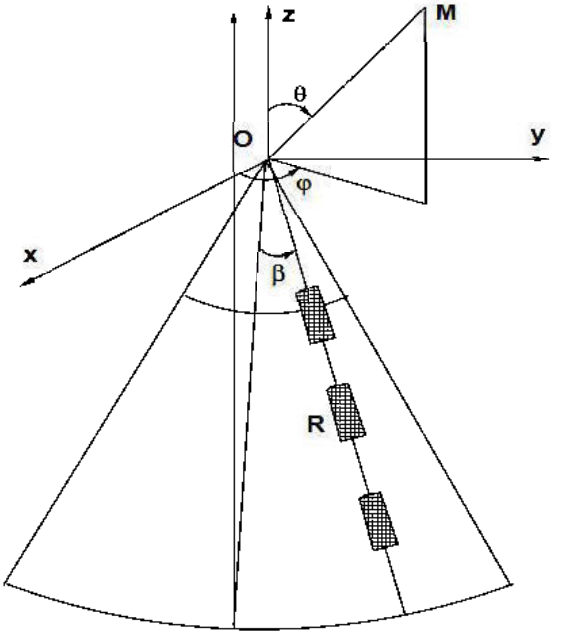


Figure 2.13. Réseau d'élément sur la génératrice d'un cône.

- si on considère le réseau constitué par les éléments sur la génératrice, on constate que les vecteurs de polarisation sont colinéaires dans le plan contenant la génératrice et l'axe Oz. La polarisation du réseau dans ce plan (φ=β) sera identique à celle des éléments.
- hormis ce cas particulier, tous les autres réseaux auront la caractéristique suivante : les repères attachés aux différents éléments, ramenés à l'origine du repère principal O, ne sont pas confondus. En d'autres termes, les vecteurs u_θ et u_φ mesurés dans chaque repère seront tous différents, même si les éléments sont identiques [48].

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

C'est ce qu'on appelle la polarisation croisée et qui est très utilisée pour les systèmes de communications dans le but de doubler la capacité de transmission [48].

2.7. Les inconvénients des antennes conformes.

Malgré que les intérêts portés aux antennes conformes ont été reconduits dans les années quatre vingt dix, leurs progressions restent mitiger à cause du problème fondamental liée aux difficultés rencontrées lors de l'analyse et la conception de ces antennes.

La non linéarité des éléments rayonnants cause des difficultés au niveau de l'analyse pour ces antennes. Ce qui implique une complexité dans le résonnement mathématique. En effet, on ne peut pas généraliser l'expression d'une seule source rayonnante pour donner la formule globale du facteur du réseau [48].

Sur une surface courbée, les éléments qui se trouvent dans la région de l'ombre peuvent causer des rayonnements indésirables. Donc, ils doivent être éteints par l'utilisation du mécanisme de commutation de la région active [47].

L'intersection de polarisation est également un problème qui engendre la distorsion du rayonnement. On a un phénomène de non colinéarité des vecteurs de polarisation à cause de la distribution des éléments rayonnants qui se dirigent dans différentes directions. Ceci signifie que la polarisation doit être commandée d'une manière quelconque ce qui complique la conception [47].

Mais l'inconvénient majeur qui nouait au développement des antennes conformes est la fabrication qui est très compliquée surtout au niveau des composantes électroniques qui s'adaptent à des surfaces courbées. En d'autre terme, c'est de trouver des synthèses et des logiciels de conception pour les antennes conformes de sorte que leurs propriétés s'adaptent mieux avec ce type de structure.

2.8. Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons évoqué les spécificités des antennes conformes y compris leurs domaines d'application, leurs avantages et leurs caractéristiques électriques. Nous avons introduits les différentes limitations des antennes conformes. L'introduction de ces antennes dans les systèmes de communications moderne a connu une évolution effervescente durant les années quatre vingt dix grâce a l'évolution technologique. Cela a engendré un impact positif sur l'industrie en baissant considérablement le coût lié à l'installation des antennes, principalement dans les stations de base. Il existe plusieurs formes des antennes conformes selon le diagramme de rayonnement et l'angle de couverture souhaité. Les antennes conformes ont l'avantage de couvrir un angle de 360° contrairement aux antennes planaires où la couverture est limitée au demi plan de l'espace.

CHAPITRE 3

CONCEPTION D'UNE ANTENNE CONFORME A RÉSONATEUR DIÉLECTRIQUE

3.1. Introduction.

Ce chapitre traite les différentes étapes pour concevoir une antenne conforme à résonateur diélectrique (CDRAs). On a commencé par analyser le champ à l'intérieur du résonateur diélectrique pour générer les diagrammes de rayonnements de l'antenne. Après, une comparaison a été effectuée entre les diagrammes de rayonnements d'une source sur une surface planaire et conforme pour extraire les avantages de la structure conforme en terme de couverture, directivité et gain.

Il existe plusieurs formes de résonateurs diélectriques selon le diagramme de rayonnement, le mode résonnant et la fréquence de résonance souhaitable. À partir de l'étude théorique des DRAs, on détermine les dimensions de la structure du résonateur. Par la suite, on utilise les logiciels CST et HFSS pour concevoir l'antenne conforme à résonateur diélectrique dans la bande 60 GHz. À la fin de ce chapitre, une comparaison entre les résultats de simulations seront analysés et comparés.

3.2. Mode de fonctionnement des résonateurs diélectriques.

Le choix de la forme du résonateur diélectrique dépend uniquement du diagramme de rayonnement et le mode raisonnant souhaité [55].

3.2.1. Résonateurs Diélectriques en Anneaux Cylindrique.

Quand un trou de rayon b est enlevé près de l'axe du DR cylindrique comme montré sur la figure. 3.1, nous obtenons un anneau cylindrique. Les DRs en anneau supportent le même type de modes que les DRs cylindriques. Les fréquences de résonance d'un anneau diélectrique sont plus grandes que celle d'un DR cylindrique correspondant. Le facteur de qualité Q de l'anneau est plus petit que celui du cylindre. L'anneau aura donc une largeur de

bande plus grande que celle du DR cylindrique. Cette amélioration peut être importante pour certains modes [55].

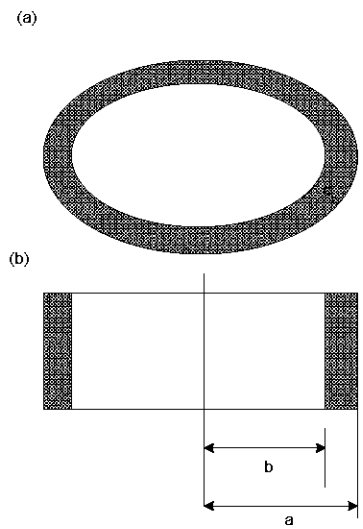


Figure 3.1. Résonateur Diélectrique en anneau cylindrique [55].

3.2.2. Résonateurs sphériques.

Les résonateurs de formes sphériques ont des formes d'intérêt spéciales parce que c'est la seule forme pour laquelle une solution analytique est possible. DR sphérique peut supportent des modes TE_{nmr} et TM_{nmr}. Les indices n, m, r indiquent l'ordre de variation des champs dans les directions radiales, d'élévation et azimutal. Le calcul de la fréquence de résonance et du facteur de qualité Q des DRs sphérique nécessite la solution d'équations transcendantales qui utilisent les fonctions de Bessel et d'Hankel. Les champs à l'extérieur du résonateur sont de type radiatif et la fréquence de résonance est complexe [55].

Les modes d'intérêt sont les modes internes parce que pour les modes externes, les valeurs du facteur de radiation Q sont toujours inférieures à 1. Pour des valeurs d'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 [55].

3.2.3. Résonateurs Diélectriques Rectangulaires.

L'analyse des DRAs rectangulaires est plus complexe parce qu'ils n'ont pas de symétrie de révolution. Il n'existe pas de solutions analytiques mais seulement des solutions approximées par différentes méthodes. Les DRAs rectangulaires ont une certaine pureté de modes, ils sont aussi faciles à fabriquer. Pour une fréquence donné, les rapports du DRA rectangulaire (hauteur/longueur et Largeur/ longueur) peuvent être indépendamment choisis [55]. 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 de 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 confinées 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.3.2 sont, par ordre de fréquence résonance croissante, du type *TE* et rayonne 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 un substrat de permittivité ε_r trop petit, à savoir d'une part le fait qu'une permittivité trop faible n'entraîne plus de résonance, et que d'autre part, il est plus difficile d'exciter le résonateur pour des raisons de couplages [55].

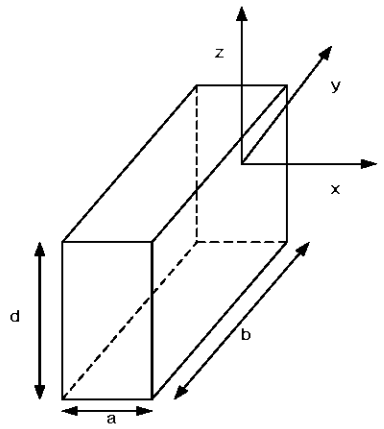


Figure 3.2. Résonateur diélectrique rectangulaire [55].

3.2.4. Résonateurs Diélectrique Cylindrique (CDR).

Le résonateur diélectrique cylindrique est reconnu par sa facilité de fabrication [55]. De plus, grâce à la symétrie de sa rotation, son étude est simplifiée. On ne peut pas choisir les valeurs du rayon et la hauteur du CDR hasardement car la fréquence de résonnance ainsi le diagramme de rayonnement dépend uniquement de ces deux valeurs. On distingue trois modes raisonnant 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 divisées 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. Figure 3.3 illustre un résonateur diélectrique de forme cylindrique [55].

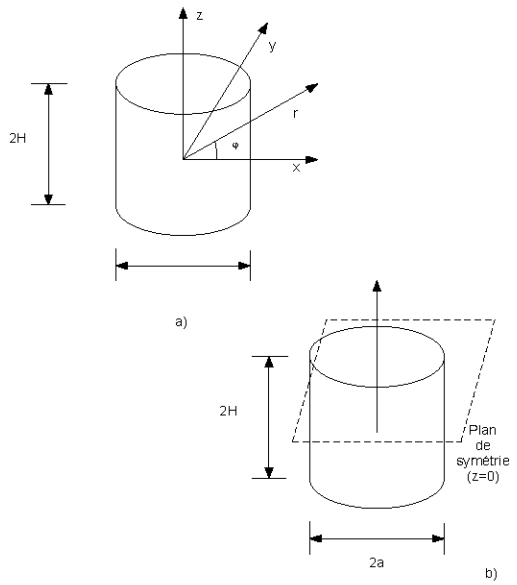


Figure 3.3. Résonateur diélectrique cylindrique [55].

3.2.4.1. Résonateur diélectrique 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 [55]. La figure 3.2 montre les différentes possibilités de rayonnements d'un CDR. Le mode $TE_{01\delta}$ d'un DRA cylindrique isolé rayonne comme un dipôle magnétique orienté selon son axe comme montré dans la figure. 3.4. Le mode $TE_{011+\delta}$ rayonne quant à lui comme un quadripôle axial magnétique. Les modes $TM_{01\delta}$ et $TM_{02\delta}$ rayonnent respectivement, comme un dipôle électrique axial et un quadripôle [55].

En supposant que la permittivité du résonateur est grande ($\varepsilon_r \geq 10$), 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 selon la direction transverse [55].

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

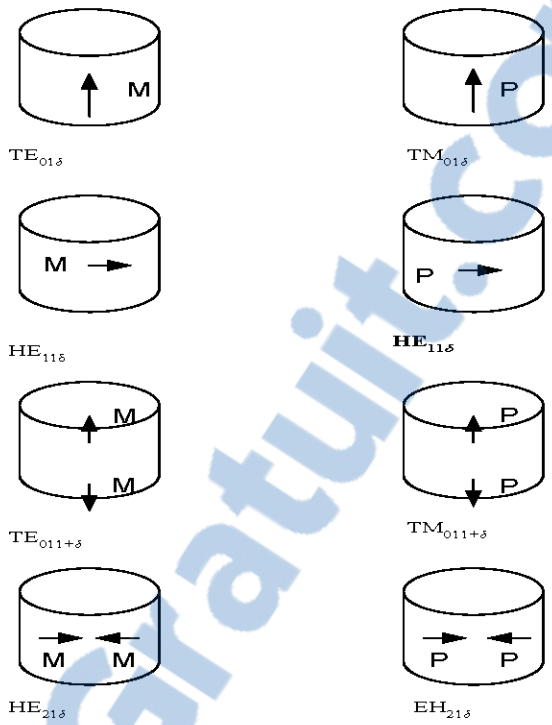


Figure. 3.4 : Nature des modes de propagation du CDR isolé (M=dipôle magnétique, P =dipôle électrique) [55].

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

$$\vec{E}.\vec{n} = 0 \qquad \text{(III.1)}$$

$$\vec{n} \times \vec{H} = 0 \qquad \text{(III.2)}$$

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

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

Rapport-Gratuit.com

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 3.1: Rayonnement des modes.

3.2.4.2. Résonateur diélectrique cylindriques sur un plan de masse.

Dans la pratique, le résonateur diélectrique est placé sur soit un plan de masse ou bien 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 3.5. Cela nous mène a comparé les modes entre les deux structures. Cette dernière est montrée dans le tableau 3.2.

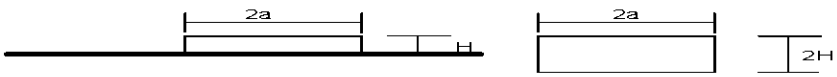


Figure. 3. 5 : Équivalence entre les modes d'un DRA isolé d'hauteur 2H et un DRA de hauteur H placé sur un plan métallique [55].

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 3.2: Équivalence des modes.

Comme exemple, le mode $TE_{01\delta}$ de la structure ou 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) [55]. En général pour un CDR, les deux modes résonnants fréquemment utilisés sont $HE_{11\delta e}$ et $HE_{11\Delta}$ (connu aussi sous le nom TM_{110} et TM_{111}, respectivement) ou $0<\delta<1$ et $1<\Delta<2$ et qui ont un diagramme de rayonnement broadside.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

3.3. Étude comparative entre différentes formes de résonateurs diélectriques.

Pour faire une comparaison de quelques structures, nous avons calculées les fréquences de résonances de certains résonateurs diélectriques. Les formes intéressantes qui ont été choisi sont rectangulaires, hémisphériques et cylindriques [56]. Pour chaque cas, les fréquences de résonances des modes et les facteurs de qualités ont été données. Les résultats sont présentés au Tableau 3.3.

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^{y}_{111} : 10.65 GHz	TE_{111} : 4.44 GHz	$TE_{01\delta}$: 4.98 GHz
	TE^{y}_{111} : 10. 65 GHz	TM_{101}= 6.60 GHz	$HE_{11\delta}$: 5.86 GHz
			$TM_{01\delta}$: 7.22 GHz
Facteur de Qualité.	TE^{y}_{111} : 4.74	TE_{111} : 9.44	$TE_{01\delta}$: 4.41
	TE^{y}_{111} : 4.74	TM_{101}= 9.82	$HE_{11\delta}$: 4.58
			$TM_{01\delta}$: 4.08

Les résultats montrent que les résonateurs cylindriques et rectangulaires ont des modes qui ont des facteurs de qualités bas. Ils sont en plus faciles à fabriquer par rapport aux résonateurs hémisphériques. Vu que la forme de l'antenne conforme qu'on veut concevoir est cylindrique, le choix de la forme du résonateur diélectrique est cylindrique.

3.4. Comparaison entre les antennes planaires et conformes.

3.4.1. Comparaison en termes de géométrie.

La forme de la configuration géométrique est la différence majeure entre les deux structures. Cette différence va influencer la forme finale du diagramme de rayonnement du réseau ainsi que le comportement de chaque élément rayonnent. Prenant comme exemple un réseau de quatre éléments identiques placé sur une surface planaire et pyramidale ayant un distance égale de d et alignés dans le plan xOz comme illustrée dans la figure 3.6.

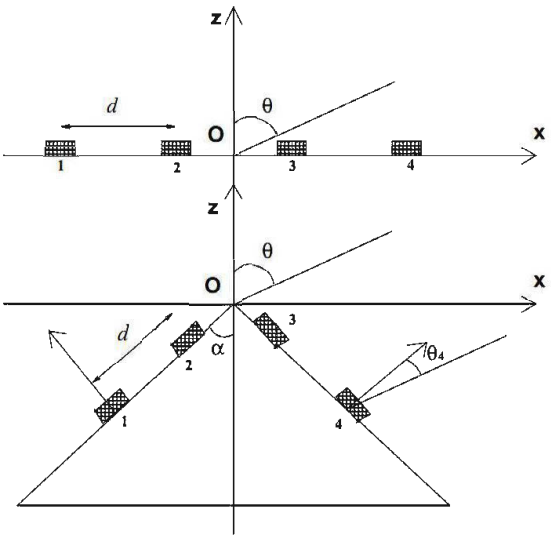


Figure 3.6. Réseau planaire et pyramidal [57].

L'expression du diagramme de rayonnement est donnée comme suite [57]:

$$p(\theta) = \frac{\left| \sum_{n=1}^{4} I_n E_n(\theta).\exp \frac{2j\pi}{\lambda} \overrightarrow{OO_n}.\vec{u}_r \right|^2}{p_{max}} \qquad \text{(III.3)}$$

Avec :

- I_n est la pondération du n^{ième} élément,
- $E_n(\theta)$ est le diagramme élémentaire de la n^{ième} source dans la direction θ,

- $\overrightarrow{OO_n}$ c'est la position de la source par rapport à l'origine,
- $\vec{u}_r$ est le vecteur caractérisant la direction visée. Les coordonnées suivant les vecteurs attachés à Ox, Oy, Oz sont :

$$\vec{u}_r = \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ 0 \\ \cos(\theta) \end{bmatrix} \qquad \text{(III.4)}$$

Dans un premier lieu, on va traiter le cas d'un réseau linéaire, où les positions des sources rayonnantes sont donnée par $\overrightarrow{OO_n}$ et qui sont est égales à [58]:

$$\overrightarrow{OO_n} = \begin{bmatrix} \left(n - \frac{N+1}{2}\right).d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \text{(III.5)}$$

Dans notre cas, N=4

$$\overrightarrow{OO_n} = \begin{bmatrix} \left(n - \frac{5}{2}\right).d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \text{(III.6)}$$

Donc le produit des deux vecteurs est le suivant :

$$\overrightarrow{OO_n}.\vec{u}_r = \left(n - \frac{5}{2}\right).d\ .\sin(\theta) \qquad \text{(III.7)}$$

Et puisque toutes les sources rayonnantes sont identiques, on peut écrire :

$$E_n(\theta) = E(\theta) \qquad \forall\ \mathrm{n} \in [1,2,3,4] \qquad \text{(III.8)}$$

Par la suite le champ total peut s'écrire sous la forme suivante :

$$p(\theta) = \frac{\left| \sum_{n=1}^{4} I_n E\ (\theta).\exp\ \frac{2j\pi}{\lambda} \overrightarrow{OO_n}.\vec{u}_r \right|^2}{p_{\max}} \qquad \text{(III.9)}$$

L'équation (III.8) correspond à une fonction réelle pour tous les angles θ. On peut écrire donc : $I_1 = I_4^*$ et $I_2 = I_3^*$.

On aboutit donc à l'équation (III.10) qui correspond au diagramme de rayonnement :

$$p(\theta) = \frac{2.\left| \sum_{n=1}^{2} \left| I_n \right| E\ (\theta).\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}\left(n - \frac{5}{2} \right) d\ \sin\ \theta + \varphi_n \right) \right|^2}{p_{\max}} \qquad \text{(III.10)}$$

Avec $I_n = \left| I_n \right| \exp\ (j\varphi_n)$

Après avoir établit l'expression du diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire, on va analyser celle du réseau conforme tout en commençant par un réseau à deux plans ou pyramidal. Cette forme est considérée comme étant une forme cylindrique facettée.

Pour ce type de réseau, les positions des sources sont repérées à travers les coordonnées du vecteur $\overrightarrow{OO_n}$.

$$\overrightarrow{OO_n} = \begin{bmatrix} \left(n - \frac{5}{2} \right).d.\sin\ (\alpha) \\ 0 \\ -\left(n - \frac{5}{2} \right).d.\cos\ (\alpha) \end{bmatrix} \qquad \text{(III.11)}$$

Le produit $\overrightarrow{OO_n}.\vec{u}_r$ donne:

$$\overrightarrow{OO_n}.\vec{u}_r = \left(n - \frac{5}{2}\right).d.\sin(\alpha).\sin(\theta) - \left(n - \frac{5}{2}\right).d.\cos(\alpha).\cos(\theta) \qquad \text{(III.12)}$$

Donc :

$$\overrightarrow{OO_n}.\vec{u}_r = -\left(n - \frac{5}{2}\right).d.\cos(\theta + \alpha) \qquad \text{(III.13)}$$

Les repères liés aux différentes sources peuvent être déduits du repère principal par une rotation d'angle $\pm\alpha$ autour de l'axe Oz. Donc, les angles mesurés dans les repères sont les suivantes [58]:

$$\begin{cases} \theta_1 = \theta_2 = \theta + \alpha \\ \theta_3 = \theta_4 = \theta - \alpha \end{cases} \qquad \text{(III.14)}$$

Si l'angle θ_n devient supérieure à ($\frac{\pi}{2} - \alpha$), les deux sources 1 et 2 ne sont plus concernées. De même, cet angle (θ_n) est supérieur à ($\frac{\pi}{2} + \alpha$), les éléments 3 et 4 deviennent invisibles.

Après avoir étudié le réseau pyramidal, on peut passer maintenant à établir l'équation du diagramme de rayonnement du réseau de sources rayonnantes situées sur un demi-cylindre. Dans ce cas, on considère un réseau composé de N éléments rayonnants situés sur la surface du cylindre de rayon R (figure 3.5).

Dans ce cas, on prend en compte seulement l'espacement angulaire qui sépare les éléments rayonnants. Les positions des sources deviennent repérables par l'expression (III.15) [59].

$$\overrightarrow{OO_n} = \begin{bmatrix} \left(n - \frac{N+1}{2}\right).R.\Delta\varphi.\sin(\alpha) \\ 0 \\ -\left(n - \frac{N+1}{2}\right).R.\Delta\varphi.\cos(\alpha) \end{bmatrix} \qquad \text{(III.15)}$$

Pour le cas où N=4 :

$$\overrightarrow{OO_n} = \begin{bmatrix} \left(n - \frac{5}{2}\right).R.\Delta\varphi.\sin(\alpha) \\ 0 \\ -\left(n - \frac{5}{2}\right).R.\Delta\varphi.\cos(\alpha) \end{bmatrix} \qquad \text{(III.16)}$$

Donc le produit $\overrightarrow{OO_n}.\vec{u}_r$ devient:

$$\overrightarrow{OO_n}.\vec{u}_r = -\left(n - \frac{5}{2}\right).R.\Delta\varphi.\cos(\theta + \alpha) \qquad \text{(III.17)}$$

Les repères liés aux différentes sources peuvent être déduits du repère principal par une rotation d'angle $\pm\alpha$ autour de l'axe Oz. Donc, les angles mesurés dans les repères sont différents.

L'expression du diagramme de rayonnement est sous la forme suivante :

$$p(\theta) = \frac{\left|\sum_{n=1}^{4} I_n E(\theta).\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}\left(n - \frac{5}{2}\right).R.\Delta\varphi.\cos(\alpha + \theta) + \varphi_n\right)\right|^2}{p_{max}} \qquad \text{(III.18)}$$

L'expression du diagramme élémentaire est non séparable du l'expression globale et elle reste incluse à l'intérieure de la somme. Puisque chacune des expressions élémentaires

dépend de la position de l'élément sur la surface du cylindre [60]. De même pour le cas d'un réseau cylindrique de hauteur infinie qu'on va traiter dans la section suivante.

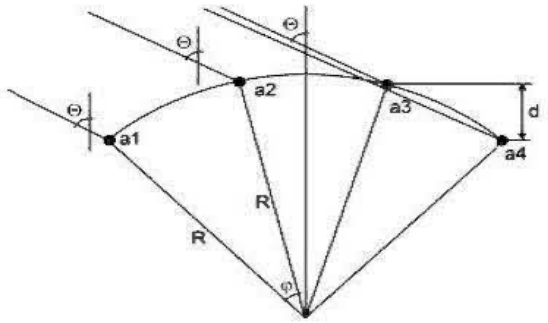


Figure 3.7. Réseau d'antenne situé sur une surface cylindrique [60].

On prend nn cylindre de hauteur L ayant M×N éléments rayonnants monté sur un substrat d'épaisseur h sur le plan Oz et distancés par D_z suivant la direction de l'axe Z. La figure 3.8 montre cette configuration [61].

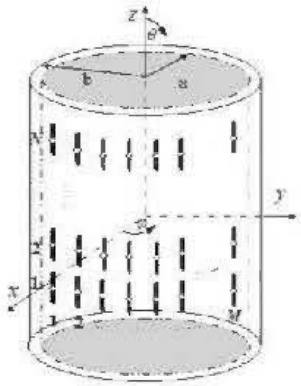


Figure 3.8. Réseau cylindrique de M×N [61].

En se référant à la figure II.4, les coordonnées du vecteur $\overrightarrow{OO_{mn}}$ deviennent [62]:

$$\overrightarrow{OO_{mn}} = \hat{\rho}.b + \hat{\varphi}.\varphi_p + \hat{z}.z_p \qquad \text{(III.20)}$$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi_p = \left(p - \dfrac{M+1}{2} \right).\Delta\varphi & ; \quad p = 1,2,3,.....M \\ z_p = \left(q - \dfrac{N+1}{2} \right).D_z & ; \quad q = 1,2,3,.....N \end{cases} \tag{III.21}$$

Ce qui engendre une complication au niveau de l'expression du diagramme de rayonnement et elle devient égal à (III.22).

$$F(\theta,\varphi) = \sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{N} I_{mn} f_{mn}(\theta,\varphi) \exp\left[j(kR_{mn} \cos\gamma_{mn} + \phi_{mn}) \right] \tag{III.22}$$

- I_{mn} : Une excitation complexe, $I_{mn} = \left| I_{mn} \right| \exp(j\phi_{mn})$,
- $f_{mn}(\theta,\varphi)$: La fonction élémentaire du champ rayonné qui correspond à A_{mn} ,
- R_{mn} : La distance entre le point A_{mn} et l'origine du repère,
- γ_{mn} : L'angle entre la direction du vecteur de référence $\vec{r}$ et le vecteur associé à la position de l'élément $\vec{r}_{mn}$
- k : La constante de propagation.

Les autres termes relatifs au réseau conforme sont présentés par la figure 3.7 et ils peuvent être exprimés comme suit :

$$r = \begin{bmatrix} \sin\theta \cos\varphi \\ \sin\theta \sin\varphi \\ \cos\theta \end{bmatrix} \tag{III.23}$$

Et

$$r_{mn} = \begin{bmatrix} \sin\theta_{mn} \cos\varphi_{mn} \\ \sin\theta_{mn} \sin\varphi_{mn} \\ \cos\theta_{mn} \end{bmatrix} \tag{III.24}$$

Rapport-Gratuit.com

$$\cos\gamma_{mn} = \hat{r}.\hat{r}_{mn}$$

$$\cos\gamma_{mn} = \sin\theta\cos\varphi\sin\theta_{mn}\cos\varphi_{mn} + \sin\theta\sin\varphi\sin\theta_{mn}\sin\varphi_{mn} + \cos\theta\cos\theta_{mn}$$

$$\cos\gamma_{mn} = \cos^2\left(\frac{\varphi-\varphi_{mn}}{2}\right).\cos(\theta-\theta_{mn}) + \sin^2\left(\frac{\varphi-\varphi_{mn}}{2}\right).\cos(\theta+\theta_{mn}) \qquad \text{(III.25)}$$

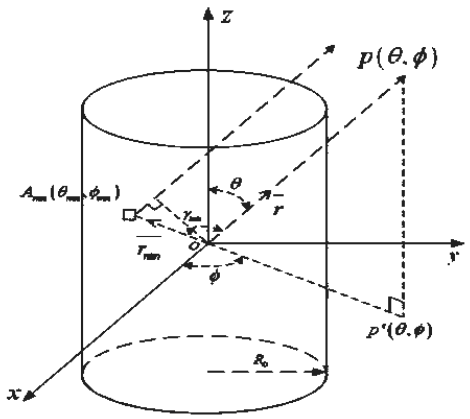


Figure 3.9. Illustration des éléments montés sur la surface diélectrique d'une plateforme cylindrique [62].

$$\vec{r}_{mn} = \hat{x}.A_{mn}(x) + \hat{y}.A_{mn}(y) + \hat{z}.A_{mn}(z)$$

$$R_{mn}.\cos\gamma_{mn} = A_{mn}(x).\sin\theta\cos\varphi + A_{mn}(y).\sin\theta\sin\varphi + A_{mn}(z).\cos\theta$$

(III.26)

$$\phi_{mn} = -k[A_{mn}(x)\sin\theta_0\cos\varphi_0 + A_{mn}(y).\sin\theta_0\cos\varphi_0 + A_{mn}(z).\cos(\theta_0)] \qquad \text{(III.27)}$$

Avec (θ_0, φ_0) est l'angle désirée de rayonnement.

Les coordonnées de l'élément A_{mn} sont exprimées par les expressions suivantes:

$$\begin{cases} A_{mn}(x) = R_0 \cos \varphi_{mn} \\ A_{mn}(y) = R_0 \sin \varphi_{mn} \\ A_{mn}(z) = \dfrac{(M+1-2m)}{2}.d \end{cases} \quad \text{(III.28)}$$

L'angle azimutal est le suivant :

$$\varphi_{mn} = \frac{(2n-1-N)}{2}.\Delta\phi \quad \text{(III.29)}$$

Avec $\Delta\phi$ est la distance azimutale inter-élément.

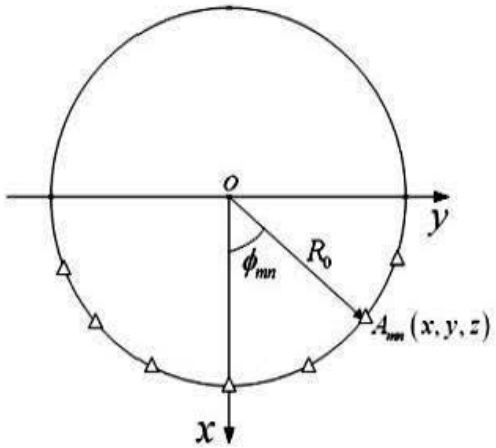


Figure 3.10. Vue de dessus de l'antenne cylindrique [61].

De ce fait, la fonction qui représente le diagramme de rayonnement du réseau total cylindrique était relativement complexe. Il n'est plus donc possible de faire un calcul analytique afin d'obtenir le champ total rayonné. De plus il n'est plus possible de simplifier le problème par une analyse à une dimension ordinaire. Les méthodes déjà utilisées pour les réseaux de technologie planaire ne sont pas directement translatables pour le cas des antennes conformes [61]. Il faut donc disposer des méthodes de synthèse plus rigoureuses.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

3.4.2. Comparaison en termes de directivité et de gain.

Il existe une différence entre les antennes planaires et conformes en terme de gain et directivité. En ce qui concerne le gain, on remarque que pour le cas planaire, ce dernier augmente avec l'augmentation du nombre d'éléments rayonnants, ce qui n'est pas le cas pour le réseau conforme [63].

Pour un réseau plus large, le gain du réseau a ϕ =0 est proportionnel à l'intégrale du facteur d'un seul élément.

$$Gain = 2\alpha \int_0^{\phi_{max}} f(\phi')d\phi' \qquad \text{(III.30)}$$

Avec $f(\phi - \phi_n)$ présente le diagramme d'un seul élément

La cause de cette différence est traduite par le fait que les éléments d'un réseau planaire se trouvent tous en direction de rayonnement c'est à dire chaque élément participe a augmenté le gain de l'antenne. Par contre pour le réseau conforme, certains éléments ce trouvent dans une zone qui se nome la zone d'ombre. Ce qui implique que le gain des antennes planaires est plus élevé que celui des antennes conformes.

Dans le cas où la courbure des antennes conformes est faible, ce dernier se comporte presque comme une antenne planaire. Par conséquent, il se peut que son gain est aussi élevé que les réseaux planaires [63].

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

3.4.3. Comparaison en termes de couverture.

Un réseau d'antennes conforme typique est celui qui comporte des éléments rayonnants répartis uniformément sur sa surface. Cette dernière peut se composer de plusieurs facettes planes avec un ou plusieurs éléments rayonnants. Généralement, on utilise une facette à la fois par moment donné. Donc, on recourt au phénomène de balayage de faisceau tout en ajustant la phase du signal à émettre et par conséquent, un large angle de couverture pourrait être garantit d'une façon continue.

Figure 3.9 montre quelques exemples de surfaces conformes [64]. La forme cylindrique ou prisme hexagone convienne à des couvertures bidimensionnelles sur un seul plan de l'ordre de 360 °. La demi-sphère et la forme pyramidale avec ses quatre surfaces planaires peuvent être toutes les deux candidates dans l'assurance d'une couverture hémisphérique.

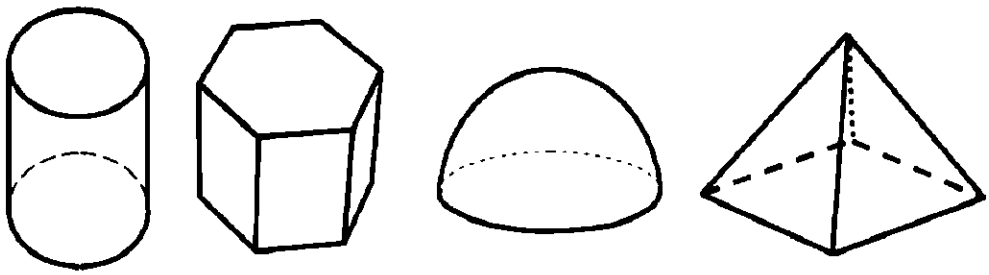


Figure 3.11. Quelques exemples des surfaces générées [64].

Dans le cas des antennes planaires, le faisceau ne peut pas être orienté plus de 60°-70°. Ce handicap est lié au faisceau large et à la variation de l'impédance des éléments. Cette dernière est liée à son tour au couplage entre les éléments de l'antenne. Tous ses facteurs mènent à la réduction de l'angle de couverture. Cet effet peut être exprimé par une réduction de la surface effective de l'antenne A_{eff} [64].

La variation est approximativement donnée par $(\cos\theta_s)^{\alpha}$, avec θ_s présente l'angle de couverture partant de la normale de la surface.

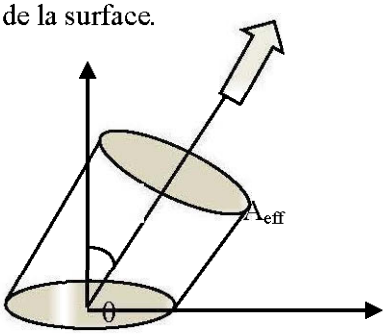


Figure 3.12. Projection de la partie active d'une antenne planaire [64].

En contre partie, le secteur effectif d'un réseau conforme est la projection de la partie active du réseau dans la direction du faisceau.

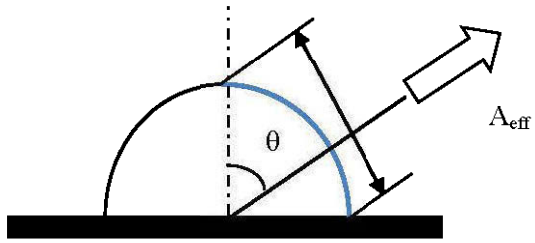


Figure 3.13. Projection de la partie active d'une antenne cylindrique ou sphérique [64].

Pour garantir une couverture de 360° dans un seul plan, on considère un réseau bidimensionnel. On garde la hauteur h constante et on ajuste le rayon du cylindre. Le minimum de nombre des surface n est évidement trois, dans ce cas chaque surface planaire assure une couverture de ±60°. Avec une augmentation du nombre de surface, l'angle de balayage s'est réduit. Le tableau 3.3 explique quelques relations entre le nombre de surface qui constitue le cylindre et l'angle maximum de couverture par surface.

Chaque surface planaire possède une surface A qui est exprimée par [64]:

$$A = 2\,hR\,\sin\frac{\pi}{n} \qquad \text{(III. 31)}$$

Puisque le maximum d'angle de balayage est de l'ordre de $\frac{\pi}{n}$, nous obtenons une surface effective minimale $A_{eff,\min}$ exprimée par (III. 31) et qui est maximale pour n=4.

$$A_{eff,\min} = hR\,\sin\frac{2\pi}{n} \qquad \text{(III.31)}$$

En plus, l'espacement entre les éléments rayonnants $\frac{d}{\lambda}$ dépend du maximum d'angle de balayage, selon :

$$\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{1 + \sin\ \theta_{max}} \qquad \text{(III. 32)}$$

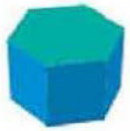
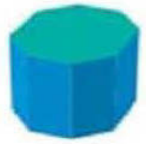
Nombre de surface	Maximum d'angle de couverture	Forme d'antenne
3	60°	
4	45°	
5	36°	
6	30°	
8	22.5°	

Tableau 3.4. Le maximum d'angle de couverture pour les différentes formes d'antennes [64].

On passe maintenant à examiner les performances d'une antenne courbée. Toute la région active pour l'antenne cylindrique circulaire de rayon R et de hauteur h est exprimée par [64]:

$$A_{tot} = 2\pi . h . R \qquad \text{(III. 34)}$$

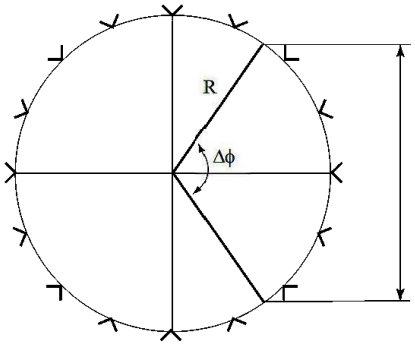


Figure 3.14. Région active pour un réseau cylindrique [64].

La région active ou en d'autre terme le secteur projeté, dépendra de la taille du secteur angulaire Δφ de la forme cylindrique (figure 3.14). On obtient alors l'équation [64]:

$$A_{eff} = 2h . R . \sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \qquad \text{(III. 35)}$$

Avec Δφ est le maximum d'angle de balayage.

Cela nous mène a conclure que la couverture de 360° est assurée uniquement avec les surface courbée. Cette même couverture est obtenue à l'aide de n nombre de surface plane. Ce qui résulte la limitation des antennes planaires par rapport aux antennes conformes en termes d'angle de couverture. Les rayonnements indésirables tels que les lobes secondaires sont moins prononcés que pour le cas des antennes conformes que celles dans les antennes

planaires. Cependant, la largeur du faisceau est plus importante pour le cas conforme que celle planaire. En outre, les effets de couplage entre les éléments rayonnants sont moins forts pour les réseaux cylindriques que pour les réseaux planaires, si l'espacement entre les sources est maintenu petit.

3.5. Technique d'analyse.

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

3.5.1. Le logiciel CST Microwave Studio [65].

Le logiciel CST (Computer Simulation Technology) Microwave Studio est un simulateur électromagnétique basé sur la technique des intégrations finis (FIT). Cette méthode numérique fournit un arrangement spatial de discrétisation, applicable à des divers problèmes électromagnétiques, s'étendant du calcul des champs statiques aux applications haute fréquence dans le domaine temporel ou fréquentiel. À la différence de la plupart des méthodes numériques, FIT discrétise spatialement les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Afin de résoudre ces équations numériquement, un domaine fini, de calcul est défini. L'espace est donc divisé en cellules élémentaires. Le maillage généré est donc volumique et chaque cellule du maillage est cubique. L'outil de résolution temporelle remplace les dérivées partielles par des différentielles. Cet outil de résolution dans le domaine temporel est très avantageux en termes de temps de calcul.

3.5.2. Le logiciel HFSS d'Ansoft [66].

HFSS (High Frequency Structure Simulator) d'ANSOFT est un simulateur de structure 3D capable de modéliser de manière précise des circuits qui ont des plans de masse finie, des

formes arbitraires, des matériaux différents et des diélectriques ayant des épaisseurs finies. HFSS utilise la méthode des éléments finis (FEM) à laquelle est incorporée une fonction de discrétisation adaptive pour générer les solutions. La FEM permet à HFSS de pouvoir solutionner des structures 3D de formes irrégulière et modéliser une grande quantité de matériel diélectrique. La FEM subdivise le modèle fournit 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. 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.

3.6. Caractéristiques de l'antenne.

3.6.1. 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. Notons 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 directive et plus efficace [67].

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

- Substrat : Duroid 5880 ayant une permittivité ε_{r1} =2.22 et une épaisseur H =0.127 mm.
- Résonateur Diélectrique: Duroid 6010 ayant une permittivité ε_{r2} = 10.2 et une hauteur H_d =0.5 mm.

3.6.2. Le Résonateur Diélectrique cylindrique.

Le Résonateur Diélectrique est de forme cylindrique. Pour calculer les dimensions du résonateur, on va utiliser la formule [68]:

$$f_0 = \frac{3*10^8}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{\left(\frac{1.841}{Rd}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2Hd}\right)^2}$$

(III. 36)

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

Puisqu' on travaille dans la bande millimétrique et spécialement à 60 GHz, la fréquence de résonance est de f_0= 60 GHz avec H_d =0.5 mm. En replaçant ces valeurs dans (III.36), on trouve:

R_d= 1.135 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 des modes de résonances sont citées comme suite [68]:

$$f_{HE_{11\delta}} = \frac{6.324}{\sqrt{\varepsilon_r + 2}} * \left(0.27 + 0.36 \frac{R_d}{2H_d} + 0.02 \left(\frac{R_d}{2H_d} \right)^2 \right) * \frac{4.7713}{R_d} \qquad \text{(III. 37)}$$

$$f_{TE_{01\delta}} = \frac{2.327}{\sqrt{\varepsilon_r + 1}} * \left(1 + 0.2131 \frac{R_d}{H_d} - 0.00898 \left(\frac{R_d}{H_d} \right)^2 \right) * \frac{4.7713}{R_d} \qquad \text{(III. 38)}$$

$$f_{EH_{11\delta}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} * \left(\begin{array}{l} 3.72 + 0.4464 \frac{R_d}{2H_d} + 0.2232 \left(\frac{R_d}{2H_d} \right)^2 + \\ 0.0521 \left(\frac{R_d}{2H_d} \right)^3 - 2.65 e^{-1.25 \frac{R_d}{2H_d} \left(1 + 4.7 \frac{R_d}{2H_d} \right)} \end{array} \right) * \frac{4.7713}{R_d} \qquad \text{(III. 39)}$$

$$f_{TM_{01\delta}} = \frac{\sqrt{14.6689 + \left(\frac{\pi R_d}{2H_d} \right)^2}}{\sqrt{\varepsilon_r + 2}} * \frac{4.7713}{R_d} \qquad \text{(III. 40)}$$

À 60 GHz, le mode qui résonne aux alentour de cette fréquence est le Mode $HE_{11\delta}$ à 60.4 GHz référant à l'équation (III.37).

Rapport-Gratuit.com

Figure 3.15 illustre le résonateur diélectrique avec ces dimensions.

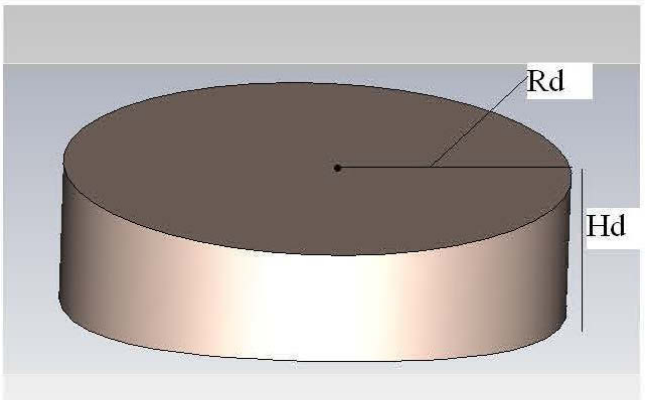


Figure 3.15. Résonateur diélectrique cylindrique.

Le rayon du cylindre est de l'ordre de λ= 5mm. Le plan de masse est conçu avec du cuivre d'épaisseur 0.001 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 = 0.38mm). L'énergie est transférée de la ligne micro ruban au résonateur diélectrique via une ouverture en fente de largeur W_s = 0.2 mm et de longueur L_s = 1.6 mm. La géométrie de l'antenne proposée est montrée dans la figure 3.16. Tableau 3.5 résume tous les paramètres de l'antenne.

Paramètres	Valeurs (mm)
Rd	1.135
Hd	0.5
ε_{r1} (Substrat)	2.2
R	5
ε_{r2} (DR)	10.2
H_s	0.127
W	0.38
W_s	0.2
L_s	1.6
L	16
Fréquence de Résonance Théorique	56.24 GHz
Fréquence de Résonance simulée	59.67 GHz

Mode résonant du DR	Mode $HE_{11\delta}$ a 60.4GHz

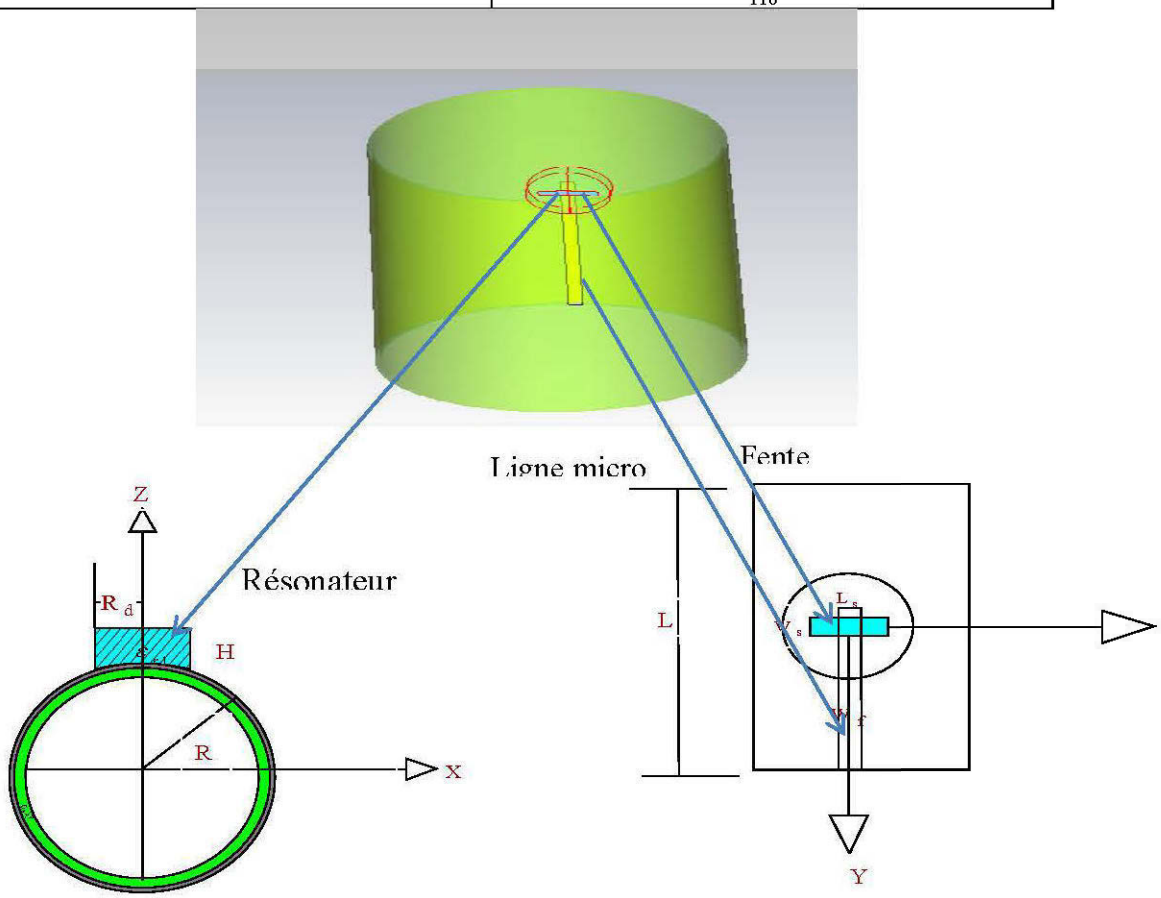


Figure 3.16. Géométrie de l'antenne proposée.

Figure 3.17 montre les résultats de simulation des pertes de retours de l'antenne conforme et l'antenne planaire à l'aide du logiciel CST MWS. La fréquence de résonance pour l'antenne conforme est de 59.68 GHz qui correspond à une largeur de bande de 7.9 %. Pour l'antenne planaire, la fréquence de résonance est de 60 GHz couvrant toute la bande de fréquence [55 GHz- 65 GHz] et le pourcentage est de 15.41 %.

Pour vérifier la stabilité du diagramme de rayonnement de l'antenne dans la plage de fréquence choisi [55 GHz- 65 GHz], on compare ses derniers aux fréquences 57GHz, 60GHz et 64 GHz. D'après les résultats obtenus de la figure 3.18, on conclu que le diagramme de rayonnement est broadside et stable dans toute la bande ISM [55 GHz- 65 GHz].

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

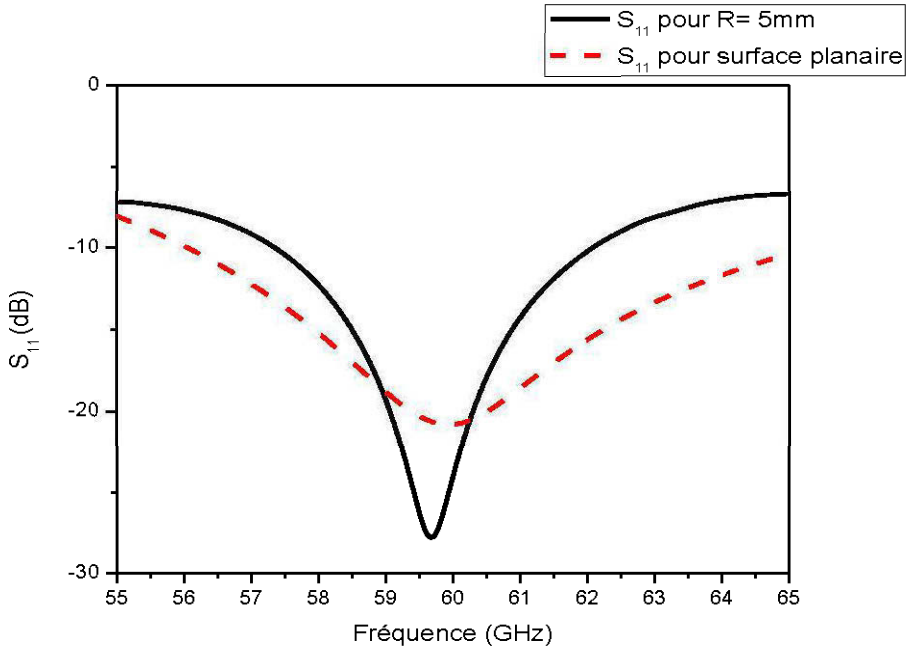
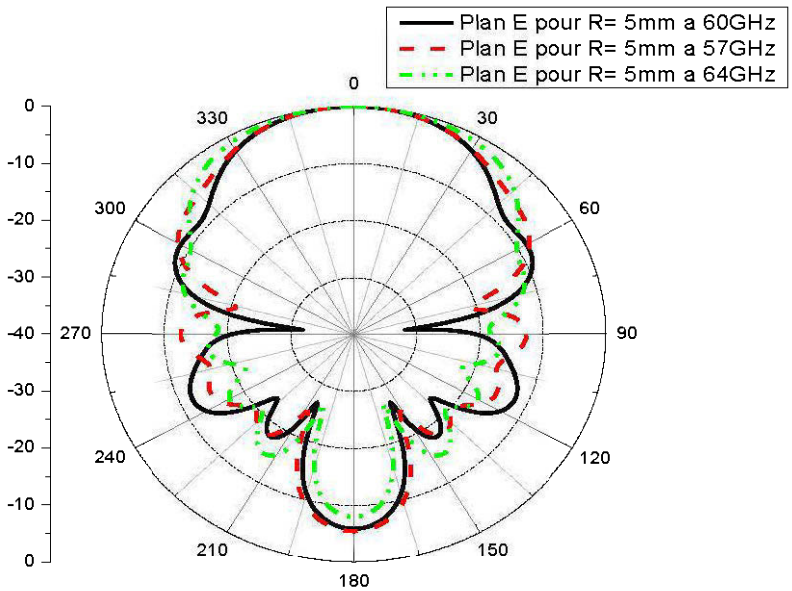
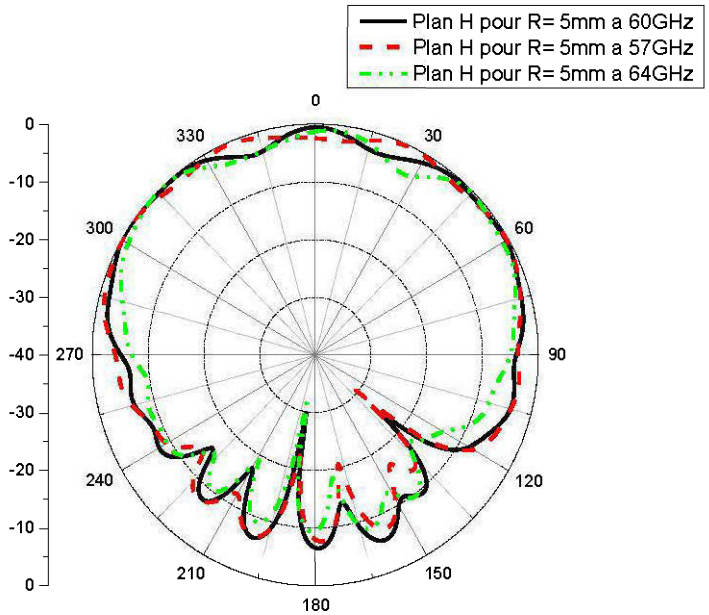


Figure 3.17. Les pertes de retour (S_{11}).



a)



b)

Figure 3.18: Diagramme de rayonnement a) Plan E b) Plan H.

Pour voir l'impact du rayon du cylindre sur le fonctionnement de l'antenne, une étude paramétrique a été effectuée pour avoir les meilleures performances de l'antenne. Le rayon du cylindre a été augmenté de façon à avoir des multiplications de la longueur d'onde λ. La figure 3.19 montre la simulation des pertes de retours (S_{11}) pour les rayons R=λ= 5 mm, R = 2λ = 10 mm et R = 3λ = 15 mm. Le changement du rayon du cylindre a fait décaler la fréquence de résonance de 59.68 GHz (R= 5mm) à 60.34 GHz pour (R = 10 mm and R = 15 mm). Ce qui mène à conclure qu'a partir du rayon R = 10 mm, la fréquence reste stable à 60.34 GHz. D'autre part, la largeur de la bande passante a été augmenté de 7.9% pour R = 5 mm à 9.47% pour R = 15 mm. Le problème qui se pose est le fait que plus on augmente le rayon du cylindre, plus la bande passante augmente au point ou la courbure n'aura aucun effet sur la bande passante de l'antenne conforme. Par conséquent, ses caractéristiques électromagnétiques se comportent comme celles d'une antenne planaire. Figure 3.20 montre le diagramme de rayonnement dans le plan E et le plan H. Pour les deux rayons, les diagrammes sont broadside et stables dans la bande ISM [55 GHz- 65 GHz].

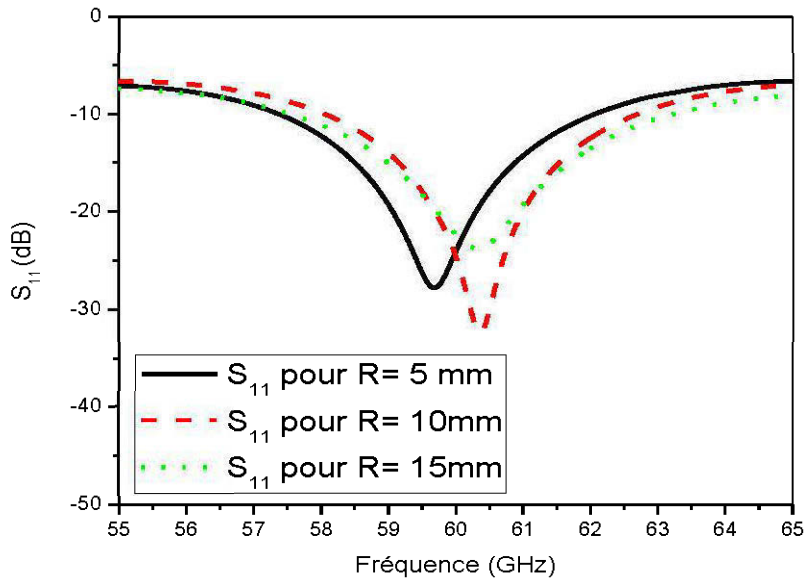
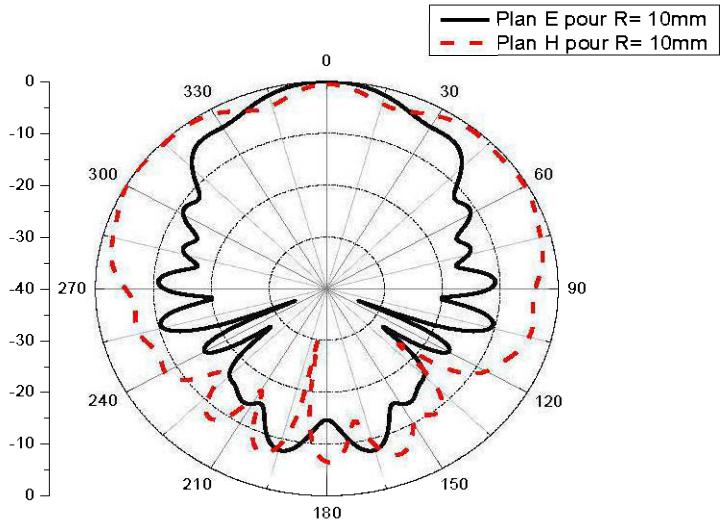
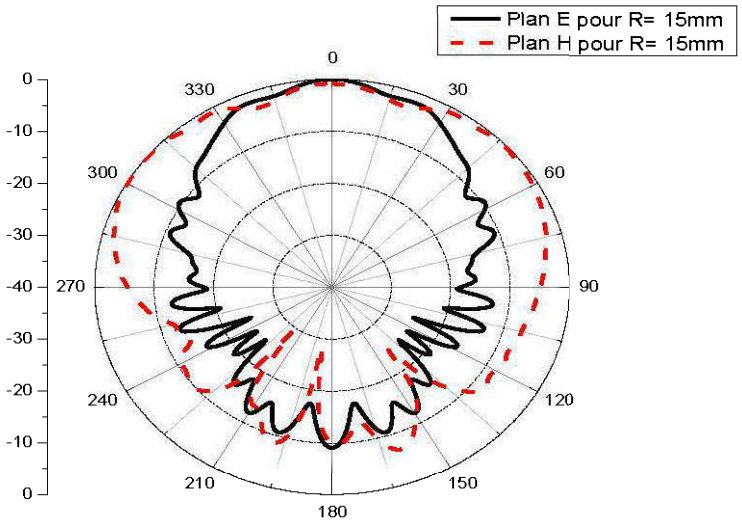


Figure 3.19. Simulation des pertes de retour (S_{11}) pour différente valeur de R.



a)



b)

Figure 3.20: Diagramme de rayonnement : a) R = 10 mm b) R = 15 mm.

Pour Conclure l'étude paramétrique, une comparaison entre le gain de chaque configuration à 60 GHz est montrée dans la figure 3.21. On remarque que la configuration avec un rayon de 10 mm fournit un gain le plus élevé (5.95 dBi). Le tableau 3.6 résume tous les résultats obtenus en termes de gain et efficacité à 60 GHz.

Rayon (mm)	Gain (dBi)	Éfficacité (%)
5	5.45	97.88
10	5.95	97.96
15	5.71	97.62

Tableau 3.6: Gain et efficacité de l'antenne conforme à 60 GHz.

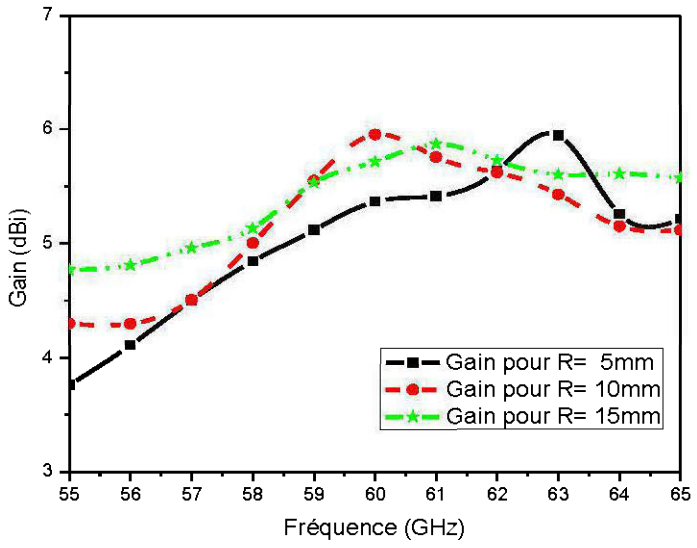


Figure 3.21: Résultat de simulation du Gain

D'après l'étude paramétrique, on remarque que l'antenne qui a un cylindre de rayon R= 10 mm présente les meilleures performances en terme de largeur de bande, gain et efficacité. On va utiliser cette valeur dans ce qui suit.

La fabrication des antennes dans la bande millimétrique est très difficiles vu les petites dimensions des composantes, et en plus, l'antenne est conforme ce qui pose un autre grand problème. Pour valider les résultats de la simulation, on utilise deux logiciels afin de comparer les résultats obtenus. Ces deux logiciels sont CST MWS et HFSS d'Ansoft. La figure 3.22 montre la simulation des pertes de retours (S_{11}) avec les logiciels CST et HFSS. Les résultats montrent que la fréquence de résonance de l'antenne pour les deux simulations est 59.68 GHz et 59.80 GHz et correspond à une largeur de bande de 10.60 % et 16.67 % pour CST et HFSS respectivement. En ce qui concerne les diagrammes de rayonnements dans Plan E et Plan H, ils sont similaires et broadside.

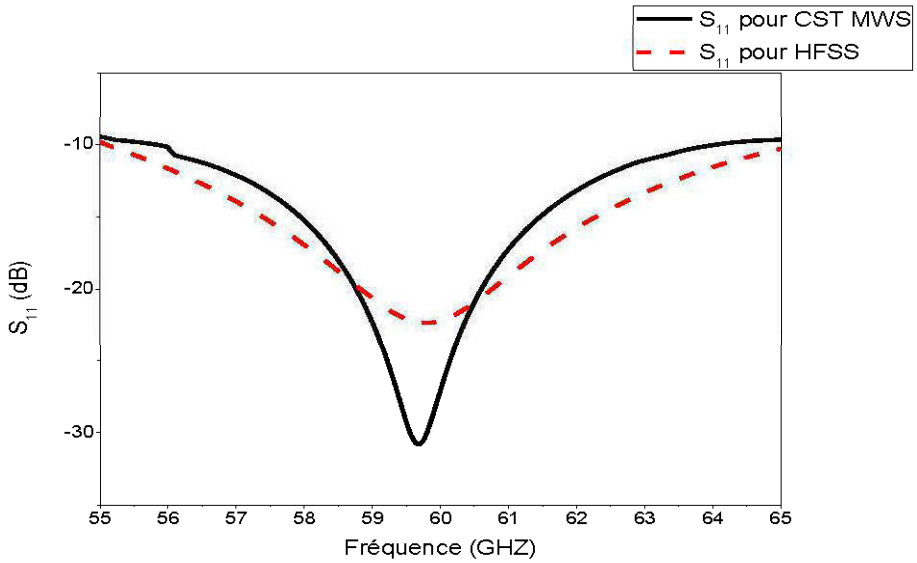
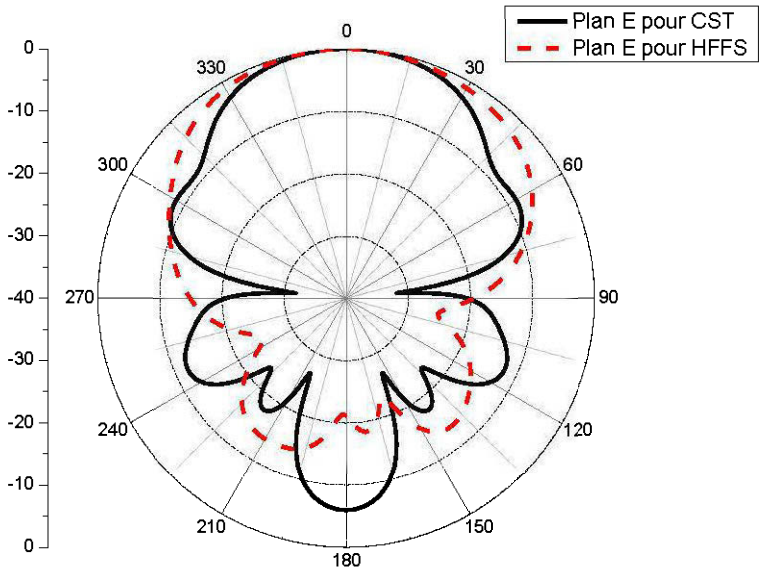
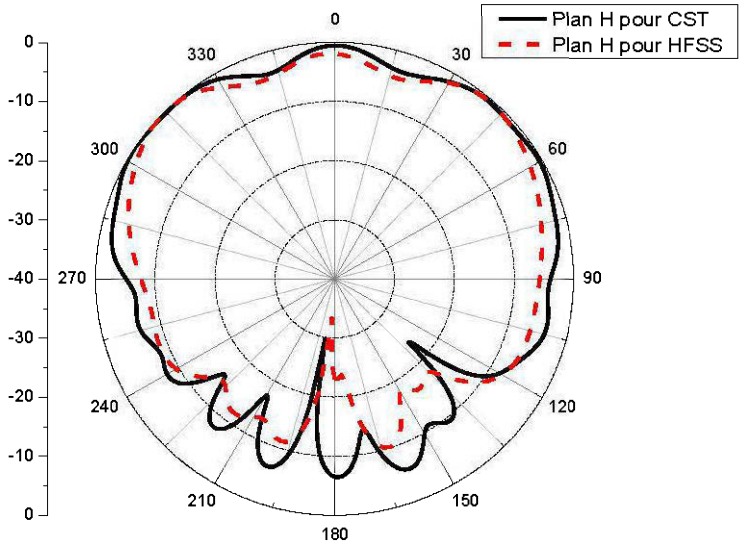


Figure 3.22. Simulation des pertes de retours (S_{11}).



a)



b)

Figure 3.23: Diagramme de rayonnement : a) Plan E, b) Plan H.

3.7. Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons introduit les modes de résonances des résonateurs diélectriques. On a vu aussi la distribution des champs électriques et magnétiques sur leurs surfaces. On a vu également les différences entre un résonateur cylindrique isolé et sur un plan de masse. En général, les modes qui résonnent dans CDR isolé ont la forme des dipôles, des quadripôles, des octopôles magnétiques ou électriques. Dans le cas où le résonateur est sur un plan de masse, les deux modes résonnants fréquemment sont $HE_{11\delta\ e}$ et $HE_{11\Delta}$. La comparaison entre les antennes planaires et conformes en terme de géométrie, gain, directivité et angle de couverture nous a permis d'exploiter les avantages de la structure conforme par rapport au structure planaire. Pour concevoir l'antenne conforme, la nécessité de connaître les outils de simulation est indispensable. Pour cela, les logiciels CST MWS et HFSS d'ANSOFT sont utilisés. Les résultats obtenus sont similaires pour les diagrammes de rayonnements dans Plan E et H, et la fréquence de résonance de l'antenne est 59.68 GHz et 59.80 GHz et correspond a une largeur de bande de 10.60 % et 16.67 % pour CST et HFSS respectivement.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

CHAPITRE 4

CONCEPTION D'UN RÉSEAU D'ANTENNES CONFORME À RÉSONATEUR DIÉLECTRIQUE.

4.1. Introduction.

Depuis plusieurs années, le domaine des télécommunications a connu une évolution sans précédent. Dans ce domaine, l'antenne est l'élément le plus important pour assurer une communication fiable entre l'émetteur et le récepteur. Ces antennes doivent avoir une large bande passante et un grand gain pour assurer un haut débit. En ce qui concerne les antennes à résonateurs diélectriques, elles ont un gain modéré d'environ 5 dBi. Cette information est validée par les résultats obtenus au chapitre 3. Pour palier à ce problème, on suggère des réseaux d'antennes 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.

Plusieurs contraintes peuvent influencer la conception des réseaux d'antennes. Le couplage mutuel, l'adaptation de la ligne d'alimentation et la distance entre les éléments sont les facteurs les plus importants à prendre en considérations lors de la conception.

4.2. Le couplage mutuel entre les éléments d'antennes.

Le principe de fonctionnement d'une antenne est de convertir l'énergie électromagnétique en une tension induite ou courant à mesurer et vice versa. Toute fois, la tension mesurée dans chaque élément d'antenne dépendra non seulement du champ incident, mais aussi des tensions des autres éléments. Cependant, la tension reçue sur chaque élément va induire un courant qui affecte l'élément voisinant qui à son tour rayonne. Les éléments sont dits mutuellement couplés comme montrer dans la figure 4.1.

Quand plusieurs antennes sont placées proches l'une de l'autre, le champ total généré par une antenne est le résultat du champ propre à l'antenne avec les champs induits par les autres éléments. Cela va mener donc à des distorsions du diagramme de rayonnement et l'impédance d'entrée de chaque élément du réseau qui est perturbée par la présence des autres

Rapport-Gratuit.com

impédances. En conséquence, le couplage mutuel va détériorer le canal et augmenter la corrélation [69].

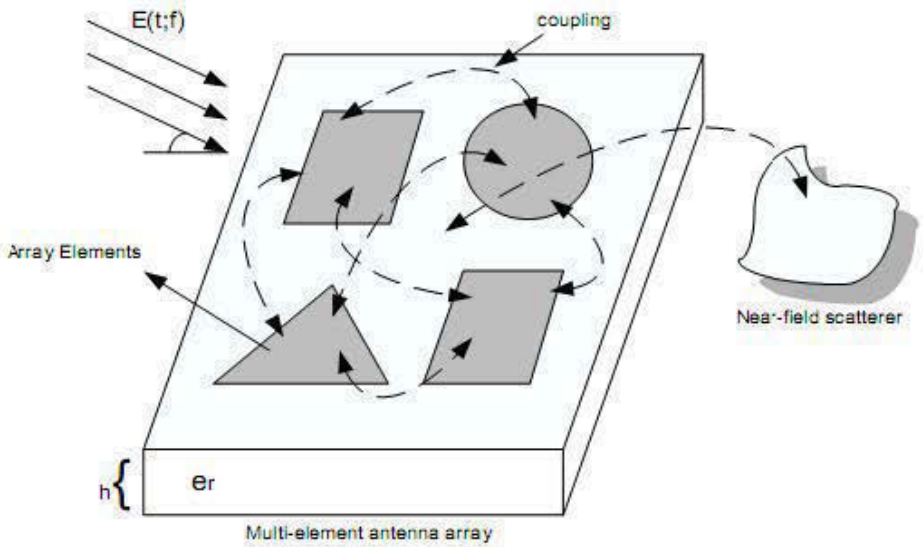


Figure 4.1. Couplage mutuel dans un réseau d'antenne [69].

Figure 4.2 montre clairement l'effet du couplage sur le diagramme de rayonnement. Le diagramme à gauche (a) montre que le lobe principal a subit une déformation due à l'effet du couplage, tandis que celui a droite (b) le diagramme de rayonnement n'a pas subit de déformation. Cela mène à conclure que le couplage mutuel a un impact important sur la directivité du réseau d'antenne et par conséquent, le gain va diminuer et le réseau d'antenne perd son efficacité.

4.3. L'espacement entre les éléments d'antennes.

Lors de la conception d'un réseau d'antenne, il faut prendre en considération un facteur majeur dans le calcul qui est l'espacement entre les éléments du réseau qui agit directement sur le diagramme de rayonnement et le gain. Notant que lorsqu'on augmente le nombre d'élément rayonnant, on augmente le gain de 3 dB mais cela sans prendre en considération aucune perte. Le gain maximum est obtenu lorsque l'espacement est compris entre 0.4 et $0.9\lambda_0$. Si les éléments sont trop proches les unes des autres, un phénomène de couplage réduit

la valeur du gain et lorsqu'elles sont trop éloignées, des lobes secondaires apparaissent et réduisent par conséquent la directivité.

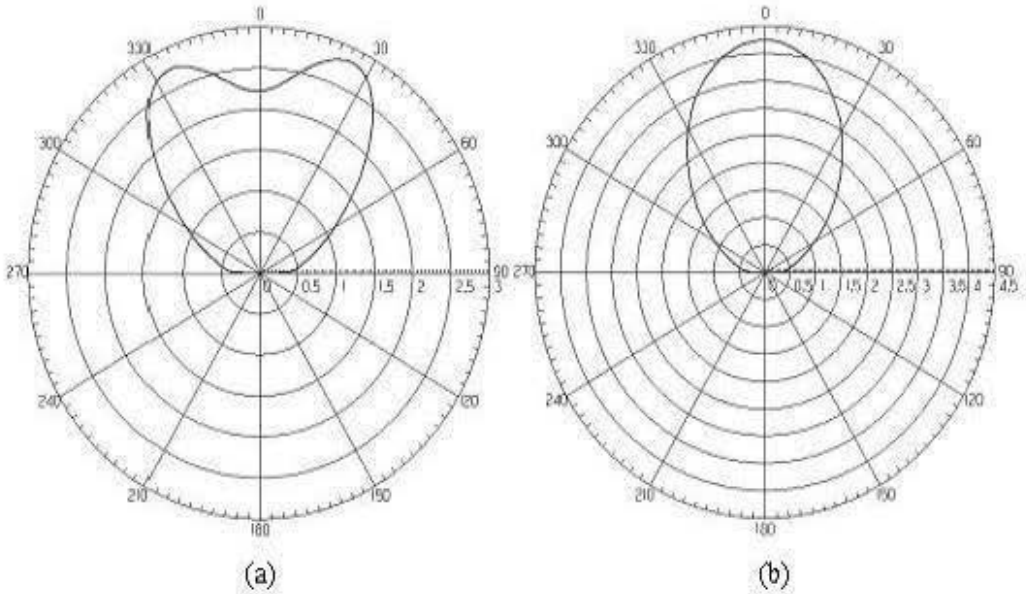


Figure 4.2. (a) Diagramme de rayonnement avec l'effet du couplage mutuel, (b) Diagramme de rayonnement sans l'effet du couplage mutuel. [69]

4.4. L'adaptation de la ligne d'alimentation.

L'adaptation de la ligne d'alimentation à 50 Ω est nécessaire pour assurer un bon fonctionnement de l'antenne. Les dimensions de la ligne sont calculées par l'intermédiaire du logiciel Lincalc d'Agilent [70]. La largeur de la ligne après optimisation avec CST MWS et HFSS est $W_t = 0.38$ mm.

Pour alimenter un réseau d'antenne à deux éléments (résonateurs diélectriques), on utilise une jonction de forme T. Il existe plusieurs configurations de la jonction-T avec différentes méthodes de calcules. Figure 4.4 donne une idée sur les différentes formes de la jonction T [71].

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

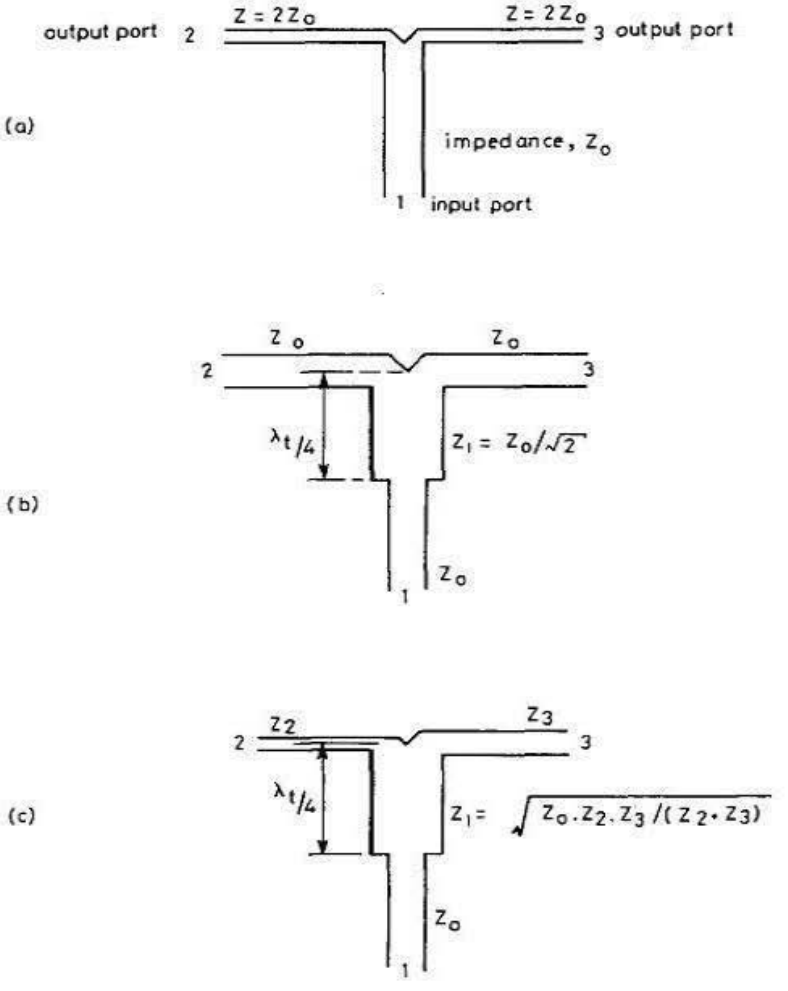


Figure 4.3. Différentes formes de la jonction T [71].

L'exemple montré dans la figure 4.3 (a) est le plus simple car l'impédance d'entrée est adaptée, par contre, les impédances de sorties sont terminées avec la double valeur de l'impédance d'entrée. Dans ce cas, la valeur de l'impédance d'entrée est de 50 Ω, alors l'impédance de sortie aura la valeur de 100 Ω.

En ce qui concerne l'exemple de la figure 4.3 (b), tous les ports ont la même impédance de 50 Ω. On va utiliser cette configuration pour la conception du réseau d'antenne comme montré dans la figure 4.5. Pour avoir cette égalité au niveau des impédances caractéristiques, on utilise un adaptateur Quart-d'onde ($\lambda_g/4$).

La valeur de la longueur d'onde effective λ_g est:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad [VI.1]$$

Avec: λ_0 est la longueur d'onde dans le vide et ε_r est la permittivité du substrat.

Après optimisation, la largeur de l'adaptateur est Wa=0.65 mm et sa largeur est La= 1.05 mm.

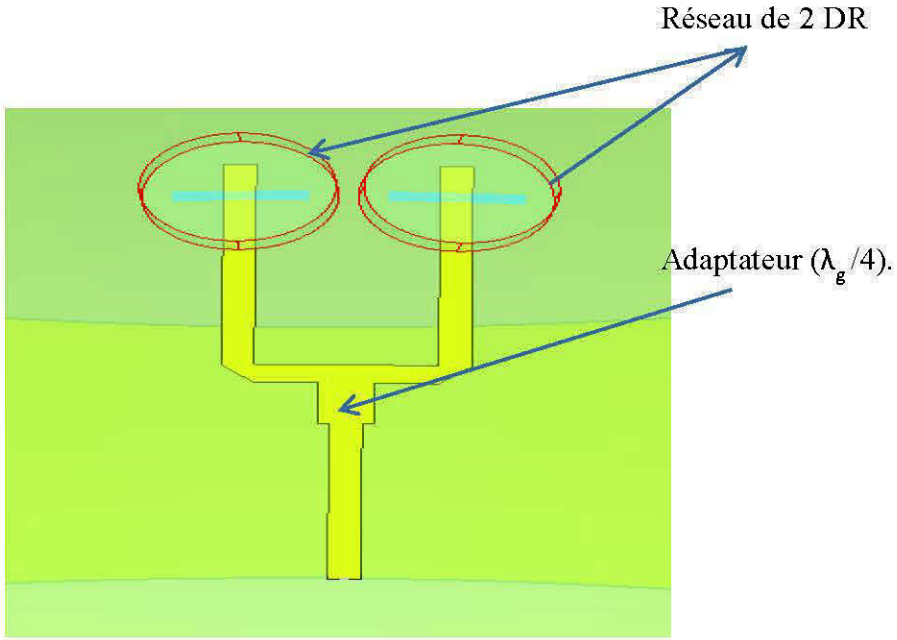


Figure 4.4. Configuration de la jonction-T avec un adaptateur Quart-d'onde (λ_g/4).

Figure 4.5 montre les résultats de simulation de la jonction-T. Le graphe de perte de retour (S_{11}) révèle que la ligne micro-ruban est bien adaptée à 50 Ω avec une résonance à 60 GHz couvrant toute la bande [50 GHz- 70 GHz].

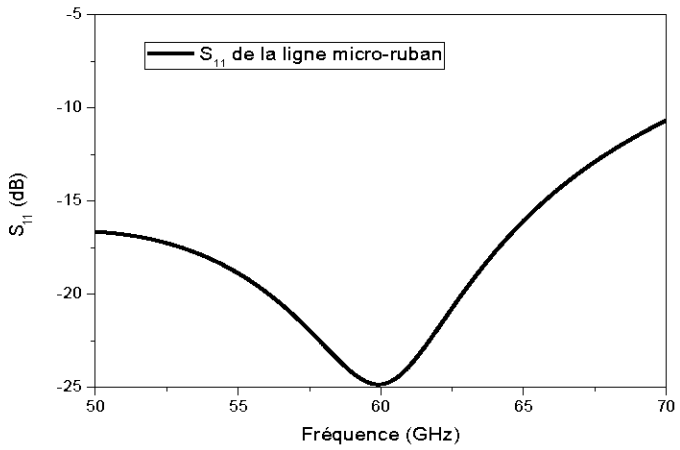


Figure 4.5. Perte de retour (S_{11}) de la ligne micro-ruban.

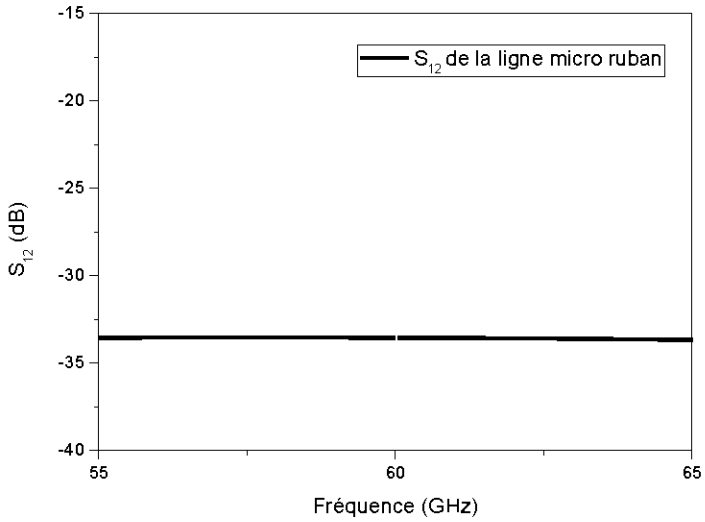
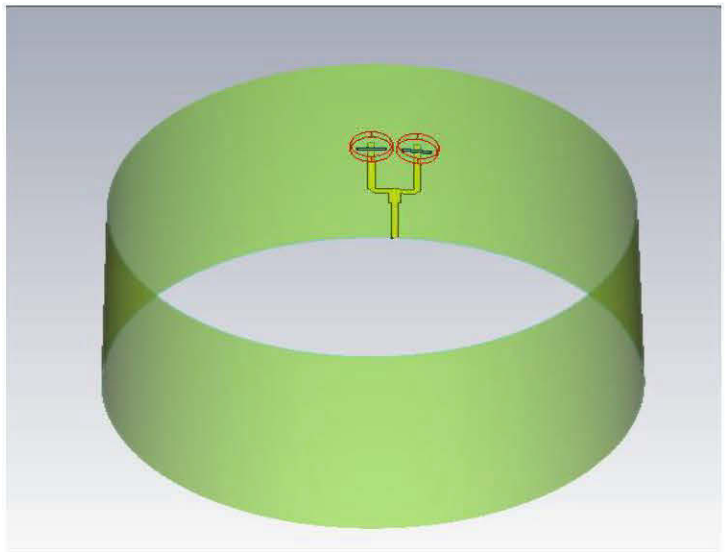
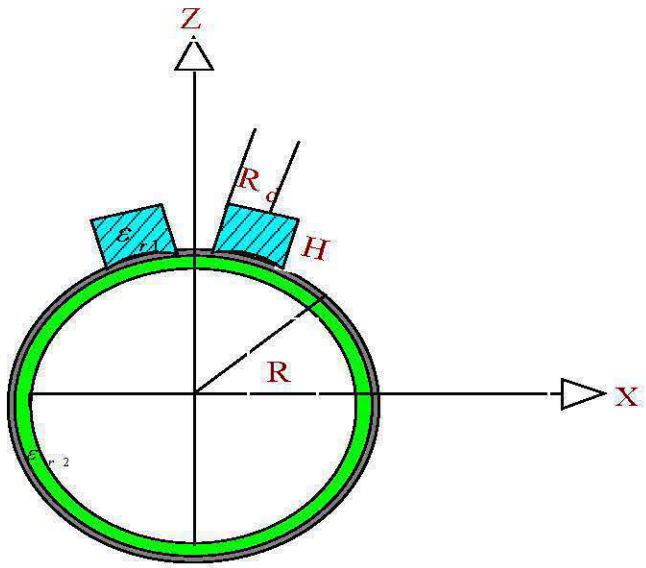


Figure 4.6. Perte de retour (S_{12}) de la ligne micro-ruban.

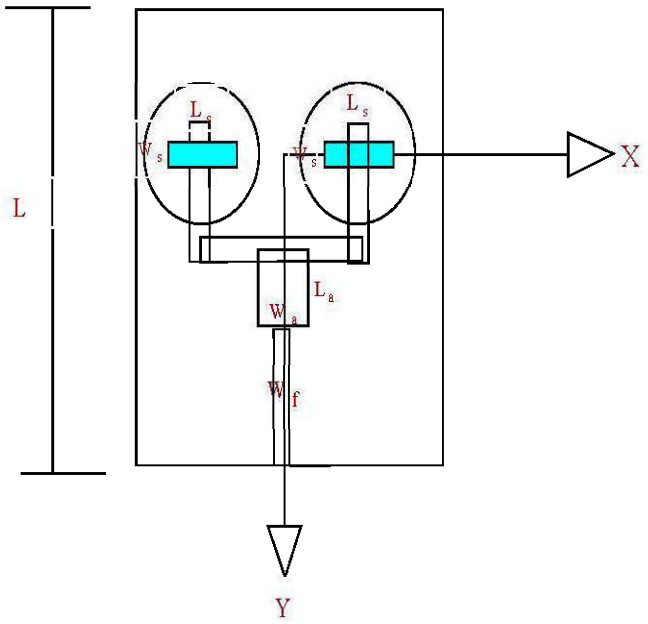
La configuration finale du réseau d'antenne avec deux résonateurs diélectriques est illustrée dans la figure 4.7. La distance qui sépare les deux résonateurs est de $\lambda_0/2$ pour éviter l'apparition des lobes discordants. Le rayon du cylindre a été augmenté à 15 mm pour éviter d'avoir des éléments du réseau dans la zone d'ombre.



a)



b)



c)

Figure 4.7. Géométrie du réseau d'antenne (a) vue en 3D, (2) vue de face et (3) vue du haut.

Les résultats de simulation des pertes retours (S_{11}) par les deux logiciels sont montrés dans la figure 4.8. Les deux logiciels ont donné des résultats presque identiques. Les effets du couplage entre les deux résonateurs sont minimes grâce à la distance choisis qui les sépare. On remarque qu'il y a deux fréquences de résonances a (58.87GHz, 62 GHz) et (58.9 GHz, 61.9 GHz) pour CST et HFSS respectivement, avec une bande passante de 15.7% couvrant toute la bande de (55 GHz – 65 GHz). La figure 4.9 montre les diagrammes de rayonnements dans Plan E et le plan H. De même, les résultats des diagrammes de rayonnement sont similaires et on peut conclure que les diagrammes sont stables et broadside sur toute la bande ISM à 60 GHz (55 GHz – 65 GHz).

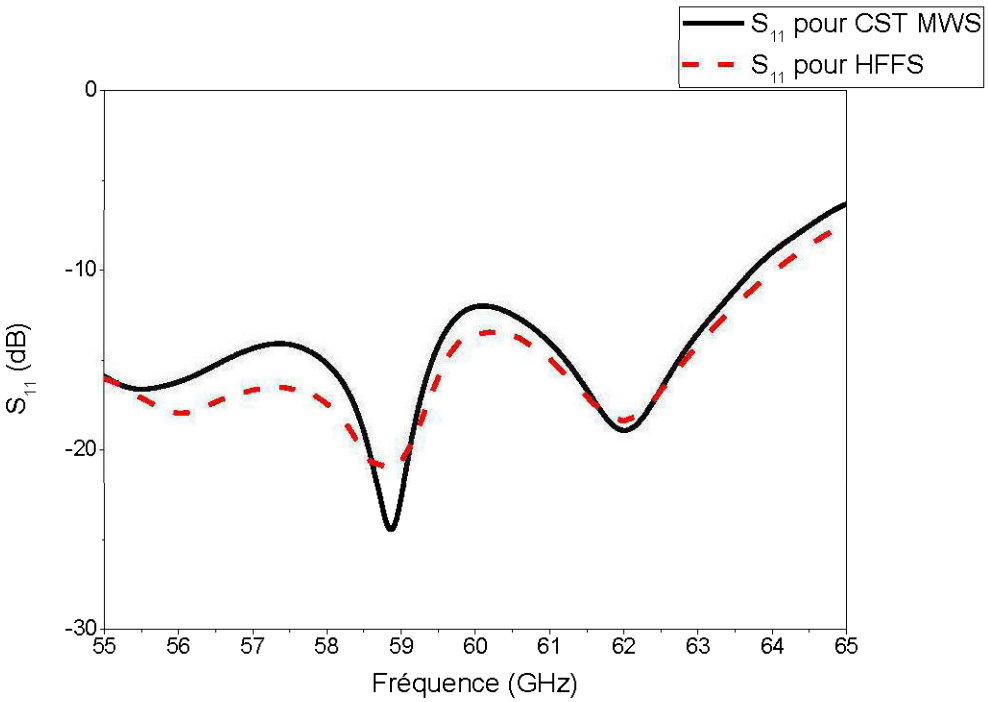
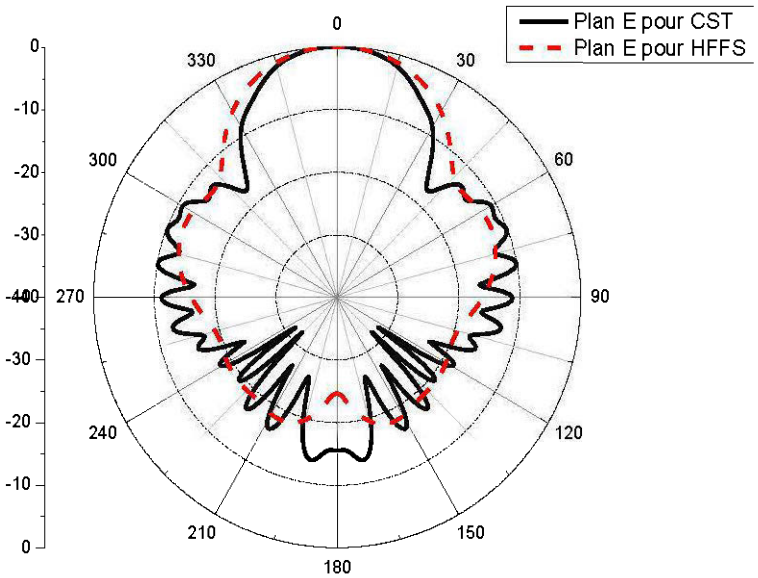
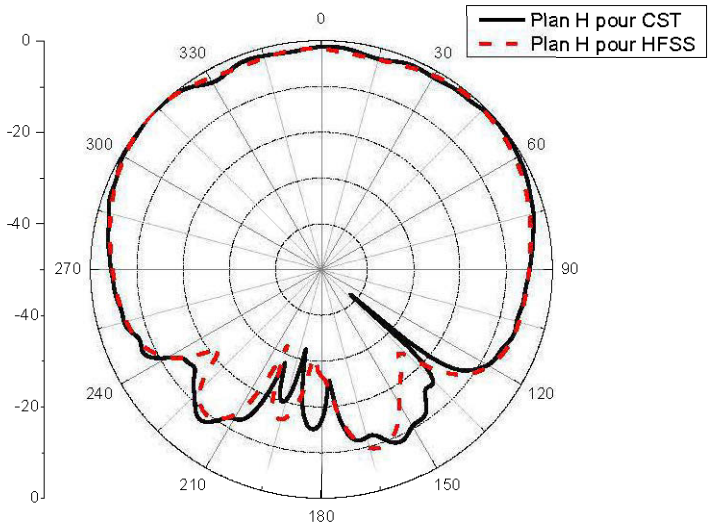


Figure 4.8. Simulation des pertes des retours (S_{11}) pour le réseau à deux éléments.



a)



b)

Figure 4.9: Diagramme de rayonnements: a) Plan E, b) Plan H.

Le but de notre travail est d'accroitre d'avantage le gain de l'antenne afin d'augmenter la portée et de pouvoir transmettre plus de débits. On va utiliser les mêmes paramètres calculés et optimisés avant, pour concevoir un réseau d'antenne à quatre éléments. Trois diviseurs de puissances (Jonction-T) sont nécessaires pour pouvoir alimenter le réseau d'antennes comme montré la figure 4.10.

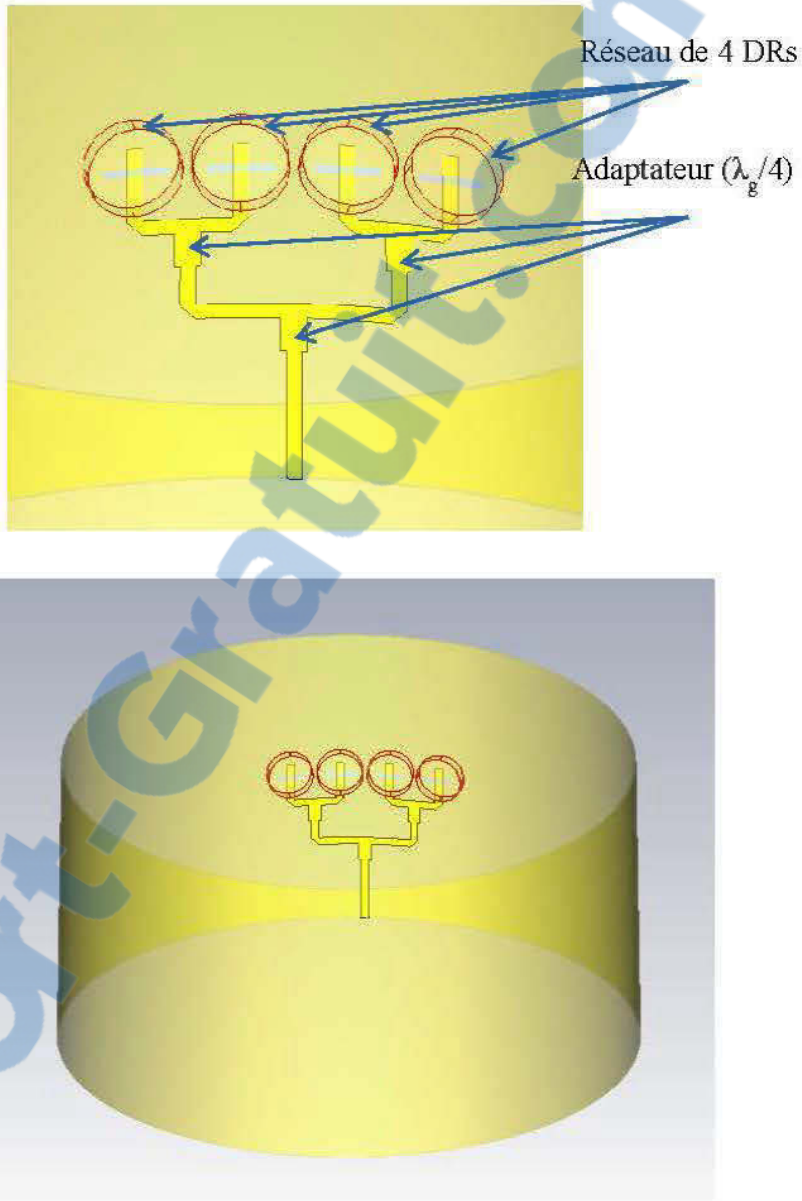


Figure 4.10. Géométrie du réseau d'antennes conforme à quatre éléments.

Les résultats de simulation (CST et HFSS) montrent que la fréquence de résonance du réseau est aux alentours de 61 GHz couvrant la totalité de la bande passante (voir la figure 4.11). Les diagrammes de rayonnement dans le Plan E et Plan H sont illustrés dans la figure 9.12. On remarque qu'il y a une bonne concordance entre les résultats obtenus par les deux logiciels. Les diagrammes sont stables et broadside dans l'intervalle (55 GHz – 65 GHz).

Rapport-Gratuit.com

La figure 4.13 compare les gains obtenus pour les antennes à un résonateur, à deux et à quatre résonateurs diélectriques. Les résultats montrent que le gain a augmenté de 5.95 dBi pour la configuration à un résonateur et à 10.85 dBi pour celle de quatre résonateurs passant par 8.25 dBi pour la configuration à deux résonateurs diélectriques. Par contre, l'efficacité de l'antenne a diminuée au fur et à mesure où le nombre des éléments augmente, mais elle reste au-delà de 98% comme montré dans la figure 4.14.

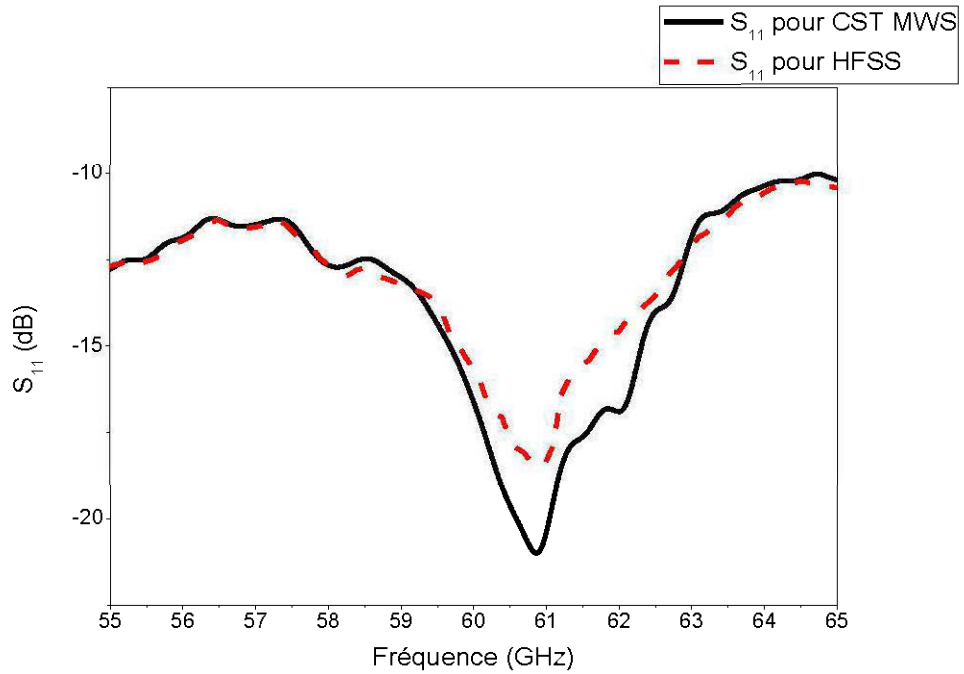
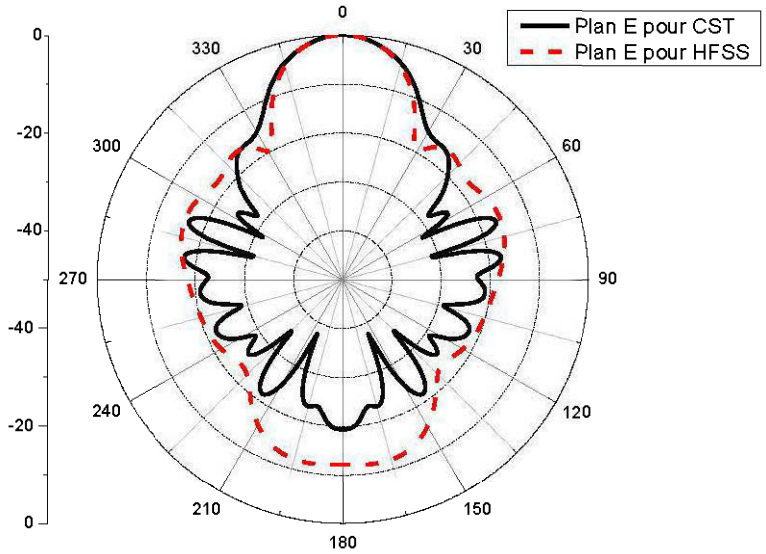
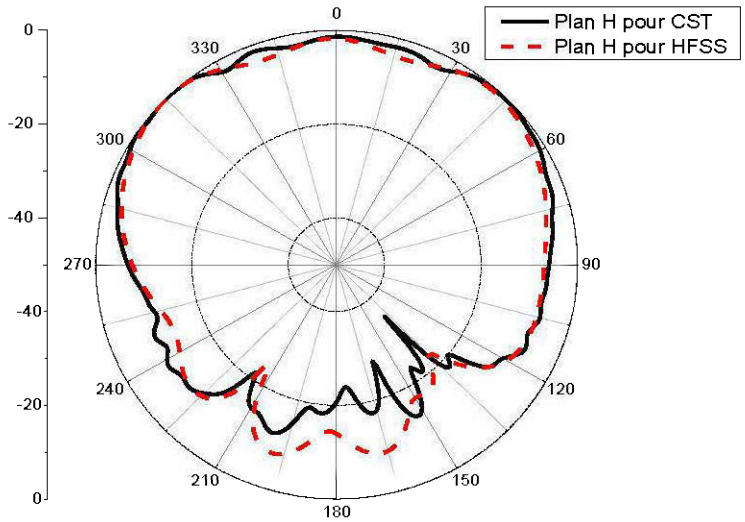


Figure 4.11. Résultats de simulation des pertes de retours (S_{11}).



a)



b)

Figure 4.12: Diagramme de rayonnements: a) Plan-E, b) Plan-H.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

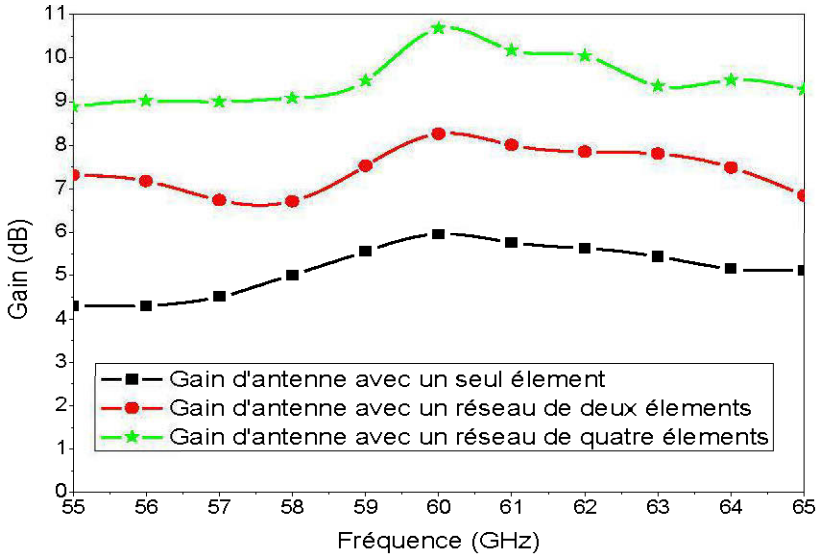


Figure 4.13. Résultats de simulation du gain pour les trois configurations.

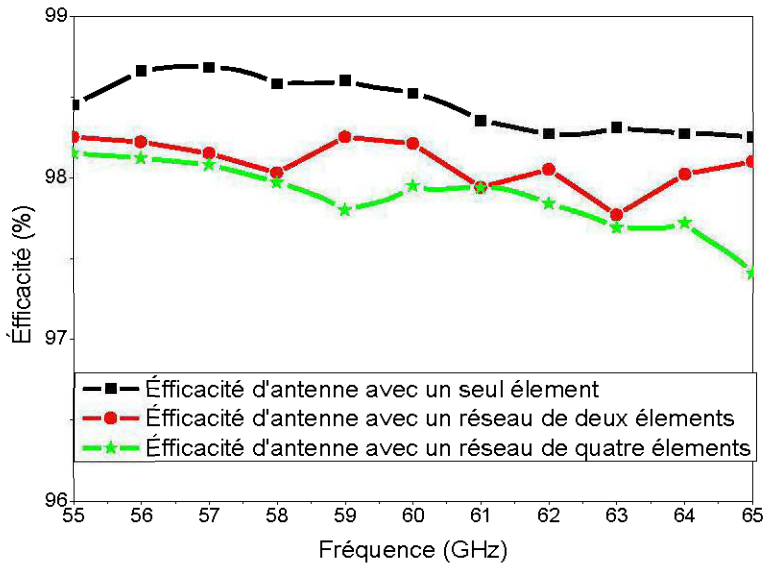


Figure 4.14. Résultats de simulation de l'efficacité pour les trois configurations.

Le tableau 4.1 récapitule les résultats obtenus pour le gain et l'efficacité des trois configurations.

Configuration	Gain (dBi)	Efficacité (%)
A résonateur diélectrique	5.95	98.58
A réseau de deux résonateurs	8.25	98.25
A réseau de quatre résonateurs	10.85	98.02

4.5. Les antennes intelligentes.

Une antenne intelligente se compose d'un réseau d'antenne capable de reconfigurer ses caractéristiques d'émission ou de réception afin de croitre les performances de l'antenne. Elles utilisent des algorithmes de traitement de signal et exploite le fait que les interférences sont rarement au même endroit que les utilisateurs. Généralement, les antennes intelligentes sont utilisées dans le traitement du signal acoustique, radar, radiotélescope et des systèmes cellulaires [72].

Figure 4.15 illustre un schéma comparatif entre le principe de fonctionnement d'une antenne omnidirectionnelle et une antenne intelligente. Dans la technologie standard, une antenne omnidirectionnelle ayant une couverture de 360° mais son problème est le fait qu'elle ne peut pas distinguer le signal désiré des interférences. Tandis que les antennes intelligentes focalisent sur un signal particulier plutôt que de capter les signaux provenant de toutes les directions. Pour cela, elles forment des faisceaux d'énergie orientés vers un usagé sans connaitre son emplacement. Donc, on a moins d'énergie pour focaliser un signal sur 20° qu'il en faut pour l'orienter sur 360° [72].

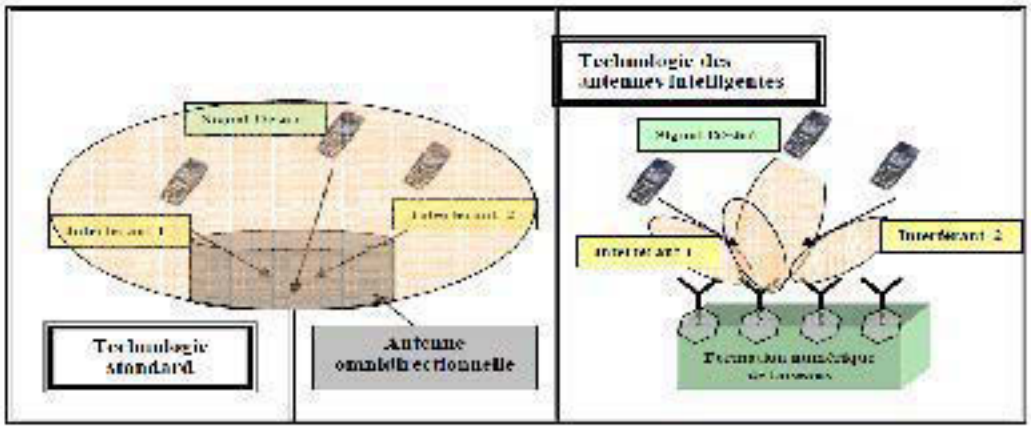


Figure 4.15. Principe de fonctionnement d'une antenne intelligente [72].

Il existe deux types d'antennes intelligentes.

- **Les antennes adaptatives**.

Ce type de système est constitué d'un réseau d'antenne et un processeur récepteur adaptatif à temps réel qui attribue des poids aux éléments de l'antenne réseau afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis comme montré dans la figure 4.16 [73].

- **Les antennes à faisceaux commutés**.

Ce système est formé d'un réseau d'antennes lié à un réseau d'alimentation de faisceaux qui permet d'avoir un nombre de faisceaux prédéfinis. Parmi ces systèmes on trouve la matrice de Butler. La Matrice de Butler est un dispositif passif hyperfréquence qui permet la formation de faisceaux des réseaux d'antennes. Ce dispositif est un agencement de coupleurs hybrides avec N entrées et N sorties, où N en général est une puissance de 2 comme montré dans la figure 4.17 [74].

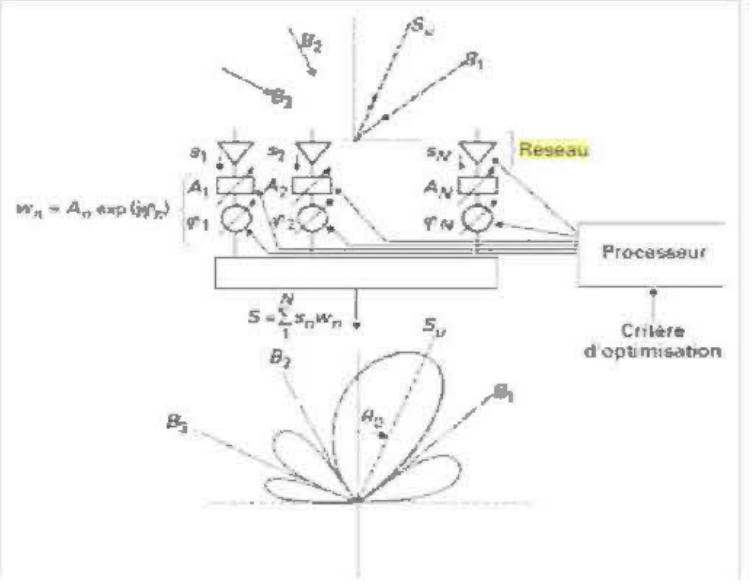


Figure 4.16. Antenne intelligente adaptative [73].

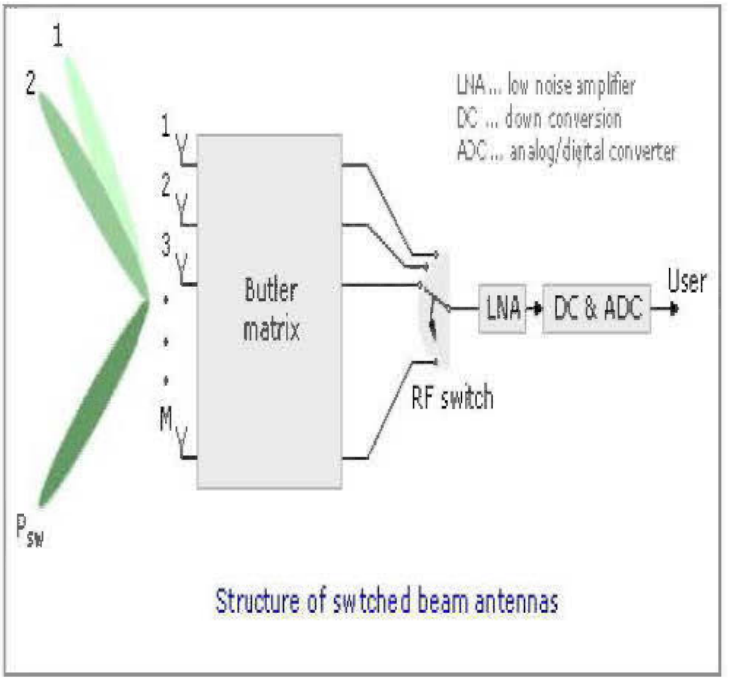


Figure 4.17. Antenne intelligente à faisceau commuté [74].

Comme toute technologie, les antennes intelligentes ont des inconvénients qui ce résume a la complexité des circuits. Ces systèmes se composent de coupleur, des adaptateurs, des poids… etc., cela nécessite plus d'adaptation au niveau des composantes à la ligne de transmission. Par conséquent, cette adaptation va eugendrer plus de perte d'énergie.

Le but de notre travail est de profiter des avantages des antennes intelligentes sans les inconvénients surtout celle de la complexité des circuits. Pour cela, on propose une antenne conforme utilisant un commutateur pour changer le signal de détection sur tous les réseaux de l'antenue afin d'assurer une meilleure couverture.

4.6. Les antennes conformes à faisceaux commutés.

Les antennes conformes sont conçues pour avoir la couverture de 360°. Comme l'espacement entre les éléments de réseanx est de l'ordre de $\lambda_0/2$ et qu'il faut que les lobes principaux soient orthogonaux, l'angle qni sépare l'axe de symétrie de chaque réseau de quatre résonateurs a été optimisé à 40°. Donc, pour avoir la couverture de l'ordre de 360°, il nous fant 9 réseanx de quatre résonateurs diélectriques pour réaliser un système à faisceaux commutés (voir la figure 4.18).

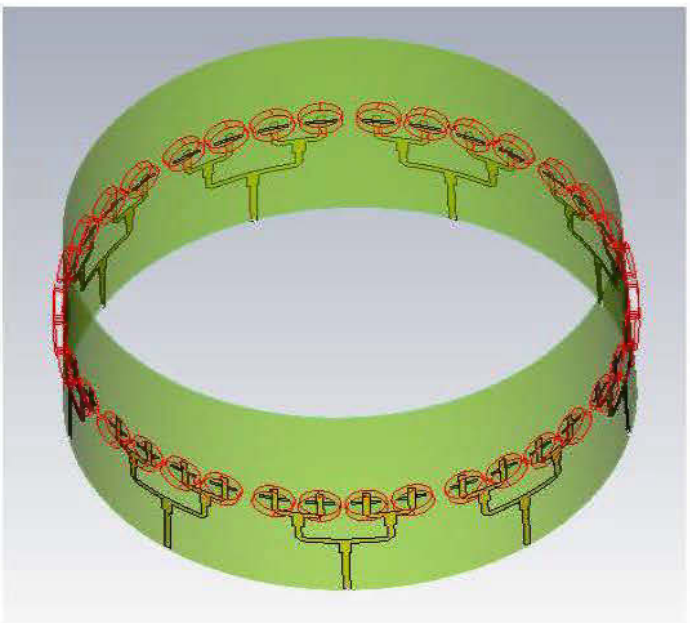


Figure 4.18. Géométrie de la configuration de 9 réseaux d'antennes.

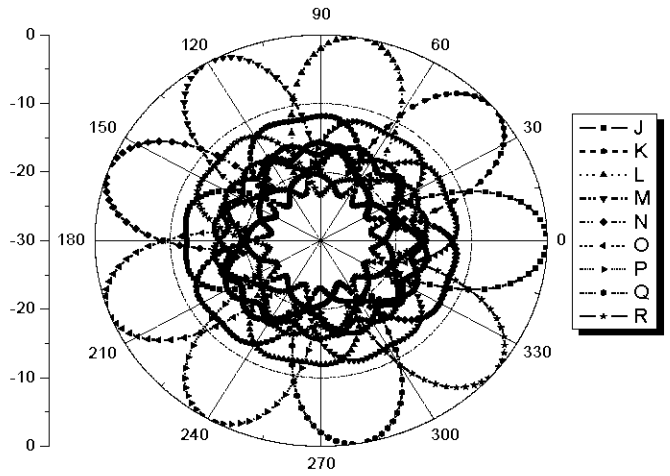


Figure 4.19. Diagramme de rayonnement en mode faisceaux commutés.

La simulation finale nous a permis de constater que les résultats des pertes de retours (S_{11}) et diagrammes de rayonnements sont identiques à ceux obtenu pour une antenne à un réseau de quatre résonateurs. Combiner les diagrammes obtenu des réseaux nous permet d'avoir une couverture de 360° tel que comme montré dans la figure 4.19.

4.6. Conclusion.

Ce chapitre nous a permis de concevoir un réseau d'antennes conforme qui couvre un angle de 360°. Le but est d'augmenter d'avantage le gain en augmentant le nombre d'éléments d'antennes afin d'avoir une longue portée et de transmettre plus de débits. Les deux logiciels utilisés CST MWS et HFSS d'Ansoft nous ont permis de comparer les deux résultats obtenues pour valider la structure de l'antenne. Les diagrammes de rayonnements étaient similaires, stables et broadside dans la bande (55 GHz-65 GHz) pour les deux logiciels tout en couvrant la totalité de la bande passante ISM à 60 GHz. Le gain de l'antenne a augmenté de 5.95 dBi pour la structure à un résonateur et à 10.85 dBi pour le réseau de quatre résonateurs. Par contre, l'efficacité a diminué mais reste acceptable dans les 98 %. Les antennes intelligentes à faisceaux commutées sont de plus en plus utilisées dans les systèmes de communications grâce a l'avantage de focalisé le signal sur un utilisateur désiré sans

prendre on considération les interférences. Reste l'inconvénient majeur de ce système est le coupleur (matrice de Butler) qui augmente la complexité du circuit. Pour palier à ce problème, on a utilisé juste un commutateur afin de balayer tous les réseaux de l'antenne pour assurer une couverture de 360°.

CHAPITRE 5

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les travaux qui ont été effectués dans le cadre de ce mémoire sont consacrés à la conception d'une antenne conforme à base d'antennes à résonateurs diélectriques afin d'augmenter la couverture angulaire, la bande passante ainsi que le gain. Cette antenne opère dans la bande millimétrique et spécialement à 60 GHz. Cette bande a connu un intérêt grandiose durant ces dernières années grâce aux nombreux avantages qu'elle offre. La bande passante gratuite de 7 GHz permet de supporter des 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 composantes des systèmes de télécommunication.

Une comparaison entre les différentes formes d'antennes employées dans le domaine des micro-ondes nous a permis de connaître les avantages et les inconvénients de chaque type d'antenne afin d'orienter nos travaux de recherches sur une antenne capable de remédier aux déférents problèmes dans cette bande à savoir; l'agilité, le gain et la bande passante.

L'aspect économique exige des installations à moindre coût ce qui oblige à orienter l'axe de recherche vers la conception des antennes capables d'avoir une couverture de 360° au lieu d'utiliser plusieurs antennes et que chacune d'entre elle couvre un angle défini. Donc, les antennes planaires ont montrées leurs limites en termes d'angle de couverture et les coûts de déploiement.

Nous avons montrés que les antennes conformes présentaient d'excellentes alternatives avec un accent particulier sur les réseaux situés sur une surface non planaire. Nous avons ainsi décrit cette antenne comme étant un dispositif avantageux par rapport aux structures planaires. En outre, leur domaine d'application et les limitations de son déploiement ont été présentés.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Les méthodes numériques et les logiciels de simulation ont fait l'objet du troisième chapitre. Il fallait comprendre les outils derrière ces logiciels de simulation. De ce fait, 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 finies. Nous avons comparé les résultats obtenues 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 les diagrammes de rayonnements dans le plan E et H. Au départ, une antenne conforme à résonateur diélectrique est comparée à une antenne planaire en termes de perte de retour (S_{11}). Ensuite, une étude paramétrique au niveau du rayon du cylindre a été effectuée afin de permettre de choisir le rayon optimal et d'éviter ainsi aux éléments rayonnants de l'antenne ne soient dans la zone d'ombre.

Les réseaux d'antennes conformes à deux et quatre éléments ont été conçus en utilisant l'élément d'antenne conçu dans le chapitre 3 afin d'augmenter le gain et la couverture angulaire. Les résultats ont montré que l'antenne a eu une bande passante de plus de 17.6% couvrant toute la bande [55 GHz-65 GHz], avec un gain de 5.95 dBi pour la structure à un résonateur et à 10.85 dBi pour le réseau à quatre résonateurs.

Comme les antennes intelligentes ont l'avantage de détecté un signal désiré sans prendre en considération les interférences. Nous avons profité de cet avantage dans la conception de l'antenne conforme à neuf réseaux de quatre résonateurs diélectriques tout en utilisant un commutateur pour switcher entre les différents ports. Ceci a permis de montrer que le réseau d'antenne conforme peut facilement remédier aux problèmes des structures à faisceaux commutés générés par les matrices de Butler (complexité et la couverture angulaire limitée).

Donc, on peut conclure que les antennes conformes peuvent palier aux inconvénients des antennes planaires en termes d'angle de couverture, la bande passante et les rayonnements indésirables.

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 Bandwith", 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.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

[17] Mongia R. K.et A. Ittipiboon A.1997. "Theorical 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, Kingstonl, 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] P. Persson, "Analysis and design of Conformal Array Antenna", thèse de doctorat, université de Stockholm, 2001.

[48] L. Josefsson and P. Persson, "Conformal Array Antenna Theory And Design", Canada, John Wiley & Sons, 2006.

[49] R. J. Mailloux, "Phased Array Antenna Handbook", 2nd ed., Artech House Publishers, Norwood, 1994.

[50] N. Herscovici et C. Christodoulou, "Investigation into advanced concept of terminal and base-station antennas",

[51] Wingert D.a and Howard B.M " Potential impact of smart electromagnetic antenna on aircraft performance and design" in NATO Workshop on Smart Electromagnetic antenna Structure, Brussels, November , pp 1.1-1.10.

[52] V. Azman, "Conformal Antenna Array for 3G Cellular Base Stations " université de Queensland, Australie, Octobre 2002.

[53] K. L. Wong et S.Y. Ke, "Cylindrical-Rectangular Microstrip Patch Antenna for Circular Polarization", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 41, NO.2, FEBRUARY 1993

[54] K. M. Luk, K. Lee, J.S. Dahele, "Analysis of the Cylindrical Rectangular Patch Antenna ", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 37, NO 2, FEBRUARY 1989.

[55] 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.

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

[57] O.M. Bucci, G. Franceschetti, G. Mazzarella, G. Panariello, « Intersection approach to array pattern synthesis », IEEE proceeding, Vol 137, PfH, No.6, décembre 1990.

[58] J.M.FLEURIAULT, « Synthèse du diagramme de rayonnement d'un réseau de sources », thèse de doctorat, université de RENNES I, 1996.

[59] J. ASHKENAZY, S.SHTRIKMAN, AND D. TREVES « Electric Surface Current Model for the Analysis of Microstrip Antennas on Cylindrical Bodies »,IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. AP-33, NO. 3, MARCH

[60] Erturk, V. B., R. G. Rojas, and K. W. Lee, « Analysis offinite arrays of axially directed printed dipoles on electrically large circular cylinders », IEEE Transctions on Antennas and Propagation, Vol. 52, No. 10, 2586–2595, Oct. 2004.

[61] Z. Xu, H. Li, and Q.-Z. Liu « PATTERN SYNTHESIS OF CONFORMAL ANTENNA ARRAY BY THE HYBRID GENETIC ALGORITHM », Progress In Electromagnetics Research, PIER 79, 75–90, 2008.

[62] Q.-Q. He and B.-Z. Wang, « RADIATION PATTERNS SYNTHESIS FOR ACONFORMAL DIPOLE ANTENNA ARRAY », Institute of Applied Physics University of Electronic Science and Technology of China 610054, Chengdu, ChinaProgress In Electromagnetics Research, PIER 76, 327–340, 2007

[63] Robert J. Mailloux,Phased Array Antenna Handbook,Second Edition, Artech House antennas and propagation library, 2005.

[64] Lars Josefsson, Patrik Persson, CONFORMAL ARRAY ANTENNA THEORY AND DESIGN, Institute of Electrical and Electronics Engineers, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, Canada, 2006.

[65] Computer Simulation Technology (CST), Microwave Studio, Version 2011.

[66] HFSS V.12.1, User's Guide, Ansoft Corporation, Pittsburgh, USA

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

[68] 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.

[69] Ozdemir, M. K, Arslan, H, Arvas, E, 'Mutual coupling effect in Multi-antenna Wireless communication Systems' Dec 2003, IEEE GlobeCom.

[70] Lincalc d'Agilent Technologies. Version 2009.

[71] J. R. James and P.S. Hall, 'Handbook of Microstrip Antenna' 1989.

[72] Michael Chryssomallis, " smart antennas" IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol 42, NO. 3, June 2000.

[73] Sadiku. M. N. O," Wireless wises up with smart antennas" IEEE Volume 29, Issue 4. Publication Year: 2010, Page(s): 37-39.

[74] S. H. Zainud-Deen, H. A. Malhat, and K. H. Awadalla "Investigation of Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Mounted on a Circular Cylindrical Ground Plane," Antennas ans Propagation society International Symposium (APSURSI) 2010 IEEE. Publication Year: 2010, Page(s): 1 - 4.

[75] ingping Liu, Huichang Zhao, "Cylindrical Conformal Omnidirectional Antenna Design," 2009 International Conference on Wireless Networks and Information Systems, Publication Year: 2009 , Page(s): 19 - 22.

[76] D. Liu, J. Akkermans, and B. Floyd, "A superstrate patch antenna for 60-GHz applications," Proc. of the 3rd European Conference on Antennas and Propagation, pp. 2592 – 2594, 23- 27 March 2009.

[77] S. H. Zainud- Deen, H. A. Malhat, and K. H. Awadalla, "A single feed cylindrical superquadric dielectric resonator antenna for circular polarization," Progress In Electromagnetics Research, PIER 85, pp. 409- 424, 2006.

[78] A. Perron, T.A. Denideni and A. Sebak, "High-Gain Hybrid Dielectric Resonator Antenna for Millimeter-Wave Applications: Design and Implementation," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, no. 10, October 2009.

[79] Y. Coulibaly, M. Nedil, T.A. Denideni and L.Talbi, "High Gain Cylindrical Dielectric Resonator with Superstrate for Broadband Millimeter-Wave Underground Mining Communications," 2010 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM] and the American Electromagnetics Conference [AMEREM], Publication Year: 2010, Page(s): 1 - 4.

[80] Min Liu; Zi-Rui Feng; Qun Wu; "A Millimeter-Wave Cylindrical Conformal Phased Microstrip Antenna Array," IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol 02, NO. 3, June 2010.

ANNEXE I

[4] H. Chorfi; M. Nedil; Y. Coulibaly; T.A. Denidni; I. Ben Mabrouk; L. Talbi; ”A Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Mounted an a Hollow Conformal Ground Plane at 60 GHz” IEEE (APSURSI) Antennas and Propagation Society. Spokane, Washington. July 2011. pp: 2577 - 2580.

[5] H. Chorfi; M. Nedil; T.A. Denidni; I. Ben Mabrouk; L. Talbi; ”Design of a 60 GHz Dielectric Resonator Antenna Array mounted on a Conformal Structure” IEEE (APSURSI) Antennas and Propagation Society. Chicago, Illinois. July 2012.

[6] H. Chorfi; M. Nedil; T.A. Denidni; I. Ben Mabrouk; L. Talbi; ”Design of a New Millimeter-Wave Conformal Array Dielectric Resonator Antenna” International Journal of Information sciences and computer Engineering (IJISCE). Accepted: Mai 2012.

A Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Mounted an a Hollow Conformal Ground Plane at 60 GHz.

H. Chorfi[(1)], M. Nedil[(1)], Y, Coulibaly[(1)],
[(1)] UQAT, LRTCS
Underground communication laboratory (LRTCS)
450 3E Avenue Local 103
Val-D'or, Canada

T.A. Denideni[(2)], L. Talbi[(3)], I. Benmabrouk[(3)]
[(2)] INRS-EMT, Place Bonaventure, 800 de la Gauchetière
Montréal, Canada
[(3)] Université du Québec en Outaouais, 101 St-J-Bosco
Gatineau, Canada

Abstract— **A design of millimeter-wave cylindrical dielectric resonator antenna operate at 60 GHz mounted on a hollow conformal ground plane is presented and analyzed. The effect of the radius curvature on the resonant frequency, the radiation pattern and antenna efficiency are discussed. The numerical results was performed using CST Microwave studio employing the Finite Integration Technique (FIT). Simulation results of the proposed antenna show a good performance in terms of bandwidth which is about 7.9% with (S11<- 10 dB) at 60 GHz. On other hand, the obtained gain and efficiency are 5.4 dBi and 98% respectively. This antenna is suitable for millimeter-wave underground communication.**

Keywords-component; Antennas; Conformal antenna; cylindrical Dielectric Resonator antenna.

I. INTRODUCTION

Antennas on conformal structures play considerable roles in modern communication systems such as the spatial domain multiple access (SDMA), smart antennas, beam-steering array antennas, radar systems, and aerospace applications [1]. Generally, conformal antenna is nonplanar, and it accords with the shape redesigned as an aircraft, high-speed train, missile body, etc. Assimilated with these structures, antenna will not cause an additional burden like friction of the air, aerodynamic, etc. [2]. Usually, a conformal antenna is cylindrical, spherical, or some other shape, with the radiating elements mounted on or integrated into the smoothly curved surface. The conformal antenna offer many advantages as a potential of 360° coverage, the level of unwanted radiation is minimal, low weight and the possibility of obtaining significant gains.

The large unlicensed bandwidth available and the intrinsic atmospheric attenuation by strong oxygen absorption (about 15 dB/km) enables higher frequency reuse and co-operation of more links in the same area with least interference at 60 GHz which make them very interesting for high-data-rate and short-range wireless communications [3]. The small wavelength allows the creation of small-size antennas and other parts of radio hardware. It also enables the development of low-cost radio devices. At this millimeter-wave band (60 GHz), compact and high performance antenna arrays are required. In fact, at millimeter-wave frequency, a horn antenna is generally used due to its high performance, but it is very bulky, heavy, and high cost [4]. To meet this demand, there has been much research conducted on planar microstrip antennas with various configurations, such as patch antennas, microstrip slot antennas, aperture-coupled microstrip antennas, stacked antennas [5]. However, at millimeter-wave bands, these microstrip configurations suffer from insertion loss due to the conductor. To overcome this problem and to offer a suitable size, new antennas based on dielectric resonators have been proposed at microwave bands [6].

Indeed, dielectric resonator antennas (DRAs) have recently attracted broad attentions in various applications due to their attractive performance in terms of high radiation efficiency, light weight, small size and low profile [6]. They can provide broad design flexibility in multi-frequency or further broadband operation. Different shapes of DRAs such as cylindrical, hemispherical, elliptical, pyramidal, rectangular, and triangular have been presented in the literature [7,8]. There are many studies about DRAs on a ground plane surface at millimeter-wave [9-11]. In the case of Dielectric Resonator (DR) on ground cylindrical surface, there are some studies [12-14] where the authors have worked for a conformal patch but there is no work on DRAs at 60 GHz.

In this contribution, a new cylindrical dielectric resonator antennas (CDRAs) with a conformal surface ground at 60 GHz is presented and investigated. The effect of the radius curvature on the resonant frequency, the radiation pattern and the antenna efficiency have also been discussed.

II. ANTENNA CONFIGURATION

Fig.1 shows the geometry of the proposed CDRAs. A single-element cylindrical dielectric resonator (CDR) designed on *Rogers RT 6010* having a radius $R_d = 1.135mm$, a height $H = 0.5mm$ and permittivity $\varepsilon_{r1} = 10.2$ is mounted on the surface of the hollow cylindrical ground of radius $R = 5mm$ and length $L = 12mm$.

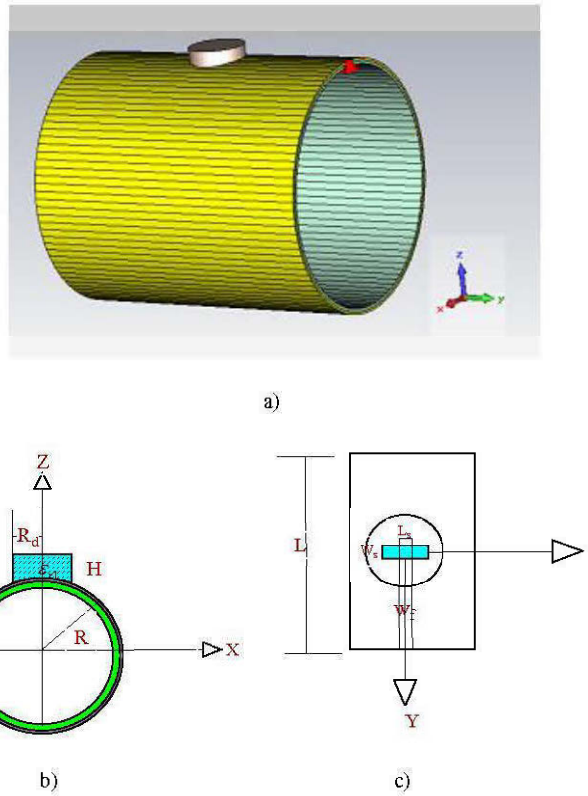


Figure 1: geometry of the proposed antenna.
a)- 3D, b)- View side, c)- Top side

The microstrip feed line is etched on *Rogers RT 5880* with a permittivity of $\varepsilon_{r2} = 2.2$, a height $H_s = 0.127mm$. In order to get 50Ω, the width of the micorstrip line is obtained by using Linecalc of Agilent and the optimized value is $W = 0.38mm$. To design this antenna, a CST microwave studio [15] is used to optimize the dimension such as W, L_s, W_s. The excitation from the microstrip line to the DR is coupled via a slot of width $W_s = 0.2mm$ and length $L_s = 1.6mm$. Whereas, the resonant mode of the proposed antenna is calculated by using equations reported in [16].

$$f_{TE_{01\delta}} = \frac{2.327}{\sqrt{\varepsilon_r + 1}} * \left(1 + 0.2131\frac{a}{h} - 0.00898\left(\frac{a}{h}\right)^2\right) * \frac{4.7713}{a} \quad (1)$$

$$f_{HE_{11\delta}} = \frac{6.324}{\sqrt{\varepsilon_r + 2}} * \left(0.27 + 0.36\frac{a}{2h} + 0.02\left(\frac{a}{2h}\right)^2\right) * \frac{4.7713}{a} \quad (2)$$

$$f_{EH_{11\delta}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} * \left(\begin{array}{l} 3.72 + 0.4464\frac{a}{2h} + 0.2232\left(\frac{a}{2h}\right)^2 \\ +0.0521\left(\frac{a}{2h}\right)^3 - 2.65e^{-1.25\frac{a}{2h}\left(1+4.7\frac{a}{2h}\right)} \end{array}\right) * \frac{4.77}{a} \quad (3)$$

$$f_{TE_{01\delta}} = \frac{2.327}{\sqrt{\varepsilon_r + 1}} * \left(1 + 0.2131\frac{}{h} - 0.00898\left(\frac{a}{h}\right)^2\right) * \frac{4.7713}{a} \quad (4)$$

After calculations, the resonant mode at 60 GHz is the hybrid mode $EH_{11\delta}$ with theoretical resonant frequency at 60.41 GHz.

III. Results and Discussion

Fig.2 shows the return loss (S_{11}) of both CDRAs and the DRAs on a planar surface. The resonant frequency of the proposed antenna is 59.68 GHz and the corresponding bandwidth is 7.9 %. For the DRAs on a planar surface, the resonant frequency is 60 GHz with a bandwidth of 15.41 %. Fig. 3 shows the radiation pattern in the E-plan and H-plan for (57GHz, 60GHz and 64 GHz). From these results, it can be noted that the radiation is broadside and stable within the ISM band.

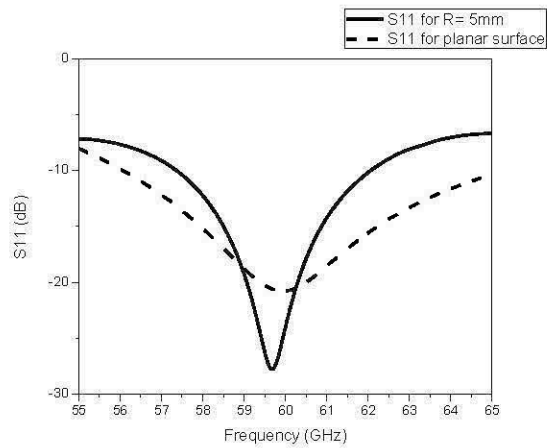


Figure 2: Simulated Return Loss (S_{11}) for R= λ= 5mm

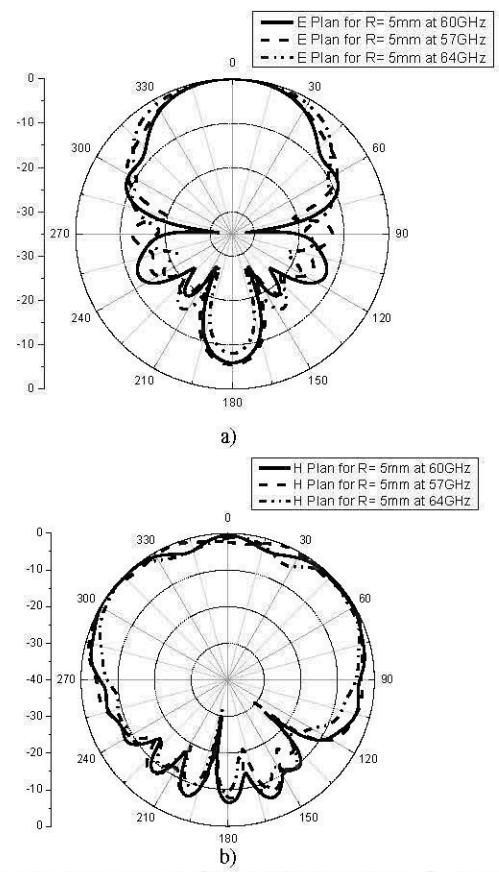


Figure 3: Radiation pattern a) E-Plan b) H-Plan for R= λ= 5mm.

Fig. 4 and Fig. 5 show the return loss (S_{11}) and radiation pattern for R= 2λ= 10mm and R= 3λ =15mm, respectively. From Fig. 4, it can be seen that the resonant frequency was shifted from 59.68 GHz (R= 5mm) to 60.34 GHz for (R= 10mm and R= 15mm). So, it can be concluded that over R= 10 mm, the resonant frequency still stable. However, the frequency range is increased from 7.9 % for R= 5mm to 9.47% for R= 15mm. Note that if the radius R of the hollow cylinder increases, the frequency range increase because the effect of the curved surface will be negligible and the characteristics of the antenna approach to a planar one.

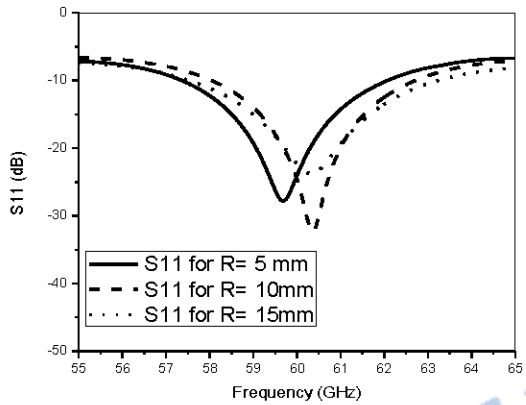


Figure 4: Simulated results of Return Loss (S_{11})

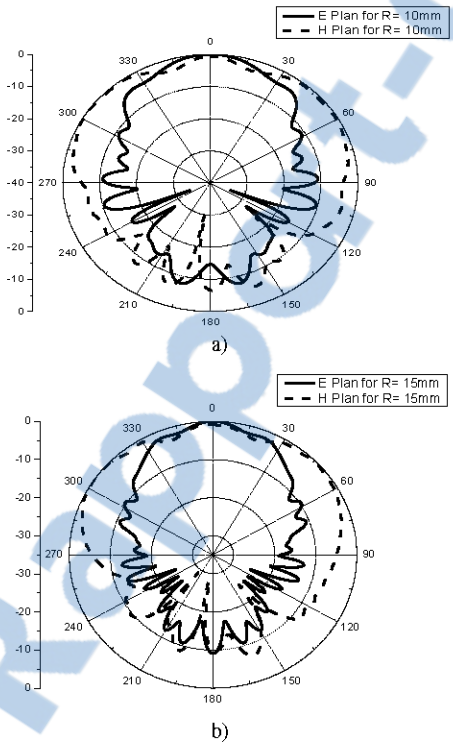


Figure 5: Radiation patterns: a) R= 10mm b) R= 15mm.

Fig. 6 and Fig. 7 show simulations results of the CDRAs gain and efficiency respectively. It can be showed that for R= 10mm, the antenna has the maximum of the gain and efficiency at 60 GHz with 5.951 dBi and 97.96% respectively.

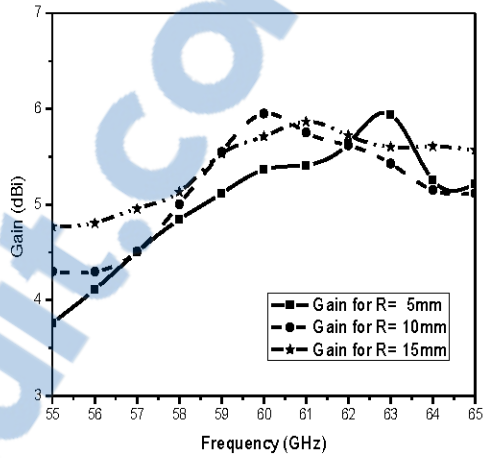


Figure 6: Simulation results of antenna Gain

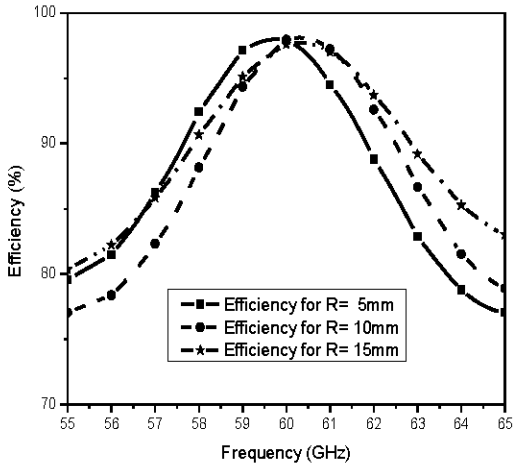


Figure 7: Simulation results of antenna efficiency

The simulated results of gain and efficiency for R=5mm, R= 10mm and R= 15mm are listed in table I

Radius (mm)	Gain (dBi)	Efficiency (%)
5	5.434	97.88
10	5.951	97.96
15	5.712	97.62

Table I: Gain and efficiency for the parametric study at 60 GHz.

Rapport-Gratuit.com

IV CONCLUSION

This paper presented the simulated results for the radiation characteristics of the single- element CDRA mounted on the surface of a metallic hollow circular conformal structure. The results showed that the resonance frequency of the antenna, the Gain, the efficiency and the radiation pattern are affected by tuning the radius of the cylindrical structure. The parametric study showed that the best of performance of the antenna on terms of Gain and efficiency is obtained for the value of R= 10mm with Gain 5.951 dBi and efficiency 97.88%. It can be concluded that if the radius of the curvature surface is more than 2λ, the characteristics of the antenna is almost as the planar one.

REFERENCES

[1] S. H. Zainud-Deen, H. A. Malhat, and K. H. Awadalla "Investigation of Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Mounted on a Circular Cylindrical Ground Plane," Antennas ans Propagation society International Symposium (APSURSI) 2010 IEEE. Publication Year: 2010 , Page(s): 1 - 4.

[2] ingping Liu, Huichang Zhao, "Cylindrical Conformal Omnidirectional Antenna Design," 2009 International Conference on Wireless Networks and Information Systems, Publication Year: 2009 , Page(s): 19 - 22.

[3] D. Liu, J. Akkermans, and B. Floyd, "A superstrate patch antenna for 60-GHz applications," Proc. of the 3rd European Conference on Antennas and Propagation, pp. 2592 – 2594, 23- 27 March 2009.

[4] J. Oh, T. Baek, D. Shin, J. Rhee and Sangwook Nam, "60-GHz CPW-fed dielectric-resonator-abovepatch (DRAP) antenna for broadband WLAN applications using micromachining technology," *Microwave and Optical Technology Letters,*, vol. 49, no. 8, pp. 1859-1861, May 2007.

[5] T. Seki, N. Honma, K. Nishigawa, and K. Tsunekawa, "A 60-GHz multilayer parasitic microstrip array antenna on LTCC substrate for system-on-package," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15, no. 5, May 2005, pp.339-341.

[6] Qinjiang Rao, Tayeb A. Denidni and Abdel R. Sebak, "A hybrid resonator antenna suitable for wireless communication applications at 1.9 and 2.45GHz," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, pp. July 2005.

[7] Yijun Zhou; Chi-Chih Chen; Volakis, IL., "Single-fed Circularly Polarized Antenna Element With Reduced Coupling for GPS Arrays," IEEE Trans. On Antennas and Propagation, voI.56,no.5, pp.1469-1472, May 2008

[8] D. Kajfez, and P. Guillon, Dielectric resonators, Artech House, Norwood, MA, 1986.

[9] S. H. Zainud- Deen, H. A. Malhat, and K. H. Awadalla, "A single feed cylindrical superquadric dielectric resonator antenna for circular polarization," Progress In Electromagnetics Research, PIER 85, pp. 409-424, 2006.

[10] A. Perron, T.A. Denideni and A. Sebak, "High-Gain Hybrid Dielectric Resonator Antenna for Millimeter-Wave Applications: Design and Implementation," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, no. 10, October 2009.

[11] Y. Coulibaly, M. Nedil, T.A. Denideni and L.Talbi, "High Gain Cylindrical Dielectric Resonator with Superstrate for Broadband Millimeter-Wave Underground Mining Communications," 2010 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM] and the American Electromagnetics Conference [AMEREM], Publication Year: 2010 , Page(s): 1 - 4.

[12] Bijumon, P.V.; Freundorfer, A.P.; Sayer, M.; Antar, Y.M.M.; "On-Chip Silicon Integrated Cylindrical Dielectric Resonator Antenna for Millimeter Wave Applications," Publication Year: 2007 , Page(s): 489 – 492.

[13] Min Liu; Zi-Rui Feng; Qun Wu; "A Millimeter-Wave Cylindrical Conformal Phased Microstrip Antenna Array," Microwave Conference, 2008 China-Japan Joint, Publication Year: 2008 , Page(s): 150 - 153.

[14] Lizhong Song; Miao Wang; Qun Wu; "Analysis and Calculation of Cylindrical Conformal Microstrip Antennas at 35 GHz," Publication Year: 2008 , Page(s): 1 - 5

[15] Computer Simulation Technology (CST), Microwave Studio, Version 2010.

[16] 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.

Design of a 60 GHz Dielectric Resonator Antenna Array mounted on a Conformal Structure

H. Chorfi[(1)], M. Nedil[(1)]
[(1)] UQAT, LRTCS
Underground communication laboratory (LRTCS)
450 3E Avenue Local 103
Val-D'or, Canada

T.A. Denideni[(2)], L. Talbi[(3)], I. Benmabrouk[(3)]
[(2)] INRS-EMT, Place Bonaventure, 800 de la Gauchetière
Montréal, Canada
[(3)] Université du Québec en Outaouais, 101 St-J-Bosco
Gatineau, Canada

Abstract— **A design of a new network millimeter-wave cylindrical dielectric resonator antenna operate at 60 GHz mounted on a hollow conformal ground plane is presented. The numerical results was performed using CST Microwave studio employing the Finite Integration Technique (FIT) and Ansoft HFFS employing the Finite Element Method (FEM). Good agreement between the simulation results obtained by CST and HFFS for the bandwidth and radiation pattern. On other hand, the obtained gain and efficiency are 8.25 dBi and 98% respectively. This antenna is suitable for millimeter-wave underground communication.**

I. Introduction

Today there is a deep interest in antenna systems with operate at frequencies in the millimeter-wave region (30-300 GHz). In actual fact, the large unlicensed bandwidth available and the intrinsic atmospheric attenuation by strong oxygen absorption (about 15 dB/km) enables higher frequency reuse and co-operation of more links in the same area with least interference at 60 GHz which make them very interesting for high-data-rate and short-range wireless communications [1]. The small wavelength allows the creation of small-size antennas and other parts of radio hardware. It also enables the development of low-cost radio devices.

Antennas on conformal structures play considerable roles in modern communication systems such as the spatial domain multiple access (SDMA), smart antennas, beam-steering array antennas, radar systems, and aerospace applications [1]. Generally, conformal antenna is nonplanar, and it accords with the shape redesigned as an aircraft, high-speed train, missile body, etc. Assimilated with these structures, antenna will not cause an additional burden like friction of the air, aerodynamic, etc [2]. Usually, a conformal antenna is cylindrical, spherical, or some other shape, with the radiating elements mounted on or integrated into the smoothly curved surface. The conformal antenna offer many advantages as a potential of 360° coverage, the level of unwanted radiation is minimal, low weight and the possibility of obtaining significant gains.

Dielectric resonators, which have been extensively utilized as microwave circuit elements, can also be used as effective radiators [3,4]. Cylindrical dielectric resonator antennas CDRAs offer wide impedance bandwidth, low Q-factor, and high radiation efficiency, as well as small size, low cost, and ease of excitation [5,6].

In this contribution, a network of two cylindrical dielectric resonator antennas (CDRAs) with a conformal surface ground at 60 GHz is presented and investigated. The radiation patterns and the antenna efficiency have also been discussed.

II. Antenna Configuration

Fig.1 shows the geometry of the proposed CDRAs. The two element cylindrical dielectric resonator (CDR) designed on Rogers RT 6010 having a radius R_d= 1.135 mm, a height H= 0.5 mm and permittivity ε_{r1}= 10.2 is mounted on the surface of the hollow cylindrical ground of radius R= 15 mm and length L= 12 mm.

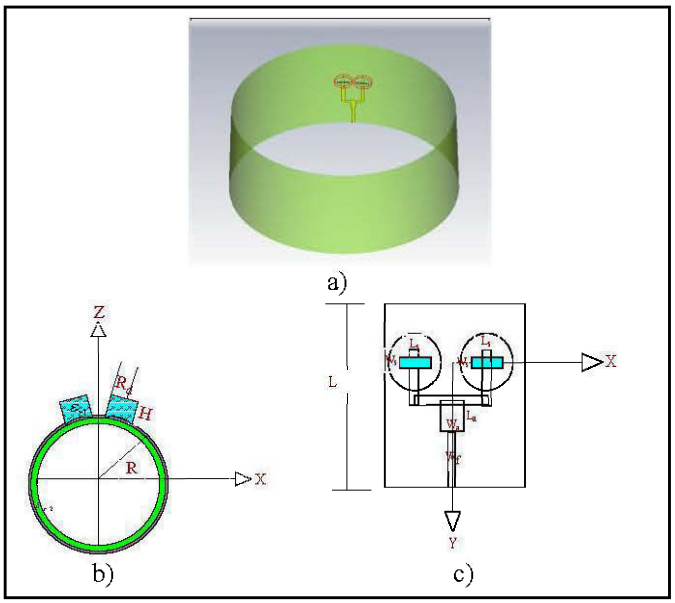


Figure 1. Geometry of the proposed antenna.
a)- 3D, b)- View side, c)- Top side.

The microstrip feed line is etched on Rogers RT 5880 with a permittivity of ε_{r2} = 2.2, a height H_s = 0.127 mm. In order to get 50Ω, the width of the micorstrip line is obtained by using Linecalc of Agilent and the optimized value is W= 0.38 mm. To design this antenna, a CST microwave studio and Ansoft

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

HFFS are used to optimize the dimension such as W, L_s, and W_s [7,8]. The excitation from the microstrip line to the DR is coupled via a slot of width W_s = 0.2 mm and length L_s=1.6 mm. The spacing between the two elements is $\lambda/2$ and to match the impedance to 50Ω, we used a quarter-wave ($\lambda_g/4$) of width W_a = 0.65 mm and length L_a=1.05 mm. For the CDRAs, the radiation mode is $HE_{11\delta}$ is excited and both have similar broadside radiation patterns and polarization.

III. Results and Discussion

Fig.2 shows the return loss (S_{11}) of the CDRAs simulated by CST MWS and HFFS. Since we have more than one CDR, there be a mutual coupling between them and give a lot of resonant frequencies. Results show that the resonant frequencies are (58.87GHz, 62 GHz) and (59 GHz, 61.9 GHz) for CST and HFSS simulation respectively. Fig.3 shows that the two graphs of E-plane and H-plane are similar and it can be noted that the radiation is broadside.

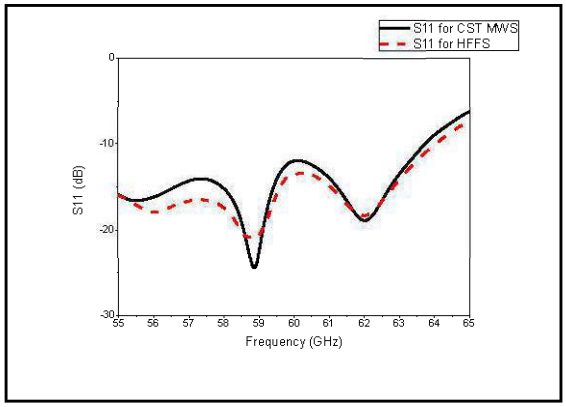


Figure 2: Simulated results of Return Loss (S_{11})

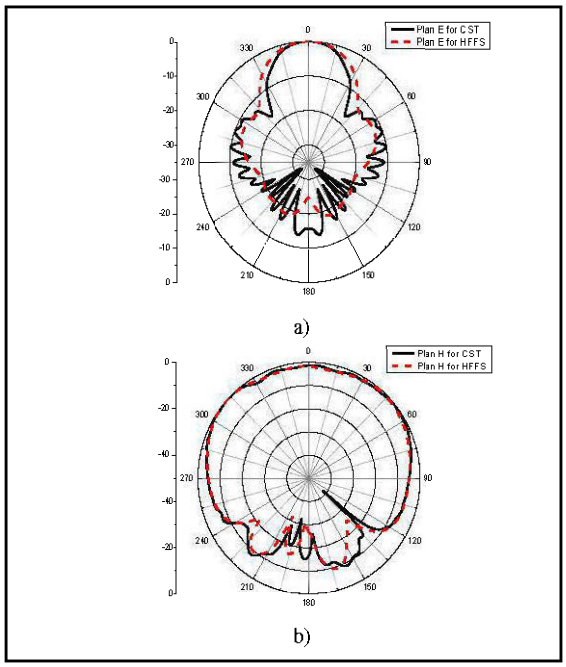


Figure 3: Radiation patterns: a) E-Plane b) H-Plane

The comparative simulated results of gain and efficiency of the proposed antenna and the antenna with single element are listed in table I .

TABLE I. GAIN AND EFFICIENCY.

Configuration	Gain (dBi)	Efficiency (%)
Single element	5.95	98.58
Array of two elements	8.25	98.25

IV Conclusion

This paper presented the simulated results for the radiation characteristics of network of two elements CDRA mounted on the surface of a metallic hollow circular conformal structure. The resonant frequency, return loss, radiation patterns, gain and efficiency have been investigated. The simulation showed that there is a good agreement of the results obtained by CST and HFSS. The network has increasing the Gain from 5.95 dBi to 8.25 dBi and the efficiency steal stable around 98%.

References

[1] J. Oh, T. Baek, D. Shin, J. Rhee and Sangwook Nam, "60-GHz CPW-fed dielectric-resonator-abovepatch (DRAP) antenna for broadband WLAN applications using micromachining technology," *Microwave and Optical Technology Letters*, , vol. 49, no. 8, pp. 1859-1861, May 2007

[2] ingping Liu, Huichang Zhao, "Cylindrical Conformal Omnidirectional Antenna Design," 2009 International Conference on Wireless Networks and Information Systems, Publication Year: 2009 , Page(s): 19 - 22.

[3] S. H. Zainud-Deen, H. A. Malhat, and K. H. Awadalla "Investigation of Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Mounted on a Circular Cylindrical Ground Plane," Antennas ans Propagation society International Symposium (APSURSI) 2010 IEEE. Publication Year: 2010 , Page(s): 1 - 4.

[4] S. H. Zainud- Deen, H. A. Malhat, and K. H. Awadalla, "A single feed cylindrical superquadric dielectric resonator antenna for circular polarization," Progress In Electromagnetics Research, PIER 85, pp. 409-424, 2006.

[5] A. Perron, T.A. Denideni and A. Sebak, "High-Gain Hybrid Dielectric Resonator Antenna for Millimeter-Wave Applications: Design and Implementation," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, no. 10, October 2009.

[6] Y. Coulibaly, M. Nedil, T.A. Denideni and L.Talbi, "High Gain Cylindrical Dielectric Resonator with Superstrate for Broadband Millimeter-Wave Underground Mining Communications," 2010 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM] and the American Electromagnetics Conference [AMEREM], Publication Year: 2010 , Page(s): 1 - 4.

[7] Computer Simulation Technology (CST), Microwave Studio, Version 2011.

[8] HFFS v.12.1, Ansoft Corporation, Pittsburg, PA, USA.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Design of a New Millimeter-wave Conformal Array Dielectric Resonator Antenna

H. Chorfi[(1)], M. Nedil[(1)]
[(1)] UQAT, LRTCS
Underground communication laboratory (LRTCS)
450 3E Avenue Local 103
Val-D'or, Canada

I. Benmabrouk[(1,3)], T.A. Denidni[(2)], L. Talbi[(3)]
[(2)] INRS-EMT, Place Bonaventure, 800 de la Gauchetière
Montréal, Canada
[(3)] Université du Québec en Outaouais, 101 St-J-Bosco
Gatineau, Canada

Abstract — A design of a new array millimeter-wave cylindrical dielectric resonator antenna, operates at 60 GHz mounted on a conformal ground plane substrate is presented. Simulations are performed using both CST Microwave studio employing the Finite Integration Technique (FIT) and Ansoft HFSS employing the Finite Element Method (FEM). Good agreement is obtained for main antenna characteristics such as the return loss and radiation pattern. Furthermore, the obtained gain of a single antenna element is improved from 5.95 dBi to 10.85 dBi using an array of four antenna elements.

Keywords-component; Antennas; Conformal antenna; cylindrical Dielectric Resonator antenna.

I. INTRODUCTION

Antennas on conformal structures play considerable roles in modern communication systems such as the spatial domain multiple access (SDMA), smart antennas, beam-steering array antennas, radar systems, and aerospace applications [1]. Generally, conformal antenna is nonplanar, and it accords with the shape redesigned as an aircraft, high-speed train, missile body, etc. Assimilated with these structures, antenna will not cause an additional burden like friction of the air, aerodynamic, etc [2]. Usually, a conformal antenna is cylindrical, spherical, or some other shape, with the radiating elements mounted on or integrated into the smoothly curved surface. The conformal antenna offer many advantages as a potential of 360° coverage, the level of unwanted radiation is minimal, low weight and the possibility of obtaining significant gains.

Dielectric resonator antennas (DRAs) have recently attracted broad attention in various applications due to their attractive performance in terms of high radiation efficiency, light weight, small size and low profile [3]. They can provide broad design flexibility in multi-frequency or further broadband operation.

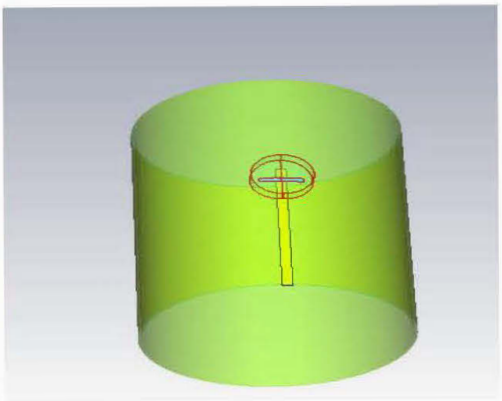
In addition, the large unlicensed bandwidth available and the intrinsic atmospheric attenuation by strong oxygen absorption (about 15 dB/km) enables higher frequency reuse and co-operation of more links in the same area with least interference at 60 GHz which make them very interesting for high-data-rate and short-range wireless communications [4]. The small wavelength allows the creation of small-size antennas and other parts of radio hardware. It also enables the development of low-cost radio devices. Therefore, compact and high performance antenna arrays are required at millimeter-wave band (60 GHz).

In fact, different shapes of DRAs such as cylindrical, hemispherical, elliptical, pyramidal, rectangular, and triangular have been presented in the literature [5-7]. Since the antenna gain of a DRA is limited to about 5 dBi, different types of DRA arrays have been studied for increasing the antenna gain [8-9]. Many studies have been presented about DRAs on a ground plane surface at millimeter-wave [10-11]. Moreover, some others proposed conformal patch at 35 GHz [12-14]. However, to the best of our knowledge, no work dealing with DRAs on cylindrical ground surface at 60 GHz is presented to date.

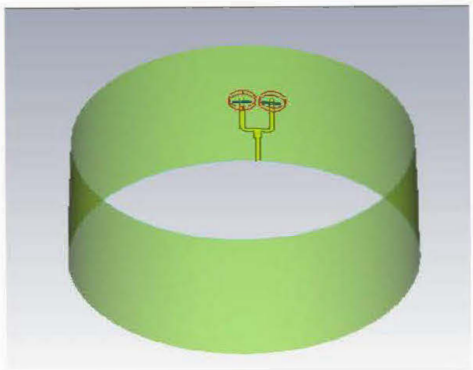
In this paper, the array performance of cylindrical DRA mounted on a conformal surface ground at 60 GHz is investigated using single, 2 and 4 elements. The effects of the number of elements on the resonant frequency, the radiation pattern and the antenna efficiency are discussed. Thanks to an appropriate feed arrangement, the DRA elements can be used to form DRA arrays with directional radiation patterns providing enhanced antenna gain which can be used for several applications such as terrestrial communication and radar applications. Furthermore, the DRA elements can also be phased to form adaptive arrays or functional arrays with beam-steering capability.

II. ANTENNA CONFIGURATION

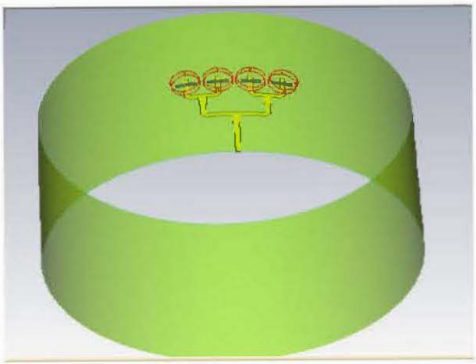
Fig.1 shows the geometry of the proposed Cylindrical Dielectric Resonator Antennas (CDRAs), where a) shows the single-element, b) shows an array of two elements and c) an array of four elements. Moreover, the CDRA is designed on Rogers RT 6010 having a radius R_d= 1.135mm, a height H= 0.5 mm and permittivity ε_{r1}= 10.2.



a)



b)



c)

Figure 1: geometry of the proposed antennas.
a) Single element, b) Array of two elements, c) Array of four elements

For the single antenna element, the microstrip feed line is etched on Rogers RT 5880 with a permittivity of $\varepsilon_{r2} = 2.2$, a height $H_s = 0.127$mm. Furthermore, the microstrip conformal feed line was analyzed and designed using the conformal mapping technique. This technique is simpler and gives more accurate results compared to other existing methods. In fact, by the transformation methods developed in [15], cylindrical microstrip lines are transformed into planar microstrip lines which are readily analyzed. Based on these rigorous derivations, exact expression of the characteristic impedance for these transmission lines is developed. It is shown in [15] that the characteristic impedance of cylindrical microstrip line depends on the substrate, the curvature of the structure and the angular width of the line [15]. Therefore, the microstrip line width is calculated to be W= 0.38mm. The excitation from the microstrip line to the DRA is coupled via a slot of width W_s= 0.2mm and length L_s=1.6mm. For the case b) and c) where there are two and four CDRA, the spacing between them is set to $\lambda_0/2$. The T-junction type divider is used for forming the power divider of the antenna array feed network owing to it have simple and symmetrical structure. Thus the total output impedance at the right side of the junction (Parallel impedances) is equal to the input impedance and maintains the matched condition. The quarter-wave transformers are calculated to match the transmission lines at the outputs of the divider with impedance Z_0 to the desired impedance at the junction. In fact, the quarter-wave width W_a and length L_a is calculated to be 0.65 mm and 1.05 mm respectively.

Moreover, the resonant mode of the proposed antenna is calculated by using equations [16]:

$$f_{HH_{11\delta}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} * \left\{ \begin{array}{l} 3.72 + 0.4464\frac{a}{2h} + 0.2232\left(\frac{a}{2h}\right)^2 \\ +0.0521\left(\frac{a}{2h}\right)^3 - 2.65e^{-1.25\frac{a}{2h}\left(1+4.7\frac{a}{2h}\right)} \end{array} \right\} * \frac{4.7713}{a}$$

Where

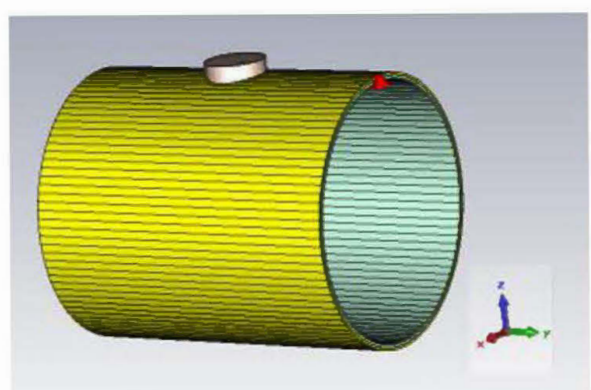
a: radius of the DR,
h: height of the DR
ε_r : permittivity of the substrate of the DR.

After calculations, the resonant mode at 60 GHz is the hybrid mode $HE_{11\delta}$ with theoretical resonant frequency at 60.41 GHz.

III. Results and Discussion

A. Single element configuration:

As a first step, a single antenna element is simulated. The layout, view and top sides are presented in Fig. 2. The radius of the cylinder is R = 5 mm.



a)

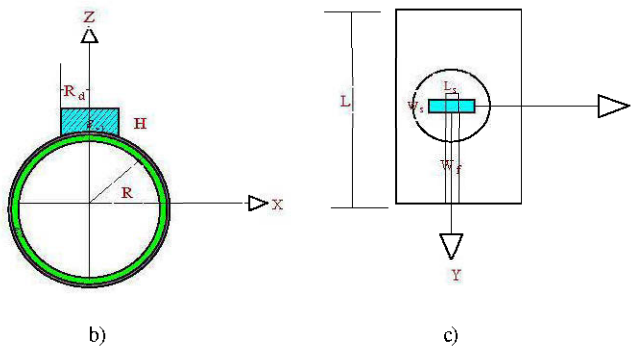


Figure 2: a)- 3D , b)- View side, c)- Top side

Fig.3 shows the comparison between return loss (S_{11}) of CDRAs and DRAs on a planar surface. The resonant frequency of the proposed antenna is 59.68 GHz and the corresponding bandwidth is 7.9 %. For the DRAs on a planar surface, the resonant frequency is 60 GHz with a bandwidth of 15.41 %. Fig. 4 shows the radiation pattern in the E-plane and H-plane for (57GHz, 60GHz and 64 GHz). From these results, it can be noted that the radiation is broadside and stable within the ISM band.

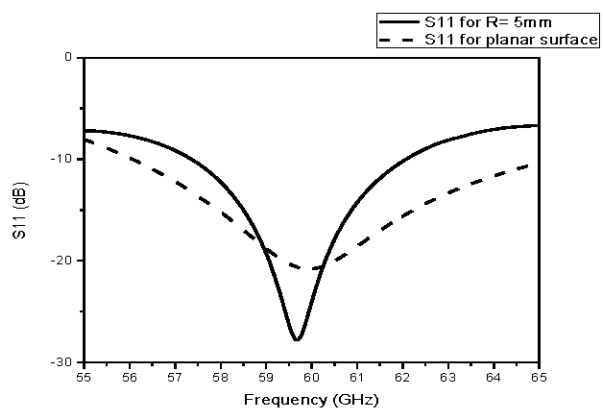
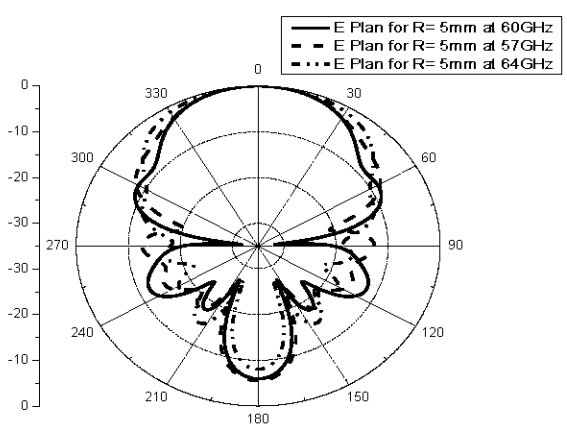
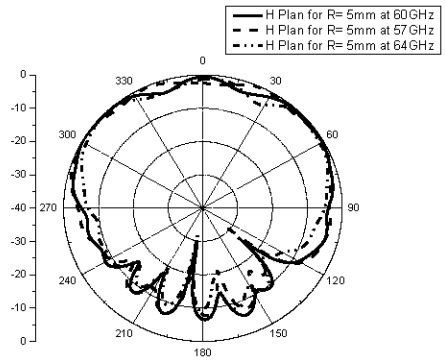


Figure 3: Simulated Return Loss (S_{11}) for R = λ= 5mm



a)



b)

Figure 4: Radiation pattern a) E-Plane b) H-Plane for R = λ = 5mm.

In order to get an insight about the impact of the radius of the cylindrical ground structure, parametric studies are performed. Fig. 5 and Fig. 6 show the return loss (S_{11}) and radiation pattern for R = 2λ = 10 mm and R = 3λ = 15 mm, respectively. From Fig. 5, it can be seen that the resonant frequency was shifted from 59.68 GHz (R= 5mm) to 60.34 GHz for (R = 10 mm and R = 15 mm). So, it can be concluded that over R = 10 mm, the resonant frequency still stable. However, the frequency range is increased from 7.9 % for R= 5 mm to 9.47% for R= 15 mm. Note that if the radius R of the hollow cylinder increase, the frequency range increases because the effect of the curved surface will be negligible and the characteristics of the antenna approach to a planar one.

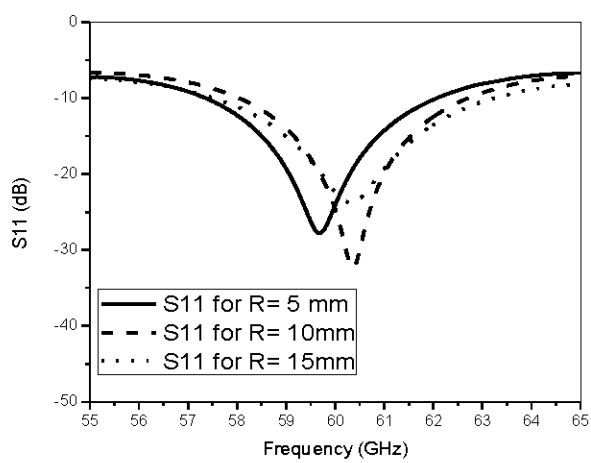


Figure 5: Simulated results of Return Loss (S_{11})

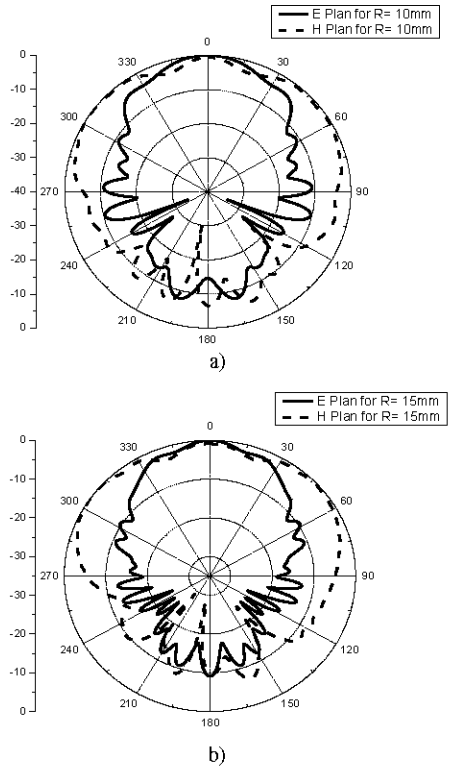


Figure 6: Radiation patterns: a) R = 10 mm b) R = 15 mm.

Fig. 7 shows simulations results of the CDRAs gain. It can be showed that for R= 10 mm, the antenna has the maximum of the gain at 60 GHz with 5.95 dBi.

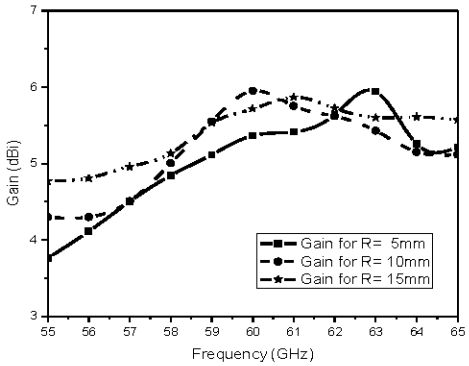


Figure 7: Simulation results of antenna Gain

The simulated results of gain and efficiency for R=5mm, R= 10mm and R= 15mm are listed in table I

Table I: Gain for the parametric study at 60 GHz.

Radius (mm)	Gain (dBi)	Efficiency (%)
5	5.45	97.88
10	5.95	97.96
15	5.71	97.62

Hence, a radius R= 10mm for the configuration of single element is selected. Moreover, the CDRA is designed on Rogers RT 6010 having a radius R_d= 1.135mm, a height H= 0.5 mm and permittivity ε_{r1}= 10.2 is mounted on a cylindrical substrate of a length of L= 12 mm and radius R= 10 mm, 15 mm for the single element and both the two and four elements respectively. Furthermore, for validation purposes HFSS software is used in addition to CST MWS. Fig.8 shows the return loss (S_{11}) of the CDRAs simulated by CST MWS and HFSS. Results show almost good agreement between the two simulations. In fact, the resonant frequency is 59.68 GHz and 59.80 GHz and the corresponding bandwidth is 10.60 % and 16.67 % for CST and HFSS simulation respectively.

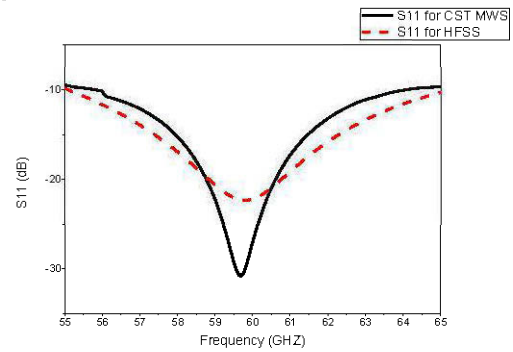


Figure 8: Simulated Return Loss (S_{11}) for single element.

Fig. 9 shows the radiation pattern in the E-plane and H-plane for the two simulations at 60GHz. Results shows that the two simulations are almost similar and it can be noted that the radiation is broadside.

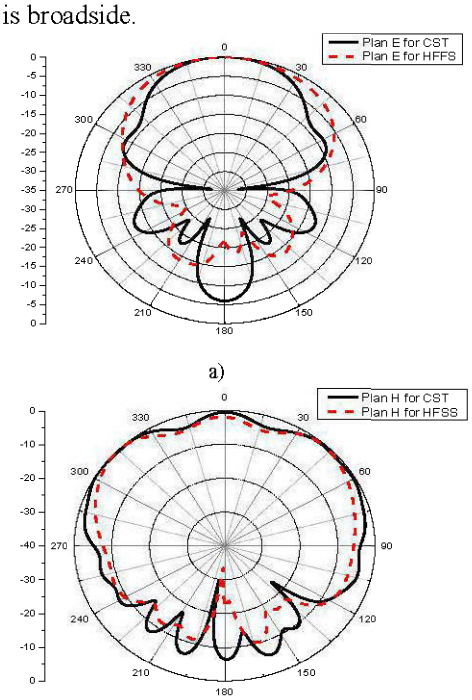


Figure 9: Radiation pattern a) E-Plane b) H-Plane for single element.

B. Array of two elements

Fig.10 shows the return loss (S_{11}) of the CDRAs simulated by CST MWS and HFSS. Since we have more than one CDRA, there is a mutual coupling between them and generate a lot of resonant frequencies. Results show that the resonant frequencies are (58.87GHz, 62 GHz) and (58.9 GHz, 61.9 GHz) for CST and HFSS simulation respectively. Fig.11 shows that the two graphs of E-plane and H-plane are similar and it can be noted that the radiation is broadside and stable within the ISM band for the antenna of the array of two CDRAs.

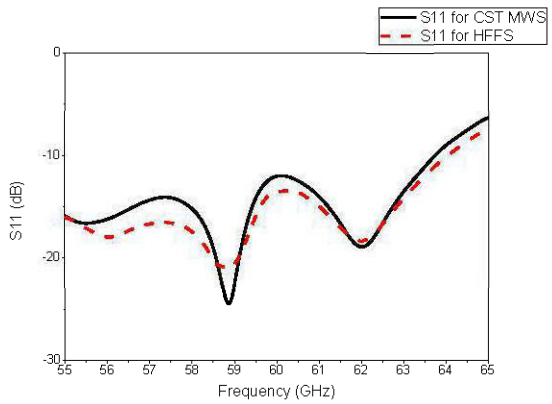
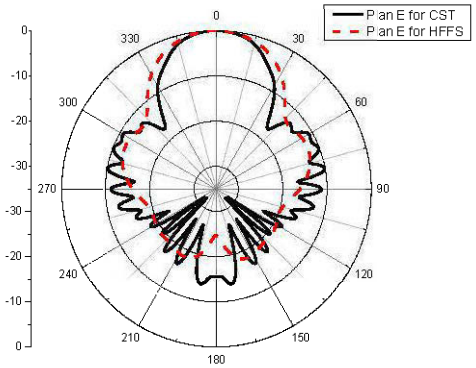
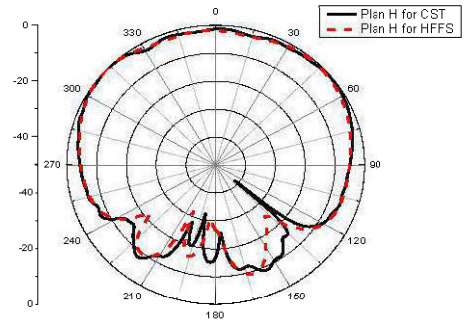


Figure 10: Simulated results of Return Loss (S_{11}) for an array of two elements.



a)



b)

Figure 11: Radiation patterns: a) E-Plane b) H-Plane for an array of two elements.

C. Array of four elements:

Fig.12 shows the return loss (S_{11}) of the CDRAs simulated using CST MWS and HFSS. Results show that the resonant frequency is around 61 GHz covering the entire frequency band for both CST and HFSS respectively. Fig.13 shows the radiation pattern for E-plane and H-plane simulated by CST and HFSS. Good agreement is observed between the two results and it is broadside and stable within the ISM band.

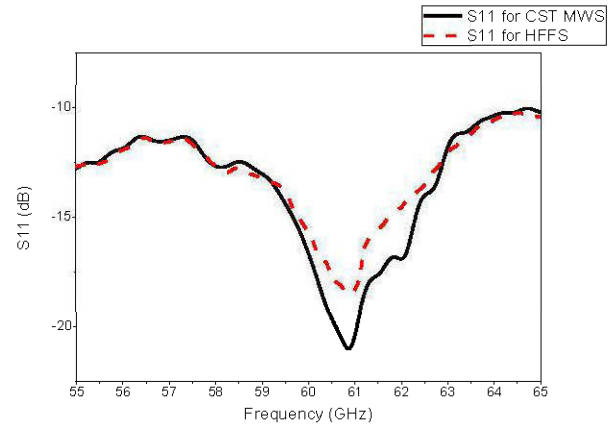
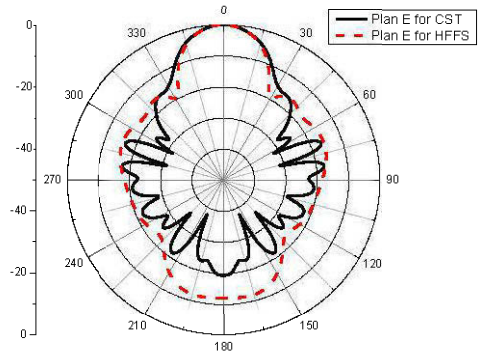
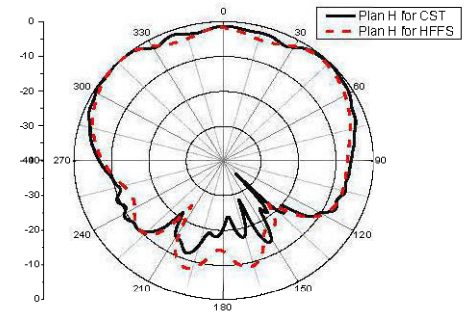


Figure 12: Simulated results of Return Loss (S_{11}) for an array of four elements.



a)



b)

Figure 13: Radiation patterns: a) E-Plane b) H-Plane for an array of four elements.

Fig.14 displays the overall comparison of the antenna gains for the single, two and four elements. The gain of the four element array at its resonant frequency (60GHz) is about 10.85 dBi, which is 2.60 dBi and 4.90 dBi higher than those of the two and single element, respectively. Note that the gains are near their maximum values around the resonances, which is to be expected. Fig.15 shows the efficiency of the three configurations. Results show that if we increase the number of elements in the array, the efficiency decreases but it is still acceptable around 98%.

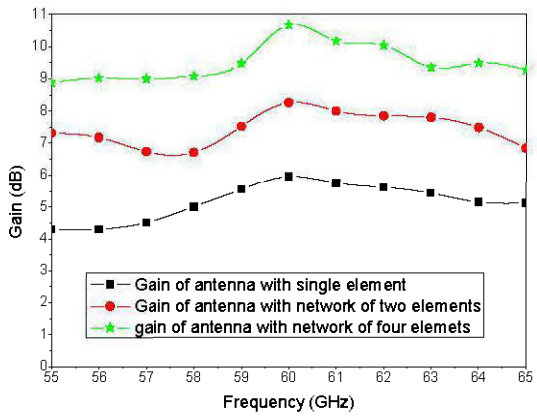


Figure 14: Simulation results of antenna Gain

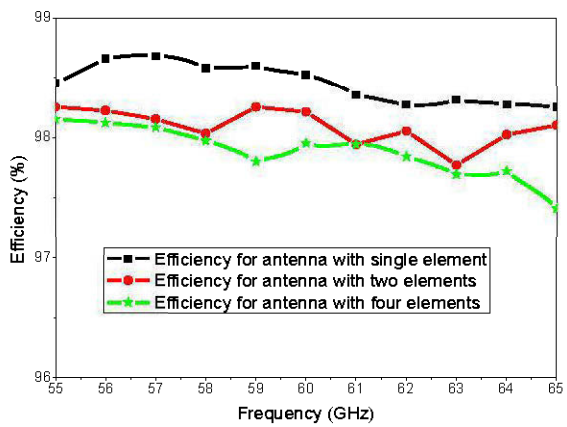


Figure 15: Simulation results of antenna efficiency

The simulated results of gain and efficiency of the three configurations are listed in table II.

Table II: Gain and efficiency for the three configurations at 60 GHz.

Configuration	Gain (dBi)	Efficiency (%)
Single element	5.95	98.58
Array of two elements	8.25	98.25
Array of four elements	10.85	98.02

We have increased the number of elements to have the maximum of gain. Furthermore, after four elements, it's hard to match the line to 50Ω. However, the purpose of our conformal antenna is to get 360° of coverage. Moreover, the spacing between the elements is λ/2. Thus, nine arrays of four elements are needed to cover the entire cylinder. An angle of 40° is set between the two adjacent arrays as it's showed by Fig.16. This angle is chosen according to the antenna beam width in order to get orthogonal beams. In addition, Fig.17 shows the result of simulated radiation pattern. Thanks to conformal structure, coverage of 360° is achieved.

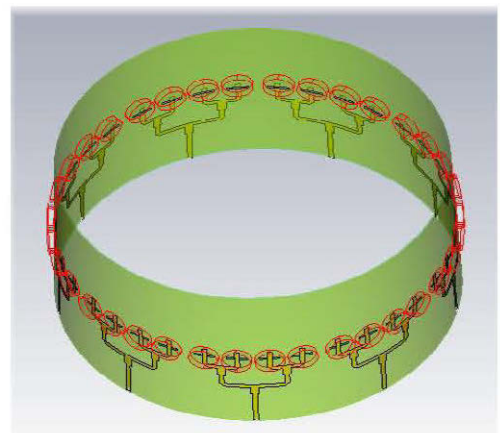


Figure 16: Geometry of the configuration of 9 arrays of four elements.

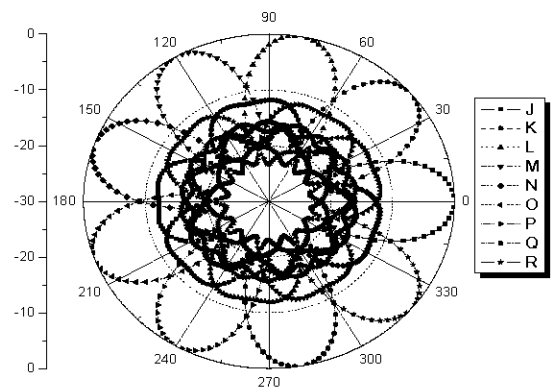


Figure 17: Simulation results of the radiation pattern.

IV Conclusion

This paper presents simulated results by CST and HFSS for the radiation characteristics of three configurations of CDRA mounted on the surface of a metallic hollow cylindrical conformal structure. We have increased the number of radiating elements in order to increase the gain. Results show that, the gain is increased from 5.95 dBi for the single element structure to 10.85 dBi for the structure with array of four elements. However, the efficiency is decreased because the effect of mutual coupling between the radiating elements but it is still acceptable around 98%. Good agreement between the

Rapport-gratuit.com
Le numero 1 mondial du mémoires

results of CST and HFSS for the radiation pattern of E-plane and H-plane for the three configurations. Simulations demonstrate that nine arrays of four elements are needed to achieve 360° coverage.

REFERENCES

[1] ingping Liu, Huichang Zhao, "Cylindrical Conformal Omnidirectional Antenna Design," 2009 International Conference on Wireless Networks and Information Systems, Publication Year: 2009 , Page(s): 19 - 22.

[2] S. H. Zainud-Deen, H. A. Malhat, and K. H. Awadalla "Investigation of Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Mounted on a Circular Cylindrical Ground Plane," Antennas and Propagation society International Symposium (APSURSI) 2010 IEEE. Publication Year: 2010 , Page(s): 1 - 4.

[3] Qinjiang Rao, Tayeb A. Denidni and Abdel R. Sebak, "A hybrid resonator antenna suitable for wireless communication applications at 1.9 and 2.45GHz," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, pp. July 2005.

[4] D. Liu, J. Akkermans, and B. Floyd, "A superstrate patch antenna for 60-GHz applications," Proc. of the 3rd European Conference on Antennas and Propagation, pp. 2592 – 2594, 23- 27 March 2009.

[5] Yijun Zhou; Chi-Chih Chen; Volakis, IL., "Single-fed Circularly Polarized Antenna Element With Reduced Coupling for GPS Arrays," IEEE Trans. On Antennas and Propagation, voI.56,no.5, pp.1469-1472, May 2008

[6] D. Kajfez, and P. Guillon, Dielectric resonators, Artech House, Norwood, MA, 1986.

[7] S. H. Zainud- Deen, H. A. Malhat, and K. H. Awadalla, "A single feed cylindrical superquadric dielectric resonator antenna for circular polarization," Progress In Electromagnetics Research, PIER 85, pp. 409-424, 2006.

[8] W. M. Abdel Wahab, D. Busuioc, and S. Safavi-Naeini, "Millimeter-Wave High Radiation Efficiency Planar Waveguide Series-Fed Dielectric Resonator Antenna (DRA) Array: Analysis, Design, and Measurements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, pp. 2834 - 2843, 2011.

[9] W. M. Abdel Wahab, D. Busuioc, and S. Safavi-Naeini, "Low cost planar waveguide technology-based Dielectric Resonator Antenna (DRA) for millimeter-wave applications: Analysis, design, and fabrication," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, pp. 2499–2507, 2010.

[10] A. Perron, T.A. Denideni and A. Sebak, "High-Gain Hybrid Dielectric Resonator Antenna for Millimeter-Wave Applications: Design and Implementation," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, no. 10, October 2009.

[11] Y. Coulibaly, M. Nedil, T.A. Denideni and L.Talbi, "High Gain Cylindrical Dielectric Resonator with Superstrate for Broadband Millimeter-Wave Underground Mining Communications," 2010 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM] and the American Electromagnetics Conference [AMEREM], Publication Year: 2010 , Page(s): 1 - 4.

[12] Bijumon, P.V.; Freundorfer, A.P.; Sayer, M.; Antar, Y.M.M.; "On-Chip Silicon Integrated Cylindrical Dielectric Resonator Antenna for Millimeter Wave Applications," Publication Year: 2007 , Page(s): 489 – 492.

[13] Min Liu; Zi-Rui Feng; Qun Wu; "A Millimeter-Wave Cylindrical Conformal Phased Microstrip Antenna Array," Microwave Conference, 2008 China-Japan Joint, Publication Year: 2008 , Page(s): 150 - 153.

[14] Lizhong Song; Miao Wang; Qun Wu; "Analysis and Calculation of Cylindrical Conformal Microstrip Antennas at 35 GHz," Publication Year: 2008 , Page(s): 1 - 5.

[15] L.R. Zeng and Y.Wang, " Accurate Solutions of Elliptical and Cylindrical Striplines and Microstrip lines, " IEEE trans.Microwave Theory Tech., vol. 34, pp. 259-265, Feb 1986.

[16] H, Chorfi; M, Nedil; Y, Coulibaly; T.A , Denidni;I, Ben Mabrouk; L, Talbi; "A Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Mounted an a Hollow Conformal Ground Plane at 60 GHz" IEEE Antennas and Propagation (APSURSI), Publication Year: 2011 , Page(s): 2577 - 2580.

Papers Gratuit.com