

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DES FRERES MENTOURI CONSTANTINE
FACULTE DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**

N° d'ordre :

Série : THESE

**Présentée pour obtenir le diplôme de Doctorat en Sciences
Spécialité : Electronique
Option : Hyperfréquences**

Thème

***Etude et conception d'antennes à résonateurs
diélectriques. Application à la réalisation d'une
antenne reconfigurable***

Présentée Par:

BEHLOUL Abla Epouse BACHKHAZNAJJI

Présidente : Mme. S. LASSOUED

Professeur, U. F. M. Constantine

Rapporteurs : Mr. A. BENGHALIA

Professeur, U. F. M. Constantine

Mr. T. A. DENIDNI

**Professeur, INRS. Université
du Québec, Canada**

Examineurs : Mr. M. BENSLAMA

Professeur, U. F. M. Constantine

Mr. D. BENATIA

Professeur, U.M. B. Batna 2

Mr. S. REDADAA

Professeur, U. Guelma

Invité : Mr. T. FORTAKI

Professeur, U.M.B. Batna 2

Soutenue le: 08 / 06 / 2017

Remerciements

Le travail décrit dans cette thèse de Doctorat s'est déroulé au sein de deux laboratoires de recherche ; le laboratoire Hyperfréquence et Semiconducteur (LHS) de l'Université des frères Mentouri Constantine, sous la direction du Professeur **BENGHALIA Abdelmadjid**, et le laboratoire Radio-Frequency (RF) de l'Institut National de la Recherche Scientifique INRS à Montréal-Canada, sous la direction du Professeur **DENIDNI Tayeb Ahmed**.

Avant tout, nous remercions « allah » le tout puissant. C'est grâce à lui que nous avons eu la foi et la force pour accomplir ce travail.

Je tiens tout d'abord à remercier, monsieur **BENGHALIA Abdelmadjid**, Professeur à l'université des frères Mentouri Constantine, pour m'avoir accepté et diriger ma thèse. Je le remercie pour sa disponibilité, son encadrement, son expérience et surtout sa patience au cours de ma rédaction.

Bien évidemment, je remercie Monsieur **DENIDNI Tayeb Ahmed**, pour les idées, les conseils et les remarques pertinentes, qui m'ont aidé à accomplir mon travail dans de bonnes conditions au cours de mon stage de formation.

J'exprime ma profonde gratitude aux membres du jury qui ont évalué cette thèse.

A Madame **LASSOUED Saida** professeur à l'Université des frères Mentouri Constantine pour avoir accepté de juger ces travaux ainsi que de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance.

Je tiens également à remercier à Monsieur **BENSLAMA Malek** professeur à l'université des frères Mentouri Constantine pour l'intérêt qu'il porte à notre travail en acceptant d'examiner avec sa rigueur scientifique nos contributions de recherche.

Toute ma gratitude va à Monsieur **BENATIA Djamel**, professeur à l'université de Batna 2, pour avoir accepté d'évaluer ce travail.

J'adresse mes remerciements à Monsieur **REDADAA Salah** professeur à l'université de Guelma pour m'avoir fait l'honneur de participer à mon jury de thèse.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Monsieur **FORTAKI Tarek** pour son aide malgré ses nombreuses charges.

Mes remerciements vont aussi à tous mes collègues et les membres du laboratoire LHS de la faculté des Sciences de la technologie et en particulier mon collègue «**MESSAOUDENE Idriss**». Même si je ne trouve pas les mots pour le remercier, qu'allah le protège et le récompense pour son aide et ses conseils.

Je n'oublie pas non plus, Madame **AISSAOUI Chafika**, pour sa gentillesse, sa générosité et sa convivialité et son soutien moral.

Mes remerciements à tous les enseignants du département d'électronique de l'université des frères Mentouri Constantine, qui ont veillé à notre formation.

Je tiens à remercier aussi tous mes collègues et mes amis pour les très bons moments passés ensemble durant ces années de recherche et tous ceux qui m'ont soutenus.

Enfin, j'exprime mes remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

*À la mémoire de mon père **Abdelhamid,***

*À ma chère mère **Yasmina,***

*À mon cher mari **Hacene,***

*À mon fils **Amjed,***

*À mes frères **Redha, Seif eddine***

*À mes sœurs **Amel, Nawel, Hakima, Lamia,***

*À mon beau père **Sidi AZOUZ,***

*À la mémoire de belle **Aajiba,***

*À tous les familles **BEHLOUL, BACHKHAZNADJI, BESTANDJI, DADOU, MEDJANI***

À toutes mes amies et collègues.

À ABLA BEHLOUL

Table des matières

Introduction générale.....	01
Chapitre I : Les antennes à résonateurs diélectriques	
I.1 Généralités.....	03
I.2 Historique.....	03
I.3 Différentes formes d'antennes à résonateurs diélectriques (ARDs).....	04
I.4 Les différentes techniques d'excitation d'une antenne à résonateur diélectrique....	05
I.4.1 Alimentation par contact direct.....	05
I.4.2 Alimentation sans contact.....	07
I.5 Les avantages des antennes RDs.....	08
I.6 Antenne à résonateur diélectrique rectangulaire(ARDR).....	08
I.6.1 Introduction.....	08
I.6.2 Mode de résonance.....	09
I.6.3 La fréquence de résonance et carte des champs.....	09
I.6.4 Facteur de qualité et bande passante.....	11
I.7 Antenne à résonateur diélectrique triangulaire(ARDT).....	12
I.7.1 Introduction.....	12
I.7.2 Mode et fréquence de résonance.....	12
I.8 Les antennes reconfigurables.....	13
I.8.1 Définition d'une antenne reconfigurable.....	13
I.8.2 avantages et inconvénients d'une antenne reconfigurable.....	13
I.8.3 Type d'antenne reconfigurable.....	14
I.8.4 Antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement par diodes PIN...	14
I.9 Conclusion.....	15
I.10 Bibliographie du chapitre I.....	16

Chapitre II : Modélisation d'une antenne à résonateur diélectrique

II.1 Introduction.....	20
II.2 Principe de la méthode des différences finies dans le domaine temporel en 3D.....	20

II .3 La résolution numérique des équations de Maxwell.....	20
II .4 La méthode des différences finies centrées temporelle.....	22
II .5 La discrétisation des équations de Maxwell.....	23
II .5 .1 Discrétisation spatiale : le schéma de Yee.....	23
II .5 .2 La discrétisation temporelle.....	26
II .6 Problème numérique de la méthode FDTD.....	26
II .6 .1 Détermination de critère de stabilité : Le critère CFL.....	26
II .6 .2 Dispersion numérique.....	27
II .7 Choix de l'excitation.....	27
II .8 Equations implémentées dans l'algorithme de la FDTD en 3D.....	28
II .9 Conditions aux limites d'absorption	30
II .10 Conclusion.....	34
II .11 Bibliographie du chapitre II.....	35

Chapitre III : Analyse d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire

III .1 Introduction.....	37
III .2 Calcul du coefficient de réflexion S_{11} et de l'impédance d'entrée.....	37
III .2 .1 Coefficient de réflexion d'une antenne.....	37
III .3 Calcul du couplage entre les éléments rayonnants.....	38
III .4 Etude d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire simple (ARDR) alimentée par couplage par fente	38
III .4 .1 Description de la géométrie de l'antenne.....	38
III .4 .2 Paramètres de la simulation FDTD.....	40
III .4 .3 Résultats et discussion.....	40
III .4 .3 .1 Le champ transmis, le coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée.....	40
III .4 .3 .2 Diagramme de rayonnement.....	42
III .4 .3 .3 Etude paramétrique	43
❖ L'effet de la longueur de fente de couplage.....	43
❖ L'effet de largeur de fente de couplage.....	44
❖ L'effet de la permittivité du résonateur ϵ_{rd}	45
❖ Cas de la permittivité $\epsilon_{rd} = 100$	46

❖ L'effet de la position de l'élément rayonnant.....	47
III .5 Etude comparative entre deux structures : une structure à une fente et une structure à deux fentes.....	48
III .5 .1 Description de la géométrie des deux structures.....	48
III .5 .2 Coefficient de réflexion et impédance d'entrée.....	49
III .6 Etude comparative entre une antenne élémentaire et un réseau d'antennes à 2 ARDs.....	50
III .6 .1 Description de la géométrie des deux structures.....	50
III .6 .2 Résultats et discussion pour une antenne élémentaire.....	52
III .6 .2 .1 Coefficient de réflexion S_{11}	52
III .6 .2 .2 Diagramme de rayonnement.....	53
III .6 .2 .3 Effet de la hauteur de l'antenne.....	54
III .6 .3 Résultats et discussion pour un réseau d'antennes à 2 ARDs.....	54
III .6 .3 .1 Coefficient de réflexion S_{11}	54
III .6 .3 .2 Diagramme de rayonnement.....	55
III .6 .3 .3 Effet de l'espacement horizontal D entre les éléments rayonnants...	56
III .6 .4 Comparaison entre le gain d'une antenne élémentaire et celui d'un réseau à deux éléments.....	56
III .7 Etude d'un réseau d'antennes à 3 ARDs dans les bandes (WLAN et WIMAX).....	57
III .7 .1 Description de la géométrie de l'antenne.....	57
III .7 .2 Résultats et discussion.....	59
III .7 .2 .1 Coefficient de réflexion S_{11}	59
III .7 .2 .2 Effet de l'espacement vertical E entre les éléments rayonnants.....	60
III .7 .2 .3 Diagramme de rayonnement.....	61
III .7 .3 Comparaison entre le rayonnement des deux réseaux d'antennes.....	62
III .8 Conclusion.....	63
III .9 Bibliographie du chapitre III.....	64

Chapitre IV : Antenne à résonateur diélectrique reconfigurable pour des applications WLAN

IV .1 Introduction.....	65
-------------------------	----

IV .2 Conception d'une antenne à résonateur diélectrique reconfigurable rectangulaire.....	66
IV .2 .1 Géométrie de l'antenne proposée.....	66
IV .2 .2 Résultats et Discussions.....	67
IV .2 .2 .1 Coefficient de réflexion et Coefficient de transmission.....	67
IV .2 .2 .2 Diagramme de rayonnement et Gain.....	68
IV .3 Conception d'une antenne à résonateur diélectrique reconfigurable triangulaire.....	72
IV .3 .1 La structure de l'antenne proposée.....	72
IV .3 .2 Résultats et Discussions.....	74
IV .3 .2 .1 Coefficient de réflexion.....	74
❖ L'effet de la hauteur de la sonde coaxiale.....	76
❖ L'effet de la hauteur du résonateur.....	76
❖ L' effet de la permittivité du résonateur diélectrique.....	77
IV .3 .2 .2 Diagramme de rayonnement.....	78
IV .4 Techniques de fabrication et de mesure.....	82
IV .4 .1 Etapes de fabrication.....	82
IV .4 .2 Mesure des paramètres de répartition S.....	85
IV .4 .3 Mesure du diagramme de rayonnement.....	86
❖ Description de la chambre anéchoïde.....	86
IV .5 Antenne à résonateur diélectrique reconfigurable par diodes PIN.....	88
IV .5 .1 Structure de l'antenne.....	88
IV .5 .2 Résultats et Discussions.....	89
IV .5 .2 .1 Coefficient de réflexion.....	89
IV .5 .2 .2 Diagramme de rayonnement.....	89
IV .6 Conclusion.....	90
IV .7 Bibliographie du chapitre IV.....	91
Conclusion générale.....	93
Annexe	95
Résumé.....	96
Production scientifique.....	99

Liste des figures

Chapitre I

Figure I .1 : Diverses formes des résonateurs diélectriques.....	5
Figure I .2 : Résonateur diélectrique excité par une ligne microruban.....	6
Figure I .3 : Résonateur diélectrique alimenté par un câble coaxial.....	6
Figure I .4 : Résonateur diélectrique alimenté par une fente dans le plan masse.....	7
Figure I .5 : Résonateur diélectrique alimenté par une ligne coplanaire.....	7
Figure I .6 : Structures rectangulaires (a) Guide d'onde diélectrique rectangulaire, (b) RDR isolé, (c) ARDR.....	9
Figure I .7 : Distribution des champs du mode TE_{111} ; (a) champ électrique, (b) champ magnétique.....	10
Figure I .8 : Modèle simplifié équivalent pour une diode PIN.....	15

Chapitre II

Figure II .1 : Principe de calcul de la dérivée première de $f(x)$ locale en x_0	23
Figure II .2 : Position des composantes des champs à partir de plusieurs cellules de Yee.....	24
Figure II .3 : La cellule de Yee : position du champ électrique E et magnétique H dans la structure élémentaire tridimensionnelle de la FDTD.....	24
Figure II .4: Représentation dans le plan $x = i - \frac{1}{2}$ du calcul de la composante H_x à partir des composantes E_y et E_z	25
Figure II .5 : Discrétisation temporelle.....	26
Figure II .6 : Forme temporelle d'une source sinusoïdale modulée par une gaussienne.....	28
Figure II .7 : Absorption dans les PML autour d'un domaine deux dimensions.....	32
Figure II .8 : L'algorithme principal de la méthode FDTD.....	33

Chapitre III

Figure III .1 : La configuration d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire non centrée ; (a) vue latérale, (b) vue de dessus, (c) vue en 3D.....	39
Figure III .2 : Représentation du champ transmis dans l'antenne diélectrique.....	40
Figure III .3 : La variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	41
Figure III .4 : L'impédance d'entrée d'une antenne RDR non centrée.....	42

Figure III .5 : Diagrammes de rayonnement autour de la résonance en fonction de l'angle θ pour une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire (a) Plan H ($\varphi=90^\circ$), b) Plan E ($\varphi=0$).....	43
Figure III .6 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur de la fente d'excitation.....	44
Figure III .7 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur de la fente d'excitation.....	45
Figure III .8 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la permittivité du résonateur.....	45
Figure III .9 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour une permittivité $\epsilon_{rd} = 100$	46
Figure III .10 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence selon la position du résonateur par rapport à la fente	47
Figure III .11: Géométries de deux antennes à résonateur diélectrique; (a) Excitation à travers une fente, (b) Excitation à travers deux fentes.....	48
Figure III .12 : Comparaison du coefficient de réflexion S_{11} pour une structure à une seule fente avec celui d'une structure à deux fentes.....	49
Figure III .13 : Partie réelle et partie imaginaire de l'impédance d'entrée d'une antenne avec deux fentes.....	50
Figure III .14 : Géométrie de deux antennes à résonateur diélectrique rectangulaire ; (a) Antenne élémentaire, (b) Réseau à 2 éléments.....	51
Figure III .15 : Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour une antenne élémentaire.....	53
Figure III .16 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne dans les plans E et H à la fréquence $f=5.8$ GHz pour un seul élément rayonnant.....	53
Figure III .17 : Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'épaisseur de l'antenne.....	54
Figure III .18 : Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour un réseau à 2 éléments.....	55
Figure III .19 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne à la fréquence $f=5.8$ GHz pour un réseau d'antennes à 2 ARDs.....	55
Figure III .20 : Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'espacement D/λ pour un réseau à 2 éléments.....	56

Figure III .21 : Comparaison entre le gain d'une antenne élémentaire et celui d'un réseau à deux éléments.....	57
Figure III .22 : Géométrie du réseau d'antennes à 3 ARDs ; (a) vue de dessus, (b) vue en 3D.....	58
Figure III .23 : Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour un réseau à 3 éléments.....	60
Figure III .24 : Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'espacement E/λ d'un réseau à 3 éléments.....	60
Figure III .25 : Diagrammes de rayonnement d'un réseau d'antennes à 3 ARDs pour (a) $f=2.4$ GHz, (b) $f= 3.8$ GHz et (c) $f=5.24$ GHz	62
Figure III .26 : Diagrammes de rayonnement des deux structures réseaux opérant à la fréquence 5.5 GHz, (a)plan E et (b) plan H.....	63

Chapitre IV

Figure IV .1 : Géométrie de la structure d'antenne à résonateur diélectrique reconfigurable, (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.....	66
Figure IV .2 : Coefficient de réflexion et de transmission simulé de l'antenne proposée en fonction de la fréquence.....	68
Figure IV .3 : Diagrammes de rayonnement simulés par HFSS à 6 GHz, (a) port 1 (b) port 2 dans les plans E et H.....	69
Figure IV .4 : Diagrammes de rayonnement simulés par HFSS et CST à 6 GHz, (a) port 2 plan E (b) port 2 plan H, (c) port 1 plan E (d) port 1 plan H.....	71
Figure IV .5 : Le gain simulé de l'antenne proposée dans les ports 1 et 2 en fonction de la fréquence.....	71
Figure IV .6 : Antenne ARDT excitée par trois lignes coaxiales.....	73
Figure IV .7 : Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne; (a) port 1, (b) port 2, (c) port 3.....	75
Figure IV .8 : Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la hauteur de la sonde coaxiale.....	76
Figure IV .9 : Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la hauteur de l'antenne à résonateur diélectrique.....	77
Figure IV .10 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l' effet de la permittivité du résonateur.....	78
Figure IV .11 : Diagramme de rayonnement du port 1 à 5.5 GHz.....	79

Figure IV .12 : Diagramme de rayonnement du port 2 à 5.5 GHz.....	79
Figure IV .13 : Diagramme de rayonnement du port 3 à 5.5 GHz.....	80
Figure IV .14 : Diagramme de rayonnement en 3D quand la sonde 1 est excitée.....	80
Figure IV .15 : Diagramme de rayonnement en 3D quand la sonde 2est excitée.....	81
Figure IV .16 : Diagramme de rayonnement en 3D quand la sonde 3 est excitée.....	81
Figure IV .17 : La machine LPKF ProtoLaser S.....	83
Figure IV .18 : Le logiciel de la machine LPKF ProtoLaser S.....	83
Figure IV .19 : Fixation du substrat dans la machine LPKF ProtoLaser S.....	84
Figure IV .20 : Enlèvement du cuivre par le Laser.....	84
Figure IV .21 : La machine LPKF ProtoMat C60.....	85
Figure IV .22 : L'analyseur de réseau Agilent 8722ES.....	86
Figure IV .23 : La chambre anéchoïde de l'INRS pour mesurer le diagramme de rayonnement.....	87
Figure IV .24 : L'antenne de référence cornet AH-118.....	87
Figure IV .25 : Antenne à résonateur diélectrique reconfigurable par diodes PIN.....	88
Figure IV .26 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne proposée en fonction de la fréquence selon les deux modes de configuration.....	89
Figure IV .27 : Diagrammes de rayonnement simulés à 5.9 GHz selon les deux modes de configuration.	90

Liste des tableaux

Chapitre III _____

Tableau III .1 : Comparaison de la fréquence de résonance avec celle de la référence [2] pour
Différentes dimensions d'antenne à résonateur diélectrique.....46

Tableau III .2 : Dimensions de l'antenne.....52

Tableau III .3 : Les dimensions d'un réseau d'antennes.....59

Chapitre IV _____

Tableau IV .1 : Gain et efficacité mesuré à 5.7 GHz.....81

Tableau IV .2 : Différentes configurations possibles selon l'état passant ou bloqué des
diodes.1.....88

Introduction générale

Introduction générale

De nos jours, les antennes microbandes occupent un grand intérêt dans le domaine des hyperfréquences et surtout dans les applications de télécommunications et sans fil, mais elles présentent des limites notamment une bande passante étroite, un gain faible et l'effet indésirable des ondes de surface. Un autre type d'antennes simples à étudier et à réaliser a été proposé également dans différents travaux de recherche ; il s'agit des antennes à résonateurs diélectriques. Ce type d'antenne présente de nombreux avantages, nous citons comme exemple: un faible coût de fabrication, une grande largeur de bande, un gain et une efficacité très élevés en raison de l'absence des pertes de conduction. Pour ces raisons, elles sont utilisées dans de nombreux systèmes de communication tels que les systèmes WIFI, Bluetooth, les communications souterraines et spatiales et aussi dans les radars et les systèmes de détections. En dehors des antennes microbandes et des antennes à résonateurs diélectriques, d'autres formes d'antennes performantes ont vu le jour. Ces antennes baptisées antennes reconfigurables sont basées sur des composants semi-conducteurs jouant le rôle de commutateurs permettant de contrôler et de traiter plusieurs paramètres de rayonnement comme la fréquence de résonance, le diagramme de rayonnement et la polarisation.

Diverses méthodes de modélisation électromagnétique sont proposées pour analyser les antennes à résonateurs diélectriques. Notre choix sera porté sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD). Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell pour l'étude des structures ouvertes et elle prend en compte les conditions aux limites PML.

Notre objectif consiste en une contribution à la modélisation et à la réalisation de nouvelles antennes à résonateurs diélectriques simples et reconfigurables dans la bande de fréquence de 5-6GHz qui couvre la bande WLAN (réseaux locaux sans fils). Et nous nous sommes intéressés au couplage. Ce phénomène de couplage est dû à la présence d'antennes voisines (espacement entre les éléments rayonnants) ou la présence d'une fente de couplage.

Dans ce travail, nous utilisons la méthode FDTD pour la modélisation des antennes à résonateurs diélectriques. La mise au point d'un programme de calcul nous a permis de calculer le coefficient de réflexion, l'impédance d'entrée, le champ électrique et magnétique. Le simulateur HFSS est utilisé pour valider ces résultats. Puis l'étude a été élargie à la conception et à la réalisation d'antennes à résonateurs diélectriques reconfigurables. Une application portant sur une antenne reconfigurable de forme triangulaire a été faite.

Outre de l'introduction et de la conclusion générale, la présente thèse est structurée en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, on trouve un bref rappel historique puis un rappel théorique sur les antennes à résonateur diélectrique. Une description des différentes formes existantes est donnée avec les avantages et les différentes techniques d'alimentations. Cette partie est achevée par une description des antennes à résonateurs diélectriques rectangulaires et triangulaires ainsi que les antennes reconfigurables.

Dans le deuxième chapitre, nous abordons la mise en équation de la méthode des différences finies dans le domaine temporel en trois dimensions pour l'analyse d'une antenne à résonateur diélectrique. Les deux types de discrétisation (spatiale et temporelle) sont décrits ainsi que les critères de stabilité et de dispersion en présentant les conditions aux limites d'absorption (PML).

Le troisième chapitre présente l'analyse d'antennes à résonateur diélectrique. A cet effet une antenne RD rectangulaire est analysée par la méthode FDTD, ainsi que deux réseaux d'antennes constitués de deux résonateurs et trois résonateurs alimentés à travers une fente de couplage. Pour chacun des cas, les résultats obtenus avec la méthode FDTD sont comparés avec ceux obtenus par le simulateur (HFSS).

Le dernier chapitre présente un autre type d'antenne à résonateur diélectrique qui est l'antenne reconfigurable. Dans un premier temps nous avons étudié et simulé une structure d'antenne reconfigurable par deux logiciels commerciaux (HFSS et CST), puis nous avons proposé une autre structure qui est l'antenne à résonateur diélectrique triangulaire reconfigurable. Elle a été simulée par le simulateur CST et fabriquée au sein du laboratoire RF de l'Institut National de la Recherche Scientifique INRS, Canada. Les résultats numériques en termes de coefficient de réflexion, de diagramme de rayonnement, gain et efficacités sont donnés. Ainsi, une description sur les techniques de fabrication et de mesure a été donnée. Et enfin, une étude concernant l'intégration des diodes PIN dans la structure d'antenne RDR reconfigurable a été faite.

Cette thèse se termine par une conclusion sur les travaux effectués et par des perspectives visant à améliorer le présent travail.

Chapitre I

Les antennes à résonateurs diélectriques

Sommaire

I.1 Généralités

I.2 Historique

I.3 Différentes formes d'antennes à résonateurs diélectriques (ARDs)

I.4 Les différentes techniques d'excitation d'une antenne à résonateur diélectrique

I.5 Les avantages des antennes RDs

I.6 Antenne à résonateur diélectrique rectangulaire (ARDR)

I.7 Antenne à résonateur diélectrique triangulaire(ARDT)

I.8 Les antennes reconfigurables

I.9 Conclusion

I.10 Bibliographie du chapitre I

I.1 Généralités

Durant ces dernières années, les résonateurs diélectriques ont connu un grand développement dans le domaine des microondes pour de nombreuses applications telles que la réalisation d'oscillateurs [1], dispositifs de filtrage et les guides d'ondes. L'appellation de résonateur diélectrique (RD) est apparue en 1939 lorsque Richtmyer a montré que des objets diélectriques non métallisés pouvaient fonctionner en tant qu'éléments résonants aux hyperfréquences [2]. Les résonateurs diélectriques sont de formes variées, réalisés en céramiques polycristallines. Ils sont utilisés comme circuits résonants de base pour la réalisation de filtres aux hyperfréquences [3], permettant par exemple la sélection d'une bande de fréquence et pouvant servir au multiplexage des fréquences comme dans les stations de base de radiotéléphone, etc.

Dans le domaine des télécommunications l'adaptation et l'intégration des composants actifs et passifs constituent un grand défi. A cet effet, il faut chercher des composants ayant un faible poids, un faible coût et une grande efficacité. Actuellement, de nouvelles solutions sont envisagées pour les antennes utilisées dans ce domaine. Parmi les solutions proposées, on trouve les antennes à résonateurs diélectriques. Ce nouveau type d'antennes composé principalement de résonateurs de formes variées présente une grande similitude avec l'antenne imprimée dans son mécanisme de fonctionnement. La différence fondamentale est que l'antenne imprimée offre une bande passante limitée et présente des pertes dans le domaine des microondes.

I.2 Historique

En 1909, Debye [4] a défini pour la première fois les résonateurs diélectriques. Cependant, il avait été cru que le mode résonnant à l'intérieur de la sphère ne pouvait pas rayonner.

En 1939, Richtmyer [5] a prouvé qu'un champ électromagnétique à l'extérieur de la structure du résonateur a été créé et il y'a donc propagation de l'énergie.

En 1967, Gastin et al ont étudié le facteur de qualité Q d'un résonateur sphérique isolé [6].

En 1968, Sager et Tsi [6] ont publié le premier article, qui fait apparaître les applications des résonateurs diélectriques à savoir : les antennes.

En 1975, Van Bladel [7] a publié un article sur la théorie asymptotique pour évaluer les modes de résonateurs de permittivité élevée 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 diélectrique en forme d'anneau cylindrique [8].

En 1983 Long, McAllister et Shen ont signalé qu'en choisissant la forme, les dimensions et la permittivité de la structure résonnante, les champs pouvaient être contrôlés pour obtenir des diagrammes de rayonnement prévisible [9]. C'était la première étude théorique et expérimentale sur l'application potentielle de configurations d'antennes à base de résonateur diélectrique.

En 1986 Leung et al [10] ont étudié pour la première fois l'impédance d'entrée d'une antenne RD.

En 1994 Mongia et al [11] ont démontré les paramètres de radiation d'une antenne rectangulaire RD.

En 1995 Leung, Luk et Yeung [12] ont étudié un réseau d'antennes de forme cylindrique.

I.3 Différentes formes d'antennes à résonateurs diélectriques (ARDs)

Les grandeurs qui caractérisent les résonateurs diélectriques sont : la forme, les dimensions et la permittivité. Par un choix convenable de ces paramètres, un diagramme de rayonnement très intéressant peut être obtenu. Les formes rectangulaires [13,14], et cylindriques [9] sont les plus connues et les plus utilisées dans les circuits micro ondes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication.

Long et al ont proposé pour la première fois la forme rectangulaire, et hémisphérique [15,16], l'utilisation de la forme triangulaire a également été prise en considération par certains auteurs [17], et on trouve également d'autres formes (figure I .1) plus complexes et plus difficiles. Elles sont utilisées dans certaines applications particulières telles que la forme tétraédrique [18] et anneau cylindrique [19].



Figure I.1 : Diverses formes des résonateurs diélectriques

I.4 Les différentes techniques d'excitation d'une antenne à résonateur diélectrique

La théorie montre que le point important dans l'étude et la réalisation d'antenne à résonateur diélectrique est non seulement la forme des éléments rayonnants mais aussi son alimentation. On distingue plusieurs méthodes d'alimentation, qui peuvent être classées en deux grandes catégories: par contact direct et sans contact.

I.4.1 Alimentation par contact direct

L'alimentation par ligne microbande c'est le moyen le plus simple à alimenter une antenne et le plus facile à réaliser, cette technique consiste à placer la ligne micro-ruban au dessous du résonateur diélectrique, comme le montre la figure I.2. La position, la longueur et la largeur de la ligne affectera l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation, offrant ainsi un moyen efficace d'adaptation [20]. Ce type d'alimentation est très utilisé dans les réseaux d'antennes à résonateur diélectrique de différentes formes.

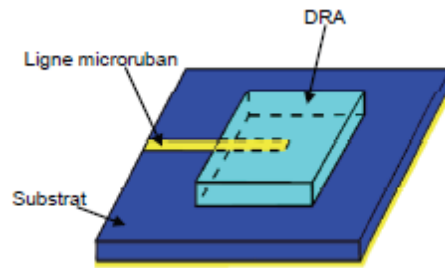


Figure I .2 : Résonateur diélectrique excité par une ligne microruban

La figure I .3, montre une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire excitée par un câble coaxial via une sonde. Cette méthode d'excitation est très employée pour l'alimentation des antennes ARDs [21,22] car elle est simple à fabriquer, pour les substrats de faibles épaisseurs. En général, La connexion coaxiale est implantée à la face inférieure du circuit, et placée soit adjacente, soit à l'intérieur de l'antenne ARD.

L'âme central est connecté sur l'élément rayonnant, afin d'adapter les impédances. L'embase du connecteur (conducteur extérieur) est directement reliée au plan de masse.

Le principal avantage de ce type d'alimentation est la possibilité de placer la sonde coaxiale à n'importe quel endroit à l'intérieur du résonateur afin de rechercher le meilleur rendement.

Cependant, son inconvénient principal est au niveau du perçage du substrat et du RD comme le montre Junker dans [23,24].

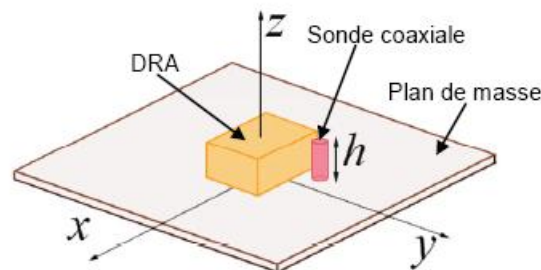


Figure I .3 : Résonateur diélectrique alimenté par un câble coaxial

I.4.2 Alimentation sans contact

Un autre moyen d'exciter une antenne RD est d'utiliser une fente dans le plan masse, cette technique est très intéressante puisqu'elle a la possibilité d'élargir la bande passante et présente un rayonnement parasite faible au niveau de l'élément rayonnant [25-27].

Dans ce cas, une ligne est disposée au-dessous du substrat et du plan de masse, qui est entaillé d'une fente sous l'élément rayonnant (figure I.4). En règle générale, la fente de couplage est centrée sous le RD. La taille, la forme et le positionnement de l'ouverture influent sur le couplage entre la ligne microruban et le résonateur.

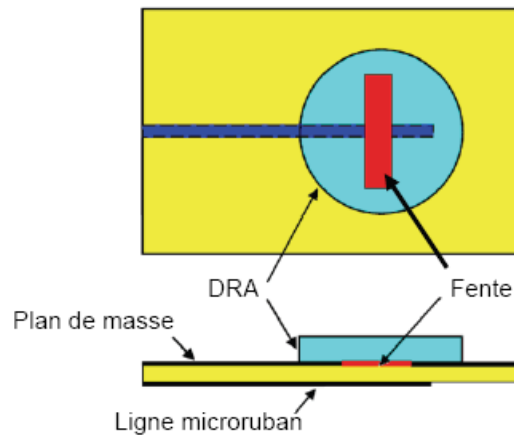


Figure I.4 : Résonateur diélectrique alimenté par une fente dans le plan masse

La deuxième méthode d'alimentation sans contact c'est l'excitation par ligne coplanaire. Pour la technologie coplanaire (ou CPW en anglais, CoPlanar Waveguide), le plan de masse et la ligne coplanaire sont situés sur le même côté du substrat (face inférieure) [28-30], comme l'illustre la figure I.5. Le principal avantage de cette méthode d'excitation est qu'elle évite les soudures et les perçages dans le substrat par rapport à la ligne microstrip, et offre la meilleure bande passante.

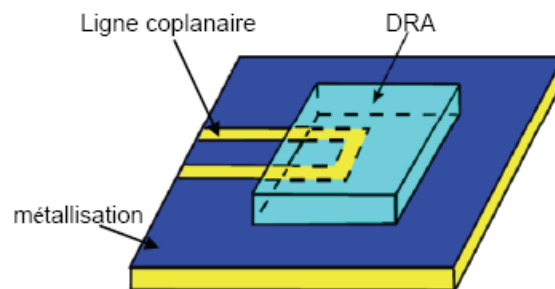


Figure I.5 : Résonateur diélectrique alimenté par une ligne coplanaire

I.5 Les avantages des antennes RDs

Les antennes à résonateurs diélectriques ont de nombreux avantages comparés aux antennes microbandes. Parmi ces avantages, on peut citer [31,32]:

- ✓ Un diagramme de rayonnement intéressant en excitant plusieurs modes ;
- ✓ La possibilité de travailler en double et triple bande à une variété de forme;
- ✓ Une augmentation du gain avec une directivité plus élevée;
- ✓ Une bande passante élargie, un rendement élevé;
- ✓ La permittivité relative, va d'environ 6 jusqu'à 100;
- ✓ Peuvent aisément s'intégrer avec les technologies hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit) ;
- ✓ Flexibilité envers les excitations,

I.6 Antenne à résonateur diélectrique rectangulaire (ARDR)

I.6.1 Introduction

Les antennes à résonateurs diélectriques rectangulaires présentent de nombreux avantages par rapport aux autres formes [31]. Elles sont les plus connues, les plus simples à fabriquer et occupent très peu d'espace. Elles ont la particularité de présenter une large bande passante et fonctionnent sur une large gamme de fréquences (1– 100 GHz). Elles peuvent également être combinées pour former des réseaux linéaires ou planaires. Les paramètres essentiels qui caractérisent les performances d'un résonateur diélectrique rectangulaire seront leurs dimensions (longueur a , largeur w et hauteur h). De plus le choix de la valeur de la hauteur du ARD dépend des normes internationales qui lient la permittivité diélectrique à ce paramètre (Rogers Corporation) suivant le choix du matériau utilisé et les domaines d'applications de cette structure.

Le modèle du guide d'onde diélectrique (figure I .6a) (en anglais DWM : Dielectric Waveguide Model) a été introduit par Marcatili vers la fin des années 1969, dans le but de démontrer la longueur d'onde dans les guides d'onde de forme rectangulaire. La figure I .6b montre un Résonateur Diélectrique Rectangulaire (RDR) isolé de longueur a , largeur w et de hauteur h . Si ce résonateur rectangulaire isolé est posé sur un support (plan de masse infini) il est appelé antenne à résonateur diélectrique rectangulaire (figure I .6c).

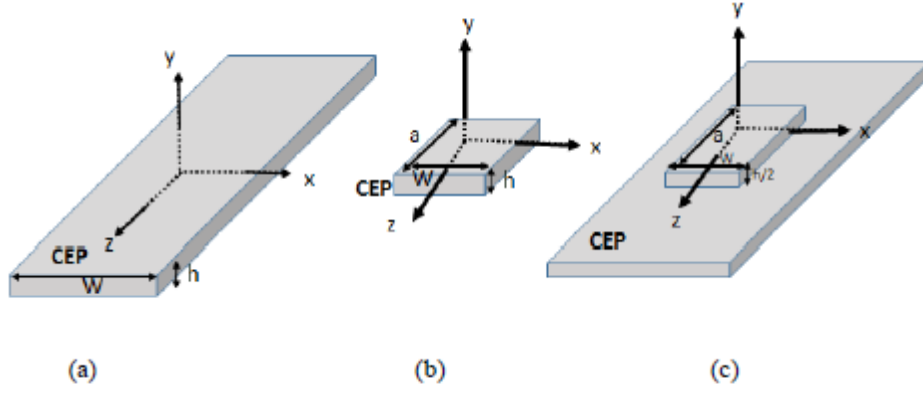


Figure I.6 : Structures rectangulaires (a) Guide d'onde diélectrique rectangulaire, (b) RDR isolé, (c) ARDR.

I.6.2 Mode de résonance

Les dimensions du résonateur sont choisies de façon à éliminer le plus possible les modes parasites du mode fondamental. Il existe deux types de mode de résonance qui sont souvent utilisés pour des résonateurs rectangulaires isolés: Le mode TE_{mnp} (transversale électrique) où la composante axiale du champ électrique est nulle, $E_z=0$ et le mode TM_{mnp} (transversale magnétique), où la composante axiale du champ magnétique est nulle, $H_z=0$. Les indices m , n et p dénotent le nombre de variations azimutales, radiales et longitudinales du champ respectivement. Le mode fondamental pour une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire (ARDR) posé sur un plan de masse est le mode nommé TE_{111} dans le système de coordonnées cartésiennes x , y , z .

I.6.3 La fréquence de résonance et carte des champs

Dans la littérature, il existe une formule algébrique simple pour la fréquence de résonance d'un résonateur diélectrique rectangulaire en fonction de la longueur, la largeur, la hauteur et la constante diélectrique relative ϵ_r , du résonateur [13]. La fréquence de résonance du mode TE_{111} calculée par le modèle du guide d'onde diélectrique (DWM) est donnée ci-dessous :

$$f_0 = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2} \quad (I.1)$$

Avec

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

Et

$$k_0 = 2\pi f_0, \quad k_x = \pi/W, \quad k_y = \pi/a \quad k_z \tan(k_z d/2) = \sqrt{(\epsilon_r - 1)k_0^2 - k_x^2 - k_y^2}$$

k_0, k_x, k_y, k_z sont les nombres d'ondes dans le vide dans les directions x, y et z respectivement.

La fréquence normalisée du mode fondamental, TE_{111} , d'une ARDR est donc donnée par l'équation suivante :

$$F = \frac{2\pi w f_0 \sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (I.3)$$

Dans les deux types des modes (TE_{mnp} et TM_{mnp}) ils existent deux conditions aux limites qui doivent être satisfaites dans la surface de séparation RD/air. Elles sont données par les relations ci-dessous :

$$\vec{n} \cdot \vec{E} = 0 \quad (I.4)$$

$$\vec{n} \wedge \vec{H} = \vec{0} \quad (I.5)$$

Avec \vec{E} et \vec{H} sont les champs électrique et magnétique, et \vec{n} la normale à la surface de séparation RD/air.

Les lignes de champs des modes correspondants sont représentées sur la figure I.7.

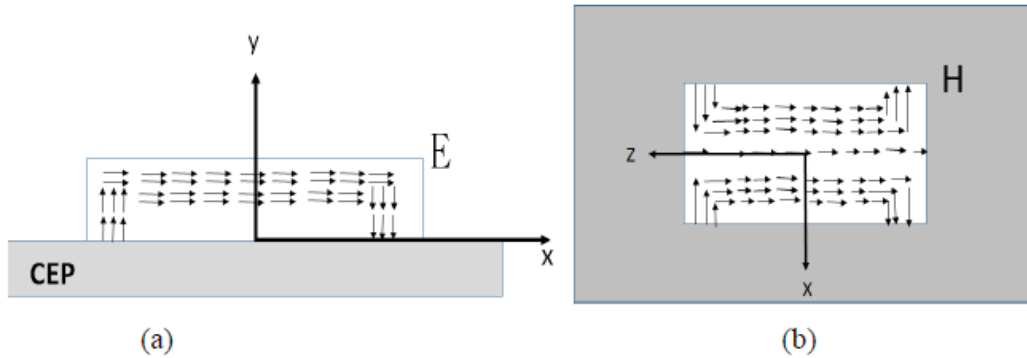


Figure I.7 : Distribution des champs du mode TE_{111} ; (a) champ électrique, (b) champ magnétique

Les champs \vec{E} et \vec{H} sont confinés à l'intérieur du résonateur et à son voisinage, si on considère que les pertes par rayonnement sont faibles, ces expressions sont données par l'équation (I.6), en utilisant le modèle du guide d'onde diélectrique DWM [13].

$$\begin{cases} H_x = \frac{k_x k_z}{j\omega \mu_0} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \\ H_y = \frac{k_y k_z}{j\omega \mu_0} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \\ H_z = \frac{k_x^2 + k_y^2}{j\omega \mu_0} \cos(k_x x) \cos(k_y y) \cos(k_z z) \\ E_x = k_y \cos(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \\ E_y = -k_x \sin(k_x x) \cos(k_y y) \cos(k_z z) \\ E_z = 0 \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

I.6.4 Facteur de qualité et bande passante

La résonance des différentes structures est caractérisée par un facteur de qualité qui est défini par le rapport entre l'énergie emmagasinée dans l'antenne et la puissance totale rayonnée. L'expression du facteur Q définie dans la littérature [33], est donnée sous la forme suivante :

$$Q = \frac{2\omega W_e}{P_{\text{ray}}} \quad (\text{I.7})$$

Avec $\omega = 2\pi f_0$

où W_e et P_{ray} sont respectivement l'énergie emmagasinée dans le résonateur et la puissance rayonnée. Ces quantités sont données par :

$$W_e = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r a \omega d A^2}{32} \left(1 + \frac{\sin k_z d}{k_z d} \right) (k_x^2 + k_y^2) \quad (\text{I.8})$$

$$P_{\text{ray}} = 10k_0^4 |P_m|^2 \quad (\text{I.9})$$

Avec A est une constante arbitraire et P_m est le moment dipolaire magnétique donné par [8]:

$$P_m = \frac{-j\omega 8\varepsilon_0(\varepsilon_r - 1) A}{k_x k_y k_z} \sin(k_z d/2) \vec{z} \quad (\text{I.10})$$

La bande passante d'une antenne à résonateur diélectrique en fonction du facteur de qualité est :

$$BP = \frac{s-1}{Q\sqrt{s}} \quad (\text{I.11})$$

Où s est le taux d'onde stationnaire (TOS).

I.7 Antenne à résonateur diélectrique triangulaire (ARDT)

I.7.1 Introduction

L'antenne à résonateur diélectrique triangulaire (ARDT) est devenue de plus en plus connue et utilisée dans des systèmes de communications modernes. La forme triangulaire correspond à un cas particulier de la forme rectangulaire (deux triangles sont égaux à un rectangle)

Une étude comparative de ce type d'antenne a été menée pour la première fois par Ittipiboon et Mongia [17] relevant quelques différences entre la structure rectangulaire et triangulaire basées sur leurs paramètres géométriques et leurs coefficients de réflexions. Les chercheurs Lo et Leung ont publié en 1999 l'analyse mathématique d'une antenne RD triangulaire basée sur la technique modale du guide d'onde diélectrique DWM[34].

Cette antenne triangulaire est titulaire de nombreux avantages par rapport à d'autres géométries. D'une part elle occupe moins d'espace et d'autre part elle est facile à construire et elle possède une large bande passante.

Le principal inconvénient de cette forme est sa difficulté au niveau de la fabrication comme dans notre cas d'application (Chapitre IV). Le triangle équilatéral est généralement le plus utilisé des types de plaques triangulaires, car il a la propriété de son facteur de qualité et l'efficacité qui sont élevés.

I.7.2 Mode et fréquence de résonance

Des études récemment réalisées [35,36], ont montré que la forme triangulaire du résonateur influe sur les paramètres de l'antenne, à savoir : la fréquence de résonance, la bande passante, le champ rayonné en zones lointaines et le gain de l'antenne.

Pour une antenne RD triangulaire, la fréquence de résonance pour le mode TM_{mnl} est définie comme suit [37]:

$$f_{mnl} = \frac{1}{2\sqrt{\varepsilon\mu}} \left[\left(\frac{4}{3a} \right)^2 (m^2 + mn + n^2) + \left(\frac{1}{2h} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (I.12)$$

Où ε et μ sont, respectivement, la permittivité et la perméabilité du vide. a est la longueur et h est la hauteur du résonateur triangulaire.

Les indices m , n et l sont, respectivement, les nombres de variations azimutales, radiales et longitudinales du champ suivant les axes x , y , z .

On peut récrire l'équation (I.12) sous la forme suivante :

$$f_{mnl} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \left[\left(\frac{4}{3a} \right)^2 (m^2 + mn + n^2) + \left(\frac{1}{2h} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (\text{I.13})$$

Avec c la vitesse de lumière, et ε_r est la permittivité relative du résonateur diélectrique triangulaire.

Si $a \gg h$, la fréquence de résonance du mode TM_{10-1} devient [37] :

$$f_{10-1} = \frac{1}{4h\sqrt{\varepsilon\mu}} \quad (\text{I.14})$$

I.8 Les antennes reconfigurables

I.8.1 Définition d'une antenne reconfigurable

Le terme antenne reconfigurable a été introduit pour la première fois en 1998 [38]. Très vite après l'introduction du concept par Brown, les chercheurs ont montré un important intérêt pour cette technique et pour leur application dans les domaines des Micro-ondes et sans fil.

Les antennes reconfigurables sont capables de s'adapter à leur environnement en modifiant leur fréquence de fonctionnement, leur polarisation ou leur diagramme de rayonnement par l'utilisation des composants discrets intégrés (diodes PIN, RF MEMS, diodes varicap, commutateurs photoconducteurs...). Jusqu'à aujourd'hui, l'industrie des télécommunications a privilégié les composants de type semi-conducteurs car ils répondent dans l'ensemble aux critères précédemment mentionnés.

Les antennes reconfigurables sont actuellement employées dans des systèmes utilisant des ondes millimétriques (60 GHz), et aussi dans les applications spatiales telles que les radars, les satellites de communications, les stations de base pour téléphones mobiles...etc.

I.8.2 Avantages et inconvénients d'une antenne reconfigurable

Une antenne reconfigurable a des avantages et des inconvénients comparés à d'autres types d'antennes classiques [39, 40].

- ❖ Avantages : parmi ces avantages, on peut citer :
 - ✓ Une augmentation de sa durée de vie, avantageuse aux domaines où infrastructures et matériels sont destinés à être opérationnels pendant une longue durée comme exemple infrastructures de réseaux de communication.
 - ✓ flexibilité régionale (industrie spatiale).

- ✓ Intégration de certaines fonctionnalités au sein de l'antenne, ce qui contraste avec une conception plus classique par blocs séparés (antenne/circuit RF/circuit numérique...).
- ❖ Inconvénients : parmi ces inconvénients, on peut citer:
 - ✓ Plus chers que les antennes classiques (ajout de composants actifs sur l'antenne...).
 - ✓ Consommation énergétique élevée (composants actifs à polariser en continu,...).
 - ✓ Intégration de composants actifs dans une structure rayonnante complexe (difficultés de conception et de simulation).

I.8 .3 Type d'antenne reconfigurable

Il existe différents types d'antennes reconfigurables qui se distinguent selon la propriété physique qui les rend reconfigurables (modifications des lignes d'excitations, modification de propriétés diélectriques d'éléments rayonnant, etc.), soit en ajoutant des éléments actifs tels que les diodes varactors, les diodes PIN, les diodes Schottky, les transistors, MEMS (Micro Electro Mechanical Systems), soit en intégrant des matériaux commandables (ferrites, cristaux liquides). Ces types d'antennes peuvent également être distingués selon les fonctions de reconfiguration qu'elles offrent: reconfiguration en fréquence ; reconfiguration du rayonnement ; reconfiguration de la polarisation et toute combinaison des trois configurations précédentes.

Pour reconfigurer le diagramme de rayonnement, notre choix dans le chapitre quatre sera basé sur l'utilisation de la diode PIN à cause de leurs simplicités et leur temps de réponse qui est très rapide.

I.8 .4 Antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement par diodes PIN

Dans cette structure la reconfiguration est assurée par l'ajout au cœur de l'antenne de dispositifs actifs (des diodes PIN) pour jouer le rôle de commutateur ou d'interrupteur.

- Rôle de la diode PIN en tant que commutateur:

La diode PIN, commercialisée depuis la fin des années 1950, est capable de commuter en un laps de temps très bref, du même ordre que celui des transistors. La modification de l'état de ces commutateurs permet de rallonger ou raccourcir le circuit dans lequel se propage le signal. Les commutateurs à diode PIN sont les commutateurs radiofréquences les plus répandus.

- Rôle de la diode PIN en tant qu'interrupteur :

Une diode PIN joue également le rôle d'un interrupteur : lorsqu'elle est polarisée en inverse elle est non passante (état OFF), mais une polarisation dans le sens direct la rend passante (état ON).

- Schéma équivalent d'une diode PIN

On peut remplacer la diode PIN, modèle utilisé dans [41] (figure I .8), par un circuit équivalent pour les deux modes de fonctionnement (circuit RLC). Ce schéma se compose d'une inductance parasite (L) en série avec une capacité intrinsèque (C) en parallèle avec une résistance intrinsèque (R). Les valeurs des composants données par [41] ont été calculées à l'aide du logiciel Agilent Advanced Design System (ADS) pour une diode PIN MPP4203. Lorsque la diode PIN est à l'état « OFF », les valeurs de R , L et C sont respectivement égales à 3 k Ω , 0,45 nH et 0,08 pF. A l'inverse, quand la diode PIN est à l'état « ON », la capacité n'intervient plus et les valeurs de R et L sont respectivement égales à 3,5 Ω et 0,45 nH.

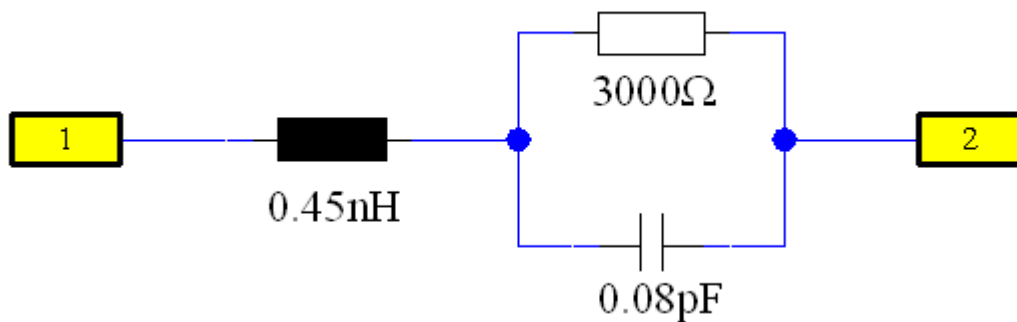


Figure I .8 : Modèle simplifié équivalent pour une diode PIN

I.9 Conclusion

Dans ce premier chapitre, les principaux concepts liés à notre étude sur les antennes à résonateurs diélectriques sont décrits. Dans un premier temps nous avons donné un bref historique sur ce type d'antenne et nous avons montré les différentes formes existantes, ainsi que leurs avantages. Nous avons aussi décrit les différentes techniques d'alimentation: l'alimentation par contact direct et sans contact.

Nous avons pu évoquer dans une deuxième partie les principaux concepts d'antennes reconfigurables à savoir : les différents types d'antennes reconfigurables, et l'utilisation des composants passifs (diode PIN).

I.10 Bibliographie du chapitre I

- [1] C. A. Flory and H. L. Ko; "Microwave oscillators incorporating high performance distributed Bragg reflector microwave resonator", IEEE-UFFC, vol. 45, Page(s): 824-829, 1998.
- [2] R. Richtmyer, J. Appl. Phys, vol .10, Page(s): 391, 1939.
- [3] Y. Kobayashi and M. Mingishi; "Precise design of a bandpass filter using high-Q dielectric ring resonators", IEEE Transaction Microwave Theory Tech, vol. 35, Page(s): 1156-1160, 1987.
- [4] P. Debye; "Der lichtdruck auf kugeln von beliebigem material", Annalen der Physik, vol. 30, Page(s):57-136, 1909.
- [5] R. D. Richmeyer; "Dielectric resonators", International journal of applied physics, vol. 210, Page(s):391-398, 1939.
- [6] M. Gastin, L. Courtois and J. J. Dorman; " Electromagnetic resonances of free dielectric spheres", IEEE Transaction Microwave Theory Tech, vol. MU-15, Page(s):694-700, 1967.
- [7] J. Van Bladel; " On the resonances of a dielectric resonator of very high permittivity", IEEE Transaction Microwave Theory Tech, vol. 13, Page(s):199-208, 1975.
- [8] J. Van Bladel; "The Excitation of Dielectric Resonators of Very High Permittivity", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 23, Page(s): 208-217, 1975.
- [9] S. A. Long, M. W. McAllister and L. C. Shen; "The resonant cylindrical dielectric cavity antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 31, N°. 3, Page(s): 406-412, May 1983.
- [10] S. A. Long and M. W. McAllister; "The input impedance of the dielectric resonator antenna", Int. J. Infrared Millim. Waves, vol. 7, Page(s): 555-570, 1986.
- [11] R. K. Mongia, A. Ittipiboon, and M. Cuhaci, "Measurement of radiation efficiency of dielectric resonator antennas," IEEE Microw. Guided Wave Lett, vol. 4, Page(s): 80–82, 1994.
- [12] K. Y. Chow, K. W. Leung, K. M. Luk and E. K. N. Yung; " Cylindrical dielectric resonator antenna array", Electronics Letters, vol. 31, Page(s): 1536-1537, 1995.
- [13] R. K. Mongia and A. Ittipiboon; "Theoretical and Experimental Investigations on Rectangular Dielectric Resonator Antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 45, N°. 9, Page(s): 1348-1356, 1997.
- [14] M. W. McAllister, S. A. Long and G. L. Conway; "Rectangular Dielectric Resonator Antenna", Electronics letters, vol. 19, N°. 6, Page(s): 218-219, 1983.

- [15] K. W. Leung; "Conformal Strip Excitation of Dielectric Resonator", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 48, N°. 6, Page(s): 961-967, 2000.
- [16] M. W. McAllister and S. A. Long; "Resonant Hemispherical Dielectric Antenna", Electronic letters, vol. 20, N°. 16, Page(s): 657-659, 1984.
- [17] A. Ittipiboon, R. K. Mongia, Y. M. M Antar, P. Bhartia and M. Cuhaci; "Aperture fed rectangular and triangular dielectric resonators for use as magnetic dipole antennas ", Electronics Letters," vol. 29, N°. 23, Page(s): 2001 - 2002, 1993.
- [18] A. A. Kishk; "Wide-Band Truncated Tetrahedron Dielectric Resonator Antenna Excited by a Coaxial Probe", IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 51, N°. 10, Page(s): 1500-1504, 2003.
- [19] M. T. K. Tarn and R. D. Murch; "Circularly Polarized Circular Sector Dielectric Resonator Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 48, N°. 1, Page(s): 126-129, 2000.
- [20] R. A Kranenburg and S. A Long ; "Microstrip transmission line excitation of Dielectric Resonator Antenna ", Electronics Letters, vol. 24, N°. 18, Page(s): 1156-1157, 1988.
- [21] A. A. Kishk; "A Triangular Dielectric Resonator Antenna Excited by a Coaxial Probe", Microwave Optical Technology Letters, vol. 30, Page(s): 340-341, 2001.
- [22] G. Zhou, A. A. Kishk and A. W. Glisson; "Input Impedance of a Hemispherical Dielectric Resonator Antenna Excited by a Coaxial Probe", IEEE Antennas and Propagation Symposium, Ann Arbour Michigan, Page(s): 1038-1041, June 1993.
- [23] G. P. Junker, A. A. Kishk, A. W. Glisson and D. Kajfez; "Effect of an air gap around the coaxial probe exciting a cylindrical dielectric resonator antennas", Electronics Letters, vol. 30, N°. 3, Page(s): 177-178, 3rd February 1994.
- [24] G. P. Junker, A. A. Kishk, A. W. Glisson and D. Kajfez; "Effect of air gap on cylindrical dielectric resonator antennas operating in TM₀₁ mode", Electronics Letters, vol. 30, N°. 2, Page(s): 97-98, 20th January 1994.
- [25] C. Y. Huang, J. Y. Wu and K. L. Wong; "Cross-Slot-Coupled Microstrip Antenna and Dielectric Resonator Antenna for Circular Polarisation", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 47, N°. 4, Page(s): 605-609, 1999.
- [26] K. W. Leung; "Analysis of Aperture-Coupled Hemispherical Dielectric Resonator Antenna with a Perpendicular feed", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 48, N°.6, Page(s): 1005-1007, 2000.

- [27] A. Ittipiboon, R. K. Mongia, Y. M. M. Antar, P. Bhartia and M. Cuhaci; "Aperture Fed Rectangular and Triangular Dielectric Resonators for Use as Magnetic Dipole Antennas", IEE Electronic Letters, vol. 29, N° 3, Page(s): 2001-2002, 1993.
- [28] R. Kranenberg, S. A. Long and J. T. Williams; "Coplanar Waveguide Excitation of Dielectric Resonator Antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 39, Page(s): 119-122, 1991.
- [29] J. Y. Wu, C. Y. Huang and K. L. Wong; "Low-Profile, Very-High-Permittivity Dielectric Resonator Antenna Excited by a Coplanar Waveguide", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 22, Page(s): 96-97, 1999.
- [30] M. S. Al Salameh, Y. M. M. Antar and G. Seguin; "Coplanar-Waveguide-Fed Slot-Coupled Rectangular Dielectric Resonator Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 50, Page(s): 1,415-1,419, 2002.
- [31] A. Petosa et al; "Antenna Research at the Communication Research Center" IEEE Antennas and Propagations Magazine, vol. 37, N° 5, Page(s): 7-18, 1998.
- [32] A. A Kishk; "Dielectric Resonator Antenna, a Candidate for Radar Applications", IEEE Radar Conference, Page(s): 258-264, 2003.
- [33] R. K. Mongia, A. Ittipiboon, M. Cuhaci, and D. Roscoe; "Radiation Q-factor of rectangular dielectric resonator antennas", Theory and experiment, in Int. IEEE AP-S Symp., Seattle, WA, Page(s): 764–767, 1994.
- [34] H. Y. Lo, K. W. Leung, K. M. Luk and E. K. N. Yung; "Low profile equilateral-triangular dielectric resonator antenna of very high permittivity", IEE Electronic Letters, vol. 35, N° 25, Page(s): 2164-2166, 1999.
- [35] A. Kumar, U. Besaria and R. Gupta; "Four-Element Triangular Wideband Dielectric Resonator Antenna excited by a Coaxial Probe", IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering, vol. 6, N° 4, Page(s): 1-6, 2013.
- [36] F. Khatoon, A. Kumar and N. Vats; "Stack of Four Elements Triangular Dielectric Resonator Antenna Excited by Coaxial Probe", International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering, vol. 4, N° 5, Page(s): 287-290, 2014.
- [37] A. Yoshihiko; "Operation modes of a waveguide Y circulator", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 23, Page(s): 954-960, 1974.
- [38] E. R. Brown; "RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, N° 11, Page(s): 1868-1880, 1998.

- [39] R. Bourtoutian ; "Objets Communicants: Miniaturisation des Frontaux RF par Co-Conception", mémoire de thèse de doctorat, 2008.
- [40] E. Ebrahimi and P. S. Hall; "A dual port wide-narrowband antenna for cognitive radio," *Antennas and Propagation*, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference, Page(s): 809-812, 23-27 March 2009
- [41] L. Jong-Hyuk et al; "A Reconfigurable PIFA Using a Switchable PIN-Diode and a Fine-Tuning Varactor for USPCS/WCDMA/m-WiMAX/WLAN", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, N°. 7, Page(s): 2404-2411, 2010.

Chapitre II

Modélisation d'une antenne à résonateur diélectrique

Sommaire

II .1 Introduction

II .2 Principe de la méthode des différences finies dans le domaine temporel en 3D

II .3 La résolution numérique des équations de Maxwell

II .4 La méthode des différences finies centrées temporelle

II .5 La discrétisation des équations de Maxwell

II .6 Problème numérique de la méthode FDTD

II .7 Choix de l'excitation

II .8 Equations implémentées dans l'algorithme de la FDTD en 3D

II .9 Conditions aux limites d'absorption

II .10 Conclusion

II .11 Bibliographie du chapitre II

II .1 Introduction

Les antennes à résonateurs diélectriques ont fait l'objet de plusieurs travaux [1-3] où plusieurs méthodes numériques ont été proposées pour la détermination des caractéristiques de résonance (ou de rayonnement) telles que la fréquence de résonance, la bande passante, gain, impédance d'entrée, efficacité, directivité. Parmi ces méthodes on peut citer : la méthode des moments (MOM) basée sur l'équation intégrale en fréquence[4-5], la méthode des éléments finies (FEM) basée sur l'équation intégrale en fréquence[5], la méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM) basée sur la discrétisation volumique [4], et enfin la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) [6] basée sur l'équation différentielle en temps : qui constitue l'objet principal de ce chapitre. Cette approche simple est très générale. Elle permet d'étudier des structures simples en 3D comme dans notre cas (antenne à résonateur diélectrique) ou des structures compliquées (réseau d'antennes à 2 résonateurs ou à 3 résonateurs), qui est l'objectif de cette thèse.

II .2 Principe de la méthode des différences finies dans le domaine temporel en 3D

La méthode FDTD a été introduite pour la première fois par Yee en 1966 [7]. Cette technique a acquis un intérêt nouveau pour résoudre des problèmes électromagnétique dans le domaine des micro-ondes et des télécommunications. La méthode FDTD est basée sur l'utilisation d'un maillage pour exprimer la discrétisation des équations de Maxwell dans le domaine temporel sur des structures à la fois bidimensionnelles et tridimensionnelles.

Son principe consiste à diviser le volume d'espace (structure) en cellules simples (ou mailles élémentaires) parallélépipédiques, puis à calculer localement le champ électrique et magnétique en tout point de l'espace discrétisé.

II .3 La résolution numérique des équations de Maxwell

La méthode des différences finies repose sur la formulation standard des équations de Maxwell dans le domaine temporel, en considérant un milieu tridimensionnel sans source linéaire, homogène, isotrope, sans perte magnétique, et en l'absence de charges et de courants. Le milieu est caractérisé par une permittivité (relative) ϵ et une perméabilité magnétique (relative) μ réelles, Les équations de Maxwell sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{rot} \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(Maxwell – Faraday)} \\ \text{(II .1)} \end{array}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{rot} \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(Maxwell – Ampère)} \\ \text{(II .2)} \end{array}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{div} \vec{E} = 0 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(Maxwell – Gauss)} \\ \text{(II .3)} \end{array}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{div} \vec{H} = 0 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(Maxwell – Flux)} \\ \text{(II .4)} \end{array}$$

Où \vec{E} et \vec{H} désignent les champs électrique (v/m) et magnétique (A/m), respectivement.

En projetant les équations (II .1) et (II .2) dans un repère Cartésien (Ox, Oy, Oz), les équations de Maxwell-Faraday et Ampère deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \vec{H}_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu_x} \left[\frac{\partial \vec{E}_z}{\partial y} - \frac{\partial \vec{E}_y}{\partial z} \right] \end{array} \right. \quad \text{(II .3)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \vec{H}_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu_y} \left[\frac{\partial \vec{E}_x}{\partial z} - \frac{\partial \vec{E}_z}{\partial x} \right] \end{array} \right. \quad \text{(II .4)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \vec{H}_z}{\partial t} = -\frac{1}{\mu_z} \left[\frac{\partial \vec{E}_y}{\partial x} - \frac{\partial \vec{E}_x}{\partial y} \right] \end{array} \right. \quad \text{(II .5)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \vec{E}_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon_x} \left[\frac{\partial \vec{H}_z}{\partial y} - \frac{\partial \vec{H}_y}{\partial z} \right] \end{array} \right. \quad \text{(II .6)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \vec{E}_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon_y} \left[\frac{\partial \vec{H}_x}{\partial z} - \frac{\partial \vec{H}_z}{\partial x} \right] \end{array} \right. \quad \text{(II .7)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \vec{E}_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon_z} \left[\frac{\partial \vec{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \vec{H}_x}{\partial y} \right] \end{array} \right. \quad \text{(II .8)}$$

Pour trouver la solution de ce système d'équations, il existe deux types de discrétisation; la discrétisation spatiale et temporelle, on va d'abord donner une introduction sur la méthode des différences finies centrées.

II .4 La méthode des différences finies centrées temporelle

Les dérivées spatiales et temporelles des équations de Maxwell peuvent être traitées numériquement par la technique des différences finies centrées [8], cette technique est basée sur le développement en série de Taylor à l'ordre deux, la différenciation à droite est donnée par :

$$f\left(x_0 + \frac{h}{2}\right) = f(x_0) + \frac{h}{2} f'(x_0) + \frac{h^2}{8} f''(x_0) + \frac{h^3}{48} f'''(x_0) + \dots \quad (\text{II .9})$$

Et la différenciation à gauche est donnée par :

$$f\left(x_0 - \frac{h}{2}\right) = f(x_0) - \frac{h}{2} f'(x_0) + \frac{h^2}{8} f''(x_0) - \frac{h^3}{48} f'''(x_0) + \dots \quad (\text{II .10})$$

En faisant la différence des deux équations (II .9) et (II .10) puis en divisant par h, on obtient le résultat suivant:

$$f'(x_0) = \frac{f\left(x_0 + \frac{h}{2}\right) - f\left(x_0 - \frac{h}{2}\right)}{h} + \theta(h^2) \quad (\text{II .11})$$

$\theta(h^2)$: représente l'erreur d'ordre 2, cette erreur sera négligeable dans la suite des calculs. f est une fonction scalaire désignant une composante cartésienne du champ électromagnétique (E ou H).

Finalement, nous obtenons les approximations dites droite ou gauche données par les formules (II .12), (II .13) suivante :

$$f'(x_0) = \frac{f(x_0 + h) - f(x_0)}{h} + \theta(h) \quad (\text{II .12})$$

$$f'(x_0) = \frac{f(x_0) - f(x_0 + h)}{h} + \theta(h) \quad (\text{II .13})$$

On calcule la dérivée centrée d'une fonction (figure II .1), au centre d'un intervalle en se basant sur les valeurs de la fonction aux extrémités.

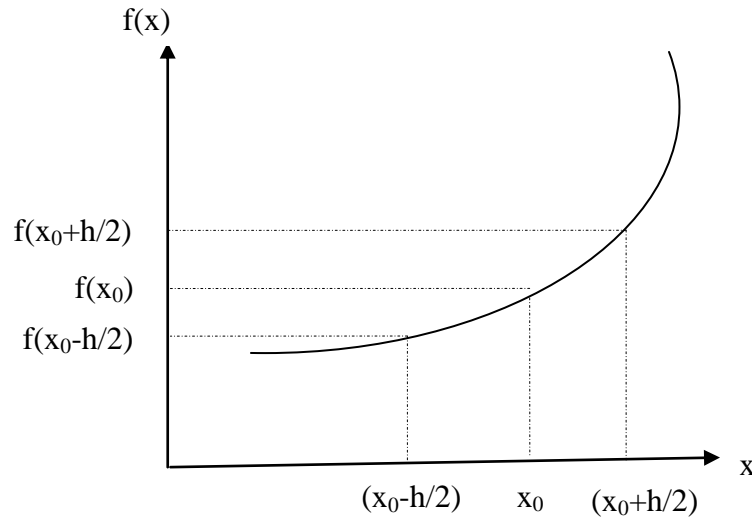


Figure II .1 : Principe de calcul de la dérivée première de $f(x)$ locale en x_0 .

Cette approximation permet d'exprimer les six équations de Maxwell, tout en remarquant que les dérivées spatiales sont liées aux dérivées temporelles.

II .5 La discrétisation des équations de Maxwell

II .5 .1 Discrétisation spatiale : le schéma de Yee

La résolution des équations de Maxwell passe par la discrétisation des grandeurs électromagnétique (électrique, magnétique) suivant le schéma de Yee [7], il a créé une cellule qui porte son nom. Elle est devenue la cellule élémentaire d'un maillage FDTD cartésien et elle est représentée sur la figure II .2.

Son principe de base consiste à distribuer dans chaque cellule les six composantes du champ électromagnétique de façon à ce que les équivalents discrets des opérateurs spatiaux soient eux aussi des taux de variation centrés ; c'est à dire les composantes du champ électrique (nœuds électriques) sont calculés en des points de la cellule de Yee qui sont toujours placés au milieu d'une arête, tandis que les composantes du champ magnétique (nœuds magnétiques) sont situées au centre des faces et perpendiculairement à celle-ci (figure II .3).

Cette répartition des champs électromagnétiques permet de respecter la condition de continuité des composantes tangentielles du champ électrique et normales du champ magnétique à l'interface de deux milieux différents.

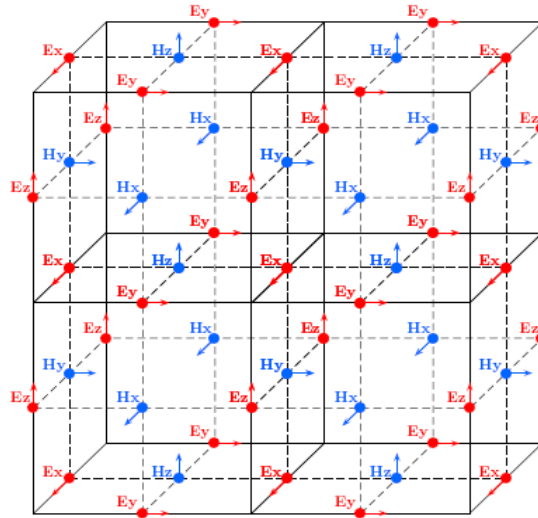


Figure II .2 : Position des composantes des champs à partir de plusieurs cellules de Yee [7].

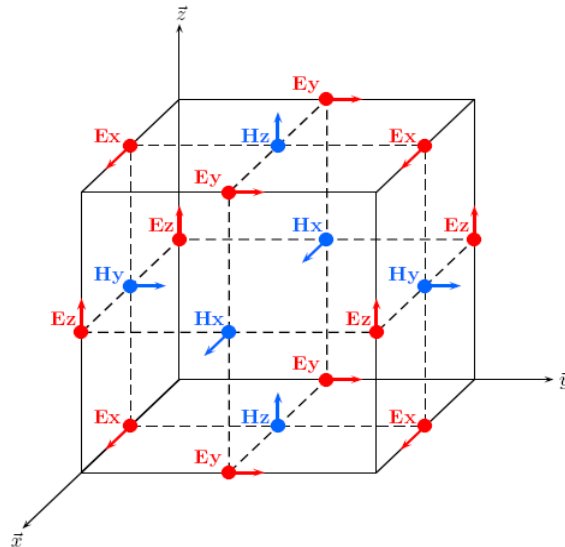


Figure II .3 : La cellule de Yee [7] : position du champ électrique \mathbf{E} et magnétique \mathbf{H} dans la structure élémentaire tridimensionnelle de la FDTD.

On remarque le décalage d'un demi-pas spatial et temporel entre les composantes électriques \mathbf{E} et magnétique \mathbf{H} inhérent à l'approximation des opérateurs de dérivation par le schéma centré des différences finies. Lors de la discrétisation spatiale les cellules sont repérées par, les indices spatiaux (i, j, k) ; ce sont des entiers réels positifs, correspondant respectivement à la grille tridimensionnelle (x, y, z) , Les distances sont aussi quantifiées selon les relations suivantes :

$$x = i. \Delta x, \quad y = j. \Delta y, \quad z = k. \Delta z$$

Généralement $\Delta x = \Delta y = \Delta z$ pour obtenir une grille cubique. L'approche de Yee pour les grandeurs, dépendantes de l'espace et du temps se note :

$$F_m(i, \Delta x, j, \Delta y, k, \Delta z, n, \Delta t) = F_m^n(i, j, k)$$

La fonction scalaire F est remplacée par les composantes de E et H .

m : représente la direction de la composante. ($m = x, y$ ou z), et n correspond à la nième itération temporelle. Si on prend l'exemple de l'équation (II .3)

$$\frac{\partial \vec{H}_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu_x} \left[\frac{\partial \vec{E}_z}{\partial y} - \frac{\partial \vec{E}_y}{\partial z} \right]$$

En appliquant l'approximation de différence finie centré et ensuite on fait l'emplacement de la composante H_x dans la cellule (i, j, k)

$$\begin{aligned} \vec{H}_x^{n+1}(i-1/2, j+1, k+1) &= \vec{H}_x^n(i-1/2, j+1, k+1) + \\ &\frac{\Delta t}{\mu_x(i-1/2, j+1, k+1)\Delta z} \left[\vec{E}_y^{n+1/2}(i-1/2, j+3/2, k+1) - \vec{E}_y^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k+1) \right] - \\ &\frac{\Delta t}{\mu_x(i-1/2, j+1, k+1)\Delta y} \left[\vec{E}_z^{n+1/2}(i-1/2, j+1, k+3/2) - \vec{E}_z^{n+1/2}(i-1/2, j+1, k+1/2) \right] \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

Le calcul de la composante H_x à partir des composantes E_y et E_z est illustré dans le schéma suivant (figure II .4). La même procédure s'applique pour calculer toutes les composantes électromagnétiques.

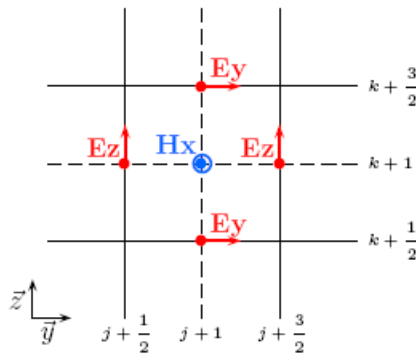


Figure II .4 : Représentation dans le plan $x = i - 1/2$ du calcul de la composante H_x à partir des composantes E_y et E_z .

II .5 .2 La discrétisation temporelle

De la même manière la discrétisation temporelle des composantes électromagnétique (électrique, magnétique) est effectuée à travers un remplaçant de la variable continue t par une suite de valeur t_n de la forme $t_n = n. \Delta t$, où Δt représente le pas temporel. Les champs magnétiques sont évalués à des instants multiples pairs du demi-pas $\Delta t/2$ d'échantillonnage temporel et les champs électriques aux instants multiples impairs. Le choix de cette discrétisation spatio-temporelle est imposé par la nécessité de centrer les dérivées spatiales et temporelles.

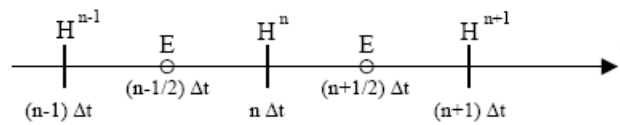


Figure II .5 : Discrétisation temporelle.

Pour conclure nous pouvons dire que les valeurs de $\vec{H}(\vec{r})$ et de $\vec{E}(\vec{r})$ sont déterminées dans le temps de façon itératives et en alternance. Ceci est représenté dans la figure II .5.

II .6 Problème numérique de la méthode FDTD

II .6 .1 Détermination de critère de stabilité : Le critère CFL

Un système après discrétisation spatio-temporelle, peut faire apparaître des solutions numériques non physiques pouvant conduire à une divergence du calcul et donc à des résultats faux. A cet effet les chercheurs Courant-Friedrichs-Lewy (CFL) [9-11] ont trouvé une contrainte numérique pour assurer la convergence de ce système, l'application de cette contrainte implique une relation entre les pas de discrétisation temporelle et spatiale [6].

Le pas d'échantillonnage temporel Δt devra donc être choisi suffisamment petit pour éviter cette erreur et respecter le critère de stabilité suivant :

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{1/\Delta x^2 + 1/\Delta y^2 + 1/\Delta z^2}} \quad (\text{II .15})$$

c est la vitesse de la lumière, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ sont les pas de discrétisation spatiale et Δt le pas d'échantillonnage temporel.

Dans le cas où les pas de discrétisation dans les trois directions spatiales sont égaux ($\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta$), l'équation (II. 15) se réduit à :

$$\Delta t \leq \frac{\Delta}{c\sqrt{3}} \quad (\text{II .16})$$

En pratique, on choisit Δt assez proche de sa valeur maximum pour réduire autant que possible le nombre d'itérations, donc la durée du calcul informatique.

II .6 .2 Dispersion numérique

D'après [6] la numérisation des équations de Maxwell introduit une dispersion appelée dispersion numérique. Il se dégage que la convergence d'un système dépend de deux paramètres ; la stabilité et la dispersion numérique.

La référence [12] montre que la mise en évidence de la dispersion numérique se fait en comparant l'expression discrétisée et l'expression analytique entre le vecteur d'onde et la pulsation angulaire.

La relation de dispersion analytique pour une onde plane dans un milieu continu sans pertes, est la suivante :

$$\frac{\omega^2}{c^2} = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 \quad (\text{II .17})$$

Où ω représente la pulsation du signal (rad/s), k est le vecteur d'onde (m^{-1}).

L'expérience de Taflove [6] a montré que pour réduire les effets de la dispersion numérique, il est nécessaire d'adopter une résolution spatiale δ telle que : $\delta = \lambda_{min}/10$.

Où λ_{min} correspond à la longueur d'onde minimale des ondes se propageant dans le volume de calcul.

II .7 Choix de l'excitation

En général, pour chaque structure à analyser on va choisir une excitation pour garantir un bon fonctionnement de l'antenne et une bonne adaptation. L'excitation est imposée suivant le domaine d'application et la bande de fréquence.

Pour obtenir de bons résultats dans la simulation FDTD, on a choisi l'excitation gaussienne à cause de son expression analytique simple et ayant un spectre en fréquence facilement contrôlable.

Une source Gaussienne sera définie de la façon suivante :

$$s(n) = \exp\left(-\frac{(n\Delta t - T_0)^2}{T^2}\right) \quad (\text{II.18})$$

Où n est le nombre d'itérations, Δt est le pas temporel et T_0 désigne le retard par rapport à l'instant $t = 0$.

Le paramètre T est déterminé à partir de la largeur de l'impulsion gaussienne w [13]. Il est donné par la relation suivante :

$$T = \frac{w/2}{v\sqrt{3}} \quad (\text{II.19})$$

v : est la vitesse de l'onde dans le substrat.

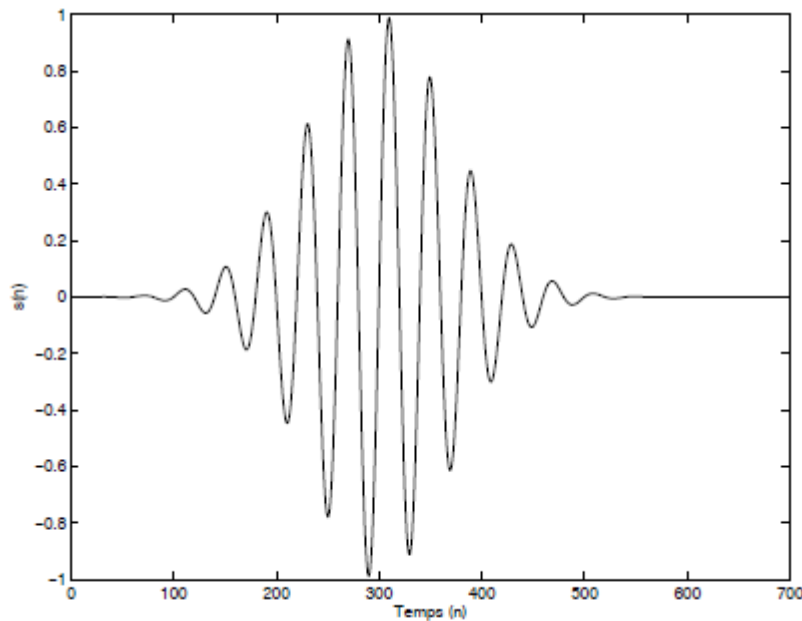


Figure II .6 : Forme temporelle d'une source sinusoïdale modulée par une gaussienne.

II .8 Equations implémentées dans l'algorithme de la FDTD en 3D

Après avoir défini les conditions de discrétisation spatiale et temporelle, on peut alors exprimer les équations aux différences finies, c'est-à-dire, la forme discrète des six équations de Maxwell.

Nous venons de montrer le choix de la discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell (II.3-II.8) au sens des différences finies. Il s'agit de respecter ces conditions afin de déterminer les 6 équations de maxwell sous leur forme discrète dans la cellule élémentaire (i,j,k) d'une part et dans l'espace-temps d'autre part.

$H_x^{n+1/2}(i, j, k)$, $H_y^{n+1/2}(i, j, k)$, $H_z^{n+1/2}(i, j, k)$ sont les valeurs des composantes du champ magnétique appartenant à la maille (i, j, k) . Elles sont calculées à l'instant $(n+1/2)\Delta t$.

$E_x^n(i, j, k)$, $E_y^n(i, j, k)$, $E_z^n(i, j, k)$ sont les valeurs des composantes du champ électrique appartenant à la maille (i, j, k) . Elles sont calculées à l'instant $n\Delta t$.

❖ Pour les équations du champ magnétique

$$\begin{aligned} \bar{H}_x^{n+1}(i-1/2, j+1, k+1) &= \bar{H}_x^n(i-1/2, j+1, k+1) + \\ &\frac{\Delta t}{\mu_x(i-1/2, j+1, k+1)\Delta z} \left[\bar{E}_y^{n+1/2}(i-1/2, j+3/2, k+1) - \bar{E}_y^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k+1) \right] - \\ &\frac{\Delta t}{\mu_x(i-1/2, j+1, k+1)\Delta y} \left[\bar{E}_z^{n+1/2}(i-1/2, j+1, k+3/2) - \bar{E}_z^{n+1/2}(i-1/2, j+1, k+1/2) \right] \end{aligned} \quad (\text{II.20})$$

$$\begin{aligned} \bar{H}_y^{n+1}(i, j+1/2, k+1) &= \bar{H}_y^n(i, j+1/2, k+1) + \\ &\frac{\Delta t}{\mu_y(i, j+1/2, k+1)\Delta x} \left[\bar{E}_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k+1) - \bar{E}_z^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k+1) \right] - \\ &\frac{\Delta t}{\mu_y(i, j+1/2, k+1)\Delta z} \left[\bar{E}_x^{n+1/2}(i, j+1, k+1) - \bar{E}_x^{n+1/2}(i, j, k+1) \right] \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{aligned} \bar{H}_z^{n+1}(i, j+1, k+1/2) &= \bar{H}_z^n(i, j+1, k+1/2) + \\ &\frac{\Delta t}{\mu_z(i, j+1, k+1/2)\Delta y} \left[\bar{E}_x^{n+1/2}(i, j+1, k+1) - \bar{E}_x^{n+1/2}(i, j+1, k) \right] - \\ &\frac{\Delta t}{\mu_z(i, j+1, k+1/2)\Delta x} \left[\bar{E}_y^{n+1/2}(i+1/2, j+1, k+1/2) - \bar{E}_y^{n+1/2}(i-1/2, j+1, k+1/2) \right] \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

❖ Pour les équations du champ électrique

$$\begin{aligned} \bar{E}_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) &= \bar{E}_x^{n-1/2}(i, j+1/2, k+1/2) + \\ &\frac{\Delta t}{\epsilon_x(i, j+1/2, k+1/2)\Delta y} \left[\bar{H}_z^{n+1}(i, j+1, k+1/2) - \bar{H}_z^{n+1}(i, j, k+1/2) \right] - \\ &\frac{\Delta t}{\epsilon_x(i, j+1/2, k+1/2)\Delta z} \left[\bar{H}_y^{n+1}(i, j+1/2, k+1) - \bar{H}_y^{n+1}(i, j+1/2, k) \right] \end{aligned} \quad (\text{II.23})$$

$$\begin{aligned} \bar{E}_y^{n+1/2}(i-1/2, j+1, k+1/2) = & \bar{E}_y^{n-1/2}(i-1/2, j+1, k+1/2) + \\ & \frac{\Delta t}{\epsilon_y(i-1/2, j+1, k+1/2)\Delta z} \left[\bar{H}_x^{n+1}(i-1/2, j+1, k+1) - \bar{H}_x^{n+1}(i-1/2, j+1, k) \right] - \\ & \frac{\Delta t}{\epsilon_y(i-1/2, j+1, k+1/2)\Delta x} \left[\bar{H}_z^{n+1}(i, j+1, k+1/2) - \bar{H}_z^{n+1}(i-1, j+1, k+1/2) \right] \end{aligned} \quad (\text{II .24})$$

$$\begin{aligned} \bar{E}_z^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k+1) = & \bar{E}_z^{n-1/2}(i-1/2, j+1/2, k+1) + \\ & \frac{\Delta t}{\epsilon_z(i-1/2, j+1/2, k+1)\Delta x} \left[\bar{H}_y^{n+1}(i, j+1/2, k+1) - \bar{H}_y^{n+1}(i-1, j+1/2, k+1) \right] - \\ & \frac{\Delta t}{\epsilon_z(i-1/2, j+1/2, k+1)\Delta y} \left[\bar{H}_x^{n+1}(i-1/2, j+1, k+1) - \bar{H}_x^{n+1}(i-1/2, j, k+1) \right] \end{aligned} \quad (\text{II .25})$$

- Cette mise en équations a permis l'élaboration d'un programme de calcul en Matlab. Un calcul itératif permet d'obtenir l'évolution temporelle du champ électromagnétique tenant compte des conditions imposées.

- Exemple d'évaluation :

La composante \vec{E}_x évaluée dans le maillage et à l'instant $(n+1)\Delta t$ fait intervenir la même composante mais calculée à l'instant précédent $(n)\Delta t$ et les composantes du champ magnétique \vec{H}_y , \vec{H}_z , qui l'entourent, calculées à l'instant $(n+1/2)\Delta t$.

La composante \vec{H}_x , et toutes les autres composantes peuvent être évaluées de la même manière.

II .9 Conditions aux limites d'absorption

Des conditions aux frontières nommées les ABC's (Absorbing Boundary conditions) ont été proposés dans la littérature et sont utilisés en particulier dans la méthode FDTD [14,15]. Ces conditions aux frontières doivent être définies de sorte que le champ au delà de ces limites est absorbé et il n'y a pratiquement aucune réflexion vers le volume de calcul, (Idéalement, une frontière sans réflexion).

Parmi les ABC les plus connus on trouve les couches parfaitement adaptées PML (Perfectly Matched Layers), proposées à l'origine par Bérenger [16] et développées par d'autres chercheurs[17].

❖ Couches absorbantes de Bérenger (PML)

En 1994, Bérenger a proposé les couches parfaitement adaptées PML (Perfectly Matched Layers) [16]. Les couches PML utilisent le principe d'impédance suivant : dans le vide une onde plane à incidence normale sur un milieu de conductivité électrique σ et de conductivité magnétique équivalente σ^* ne conduit à aucune réflexion si [18]:

$$\frac{\sigma}{\varepsilon_0} = \frac{\sigma^*}{\mu_0} \quad (\text{II .26})$$

Où μ_0 et ε_0 sont respectivement la perméabilité et la permittivité du vide.

La relation (II .26) montre que les couches absorbantes assurent théoriquement une absorption des ondes de façon indépendante de la fréquence et de l'angle d'incidence.

L'efficacité et la simplicité de mise en œuvre nécessitent toutefois un espace mémoire et un temps de calcul qui peuvent doubler car chaque composante électromagnétique doit être séparée en deux sous-composantes sur lesquelles des conductivités spécifiques sont appliquées (propagation suivant x , y), Par exemple, pour la composante Hz, on a :

$$H_z = H_{zx} + H_{zy}$$

Les équations de Maxwell faisant apparaître une absorption électrique et une absorption magnétique suivant x , y et z ($\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z, \sigma_x^*, \sigma_y^*, \sigma_z^*$) peuvent s'écrire:

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} : \begin{cases} \mu_x \frac{\partial H_{xy}}{\partial t} + \sigma_y^* H_{xy} = \frac{-\partial(E_{zx} + E_{zy})}{\partial y} \\ \mu_x \frac{\partial H_{xz}}{\partial t} + \sigma_z^* H_{xz} = \frac{\partial(E_{yx} + E_{yz})}{\partial z} \end{cases} \quad (\text{II .27})$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} : \begin{cases} \mu_y \frac{\partial H_{yz}}{\partial t} + \sigma_z^* H_{yz} = \frac{-\partial(E_{xy} + E_{xz})}{\partial z} \\ \mu_y \frac{\partial H_{yx}}{\partial t} + \sigma_x^* H_{yx} = \frac{\partial(E_{zx} + E_{zy})}{\partial x} \end{cases} \quad (\text{II .28})$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} : \begin{cases} \mu_z \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \sigma_x^* H_{zx} = \frac{-\partial(E_{yx} + E_{yz})}{\partial x} \\ \mu_z \frac{\partial H_{zy}}{\partial t} + \sigma_y^* H_{zy} = \frac{\partial(E_{xy} + E_{xz})}{\partial y} \end{cases} \quad (\text{II .29})$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} : \begin{cases} \epsilon_x \frac{\partial E_{xy}}{\partial t} + \sigma_y E_{xy} = \frac{\partial(H_{zx} + H_{zy})}{\partial y} \\ \epsilon_x \frac{\partial E_{xz}}{\partial t} + \sigma_z E_{xz} = \frac{-\partial(H_{yx} + H_{yz})}{\partial z} \end{cases} \quad (\text{II .30})$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} : \begin{cases} \epsilon_y \frac{\partial E_{yz}}{\partial t} + \sigma_z E_{yz} = \frac{\partial(H_{xy} + H_{xz})}{\partial z} \\ \epsilon_y \frac{\partial E_{yx}}{\partial t} + \sigma_x E_{yx} = \frac{-\partial(H_{zx} + H_{zy})}{\partial x} \end{cases} \quad (\text{II .31})$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} : \begin{cases} \epsilon_z \frac{\partial E_{zx}}{\partial t} + \sigma_x E_{zx} = \frac{\partial(H_{yx} + H_{yz})}{\partial x} \\ \epsilon_z \frac{\partial E_{zy}}{\partial t} + \sigma_y E_{zy} = \frac{-\partial(H_{xy} + H_{xz})}{\partial y} \end{cases} \quad (\text{II .32})$$

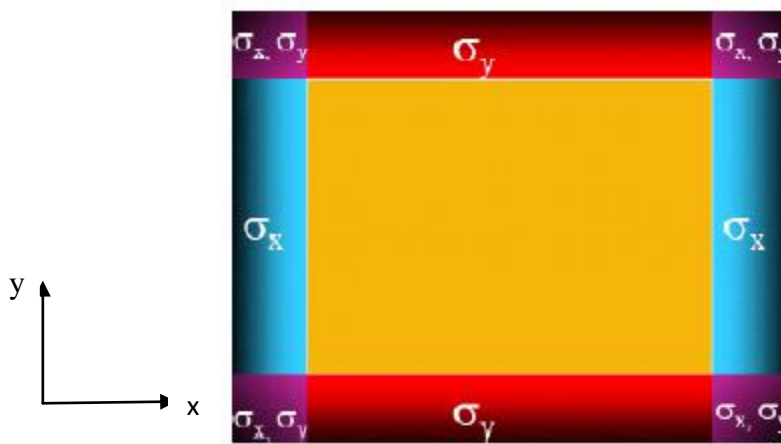


Figure II .7 : Absorption dans les PML autour d'un domaine deux dimensions.

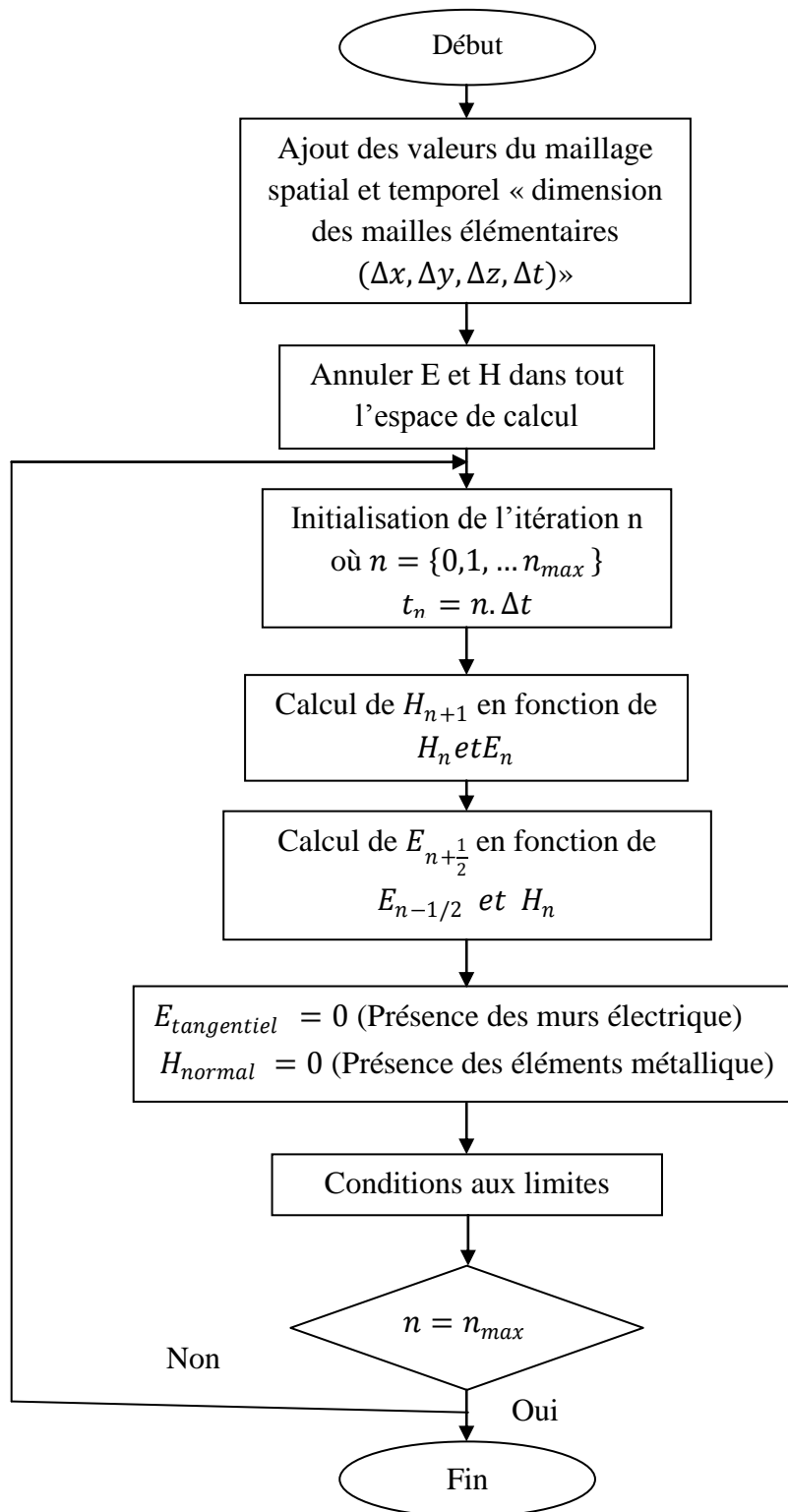


Figure II .8 : L'algorithme principal de la méthode FDTD

Cet algorithme représente une interprétation de notre programme écrit à base du logiciel MATLAB.

II .10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons détaillé le principe de base de la méthode FDTD. C'est une méthode itérative qui calcule à chaque itération les composantes du champ électrique et magnétique. Elle est basée sur un algorithme développé par Yee, pour la résolution des équations de Maxwell dans le domaine temporel. La résolution approchée de ces équations comporte une étape nommée discrétisation (discrétisation spatiale et discrétisation temporelle) où le critère de stabilité et la dispersion numérique sont pris en compte.

Cette méthode va nous permettre de calculer les paramètres électromagnétiques d'une antenne à résonateur diélectrique (coefficient de réflexion, impédance d'entrée.....etc.) en présence des couches absorbantes adaptées PML.

II .11 Bibliographie du chapitre II

- [1] S. A. Long, M. W. McAllister and L. C. Shen; "The resonant cylindrical dielectric cavity antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 3, N° 3, Page(s): 406-412, May 1983.
- [2] I. Messaoudene, T. A. Denidni and A. Benghalia; "Ultra-wideband DRA Integrated with Narrow-band Slot Antenna", Electronics Letters, vol. 50, N° 3, Page(s): 139-141, Jan. 2014.
- [3] M. Wyville, A. Petosa and J. S. Wight; "DIG Feed for DRA Arrays", IEEE Antennas and Propagation Symposium Digest AP-S, Page(s): 176-179, 2005.
- [4] T. Itoh; "Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-wave Passive Structures", John Wiley, 1989
- [5] M. N. O. Sadiku; "Numerical techniques in electromagnetics, "CRC press, 1992.
- [6] Allen Taflove and Susan C. Hagness; "The Finite-Difference Time-Domain Method', Artech House Antennas and Propagation Library, Computational Electrodynamics, 1995.
- [7] K. S. Yee; "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 14, N° 3, Page(s): 302-307, 1966.
- [8] A. Hafiane; "Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique", Thèse de Doctorat, Université de MARNE LA VALLEE, Mars 2003.
- [9] R. Courant, K. Friedrichs and H. Lewy, IBM Journal vol. 11, Page(s): 215-234, 1967.
- [10] E. Tan; "Fundamental schemes for efficient unconditionally stable implicit finite difference time-domain methods", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, N° 1, Page(s): 170-177, 2008.
- [11] T. Namiki, "3D ADI-FDTD method-unconditionally stable time-domain algorithm for solving full vector Maxwell's equations," IEEE Transactions. Microwave. Theory Tech., vol. 48, No. 10, Page(s):. 1743-1748, 2000.
- [12] F. Rejiba, thèse de Doctorat de l'université de Pierre de Marie Curie, 2002
- [13] P. B. Johns and R. L. Beurle; "Numerical solution of 2 dimensional scattering problems using a transmission line matrix", Proceeding IEE, vol. 118, Page(s): 1203-1208, September 1971.
- [14] D. E. Merewether, "Transient currents on a body of a revolution by an electromagnetic pulse" IEEE Transaction. electromagn. Compa!ct. vol. 13, Page(s): 41-44; May 1971.

- [15] R. L. Higdon; "Absorbing boundary conditions for difference approximations to the multi-dimensional wave equation" *Math. computational.* vol. 47, Page(s): 437-459, Oct.1986.
- [16] J. Bérenger; "Three-dimensional perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves," *Journal of Computational Physics*, vol. 127, Page(s): 363–379, 1996.
- [17] D.M. Sollivan; "Electromagnetic simulation using the FDTD method," IEEE Press. Piscataway, NJ, 2000.
- [18] J. Berenger; "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves ", *Journal of Computational Physics*, vol. 114, Page(s): 185-200, 1994.

Chapitre III

Analyse d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire

Sommaire

III .1 Introduction

III .2 Calcul du coefficient de réflexion S_{11} et de l'impédance d'entrée

III .3 Calcul du couplage entre les éléments rayonnants

III .4 Etude d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire simple (ARDR) alimentée par couplage par fente

III .5 Etude comparative entre deux structures : une structure à une fente et une structure à deux fentes

III .6 Etude comparative entre une antenne élémentaire et un réseau d'antennes à 2 ARDs

III .7 Etude d'un réseau d'antenne à 3 ARDs dans les bandes (WLAN et WIMAX)

III .8 Conclusion

III .9 Bibliographie du chapitre III

III .1 Introduction

L'étude théorique précédente concernant la formulation mathématique du problème nous a conduits dans ce chapitre à la résolution numérique des équations intégrales. Les résultats numériques obtenues, concernant la fréquence de résonance, le coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée sont donnés sous forme de courbes et de tableaux, afin de les comparer avec ceux des travaux déjà publiés et disponibles dans la littérature [1,2]. Les résultats sont également validés par le simulateur électromagnétique hyperfréquence dont le principe de fonctionnement est basé sur la méthode numérique «éléments finis»; le logiciel «HFSS» disponible au sein du laboratoire (LHS)[3] (Annexe).

L'étude a été élargie à deux types d'antennes : une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire (ARDR) alimentée par couplage par fente, et un réseau d'antennes (2 ARDs, et 3 ARDs) destiné pour les applications des communications sans fil norme WLAN.

III .2 Calcul du coefficient de réflexion S_{11} et de l'impédance d'entrée

III .2 .1 Coefficient de réflexion d'une antenne

❖ **Définition :** C'est le rapport d'amplitudes entre l'onde réfléchiée et l'onde incidente.

Les paramètres de dispersion S_{jk} sont obtenus par une simple transformation de Fourier de ces ondes transitoires. Le Coefficient de réflexion est donné par la relation suivante [4,5]:

$$S_{11}(f) = \frac{\text{TF}[E_{\text{réfléchiée}}(t)]}{\text{TF}[E_{\text{incident}}(t)]} \quad (\text{III .1})$$

Le coefficient de réflexion en décibel

$$|S_{11}(f)|_{\text{dB}} = 20\log|S_{11}(f)| \quad (\text{III .2})$$

❖ Relation entre impédance d'entrée et coefficient de réflexion [6]

$$s_{11}(f) = \frac{Z_e(f) - Z_0}{Z_e(f) + Z_0} \quad (\text{III .3})$$

Où Z_0 est l'impédance caractéristique normalisée, en général égale à 50Ω .

Ceci permet d'écrire :

$$Z_e(f) = Z_0 \frac{(S_{11}(f) + 1)}{(S_{11}(f) - 1)} \quad (\text{III .4})$$

Remarque : Lorsque $S_{11}(f) = 0$: $Z_e(f) = Z_0 = 50$, C'est à dire l'antenne est bien adaptée.

III .3 Calcul du couplage entre les éléments rayonnants

Nous avons décrit dans le chapitre I, pour un système antenne, les types d'excitations d'antenne à résonateur diélectrique les plus connus et les plus utilisés. L'étude menée dans ce chapitre repose sur la technique de couplage par fente.

Deux mécanismes de couplage très semblables sont créés, l'un entre la ligne d'excitation et la fente et l'autre entre la fente et le résonateur. La position de la ligne d'excitation par rapport à la fente ou l'inclinaison de la fente par rapport à l'antenne crée un paramètre de couplage [7,8].

En général, le paramètre de couplage ou le coefficient de transmission s'exprime par le rapport des transformées de Fourier du signal transmis sur le signal incident, il est défini par la relation suivante [9,10]:

$$S_{21}(f) = \frac{\text{TF}[E_{\text{transmi}}(t)]}{\text{TF}[E_{\text{incident}}(t)]} \quad (\text{III .4})$$

III .4 Etude d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire simple (ARDR) alimentée par couplage par fente

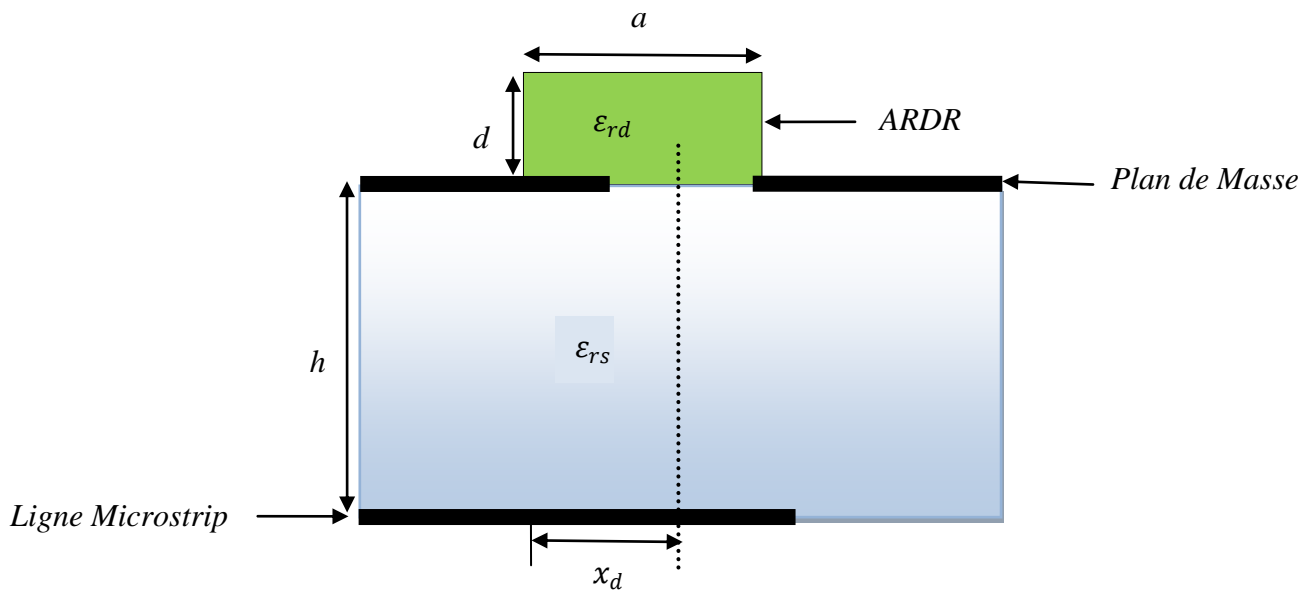
III .4 .1 Description de la géométrie de l'antenne

La structure analysée est une antenne à résonateur diélectrique de longueur $a = 15 \text{ mm}$, largeur $b = 3 \text{ mm}$, et de hauteur $d = 7.5 \text{ mm}$, avec permittivité $\epsilon_{rd} = 10.8$ [1].

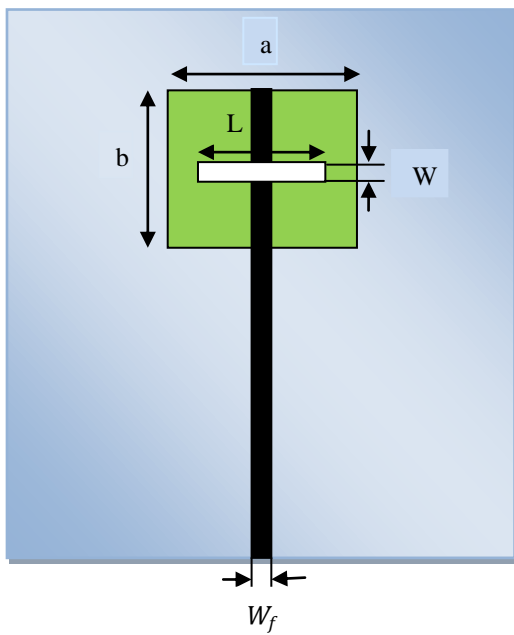
Le substrat est un diélectrique (Duroid 6010) de hauteur $h = 0.64 \text{ mm}$, et de permittivité $\epsilon_{rs} = 10.2$. L'antenne est alimentée par une ligne de transmission de largeur $W_f = 0.6 \text{ mm}$ à travers une fente de longueur $L = 6.1 \text{ mm}$ et de largeur $W = 1.2 \text{ mm}$ [1] (figure III .1).

Généralement, le mode de fonctionnement de l'antenne à résonateur diélectrique rectangulaire est le mode fondamental TE_{11}^z [2].

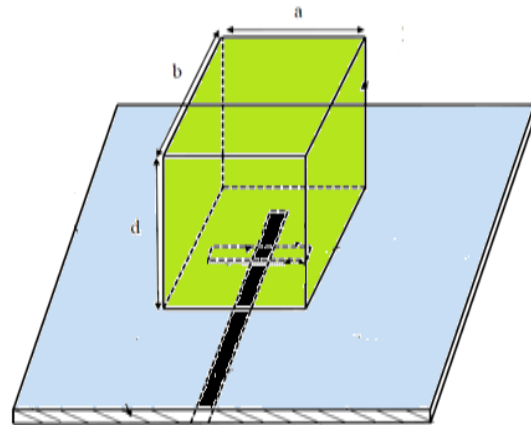
Pour cette structure nous avons fait un déplacement gauche du résonateur d'une distance $x_d = 15 \text{ mm}$.



(a)



(b)



(c)

Figure III.1 : Configuration d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire non centrée ; (a) vue latérale, (b) vue de dessus, (c) vue en 3D.

III .4 .2 Paramètres de la simulation FDTD

Les paramètres spatio-temporels donnés au chapitre II, ($\Delta x, \Delta y, \Delta z$ et Δt) sont choisis de façon à assurer une bonne adaptation du programme.

Le pas temporel utilisé $\Delta t = 0.1062 ps$ [2], est choisi de manière à vérifier le critère de stabilité numérique de l'algorithme FDTD [10]. Le temps de retard T_0 est fixé à $4T$. Le paramètre T de la gaussienne est choisi égal à $50 ps$.

Les pas spatio-temporels sont $\Delta x = 0.3 mm, \Delta y = 0.3 mm$ et $\Delta z = 0.32 mm$. Le volume du calcul est donc $76\Delta x * 32\Delta y * 40\Delta z$ cellules (dans les directions ox, oy, oz respectivement).

III .4 .3 Résultats et discussion

Le programme de calcul élaboré permet de donner le champ transmis, le coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée en fonction du pas du temps et en fonction de la fréquence.

Il permet également de donner le diagramme de rayonnement d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire couplée par une ouverture.

III .4 .3 .1 Le champ transmis, le coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée

La figure III .2 représente les variations du champ transmis \vec{E}_z en fonction du pas du temps dans l'antenne à résonateur diélectrique. On peut voir clairement que les 562 premiers points représentent le signal incident, le reste de l'allure est le signal réfléchi.

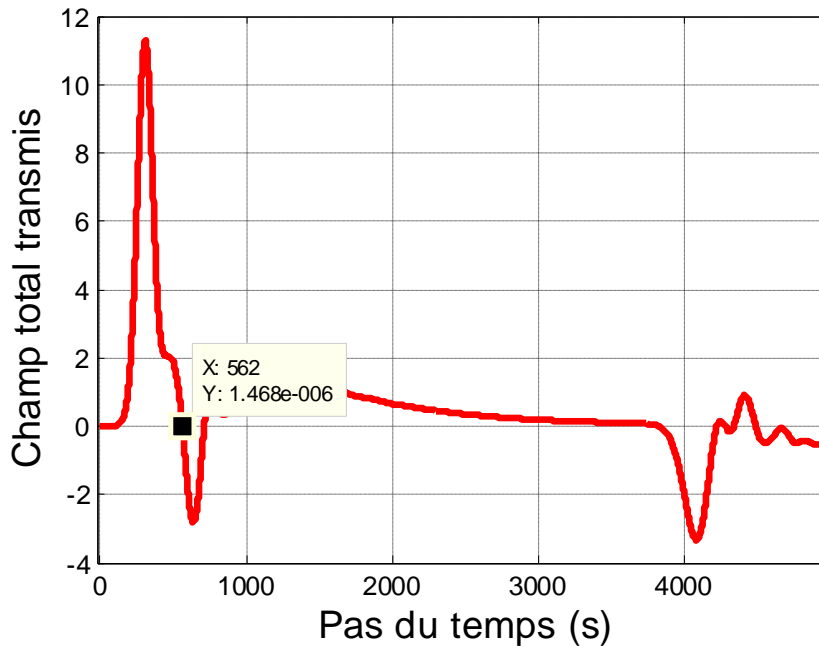


Figure III .2 : Représentation du champ transmis dans l'antenne diélectrique

La figure III .3 présente la comparaison entre nos résultats de simulation numérique réalisés par la méthode FDTD et le simulateur HFSS. Les résultats théoriques de Fan et Antar [1] obtenus par la méthode des Moments (MOM) sont également indiqués sur la figure III .3. La figure montre que la fréquence de résonance se situe à 6.88 GHz. D'après la figure III .3, il est clair que nos résultats sont en bon accord avec les deux autres résultats. Cependant, en terme de bande passante il y a une petite différence entre notre modèle FDTD et la méthode des moments [1]. En effet, par FDTD la largeur de bande est 16.71 % [6.33 GHz-7.48GHz] par contre la bande passante de [1] est 12.93 % [6.42 GHz-7.31 GHz].

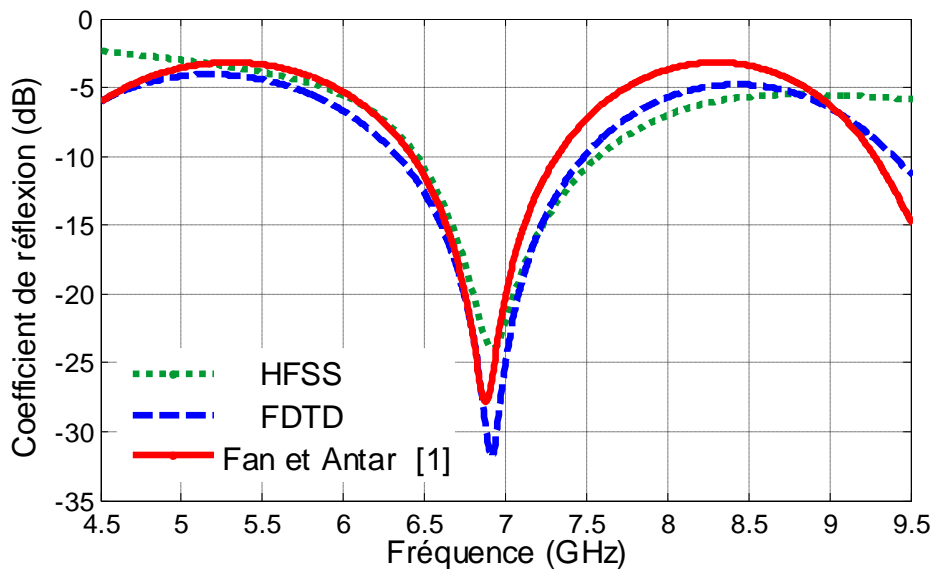


Figure III .3 : La variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

La figure III .4 montre l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence de l'antenne pour un résonateur diélectrique alimentée par couplage par fente. On constate qu'à la résonance, la partie réelle vaut 52 Ω , alors que la partie imaginaire est nulle, donc cette antenne a une bonne adaptation.

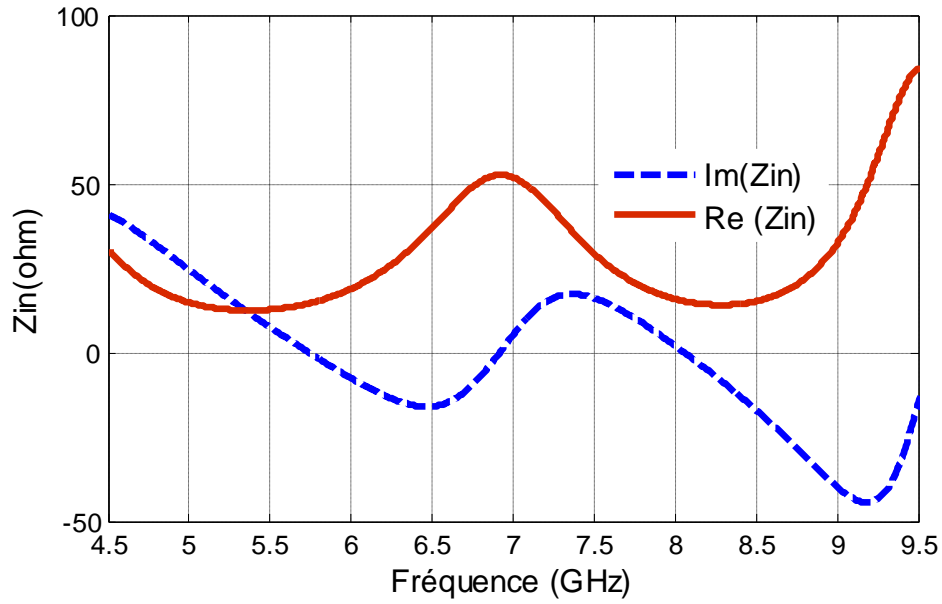
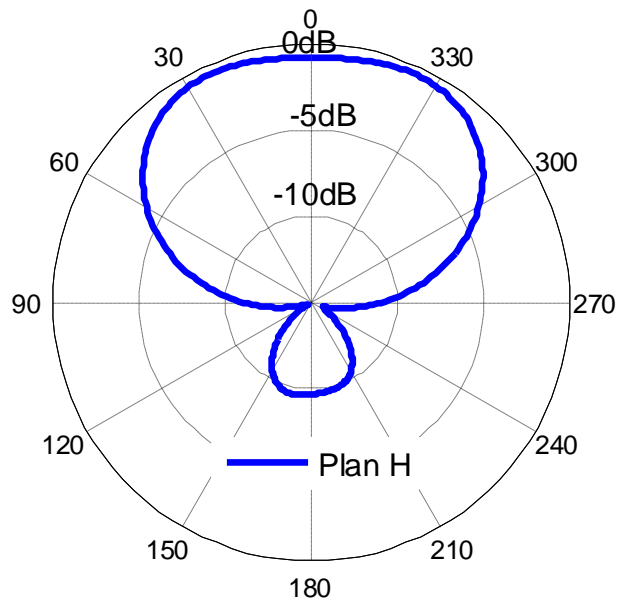


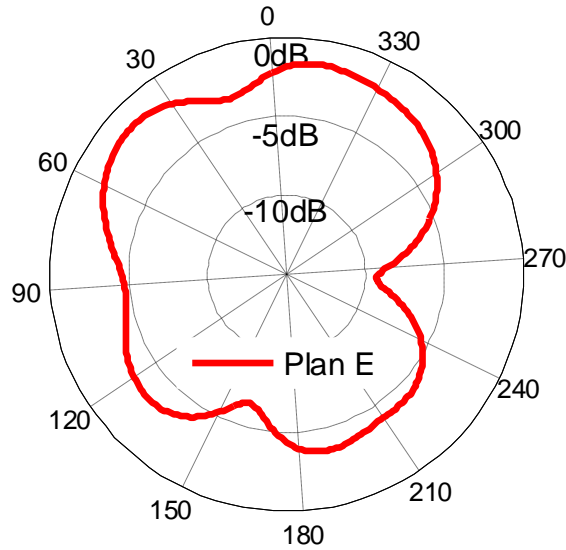
Figure III .4 : L'impédance d'entrée d'une antenne RDR non centrée

III .4 .3 .2 Diagramme de rayonnement

Les figures III .5a et 5b présentent les diagrammes de rayonnement autour de la résonance en fonction de l'angle θ pour une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire couplée par une fente. Nous traçons le module du champ E total dans les deux plans E ($\varphi=0$) et H ($\varphi=90^\circ$).



(a)



(b)

Figure III .5 : Diagrammes de rayonnement autour de la résonance en fonction de l'angle θ pour une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire.

a) Plan H ($\varphi=90^\circ$), b) Plan E ($\varphi=0$).

III .4 .3 .3 Etude paramétrique

❖ L'effet de la longueur de fente de couplage

La figure III .6, représente le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur de la fente ($L=6.1$ mm, $L=10$ mm et $L=16.2$ mm). Cette figure montre l'influence de la fente sur la fréquence de résonance de l'antenne. On observe une légère augmentation de la fréquence de résonance avec la diminution de la longueur de la fente.

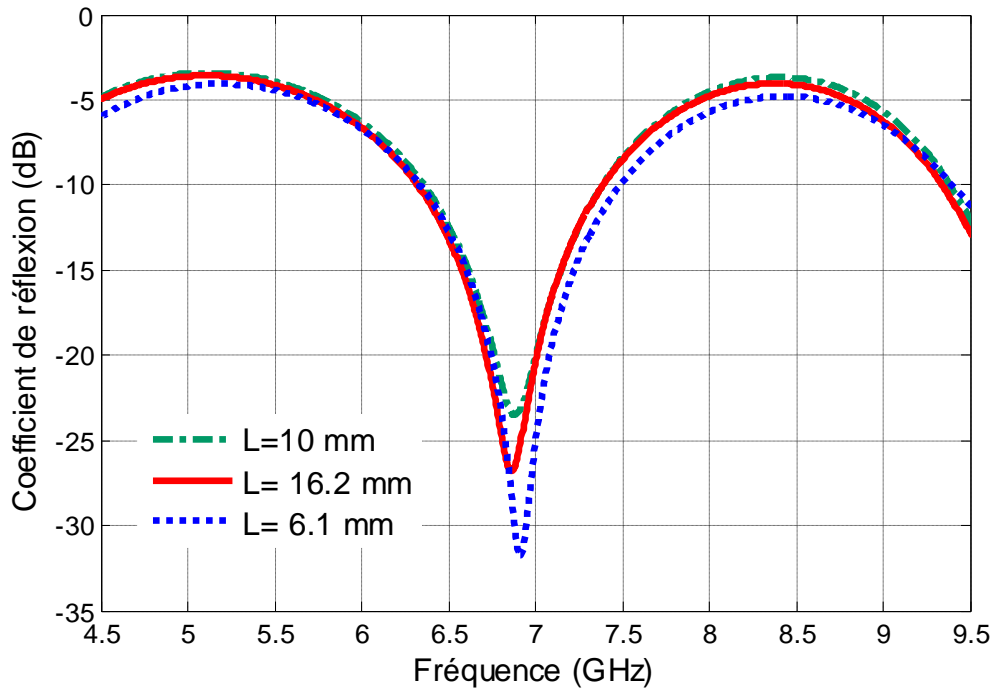


Figure III .6 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur de la fente d'excitation.

❖ **L'effet de largeur de fente de couplage**

Nous nous intéressons maintenant au paramètre W qui est la largeur de la fente de couplage. Le comportement de l'antenne en fonction de ce paramètre est représenté sur la figure III .7. Nous observons qu'au fur et à mesure que la largeur de fente augmente la bande passante diminue.

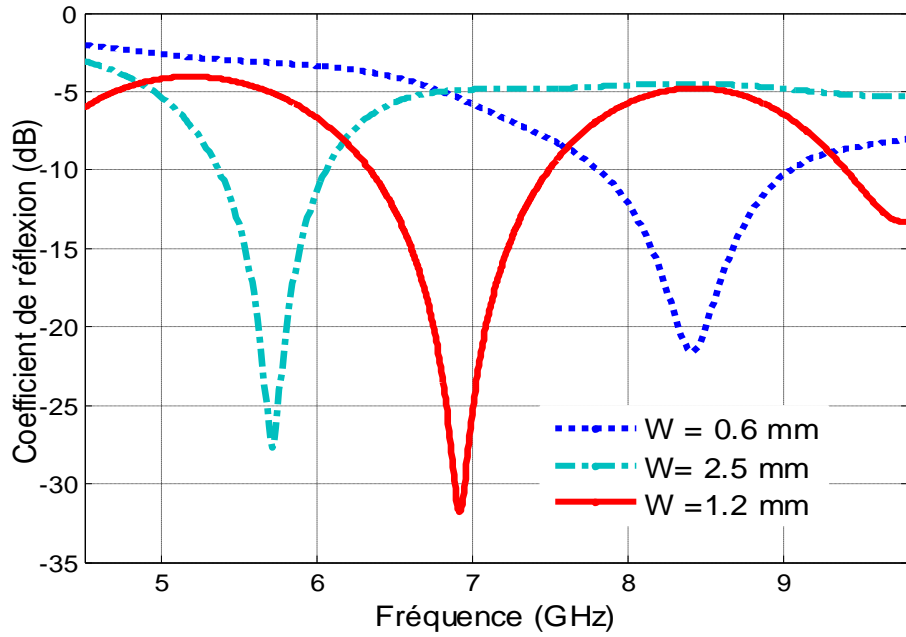


Figure III .7 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur de la fente d'excitation.

❖ **L'effet de la permittivité du résonateur ϵ_{rd}**

La figure III .8 montre l'effet de la permittivité du résonateur sur le coefficient de réflexion. D'après cette figure, on constate que l'augmentation de la permittivité diélectrique mène à une bande passante réduite.

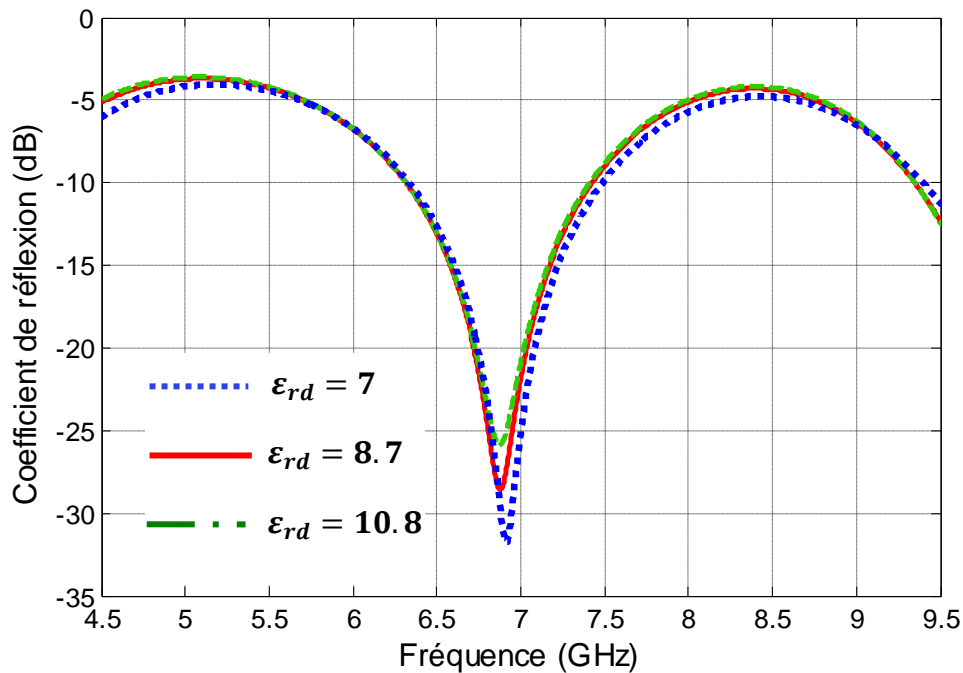


Figure III .8 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la permittivité du résonateur.

❖ Cas de la permittivité $\epsilon_{rd} = 100$

Dans cette sous-section, des résultats numériques sont obtenus pour les paramètres utilisés dans l'étude de Fan et Antar [1]. Les valeurs du résonateur sont : $a=12.5$ mm, $b= 12.5$ mm, $d=1$ mm et $\epsilon_{rd} = 100$. Les résultats obtenus dans [1] sont confrontés à ceux de notre modèle FDTD. La comparaison est indiquée sur la figure ci-dessous. Il est clair que nos résultats coïncident avec ceux de la référence [1].

On observe à partir de la figure III .9 que la permittivité du résonateur à 100 se traduit par une bande passante étroite.

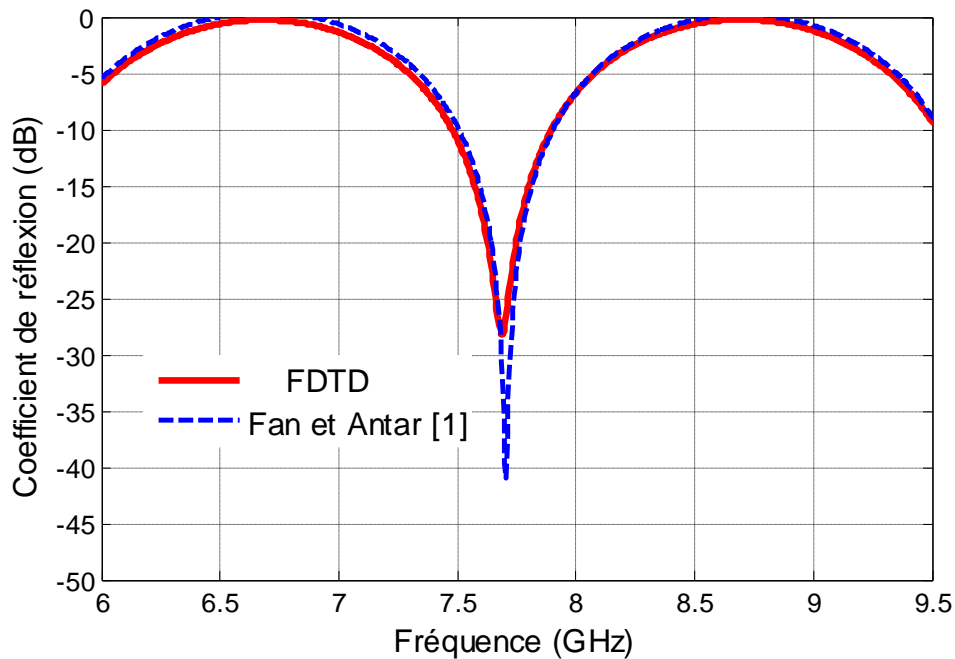


Figure III .9 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour une permittivité $\epsilon_{rd} = 100$

Tableau III .1 : Comparaison de la fréquence de résonance avec celle de la référence [2] pour différentes dimensions de l'antenne à résonateur diélectrique.

ϵ_{rd}	a	b	d	f_r (GHz)			Erreur(%)
				Mesurée [2]	Calculée [2]	nos résultats (calculée)	
20.0	10.16	7.11	10.16	4.71	4.63	4.59	0.12
20.0	10.6	10.16	7.11	4.55	4.60	4.58	0.03
37.84	9.31	4.60	9.31	4.50	4.13	4.59	0.09

Dans le tableau III .1, nous comparons la fréquence de résonance f_r obtenue par notre modèle avec celle calculée et mesurée dans [2]. Nous observons que les paramètres dimensionnels (a, b et d) et la permittivité relative du DRA ont une influence sur la fréquence de résonance. Nos résultats sont en bon accord avec les résultats reportés dans la référence [2].

❖ L'effet de la position de l'élément rayonnant

Pour étudier l'influence du déplacement du résonateur par rapport à la fente, nous déplaçons le résonateur de part et d'autre du centre d'une distance $x_d=15$ mm. Il est clair que dans la figure III .10 le déplacement du résonateur par rapport à la fente dans les deux directions affecte la fréquence de résonance et le coefficient de réflexion de l'antenne. Notons que le déplacement du résonateur à droite a un effet plus remarquable sur la fréquence de résonance et le coefficient de réflexion. On peut conclure également que la meilleure position du résonateur par rapport à la fente est au milieu.

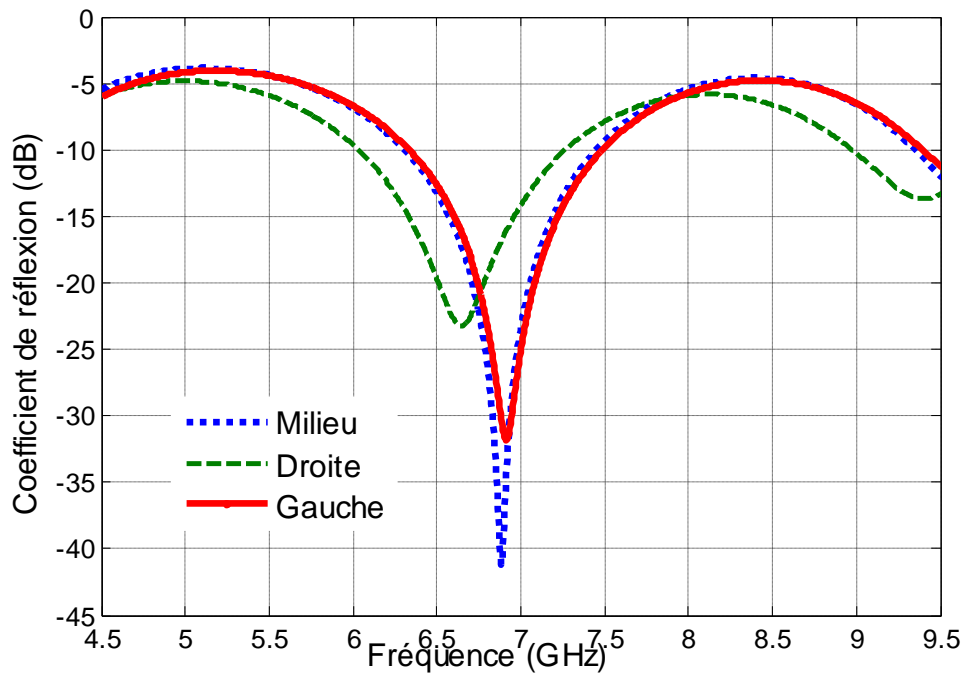


Figure III .10 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence selon la position du résonateur par rapport à la fente

III .5 Etude comparative entre deux structures : une structure à une fente et une structure à deux fentes

III .5 .1 Description de la géométrie des deux structures

Les structures analysées sont des antennes à résonateur diélectrique de longueur $a = 15mm$, largeur $b = 3mm$ et de hauteur $d = 7.5mm$, avec une permittivité $\epsilon_{rd} = 10.8$. Le substrat à base de Duroid 6010 a une hauteur $h = 0.64 mm$ et une permittivité $\epsilon_{rs} = 10.2$. Le résonateur est alimenté par une ligne de transmission de largeur $W_f = 0.6mm$, à travers une fente de longueur $L = 6.1 mm$ et de largeur $W = 1.2 mm$ (figure III .11a). Pour le cas de la deuxième structure montrée sur la figure III .11b, le résonateur est alimenté à travers deux fentes de longueurs $L1 = L2 = 3 mm$, et de largeurs $W1 = W2 = 1.2 mm$

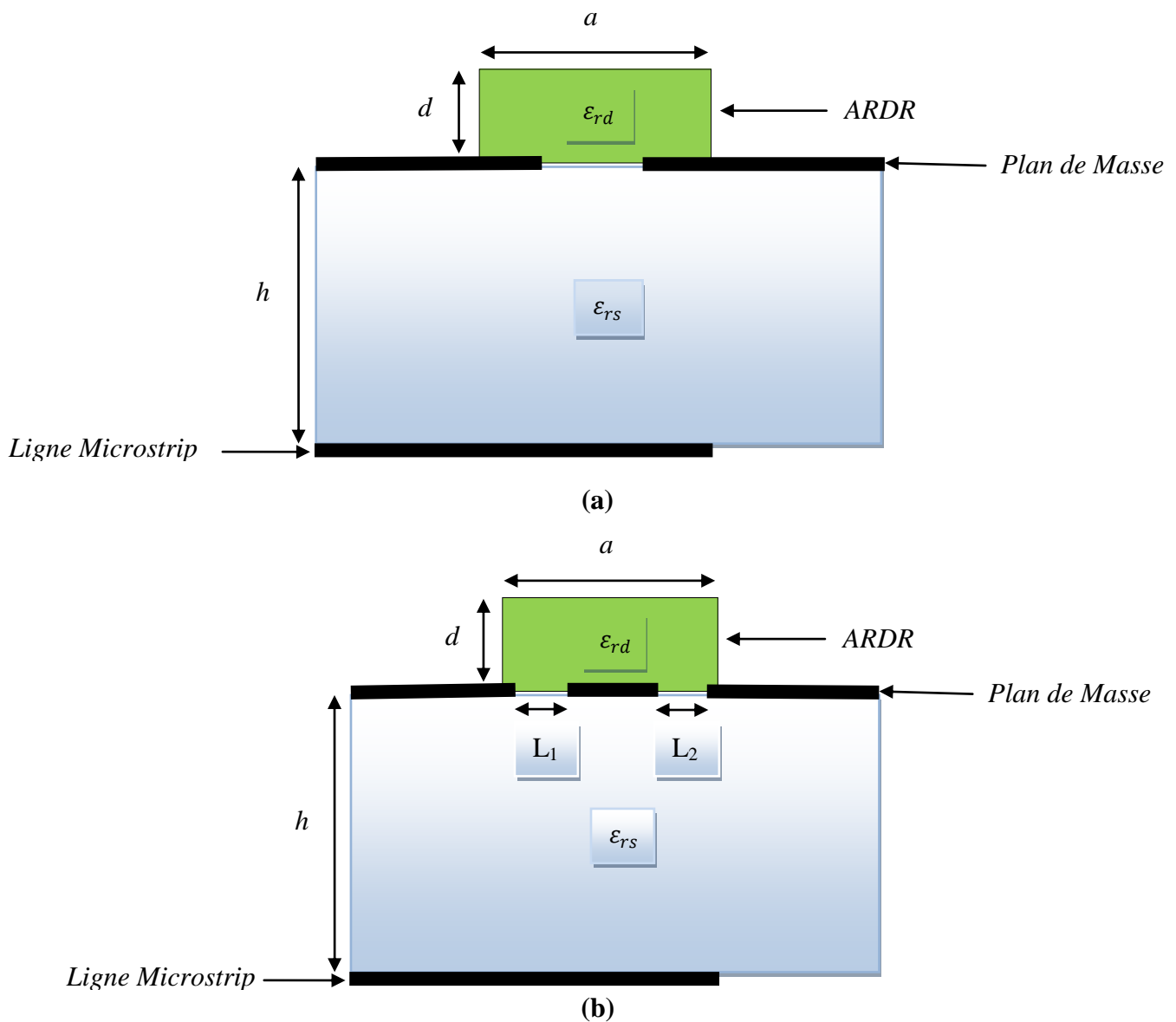


Figure III .11 : Géométries de deux antennes à résonateurs diélectriques; (a) Excitation à travers une fente, (b) Excitation à travers deux fentes.

III .5 .2 Coefficient de réflexion et impédance d'entrée

Les résultats obtenus par cette nouvelle méthode concernent le coefficient de réflexion, l'impédance d'entrée, la bande passante et le diagramme de rayonnement pour les deux structures décrites dans la sous-section III .5 .1.

Dana la figure III .12, nous comparons le coefficient de réflexion d'une antenne à une seule fente avec celui d'une antenne à deux fentes. Nous remarquons une grande différence au niveau de la bande passante des deux antennes. La bande passante d'une antenne à résonateur diélectrique avec une seule fente est de 16.56 %, avec une fréquence de résonance autour de 6.88 GHz. Par contre la bande passante d'une antenne avec deux fentes est de 21.31 %, avec une fréquence de résonateur de 6.38 GHz. On conclue donc que l'excitation du résonateur diélectrique à travers deux ouvertures constitue un outil efficace pour l'élargissement de la bande passante d'une antenne à résonateur diélectrique.

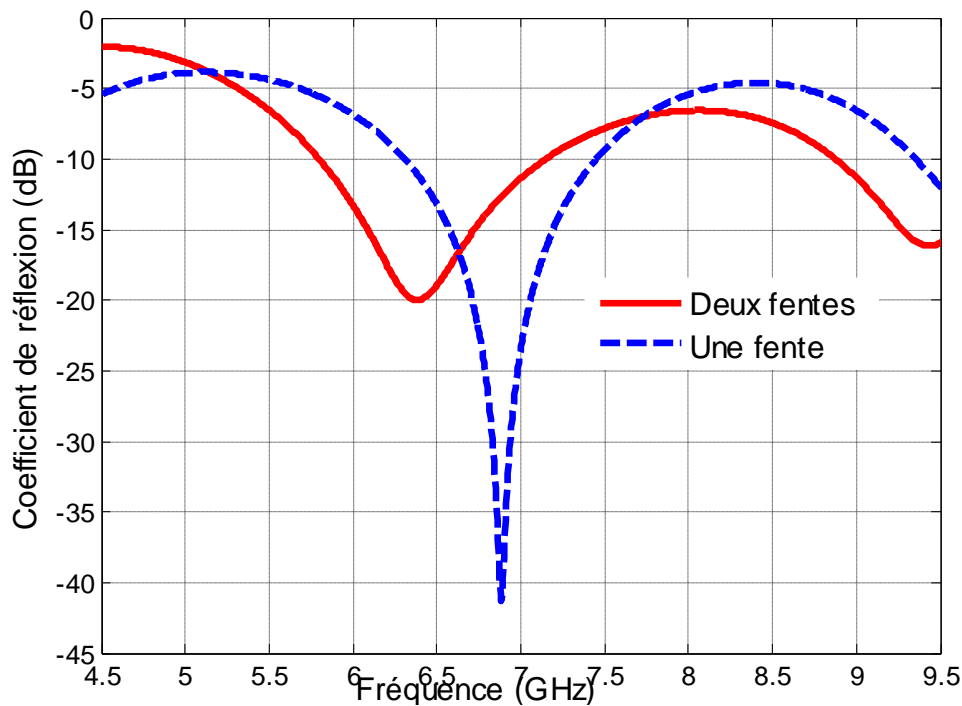


Figure III .12 : Comparaison du coefficient de réflexion s_{11} pour une structure à une seule fente avec celui d'une structure à deux fentes.

La figure III .13 montre la variation de l'impédance d'entrée d'une antenne RD avec deux fentes, en fonction de la fréquence, nous observons que la partie imaginaire de l'impédance d'entrée passe à zéro pour la fréquence de résonance 6.38 GHz.

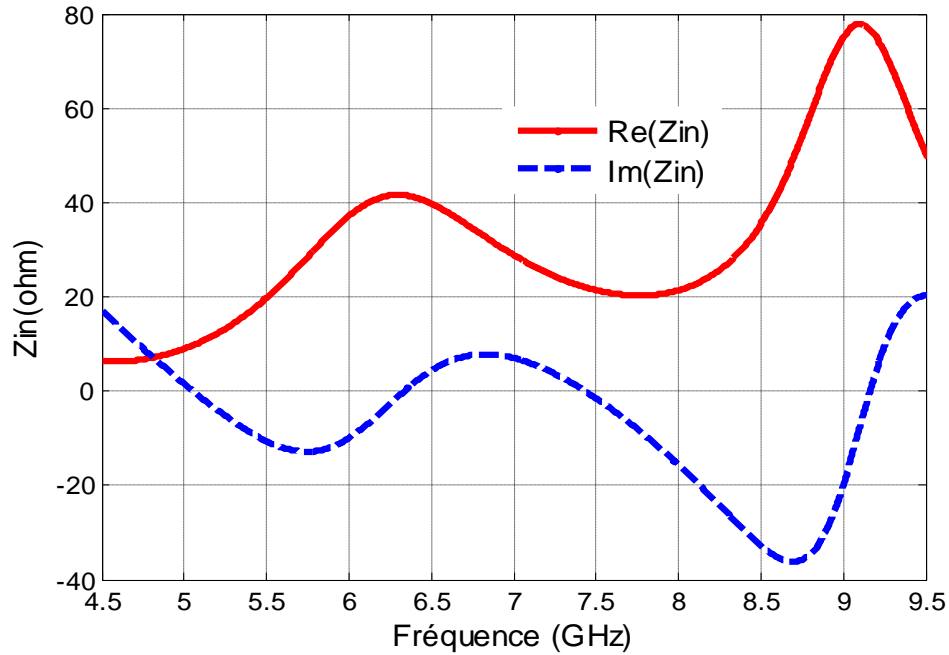


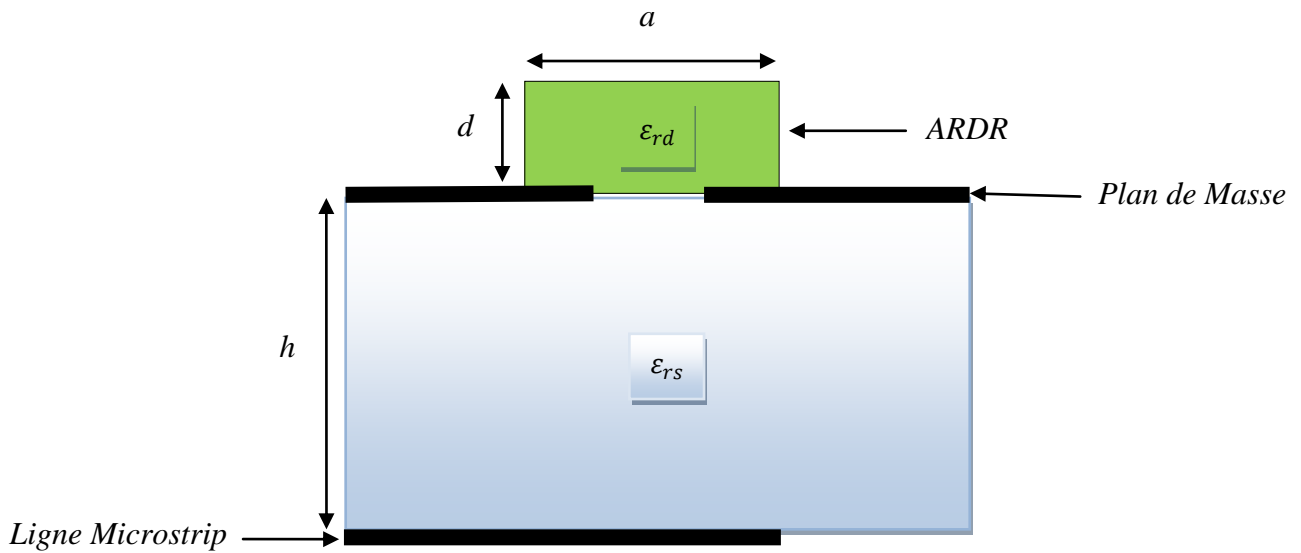
Figure III .13 : Partie réelle et partie imaginaire de l'impédance d'entrée d'une antenne avec deux fentes.

III .6 Etude comparative entre une antenne élémentaire et un réseau d'antennes à 2 ARDs

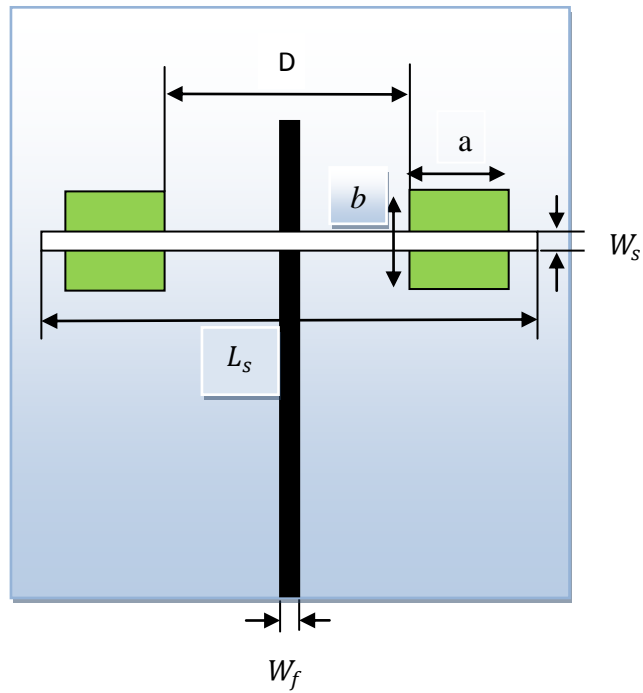
III .6 .1 Description de la géométrie des deux structures

La structure de l'antenne à résonateur diélectrique proposée est montrée dans la figure III .14. Elle est constituée d'un RD rectangulaire caractérisé par les dimensions a , b , d , et sa permittivité diélectrique ϵ_{rd} . Le couplage du RD à la ligne d'excitation se fait par l'intermédiaire d'une fente rectangulaire. Les paramètres géométriques de cette antenne sont représentés dans le tableau III .2, avec un volume total de $70 \times 50 \text{ mm}^2$. Le substrat diélectrique de cette antenne est du type Rogers TMM6 avec une permittivité relative $\epsilon_{rs} = 6$, une tangente de perte est de 0.023, et une épaisseur $h = 0.672 \text{ mm}$. [11].

Le but de cette partie est de faire une comparaison entre les performances d'une antenne élémentaire avec celles d'un réseau d'antennes à 2 ARDs.



(a)



(b)

Figure III .14 : Géométrie de deux antennes à résonateur diélectrique rectangulaire ;
(a) Antenne élémentaire, (b) Réseau à 2 éléments.

Tableau III .2 : Dimensions de l'antenne.

Paramètres	Dimensions (mm)
<i>a</i>	12.5
<i>b</i>	12.5
<i>d</i>	6.35
W_f	1
W_s	1.2
L_s	38

III .6 .2 Résultats et discussion pour une antenne élémentaire

Les résultats obtenus dans ce cas par cette nouvelle méthode (FDTD) concernent le coefficient de réflexion, la bande passante et le diagramme de rayonnement.

III .6 .2 .1 Coefficient de réflexion S_{11}

La figure III .15 présente la comparaison entre nos résultats numériques obtenus par le code FDTD avec ceux simulés par le simulateur HFSS pour le cas d'une antenne élémentaire. La fréquence de résonance se situe à 5.8 GHz. Nous constatons un bon accord entre nos résultats et ceux du simulateur HFSS. Le niveau d'adaptation est autour de -17 dB à la résonance. La bande passante de l'antenne est de 5.34 % pour un $S_{11} < -10$ dB.

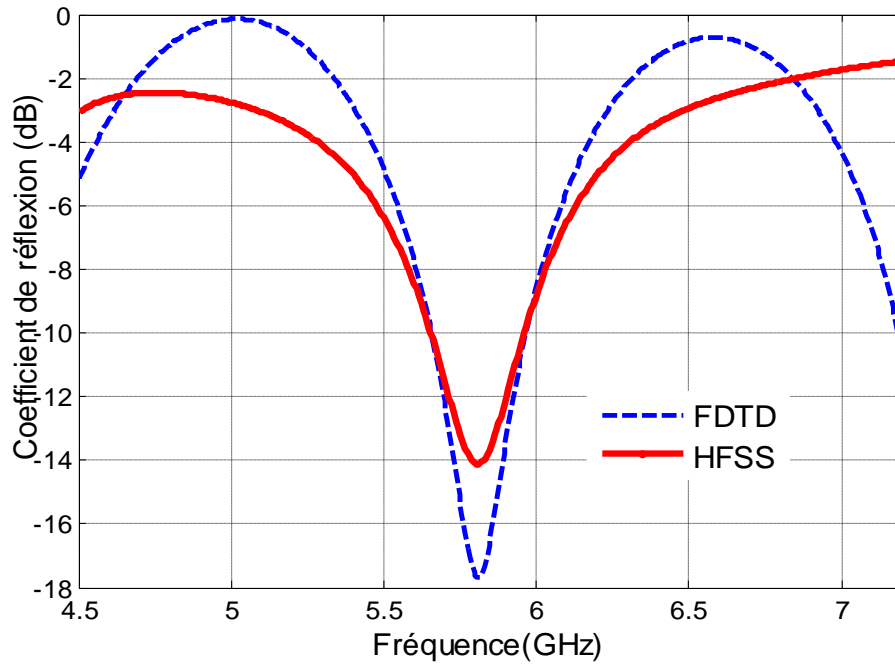


Figure III .15 : Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour une antenne élémentaire.

III .6 .2 .2 Diagrammes de rayonnement

La figure III .16 représente le diagramme de rayonnement de l'antenne dans les deux plans E et H ($\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$). On constate que le rayonnement de l'antenne est maximal pour $\theta=0^\circ$ (le rayonnement est maximal dans la direction perpendiculaire au résonateur diélectrique).

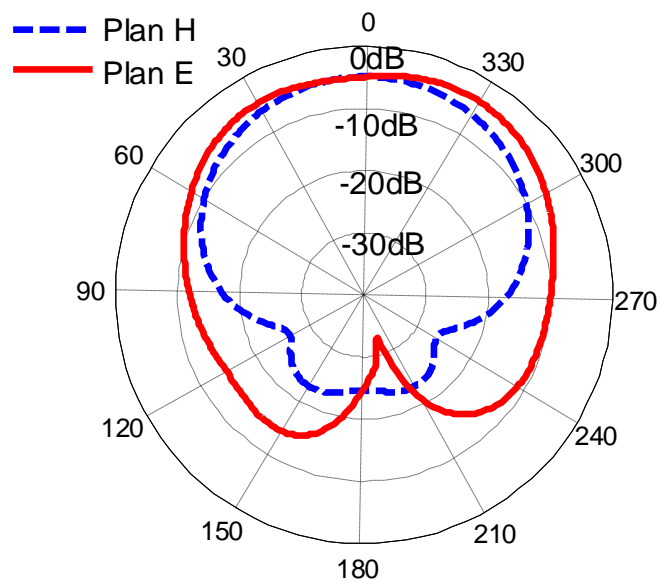


Figure III .16 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne dans les plans E et H à la fréquence $f=5.8$ GHz pour un seul élément rayonnant.

III .6 .2 .3 Effet de la hauteur de l'antenne

La figure III .17 représente les coefficients de dispersion S_{11} pour différentes valeurs de l'épaisseur du résonateur diélectrique ($d=7.5$ mm, $d=6.35$ mm, $d=5.25$ mm et $d=4$ mm). Cette figure montre l'influence de l'épaisseur de l'antenne sur la fréquence de résonance. On observe une diminution de la fréquence de résonance avec l'augmentation de l'épaisseur de l'antenne.

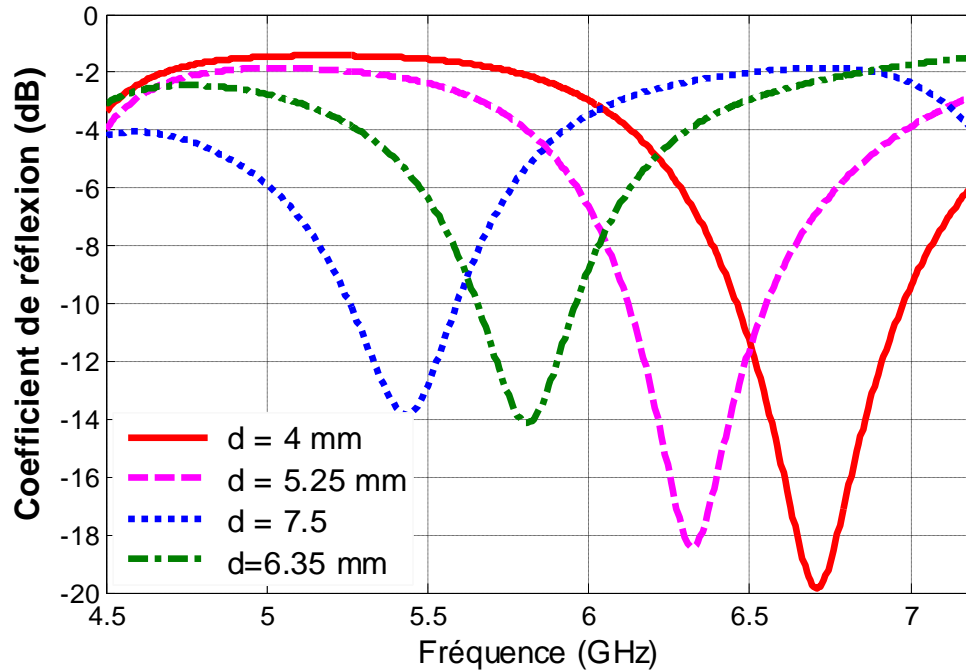


Figure III .17 : Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'épaisseur de l'antenne.

III .6 .3 Résultats et discussion pour un réseau d'antennes à 2 ARDs

Les résultats obtenus dans ce cas par cette nouvelle méthode concernent le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement. Nous étudions également l'effet de l'espacement entre les deux éléments rayonnants.

III .6 .3 .1 Coefficient de réflexion S_{11}

Dans la figure III .18, nous comparons nos résultats numériques obtenus par le code FDTD avec ceux simulés par le simulateur HFSS. On a une adaptation de -54 dB autour de la fréquence de résonance, qui se situe à 5.8 GHz. La figure III .18 indique clairement que les résultats de la modélisation sont proches des simulations.

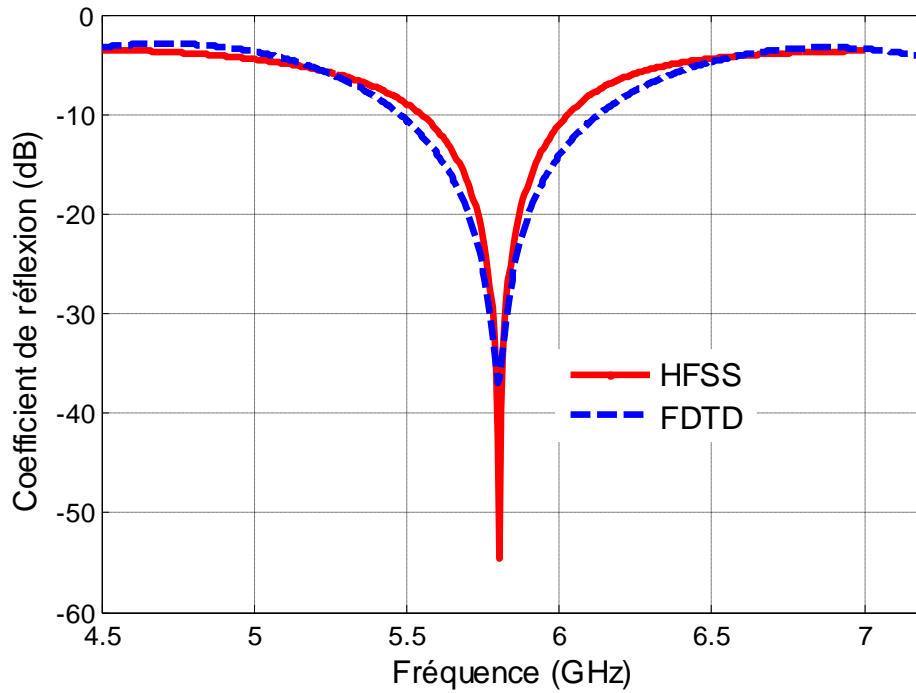


Figure III .18 : Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour un réseau à 2 éléments.

III .6 .3 .2 Diagramme de rayonnement

Dans la figure III .19, nous traçons le diagramme de rayonnement de l'antenne dans les deux plans ($\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$). Comme pour le cas d'une antenne élémentaire, on observe que le rayonnement est maximal dans la direction perpendiculaire au résonateur diélectrique.

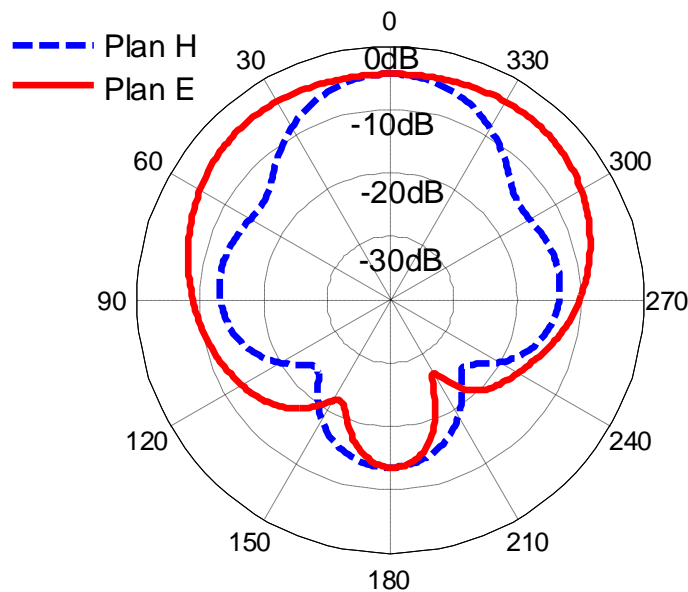


Figure III .19 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne à la fréquence $f=5.8$ GHz pour un réseau d'antennes à 2 ARDs.

III .6 .3 .3 Effet de l'espacement horizontal D entre les éléments rayonnants

La figure III .20 montre les variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de D/λ . En faisant varier l'espacement entre les éléments rayonnants de 1 à 0.25, on remarque que la fréquence de résonance diminue. Il se dégage que la fréquence de résonance des ARDs est très sensible au déplacement D/λ .

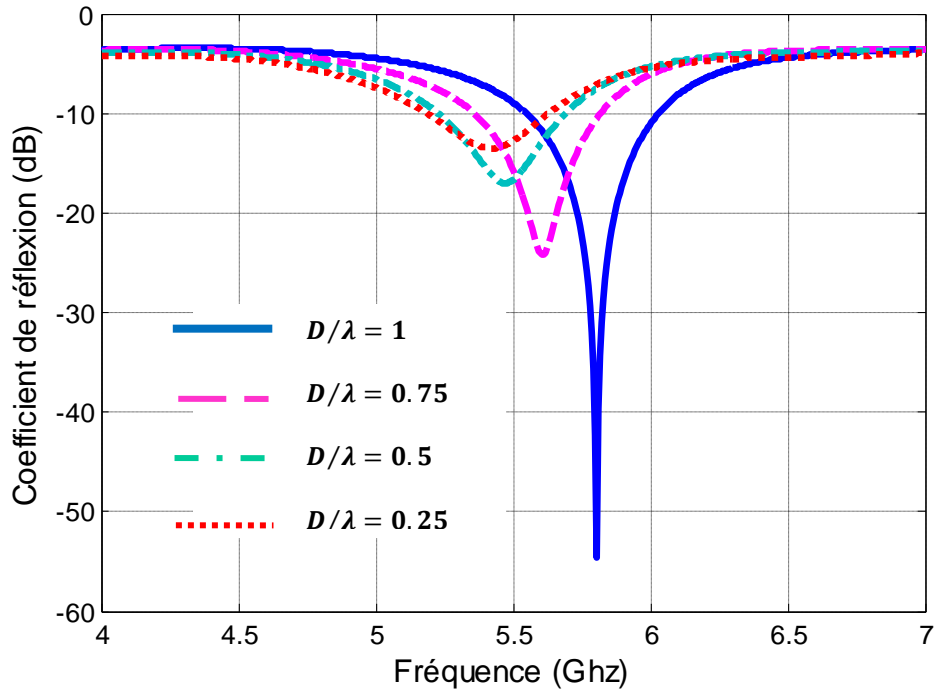


Figure III .20 : Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'espacement D/λ pour un réseau à 2 éléments.

III .6 .4 Comparaison entre le gain d'une antenne élémentaire et celui d'un réseau à deux éléments

Dans cette sous-section, nous effectuons une comparaison entre le gain d'une antenne élémentaire et celui d'un réseau à deux éléments. La comparaison est montrée dans la figure III .21. Les résultats montrent que le gain est à 4.80 dB pour une antenne élémentaire et il est à 6.18 dB pour un réseau à 2 éléments.

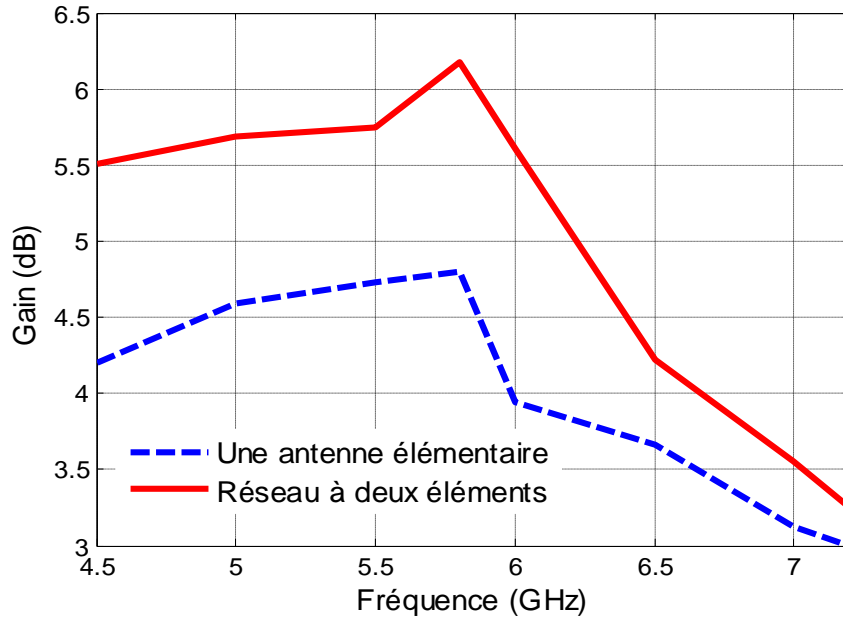
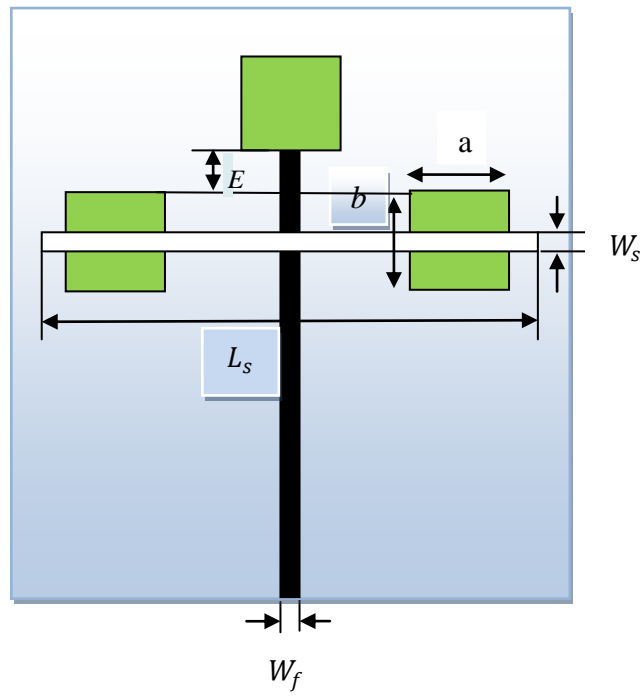


Figure III .21 : Comparaison entre le gain d'une antenne élémentaire et celui d'un réseau à deux éléments.

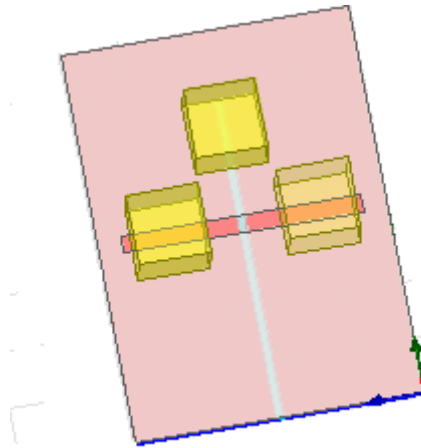
III.7 Etude d'un réseau d'antennes à 3 ARDs dans les bandes (WLAN et WIMAX)

III .7 .1 Description de la géométrie de l'antenne

L'étude menée précédemment concernant le réseau d'antennes est élargie à un réseau à trois résonateurs. Le but est d'étudier l'effet du troisième résonateur sur le diagramme de rayonnement et le gain. La géométrie de la structure est illustrée dans la figure III .22. Nous commençons tout d'abord par la validation de nos résultats pour le cas d'un réseau d'antennes à 3 ARDs. Le tableau III .3 récapitule les valeurs des paramètres de la structure proposée.



(a)



(b)

Figure III .22 : Géométrie du réseau d'antennes à 3 ARDs ; (a) vue de dessus, (b) vue en 3D.

Tableau III .3 : Les dimensions d'un réseau d'antennes.

ARD	substrat	Ligne microstrip	fente
$a=12.5\text{ mm}$ $b=12.5\text{ mm}$ $d=10\text{ mm}$ $\epsilon_{rd} = 9.8$	$h=0.672\text{ mm}$ $\epsilon_{rs} = 6$	$W_f = 1.5\text{ mm}$	$L_s = 41.5\text{ mm}$ $W_s = 3\text{ mm}$

III .7 .2 Résultats et discussion

Nous présentons les résultats calculés par notre méthode basée sur la FDTD et les résultats simulés en termes de coefficient de réflexion et de diagramme de rayonnement. Ces résultats montrent que l'effet du couplage sur les caractéristiques de rayonnement d'un réseau d'antenne dépend de l'espacement entre les éléments rayonnants. Il se dégage que l'effet du couplage diminue lorsqu'on augmente l'espacement entre les résonateurs.

III .7 .2 .1 Coefficient de réflexion S_{11}

A partir de la figure III .23, on voit que la structure proposée fonctionne en trois bandes différentes, la première bande est obtenue entre [2.19 GHz-2.62 GHz] pour une fréquence de résonance de 2.40 GHz, la deuxième bande est entre [3.57 GHz-4.04 GHz] pour une fréquence de résonance de 3.8 GHz et la troisième bande est obtenue entre [5.00 GHz-5.5 GHz] pour une fréquence de résonance de 5.24 GHz. Ces trois bandes couvrent les bandes (WLAN, WIMAX).

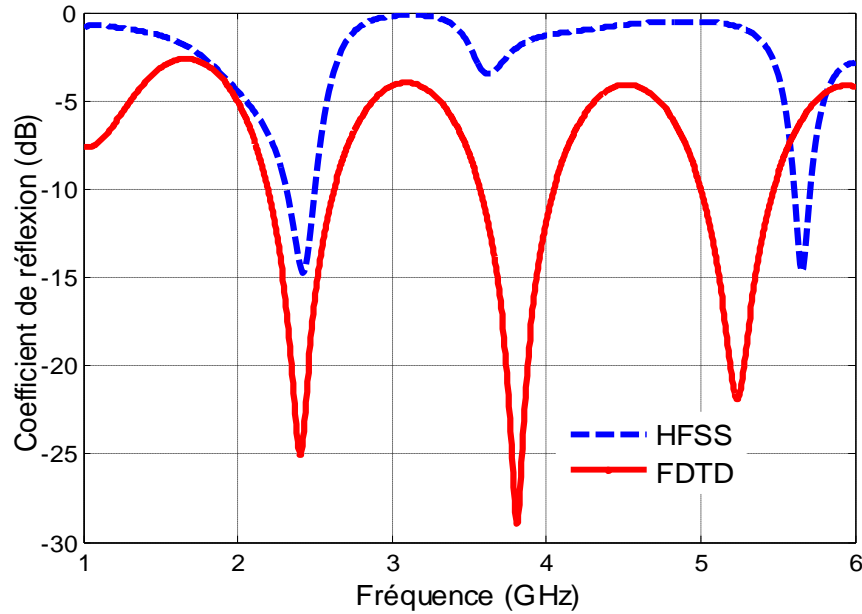


Figure III .23 : Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour un réseau à 3 éléments.

III .7 .2 .2 Effet de l'espace vertical E entre les éléments rayonnants

La figure III .24 montre les variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de E/λ . En faisant varier ce rapport de 1 à 0.5 pour que la réflexion soit bien adaptée, on remarque que si les éléments rayonnants sont très proches, le phénomène de couplage augmente.

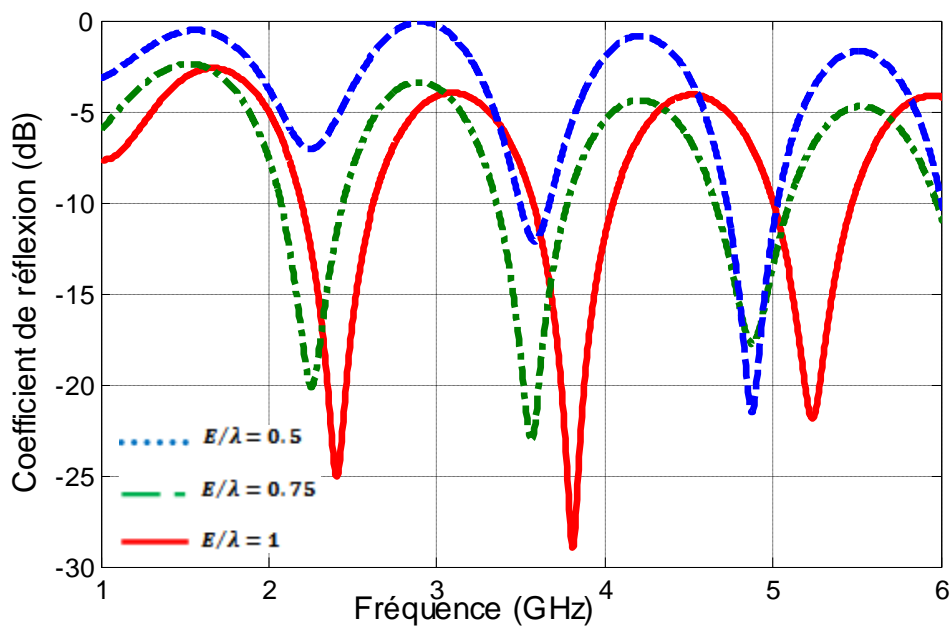
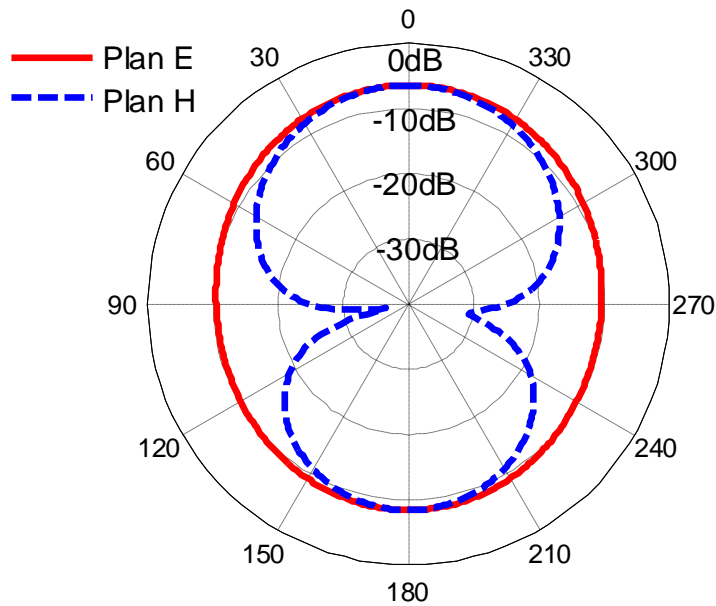


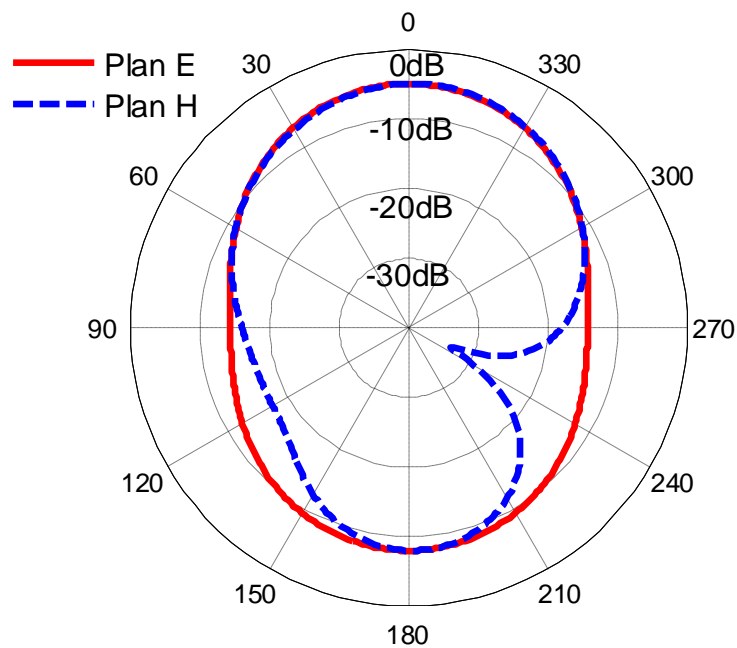
Figure III .24 : Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de E/λ d'un réseau à 3 éléments.

III .7 .2 .3 Diagramme de rayonnement

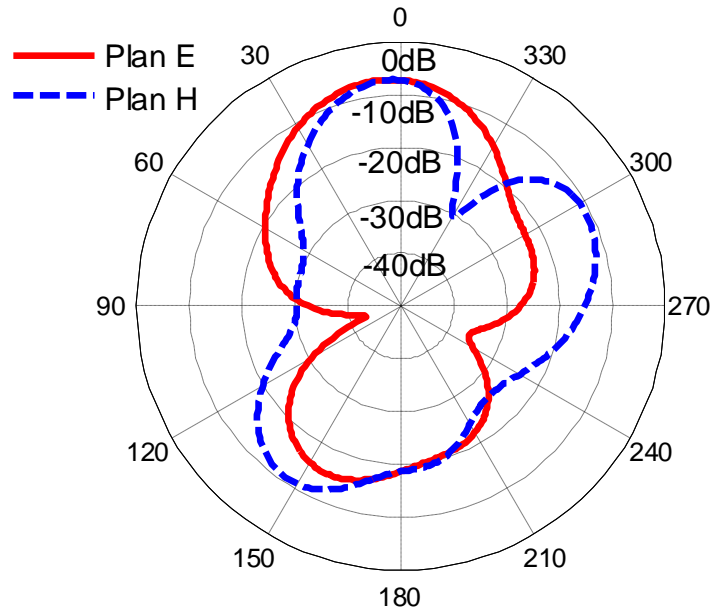
Sur les figures III .25a, 25b et 25c sont représentés les diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée dans les plans E et H pour les trois fréquences de résonances (2.4GHz, 3.8GHz et 5.24GHz) couvrant les bandes (WLAN, WIMAX), on remarque que plus la fréquence de résonance augmente plus le diagramme de rayonnement à tendance à ce subdivisé en plusieurs lobe.



(a)



(b)

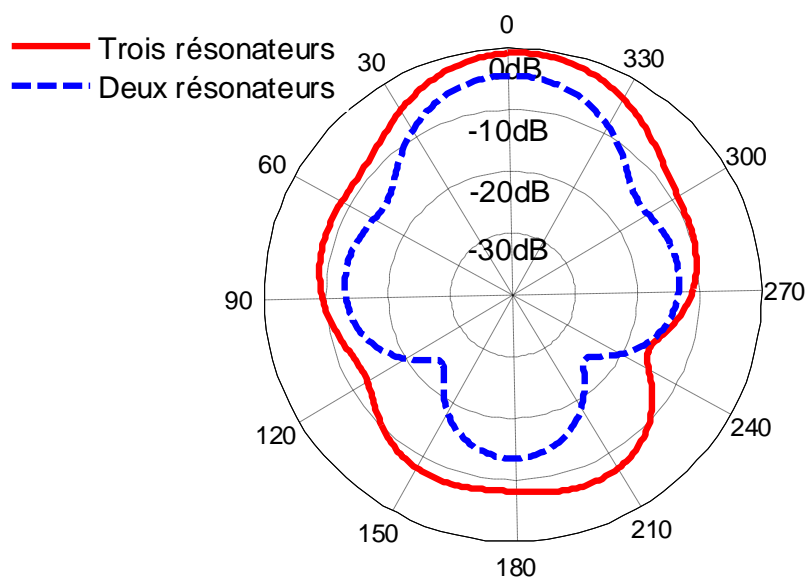


(c)

Figure III .25 : Diagrammes de rayonnement d'un réseau d'antennes à 3 ARDs pour (a) $f=2.4$ GHz, (b) $f= 3.8$ GHz et (c) $f=5.24$ GHz

III .7 .3 Comparaison entre le rayonnement des deux réseaux d'antennes

Dans les figures III .26a et 26b, nous comparons le rayonnement d'un réseau à deux résonateurs avec celui d'un réseau à trois résonateurs dans les plan E et H. La fréquence d'opération est 5.5 GHz. On note un gain maximum de 6 dB pour le réseau de 2 résonateurs, et un gain maximum de 7.25 dB pour le réseau de 3 résonateurs. Il se dégage que le gain maximum augmente avec le nombre d'éléments rayonnants.



(a)

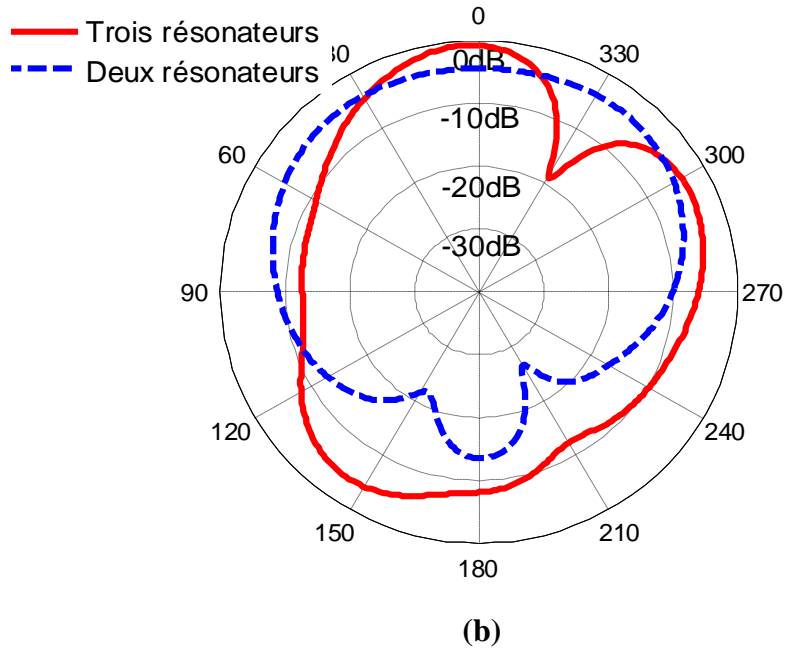


Figure III .26 : Diagrammes de rayonnement des deux structures réseaux opérant à la fréquence 5.5 GHz, (a) plan E et (b) plan H.

III .8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons appliqué notre code de calcul basé sur la méthode FDTD pour l'étude de plusieurs géométries. Les premiers résultats que nous avons présentés concernent une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire simple alimentée par couplage par fente. Une étude paramétrique a été menée pour quantifier l'influence de chaque paramètre sur les caractéristiques de l'antenne. Nous avons également effectué une comparaison entre cette structure et une structure ayant deux fentes. L'étude menée pour le cas d'une antenne à un seul résonateur diélectrique a été élargie pour le cas d'un réseau d'antennes à 2 résonateurs diélectrique. Une comparaison entre les performances d'une antenne à un seul résonateur diélectrique avec celles d'un réseau d'antennes à 2 résonateurs diélectrique a été effectuée. La dernière structure que nous avons analysée est constituée d'un réseau d'antennes ayant trois résonateurs. Cette dernière structure opère dans les bandes (WLAN et WIMAX).

De plus, nous avons comparé le réseau à deux résonateurs avec celui à trois résonateurs en termes de rayonnement.

Dans ce chapitre, nous avons donc validé la méthode proposée par comparaison de nos résultats numériques avec les données théoriques et expérimentales disponibles dans la littérature. Nous avons également comparé nos résultats avec ceux simulés par le simulateur HFSS.

III .9 Bibliographie du chapitre III

- [1] Y. M. M. Antar, Z. Fan; "Theoretical investigation of aperture-coupled rectangular dielectric resonator antenna", IEE. Proc-Microw. Antennas Propagation, vol. 143, N°. 2, Page(s): 113-118, April 1996.
- [2] R. K. Mongia and A. Ittipiboon; "Theoretical and experimental investigations on rectangular dielectric resonator antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 45, N°. 9, Page(s): 1348-1356, September 1997.
- [3] Ansoft High Frequency Structure Simulator (HFSS) Based on Finite Element Method 2007, v. 11.0.2, Ansoft Corp.
- [4] A. Taflove and M. E. Brodwin; "Numerical solution of steady - State electromagnetic scattering problems using the time domain dependant Maxwell's equations", IEEE Transaction Microwave Theory Tech, vol. MTT 19 N°8, Page(s): 623-630, August 1975.
- [5] Y. X. Qian and T. Itoh;" FDTD analysis and desugn of microwave circuits and antennas", Software and applications, Artech House, Norwood, MA, 2000.
- [6] E. A. Wolff, "Antenna analysis, "John Wiley & Sons, New York, U.S.A, 1966.
- [7] P.N. Fletcher, M. Dean and A.R. Nix. "Mutual coupling in multi-element array antennas and its influence on MIMO channel capacity", ELECTRONKS LETTERS 20th February 2003 Vol. 39 No. 4, 2003
- [8] M. K. Özdemir, H. Arslan, and E. Arvas, "A mutual coupling model for MIMO systems", IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology, pp.306-307, October 15-17, 2003.
- [9] J. R. James, P. S. Hall, C. Wood; "Microstrip antenna theory and design", Peter Peregrinus Ltd, Page(s): 103-109, New York, USA, 1981.
- [10] A. Tavlove, C. Hagness, "Computational electrodynamics: The finite difference time domain method, Second edition," Artech House, Boston, 2000.
- [11] I. Messaoudene , T. Denidni, and A. Benghalia, "Experimental investigations of ultra-wide-band antenna integrated with dielectric resonator antenna for cognitive radio applications", Progress In Electromagnetics Research c, Vol. 45, 33-42, 2013.

CHAPITRE IV

Antenne à résonateur diélectrique reconfigurable pour des applications WLAN

Sommaire

IV .1 Introduction

IV .2 Conception d'une antenne à résonateur diélectrique reconfigurable rectangulaire

IV .3 Conception d'une antenne à résonateur diélectrique reconfigurable triangulaire

IV .4 Techniques de fabrication et de mesure

IV .5 Antenne à résonateur diélectrique reconfigurable par diodes PIN

IV .6 Conclusion

IV .7 Bibliographie du chapitre IV

IV .1 Introduction

Une antenne reconfigurable étend les capacités d'une antenne classique en offrant la capacité de changer sa configuration, c'est à dire de changer une à plusieurs de ses caractéristiques fondamentales par un moyen électrique, mécanique ou autre, et cela en fonction des besoins et du contexte environnemental. Une façon de classer les antennes reconfigurables est de les distinguer selon les fonctions de reconfigurabilité qu'elles offrent: reconfiguration du rayonnement [1], reconfiguration de la polarisation [2], reconfiguration en fréquence[3], et toute combinaison des trois configurations précédentes. Dans la littérature [4-6], il existe plusieurs études selon le fonctionnement où le domaine d'applications de chaque type. Une solution pour contrôler ces paramètres [7] consiste à ajouter au système constitué d'une antenne reconfigurable des composants semi-conducteurs comme les diodes PIN, diodes varactors, diodes laser, MEMs, transistors à effet de champ (FET).....etc. Ces composants jouent le rôle d'interrupteur où commutateur. Par exemple, pour l'antenne microstrip dans [8-9] la modification de l'ouverture permet de travailler en plusieurs bandes de fréquence donc plusieurs domaines d'application. Dans la littérature, divers exemples d'utilisation de diodes PIN dans les antennes microstrip [10] et les antennes à résonateurs diélectriques [11] sont présentés.

Dans ce chapitre, on propose une nouvelle antenne à résonateur diélectrique reconfigurable de forme rectangulaire alimentée par une ligne microstrip. Cette antenne couvre la bande 5-6 GHz, ce qui est exigé pour des applications WLAN. L'analyse électromagnétique a été réalisée en utilisant les deux logiciels de simulation CST Microwave Studio disponible au sein du laboratoire INRS à Montréal-Canada et Ansoft HFSS disponible au sein du laboratoire LHS (Annexe 1). En outre pour valider le concept proposé, un prototype d'antenne expérimental a été réalisé et mesuré. Les mesures ont été effectuées au sein du laboratoire RF de l'institut national de la recherche scientifique INRS à Montréal-Canada, en utilisant l'analyseur de réseau Agilent 8722ES et une chambre anéchoïde. Les caractéristiques de l'antenne en termes de coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement, gain et efficacité sont mesurés.

IV .2 Conception d'une antenne à résonateur diélectrique reconfigurable rectangulaire

IV .2 .1 Géométrie de l'antenne proposée

L'antenne proposée est une antenne à résonateur diélectrique alimentée à travers deux ports. Le premier port est constitué d'un réseau de 4 antennes caractérisées par des dimensions identiques. Le couplage du RD à la ligne d'excitation se fait par l'intermédiaire d'une fente rectangulaire. Le deuxième port est constitué d'une seule antenne alimentée par une ligne de transmission à travers une fente. Les éléments rayonnants sont espacés de 38.75mm le long de l'axe horizontal et de 27 mm le long de l'axe vertical. Les paramètres géométriques de cette antenne sont représentés dans la figure IV .1, avec un volume total de 70 x 50 mm². Le substrat utilisé pour la simulation de cette antenne est du type Rogers TMM6 avec une permittivité relative $\epsilon_{rs} = 6$ et une épaisseur $h = 0.672$ mm.

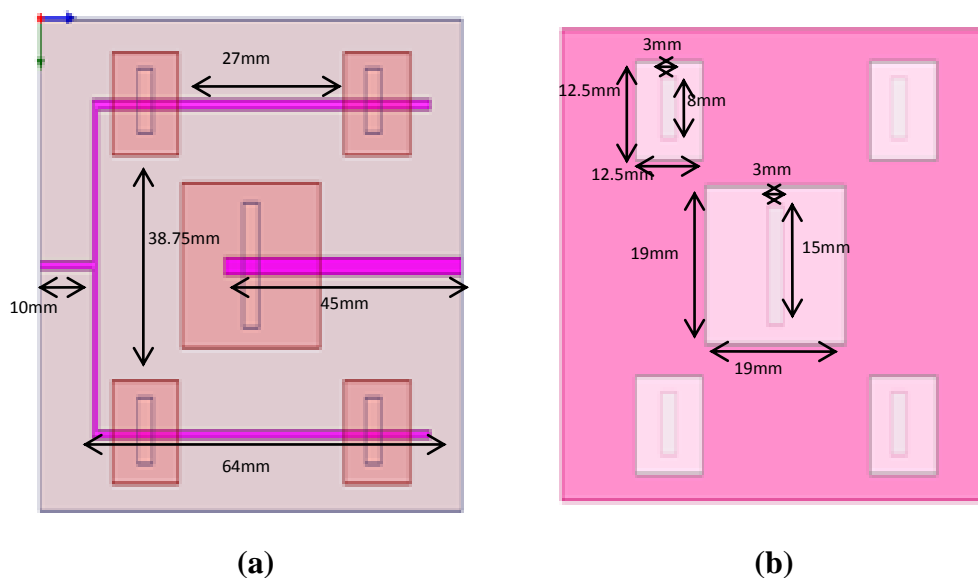


Figure IV .1 : Géométrie de la structure d'antenne à résonateur diélectrique reconfigurable, (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

IV .2 .2 Résultats et Discussions

L'analyse électromagnétique est réalisée en utilisant les deux logiciels de simulation CST Microwave Studio et Ansoft HFSS. Les résultats de la simulation concernent le coefficient de réflexion, le coefficient de transmission, le gain en fonction de la fréquence et le diagramme de rayonnement.

IV .2 .2 .1 Coefficient de réflexion et Coefficient de transmission

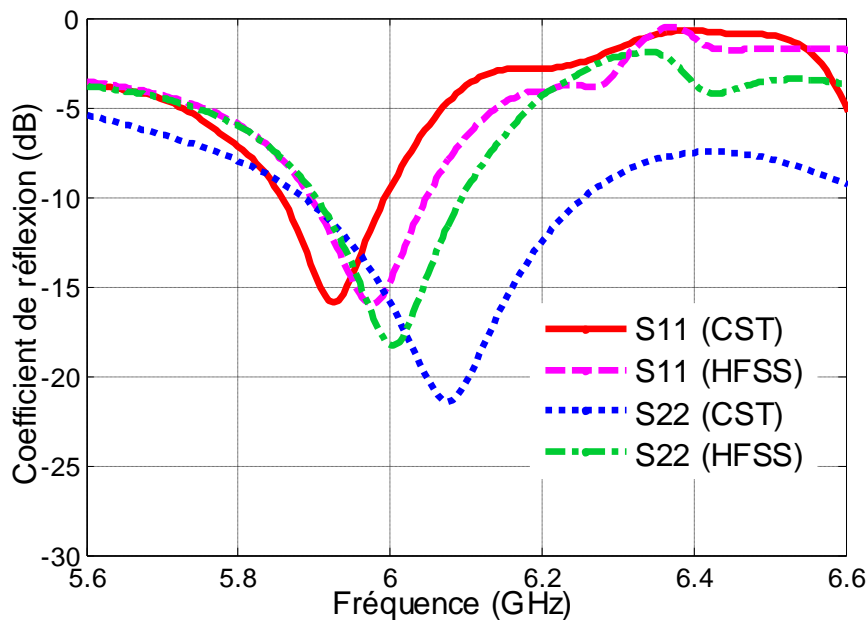
Les figures IV .2a et 2b représentent, respectivement, les coefficients de réflexion et de transmission de l'antenne RD reconfigurable. Les simulations sont effectuées par les deux logiciels cités ci-dessus.

❖ Résultats obtenus par le simulateur CST :

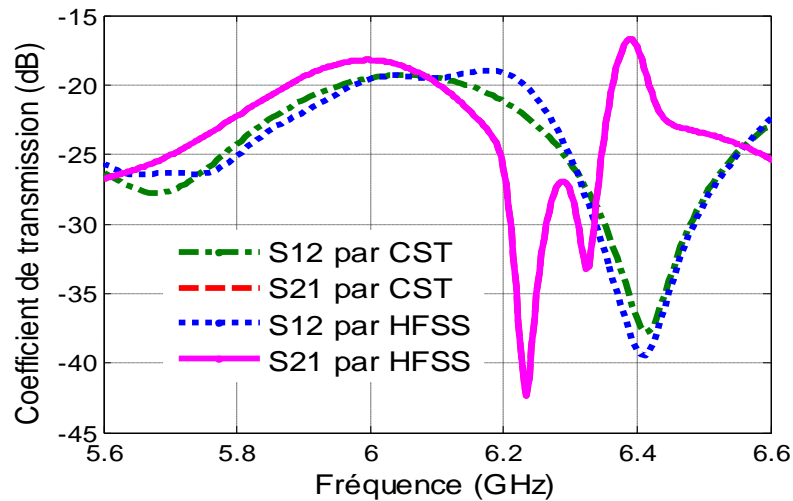
Pour le réseau d'antennes, la fréquence de résonance est égale à 5.92 GHz pour un coefficient de réflexion de -15.91 dB. Pour l'antenne centrée, la fréquence de résonance est égale à 6.07 GHz pour un coefficient de réflexion de -21.4 dB.

❖ Résultats obtenus par le simulateur HFSS :

Pour le réseau d'antennes, la fréquence de résonance est égale à 5.97 GHz pour un coefficient de réflexion de -15.98 dB. Pour l'antenne centrée, la fréquence de résonance est égale à 6 GHz pour un coefficient de réflexion de -18.3 dB.



(a)



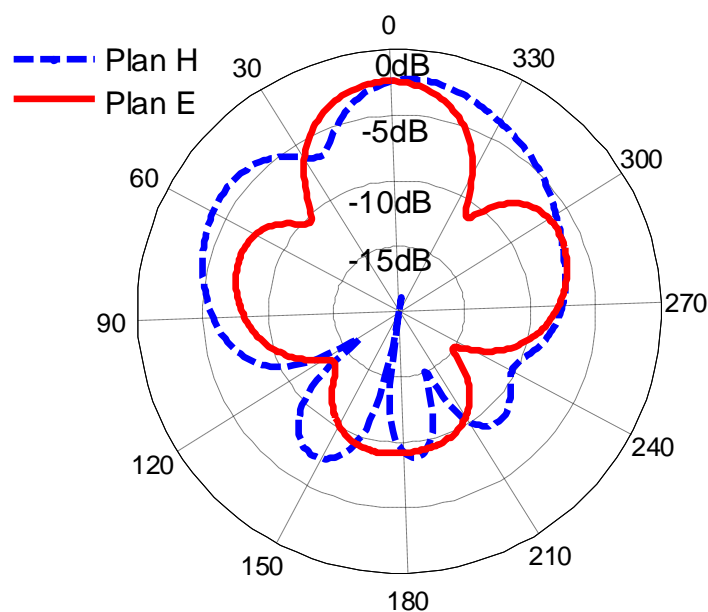
(b)

Figure IV .2 : Coefficient de réflexion et de transmission simulé de l’antenne proposée en fonction de la fréquence.

A partir de la figure IV .2b, nous constatons également que le couplage entre les deux ports (un seul élément, réseau d’antennes) est inférieur à -15 dB sur toute la bande de fonctionnement de la structure.

IV .2 .2 .2 Diagramme de rayonnement et Gain

Les figures IV .3a et 3b représentent les diagrammes de rayonnements de l’antenne dans les deux plans E et H ($\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$) dans les ports 1 et 2. On constate que le gain est maximal pour $\theta=0^\circ$ est égale à 10.55 dB dans le port 1 et 5.92 dB dans le port 2 à 6 GHz.



(a)

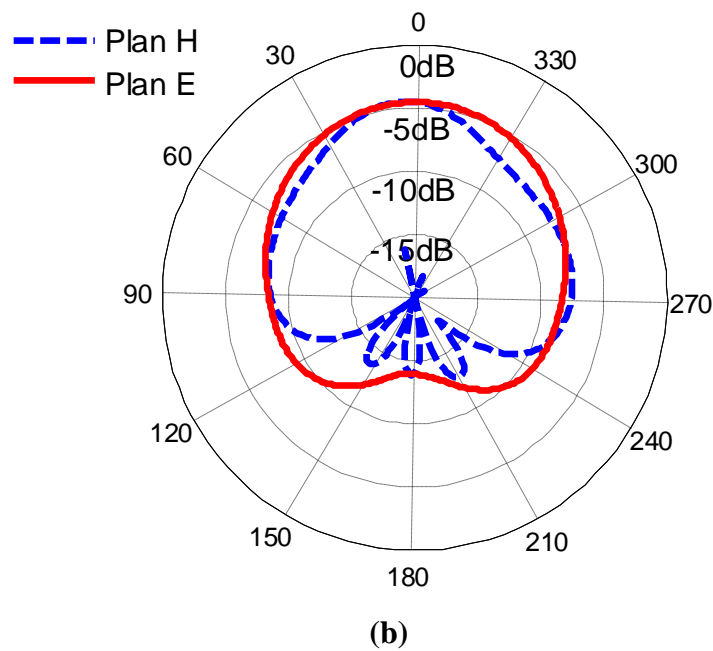
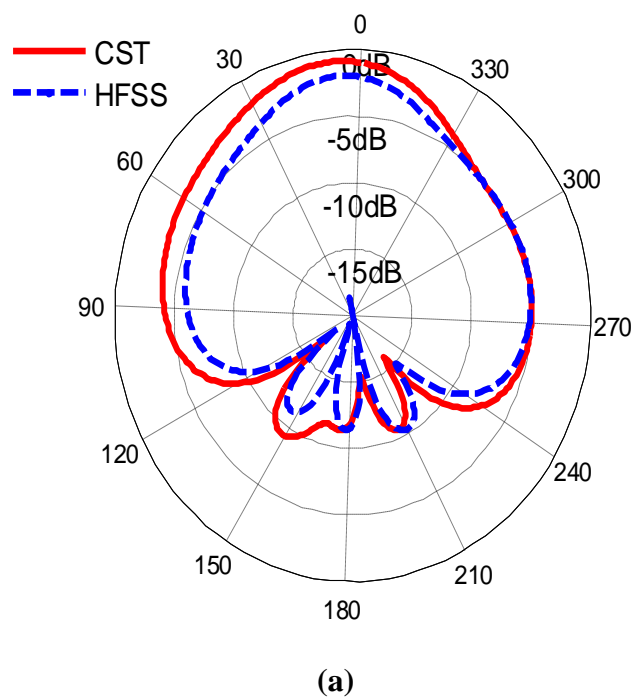
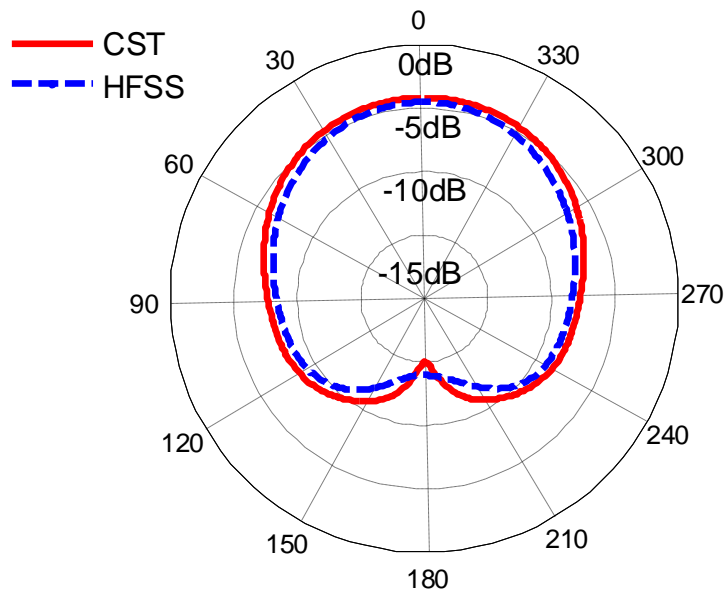


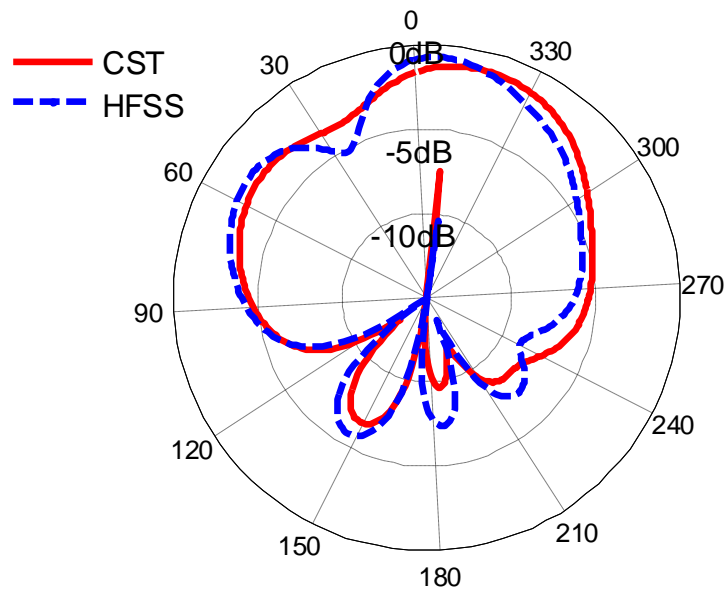
Figure IV .3 : Diagrammes de rayonnement simulés par HFSS à 6 GHz, (a) port 1 (b) port 2 dans les plans E et H.

En outre, nous avons aussi tracé les diagrammes de rayonnements simulés par les simulateurs HFSS et CST dans les deux ports 1 et 2 dans les plans E et H (figures IV .4a, 4b, 4c et 4d). A partir de ces figures, il est clair que les résultats des deux simulateurs sont en très bon accord.

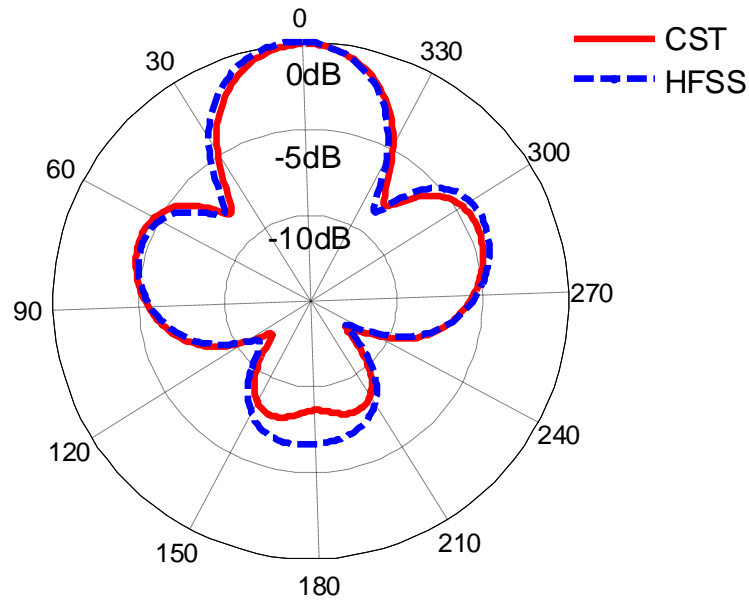




(b)



(c)



(d)

Figure IV .4 : Diagrammes de rayonnement simulés par HFSS et CST à 6 GHz, (a) port 2 plan E (b) port 2 plan H, (c) port 1 plan E (d) port 1 plan H.

La figure IV .5 montre le gain simulé en fonction de la fréquence dans les deux ports. Les résultats simulés sont obtenus par le logiciel HFSS. Cette antenne à résonateur diélectrique reconfigurable présente un maximum de gain compris entre 5.92 dB et 10.55 dB.

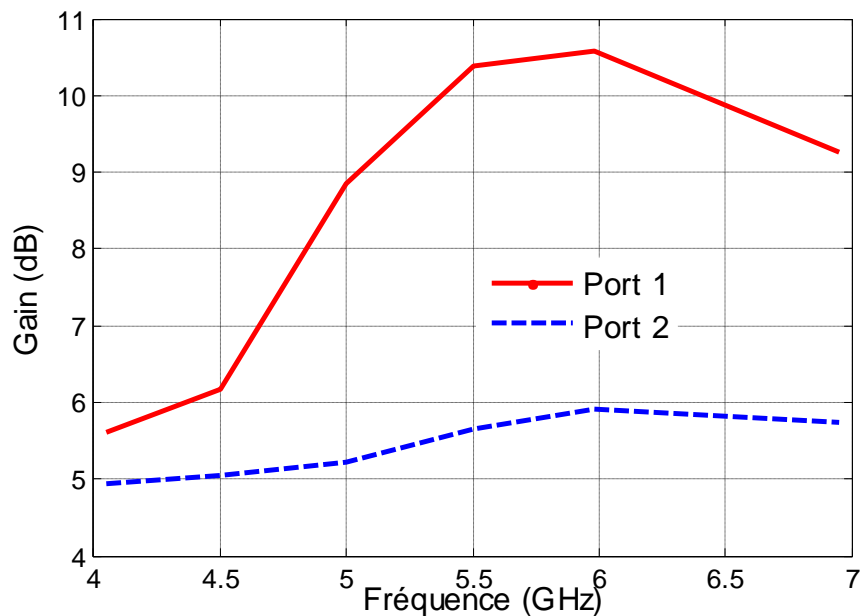


Figure IV .5 : Le gain simulé de l'antenne proposée dans les ports 1 et 2 en fonction de la fréquence.

IV.3 Conception d'une antenne à résonateur diélectrique reconfigurable triangulaire

IV .3 .1 La structure de l'antenne proposée

La figure IV .6 présente une photo du prototype réalisé. Nous avons montré sur cette figure, une vue générale de l'antenne, une vue de dessous et une vue de dessus. La nouvelle structure a été simulée, réalisée puis mesurée.

La structure est une antenne à résonateur diélectrique triangulaire (RDT) équilatérale avec une permittivité $\epsilon_{rd} = 9.8$, la longueur du triangle externe est de 48 mm, alors que celle du triangle interne est de 32 mm et la hauteur est de 12.70 mm. L'antenne RD est un triangle « creux » dont le centre, composé d'air, est entouré par une pastille diélectrique.

Les paramètres géométriques de l'antenne initiale sont définis de la façon suivante : le plan de masse a les dimensions : (70x70x0.017) mm, le substrat utilisé pour la réalisation de cette antenne est du type Rogers RT5880 avec une permittivité relative $\epsilon_{rs} = 2.2$ et une épaisseur $h = 0.762$ mm. L'antenne est alimentée par trois ports discrets (c'est-à-dire trois sondes coaxiales).



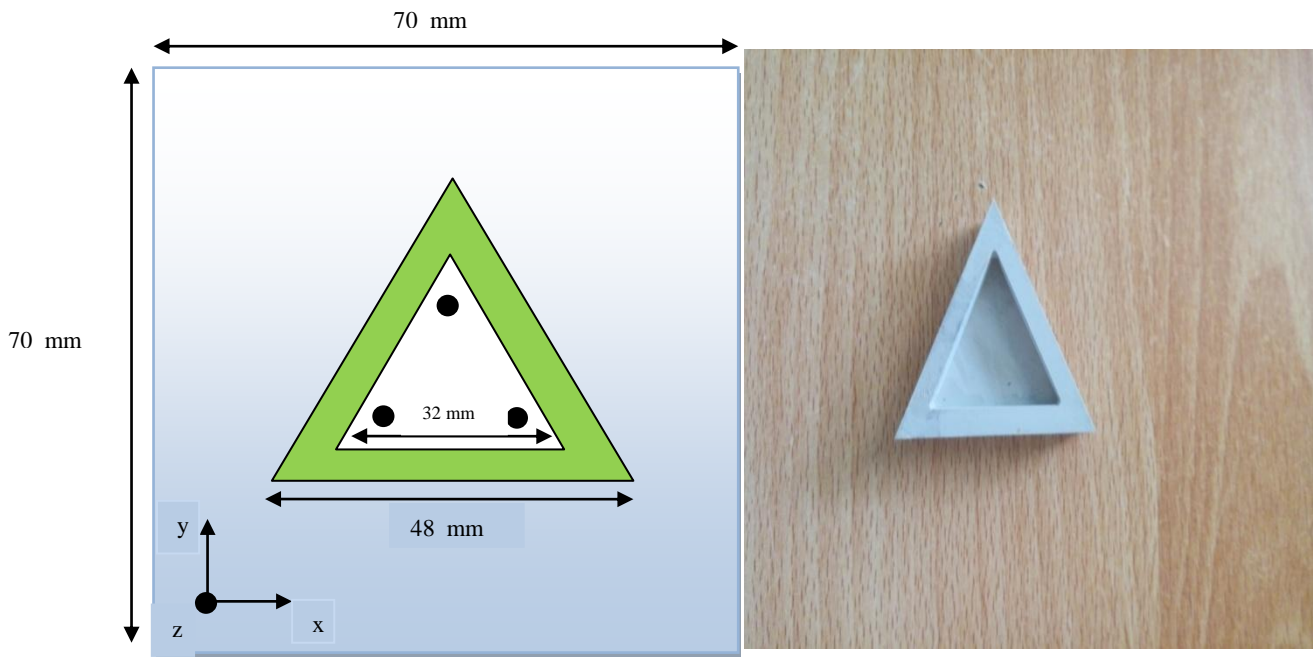


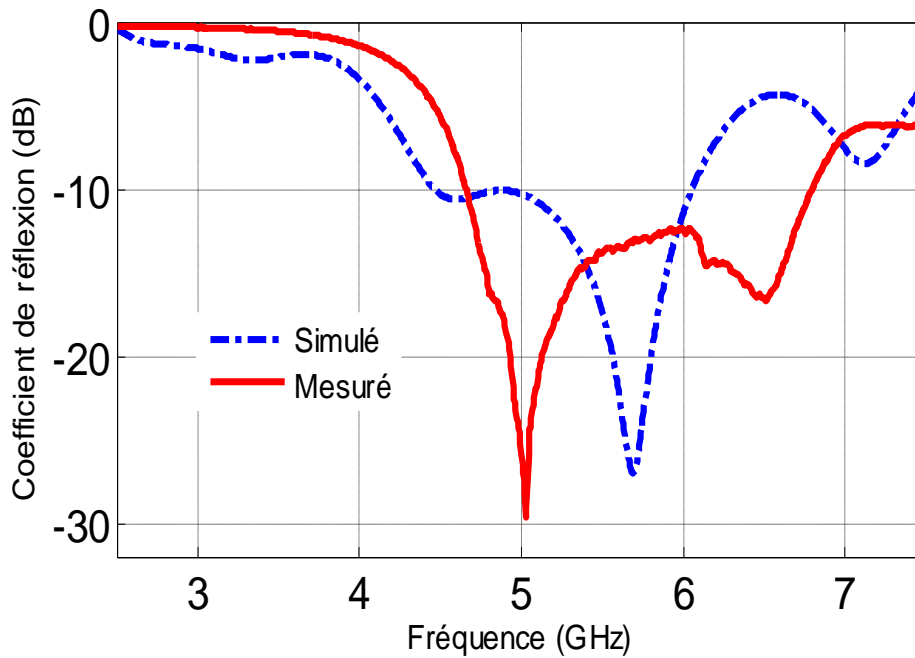
Figure IV .6 : Antenne ARDT excitée par trois lignes coaxiales.

IV .3 .2 Résultats et discussions

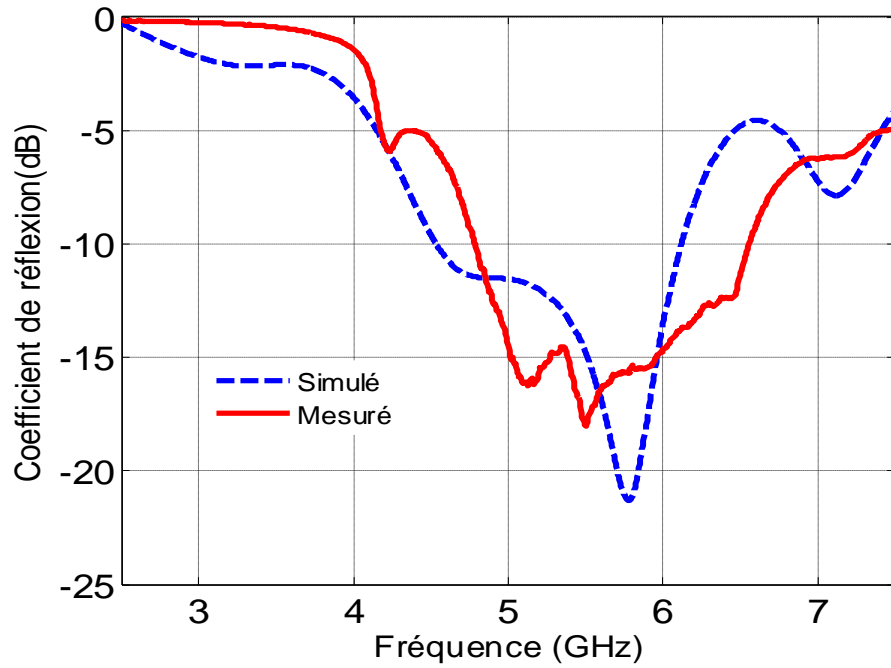
Nous présentons les résultats de simulation et de mesure en termes de coefficient de réflexion, de diagramme de rayonnement et gain en fonction de la fréquence tenant compte des différents paramètres.

IV .3 .2 .1 Coefficient de réflexion

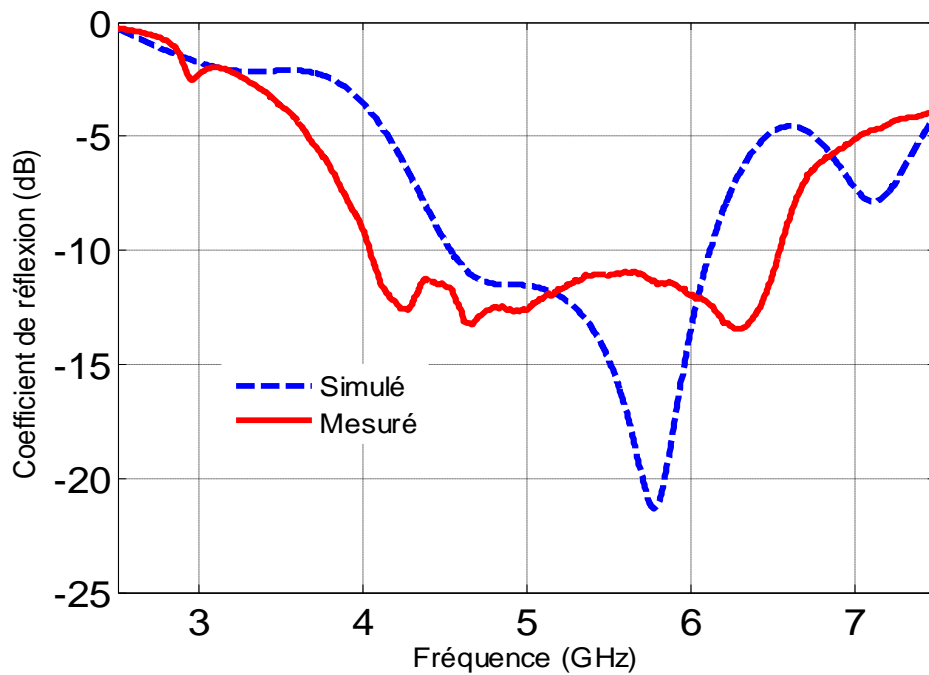
La figure IV .7 montre les coefficients de réflexion pour les ports (port 1, port 2 et port 3) mesurés et simulés pour l'antenne à résonateurs diélectrique triangulaire. On observe que les résultats obtenus en simulation sont très proches de ceux mesurés. La fréquence de travail de cette antenne est égale à 5.5 GHz. La bande passante obtenue pour les résultats mesurés est d'environ 27% par contre la bande passante pour les résultats simulés est d'environ 42%.



(a)



(b)



(c)

Figure IV .7 : Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne; (a) port 1, (b) port 2, (c) port 3.

❖ L'effet de la hauteur de la sonde coaxiale

La figure IV .8 présente la variation de la fréquence en fonction de la hauteur. On constate que l'augmentation de la hauteur de 6.26 mm à 6.34 mm de la sonde conduit à une diminution du coefficient de réflexion. Il est clair que les meilleures performances en terme de bande passante et d'adaptation sont celles où la hauteur de la sonde introduite dans le résonateur est de $L = 6.34$ mm.

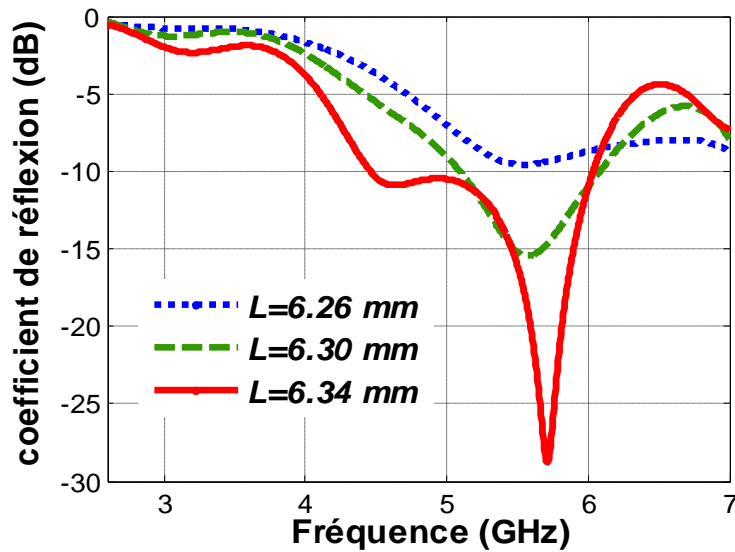


Figure IV .8 : Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la hauteur de la sonde coaxiale.

❖ L'effet de la hauteur du résonateur

La figure IV .9 présente la variation de la fréquence en fonction de la hauteur du résonateur. Il se dégage que la fréquence de résonance diminue lorsque la hauteur du résonateur varie de 10.70 mm à 13.70 mm par pas de 1 mm. Ceci montre que la fréquence de résonance des ARD est très sensible aux dimensions du résonateur permettant ainsi d'aboutir à la fréquence désirée puisqu'il y a plusieurs paramètres à varier (degrés de libertés).

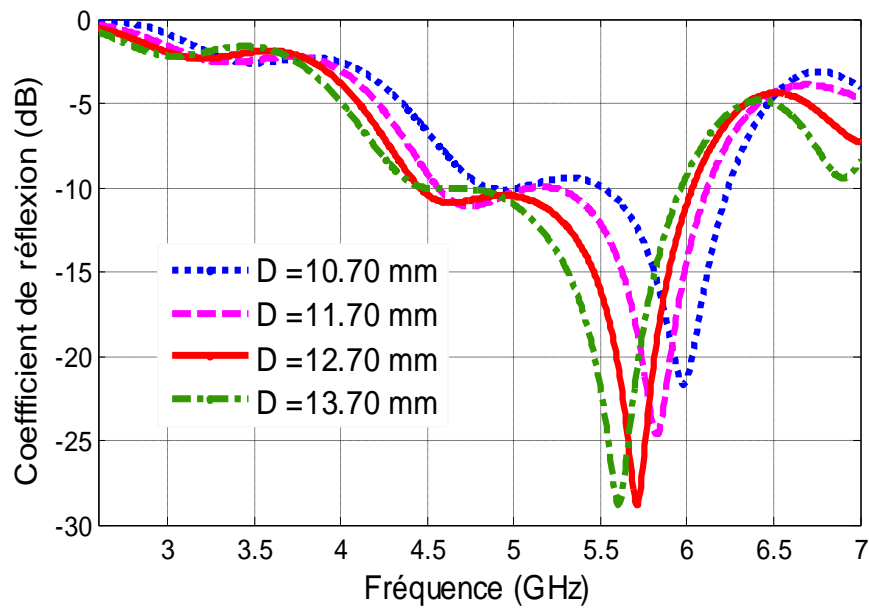


Figure IV .9 : Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la hauteur de l'antenne à résonateur diélectrique.

❖ **L' effet de la permittivité du résonateur diélectrique**

La figure IV .10 montre le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différents matériaux. Quatre types de matériaux sont considérés : Aluminum Nitride ($\epsilon_{rd} = 8.6$), Rogers TMM10i ($\epsilon_{rd} = 9.8$), Rogers 6010 ($\epsilon_{rd} = 10.2$) et Galuim Arsenide ($\epsilon_{rd} = 12.94$). D'après cette figure, on constate que l'augmentation de la permittivité du résonateur mène à une diminution des fréquences de résonance.

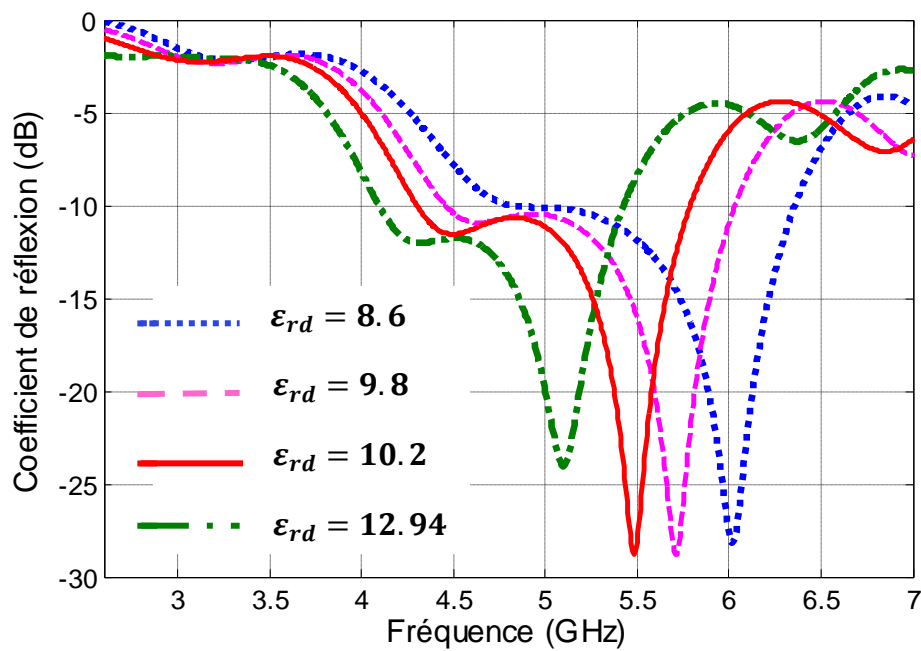


Figure IV .10 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la permittivité du résonateur.

IV .3 .2 .2 Diagramme de rayonnement

Les figures IV .11, 12 et 13 montrent le diagramme de rayonnement de l'antenne selon ces trois ports pour la fréquence 5.5 GHz. Si le port 1 est excité, le maximum du rayonnement est obtenu pour $\theta=0^\circ$ avec un gain de 6.27 dB, quand le port 2 est excité, on a une inclinaison du lobe principal de 60° , et inversement quand le port 3 est excité le diagramme de rayonnement subit une rotation de -60° .

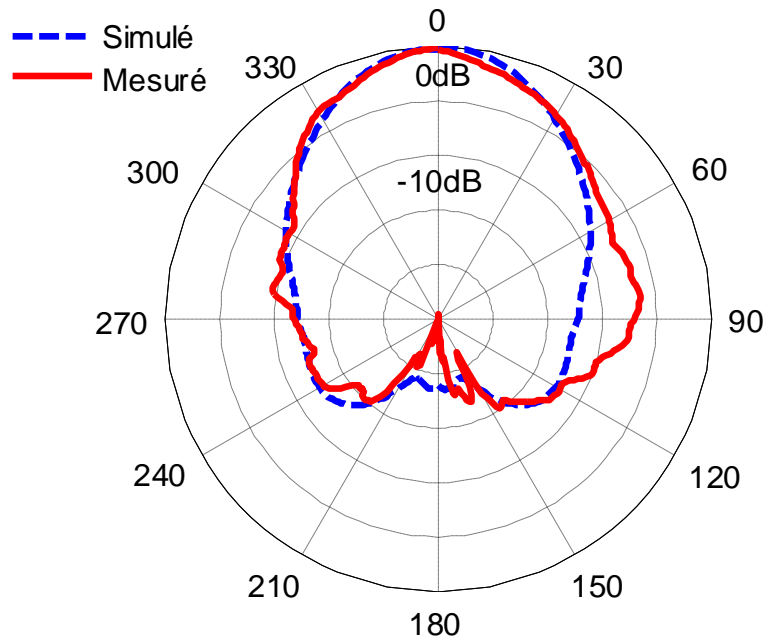


Figure IV .11 : Diagramme de rayonnement du port 1 à 5.5 GHz.

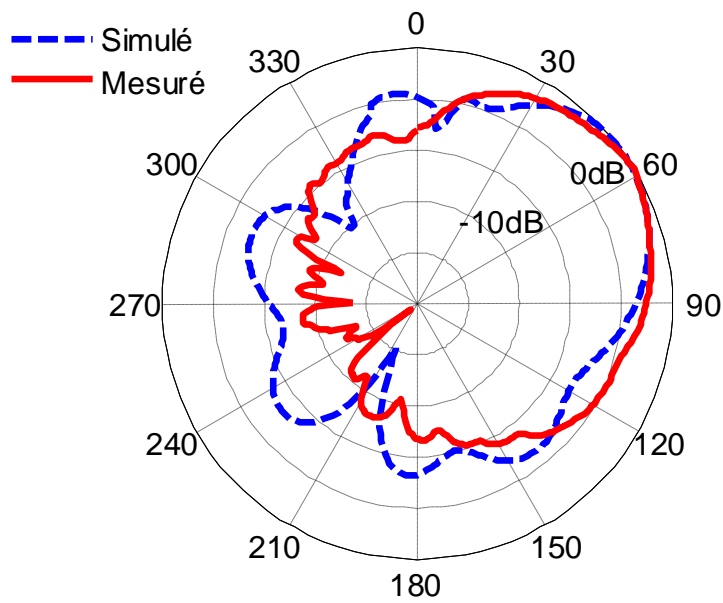


Figure IV .12 : Diagramme de rayonnement du port 2 à 5.5 GHz.

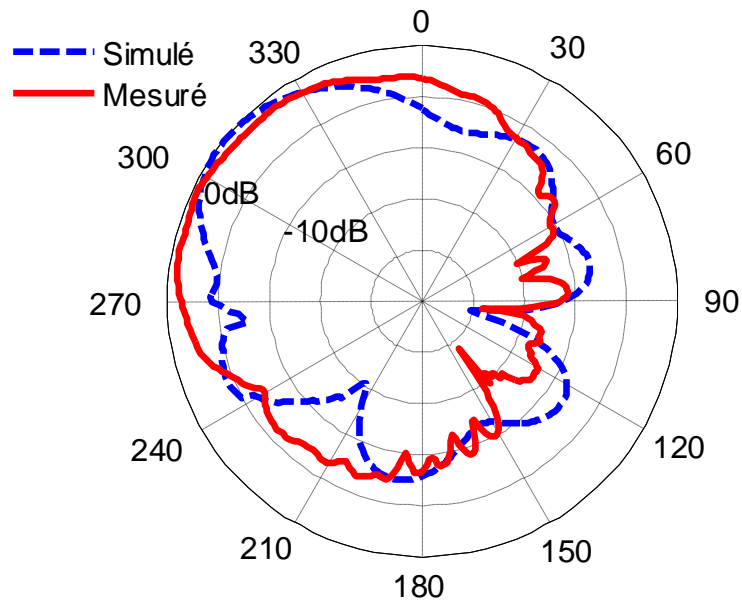


Figure IV .13 : Diagramme de rayonnement du port 3 à 5.5 GHz.

Le diagramme de rayonnement en 3D est reconfiguré en commutant entre les différentes sondes comme il est indiqué sur les figures IV .14, 15 et 16.

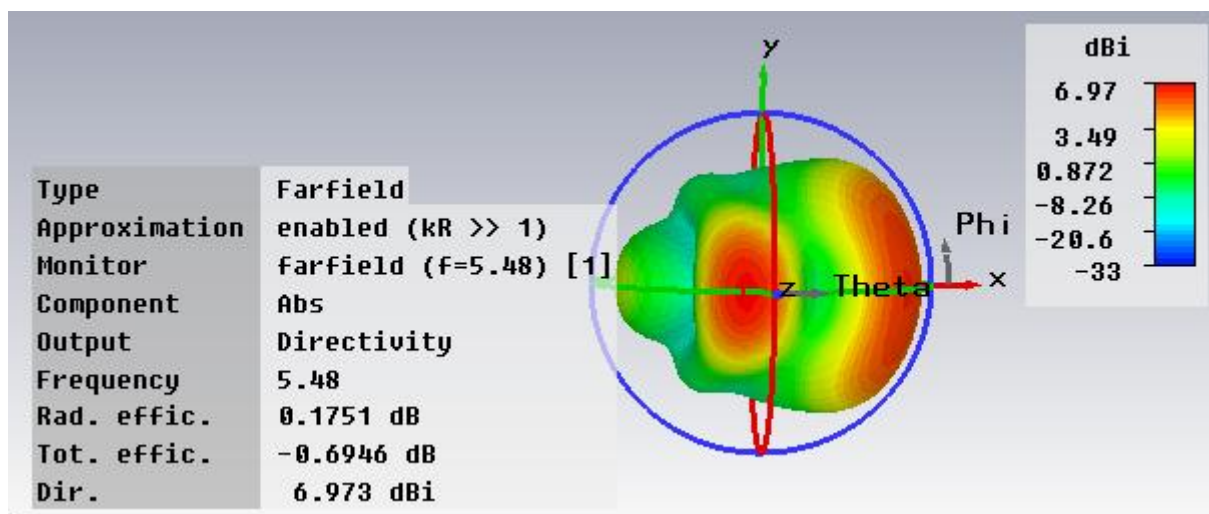


Figure IV .14 : Diagramme de rayonnement en 3D quand la sonde 1 est excitée.

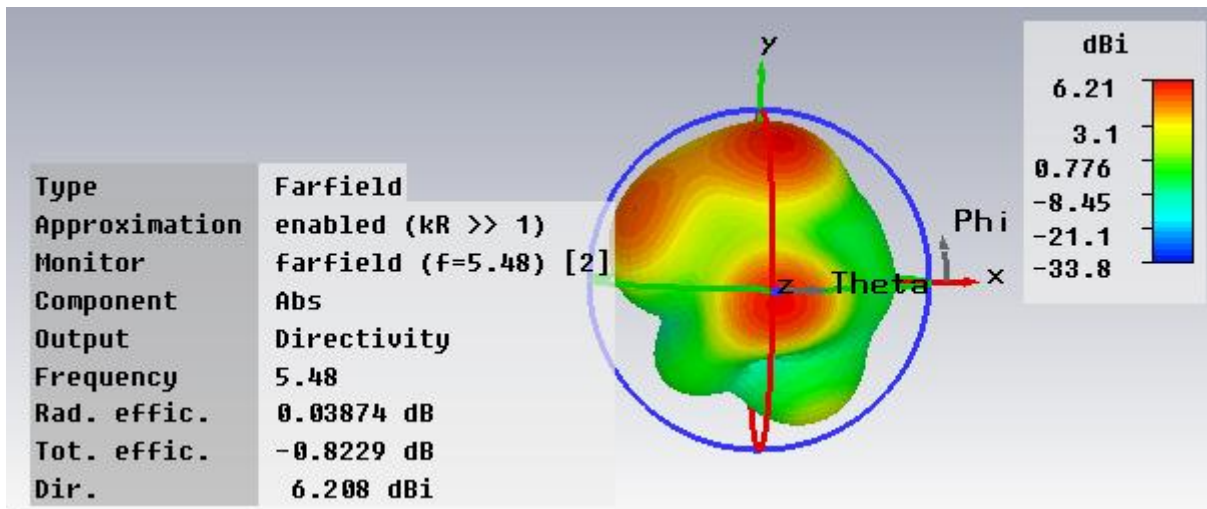


Figure IV .15 : Diagramme de rayonnement en 3D quand la sonde 2 est excitée.

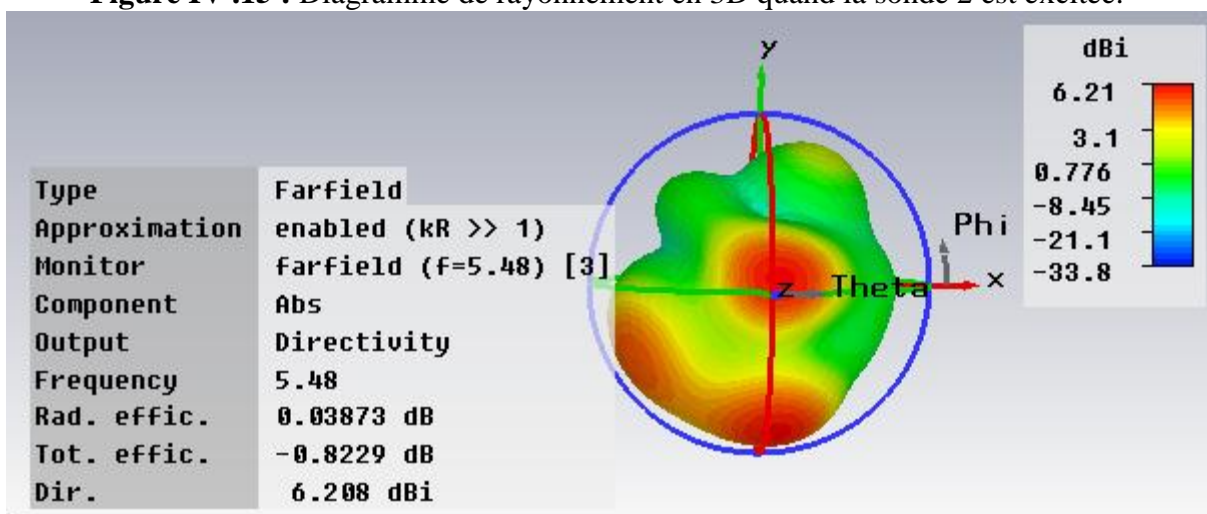


Figure IV .16 : Diagramme de rayonnement en 3D quand la sonde 3 est excitée.

Dans le tableau IV .1, nous donnons les résultats mesurés du gain et de l'efficacité de rayonnement de l'antenne à résonateur diélectrique triangulaire équilatérale. Le gain maximum de l'antenne est compris entre 4.2 dB et 5 dB à 5.7 GHz, et l'efficacité est comprise entre 78.7% et 83.3% à 5.7 GHz pour les trois ports d'alimentation. On peut dire qu'il y a presque une symétrie dans les trois ports.

Tableau IV .1 : Gain et efficacité mesurés à 5.7 GHz

Port excité	Gain, (dB)	Efficacité, η (%)
Port 1	4.2	78.7
Port 2	5	83.3
Port 3	5	83.3

IV .4 Techniques de fabrication et de mesure

Nous avons réalisé un prototype de l'antenne comme le montre la figure IV .6, en utilisant comme substrat le Rogers RT5880 avec une permittivité relative $\epsilon_{rs} = 2.2$ et une épaisseur $h = 0.762 \text{ mm}$. En ce qui concerne le résonateur diélectrique, on a utilisé le TMM10i avec une permittivité relative $\epsilon_{rd} = 9.8$, et une hauteur $D = 12.7 \text{ mm}$.

Le prototype et les mesures ont été effectués au sein du laboratoire RF de l'institut national de la recherche scientifique INRS à Montréal, Canada.

IV .4 .1 Etapes de fabrication

Pour le processus de fabrication du prototype d'antenne proposée, la machine de gravure Laser LPKF ProtoLaser S est utilisée (figure IV .17).

Les différentes étapes sont :

- i. Fichier exporté :

On exporte les structures de simulation CST Microwave Studio sous forme de fichier de type Gerber. Ce type de fichier nous permet de travailler avec le logiciel de la machine LPKF ProtoLaser S, comme le montre la figure IV .18.

- ii. Fixation du substrat diélectrique :

Le substrat diélectrique est fixé sur un support dans la machine LPKF ProtoLaser S (figure IV .19).

- iii. Enlèvement du cuivre indésirable :

Après avoir fixé le substrat, le processus d'enlèvement du cuivre indésirable par le Laser est lancé, comme il est illustré dans la figure IV .20.

- iv. Etape de découpage du substrat :

Pour découper le substrat diélectrique, on a utilisé la machine LPKF ProtoMat C60, comme le montre la figure IV .21.

- v. Etape de soudage des connecteurs :

Enfin, les connecteurs SMA fonctionnant jusqu'à 20 GHz sont directement soudés aux points d'alimentation pour effectuer les mesures nécessaires.



Figure IV .17 : La machine LPKF ProtoLaser S.

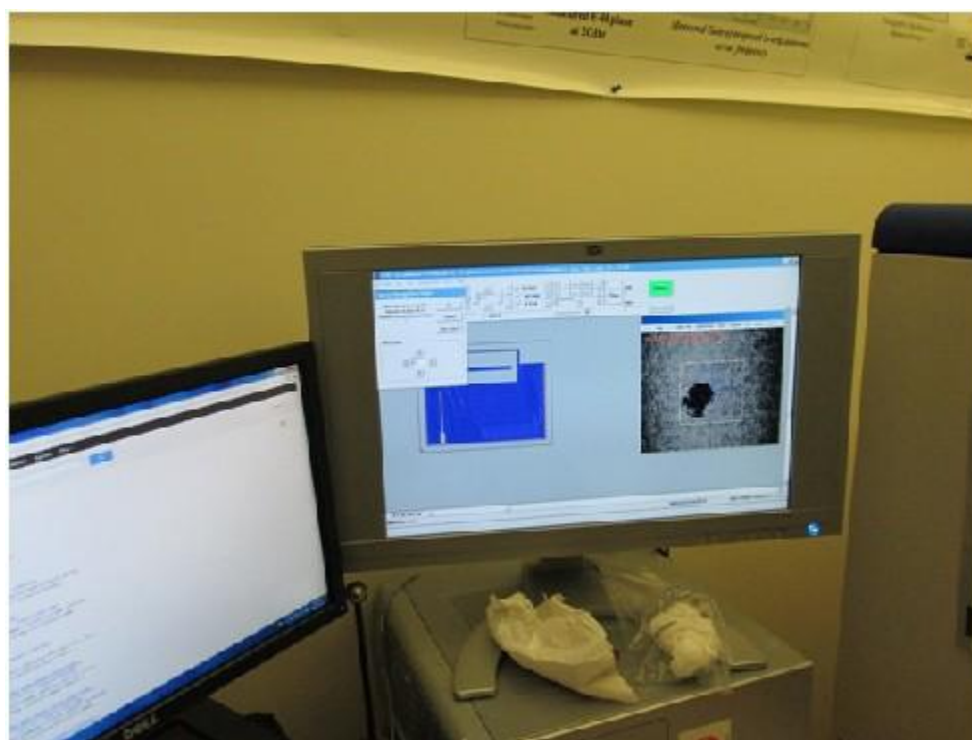


Figure IV .18 : Le logiciel de la machine LPKF ProtoLaser S.

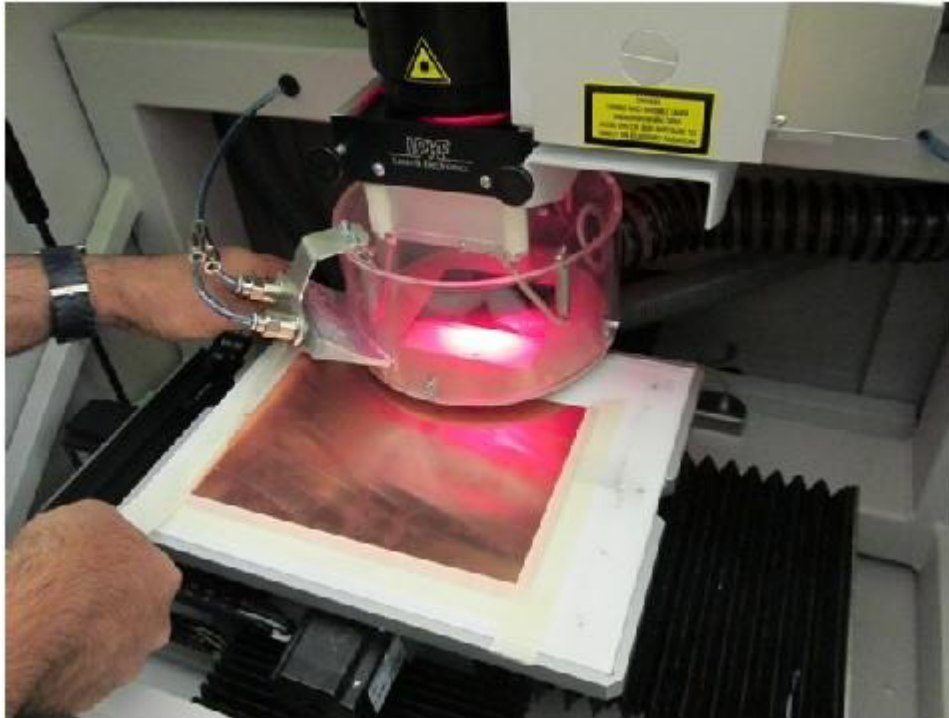


Figure IV .19 : Fixation du substrat dans la machine LPKF ProtoLaser S

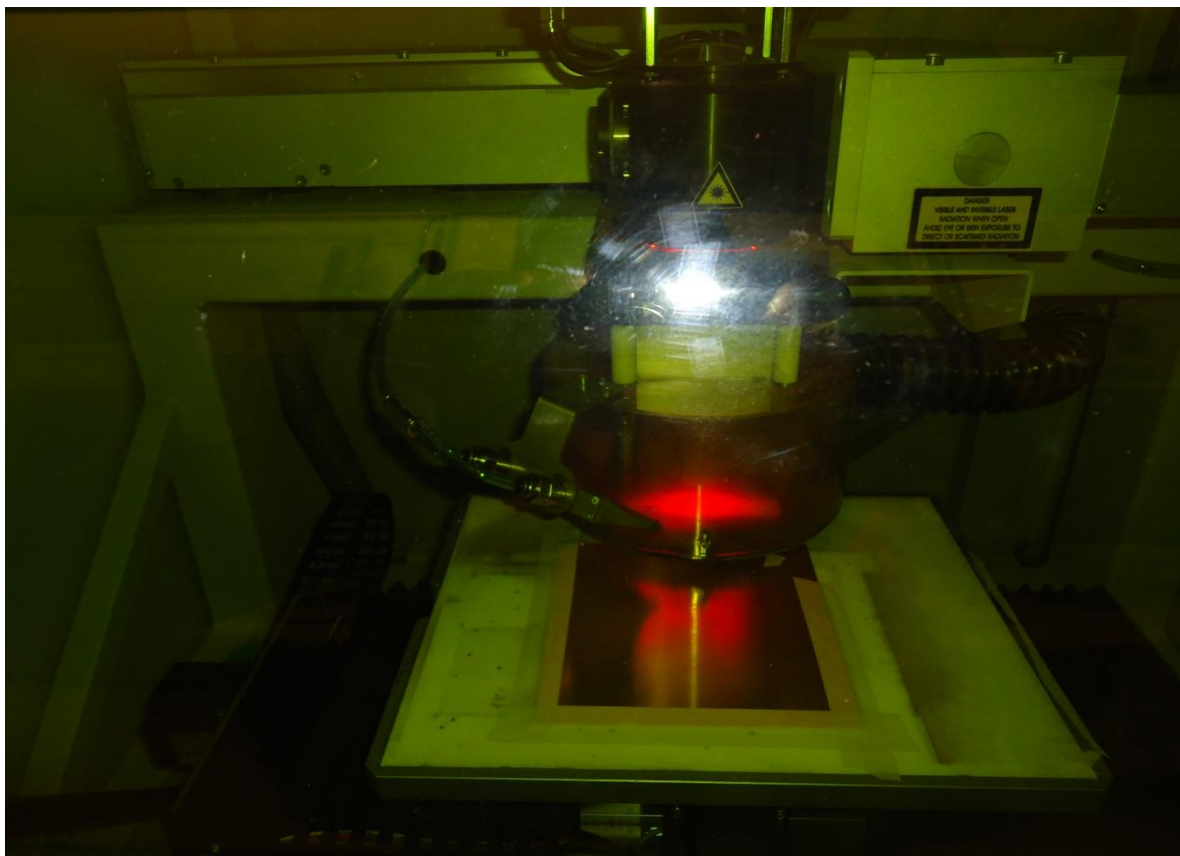


Figure IV .20 : Enlèvement du cuivre par le Laser

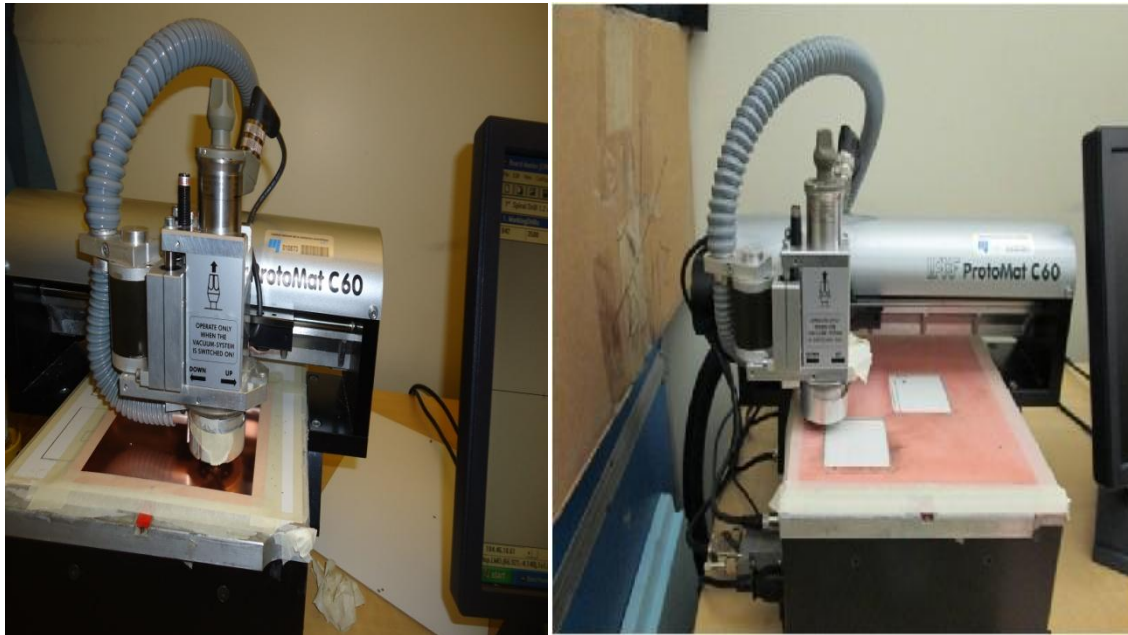


Figure IV .21 : La machine LPKF ProtoMat C60

IV .4 .2 Mesure des paramètres de répartition S

Un analyseur de réseau Agilent 8722ES (Vectorial Network Analyzer (VNA)) (figure IV .22) est utilisé pour mesurer les caractéristiques des antennes réalisées. Les paramètres qu'on peut mesurer sont : le coefficient S_{ij} (module et phase) de l'antenne en fonction de la fréquence et l'impédance d'entrée de l'antenne (partie réelle et partie imaginaire).

L'antenne sous test est reliée à cet analyseur fonctionnant dans la bande 50 MHz à 40 GHz à travers deux câbles coaxiaux d'impédances 50Ω. Ces deux adaptateurs sont utilisés pour assurer la transition antenne/câble.



Figure IV .22 : L'analyseur de réseau Agilent 8722ES.

IV .4 .3 Mesure du diagramme de rayonnement

❖ Description de la chambre anéchoïde

La chambre anéchoïde est une cage ou une chambre métallique rectangulaire. Elle contient des absorbeurs pyramides fixés sur les murs, pour absorber le rayonnement RF incident, et assurer une bonne adaptation. C'est un équipement de test compact pour l'analyse en fréquence et en 3D des caractéristiques de rayonnement.

La chaîne de mesure est composée de deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception. L'antenne émettrice est une antenne cornet AH-118 fabriquée par la société Antcom (figure IV .24) et pilotée par l'ordinateur. Elle peut pivoter de 90° afin de changer la polarisation, sa bande de fonctionnement est entre 1 GHz et 18 GHz. L'antenne réceptrice (sous test) est positionnée sur un plateau mobile permettant une rotation de 360°, dont le pilotage est entièrement automatisé,

La chambre 3D anéchoïde peut mesurer divers paramètres d'antenne comme l'efficacité et le gain.



Figure IV .23 : La chambre anéchoïde de l'INRS pour mesurer le diagramme de rayonnement.



Figure IV .24 : L'antenne de référence cornet AH-118.

IV .5 Antenne à résonateur diélectrique reconfigurable par diodes PIN.

IV .5 .1 Structure de l'antenne

La figure IV .25 présente un exemple simple d'antenne RDR reconfigurable. Les dimensions de cette structure sont les mêmes que celles de la première structure ARDR reconfigurable présentée au début de ce chapitre avec un changement de la position du port 1 (alimentation d'un seul élément), et l'ajout de trois composants non linéaires (diodes PIN 'MPP4203'). La combinaison des états ON et OFF de ces diodes permet de commuter entre un seul élément résonateur et un réseau d'antennes (tableau IV .2).

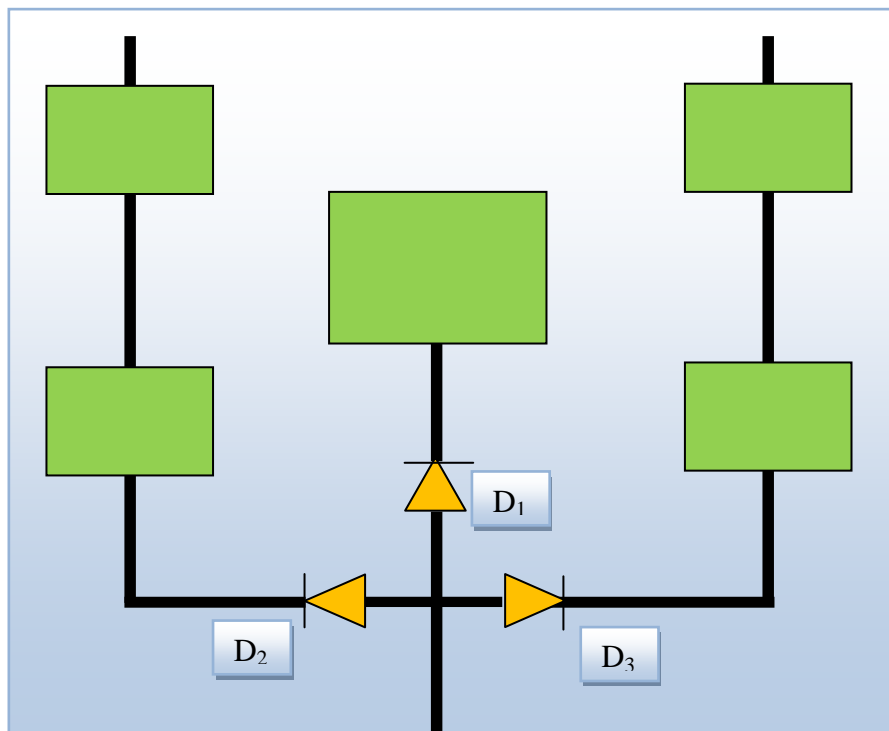


Figure IV .25 : Antenne à résonateur diélectrique reconfigurable par diodes PIN.

Tableau IV .2 : Différentes configurations possibles selon l'état passant ou bloqué des diodes

D1	D2	D3	Etats d'antenne
1	0	0	Un seul élément (1DRA)
0	0	1	Réseau (2DRA)
0	1	0	Réseau (2DRA)
0	1	1	Réseau (4DRA)

Remarque : Si $D_i = 0$: état bloqué "OFF", Si $D_i = 1$: état passant "ON".

IV .5 .2 Résultats et Discussions

Dans cette partie, pour cette nouvelle structure, nous présentons les résultats de simulation en termes de coefficient de réflexion et de diagramme de rayonnement.

IV .5 .2 .1 Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion S_{11} est représenté dans la figure IV .26 pour les deux cas suivants : le premier cas correspond à un réseau d'antennes à 4 ARDs, alors que pour le deuxième cas il s'agit d'une antenne à un seul élément. Il est observé à partir de la figure IV .26 que le réseau d'antennes à 4 ARDs résonne à deux fréquences bien distinctes ; l'une à 5.20 GHz avec une bande passante égale à 1.15 % et une seconde à 5,93 GHz avec une bande passante de 1.34 %. Par contre, l'antenne à un seul élément résonne à une fréquence unique qui est de l'ordre de 5.94 GHz avec une bande passante de 1.68 %.

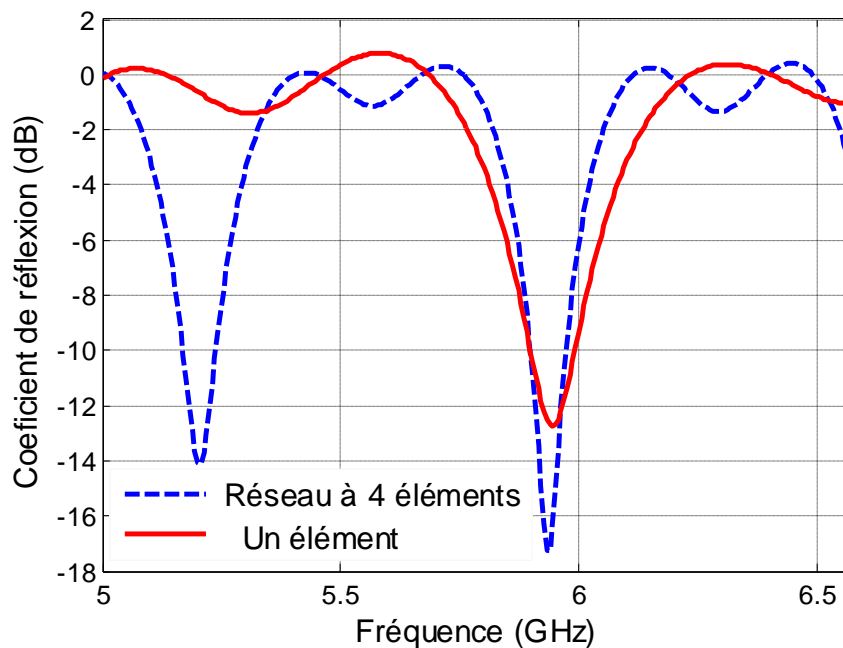


Figure IV .26 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne proposée en fonction de la fréquence selon les deux modes de configuration.

IV .5 .2 .1 Diagramme de rayonnement

La figure IV .27 illustre le diagramme de rayonnement dans le plan E pour les deux configurations considérées. On constate une directivité maximale de 10.12 dB pour le réseau d'antennes et 5.20 dB pour un seul élément à la même fréquence 5.9 GHz. Il se dégage que le fonctionnement des diodes PIN permet d'obtenir deux diagrammes de rayonnements distincts en gardant la même fréquence de résonance.

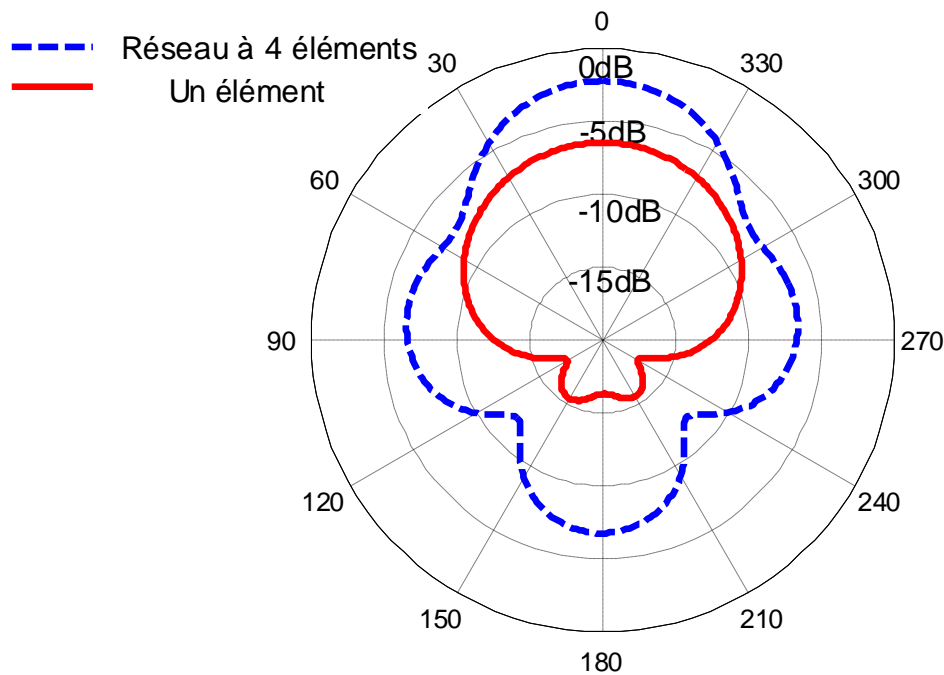


Figure IV .27 : Diagrammes de rayonnement simulés à 5.9 GHz selon les deux modes de configuration.

IV .6 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle antenne à résonateur diélectrique reconfigurable, couvrant la bande 5-6 GHz, de forme rectangulaire alimentée par une ligne microstrip est proposée. L'analyse électromagnétique a été réalisée en utilisant les deux logiciels de simulation CST et HFSS. Un prototype de l'antenne proposée a été réalisé. Des mesures expérimentales ont été effectuées au sein du laboratoire INRS à Montréal-Canada dans le but de valider les résultats simulés. Les résultats numériques issus des différentes simulations, concernant le coefficient de réflexion, le diagramme de rayonnement, le gain et l'efficacité, sont en bon accord avec ceux de la mesure. Les performances offertes par l'antenne proposée sont très appropriées pour des applications WLAN. L'avantage de la structure fabriquée est sa simplicité de réalisation par rapport à d'autres structures.

Nous avons également étudié une antenne à résonateur diélectrique reconfigurable par diodes PIN, où l'influence des diodes PIN sur la ligne d'alimentation de l'antenne a été soulignée et étudiée. Deux diagrammes de rayonnements distincts ont été obtenus en gardant la même fréquence de résonance, ce qui montre que l'insertion de composants semi-conducteurs actionnés électriquement dans la structure de base de l'antenne constitue un moyen efficace pour la reconfigurabilité du rayonnement.

IV .7 Bibliographie du chapitre IV

- [1] C.H. Wu, T. G. Ma; “Pattern-Reconfigurable Self-Oscillating Active Integrated Antenna With Frequency Agility “, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, N°. 12, Page(s): 5992-5999, 2014.
- [2] B. P. Chacko, G. Augustin, and T. A. Denidni; “Electronically Reconfigurable Uniplanar Antenna With Polarization Diversity for Cognitive Radio Applications”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, Page(s): 213-216, 2015.
- [3] D. E. Anagnostou, M. T. Chryssomallis, B. D. Braaten and J. L. Ebel; ” Reconfigurable UWB Antenna With RF-MEMS for On-Demand WLAN Rejection”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, N°. 2, Page(s): 602-608, 2014,
- [4] L. Parisa, M. Azarmanesh, and S. Soltani; ” Rotatable Dual Band-Notched UWB/Triple-Band WLAN Reconfigurable Antenna”, *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, vol. 12, Page(s): 104-107, 2013.
- [5] A. Shaikh, R. Saleem, M.F. Shafique and A.K. Brown; ” Reconfigurable dual-port UWB diversity antenna with high port isolation “, *Electronics Letters*, vol. 50 N°. 11, Page(s): 786–788, 2014
- [6] D. Zhao, L. Lan, Y. Han, F. Liang, Q. Zhang, and B. Z. Wang; ” Optically Controlled Reconfigurable Band-Notched UWB Antenna for Cognitive Radio Applications”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, N°. 21, Page(s): 2173-2176, 2014.
- [7] E.R. Brown; “RF-MEMS Switches for Reconfigurable Integrated Circuits”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, N°11, Page(s): 1868-1880, 1998.
- [8] D. N. Chandrappa, P. A. Ambresh, P. V. Hunagund; “Design Of Compact Reconfigurable Multy Frequency Microstrip Antennas For Wireless Applications”, *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, vol. 2, N° 9, Page(s): 3366-3370, 2013.
- [9] I. H. Idrisi, M. R. Hamid, M. H. Jamaluddin and H. A. Majid; “Single, Dual and Triple band Frequency Reconfigurable Antenna “, *Radioengineering*, vol. 23, N°. 3, Page(s): 805-811, 2014.
- [10] P. Y. Qin, F. Wei, and Y. J. Guo; ” A Wideband to Narrowband Tunable Antenna Using A Reconfigurable Filter “, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, N°. 5, Page(s): 2282-2285, 2015.

- [11] S. Danesh, S. K. A. Rahim, M. Abedian and M. R. Hamid; “A Compact Frequency-Reconfigurable Dielectric Resonator Antenna for LTE/WWAN and WLAN Applications”, *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, vol. 14, Page(s): 486-489, 2015.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objet principal de cette thèse a porté sur l'étude, la modélisation et la conception des antennes à résonateurs diélectriques. Le choix de ce type d'antenne est justifié par les nombreux avantages qu'elle offre. En effet, ces antennes surmontent le problème de la bande passante très faible inhérente aux antennes microbandes, ce qui favorise l'utilisation de ces antennes dans les communications à hauts débits. En outre, grâce à l'utilisation de matériaux à constante diélectrique élevée et à faible tangente de perte, la miniaturisation des antennes à résonateurs diélectriques s'avère une tâche qui n'est pas pénible. Deux volets principaux ont formé le corps de la présente thèse. Dans le premier volet, nous avons utilisé la méthode FDTD pour la modélisation des antennes à résonateurs diélectriques, alors que le deuxième volet a été réservé à la conception d'une antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement.

Nous avons débuté la première partie de notre travail en donnant des détails relatifs à l'application de la méthode des différences finies dans le domaine temporel dans la résolution des équations de Maxwell pour la détermination de la fréquence de résonance, le coefficient de réflexion, l'impédance d'entrée et les champs électrique et magnétique en tenant compte des conditions d'absorption.

Nous avons appliqué notre code de calcul basé sur la méthode FDTD pour l'étude de plusieurs géométries. Tout d'abord, nous avons validé la méthode proposée par comparaison de nos résultats numériques avec les données théoriques et expérimentales disponibles dans la littérature. Nous avons également comparé nos résultats avec ceux simulés par le simulateur HFSS. Les premiers résultats que nous avons présentés concernent une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire simple alimentée par couplage par fente. Une étude paramétrique a été menée pour quantifier l'influence de chaque paramètre sur les caractéristiques de l'antenne. Il se dégage que cette antenne offre une bande passante large d'environ 16.71 % et un gain de 5.25 dB.

L'étude menée pour le cas d'une antenne à un seul résonateur diélectrique a été élargie aux réseaux d'antennes RDR avec deux résonateurs et trois résonateurs alimentés à travers une fente. L'avantage d'un réseau d'antenne par rapport à un système mono-antennaire est la possibilité de modifier et d'augmenter les performances de rayonnement en jouant sur l'espacement entre les éléments rayonnants. On a remarqué que le gain pour un seul élément

est de 4.80 dB par contre le gain pour un réseau d'antennes avec deux résonateurs est de 6.16 dB et le gain pour un réseau d'antennes avec trois résonateurs est de 7.25 dB. On conclut que le gain maximum augmente avec l'augmentation du nombre d'éléments rayonnants.

La deuxième partie de ce travail a porté sur les antennes reconfigurables. La première structure étudiée dans ce contexte est celle d'une antenne à résonateur diélectrique triangulaire équilatérale reconfigurée en diagramme de rayonnement et alimentée en trois accès (3 ports). Les résultats de simulation ont été comparés avec des mesures expérimentales et un bon accord a été observé. Le but cette structure est de commuter entre les sondes coaxiales pour obtenir trois diagrammes de rayonnement distincts pour la même fréquence de résonance. Cette structure offre un gain qui est de l'ordre de 5 dB est une directivité très élevée d'environ 83.3 % pour les 3 ports. A cause de sa bande de fréquence qui est de [4.45 GHz-6.5GHz], cette antenne est facile a intégré sur les systèmes de communications sans fil qui couvre la bande 5-6 GHz (WLAN). La fabrication et les mesures ont été effectuées au sein du laboratoire RF (Radio Frequency) de l'institut national de la recherche scientifique INRS à Montréal-Canada.

Nous avons également étudié une antenne à résonateur diélectrique reconfigurable par diodes PIN. Deux diagrammes de rayonnements distincts ont été obtenus en gardant la même fréquence de résonance, ce qui montre que l'insertion de composants semi-conducteurs actionnés électriquement dans la structure de base de l'antenne constitue un moyen efficace pour la reconfigurabilité du rayonnement.

D'autres approches pour modifier les propriétés électromagnétiques d'une antenne sont possibles. Une de ces possibilités est d'utiliser des matériaux « agiles » ou « intelligents », matériaux dont les propriétés diélectriques (permittivité et/ou perméabilité) peuvent être modifiées via une commande externe (effet d'un champ électrique et/ou magnétique, respectivement). Ils sont la plupart du temps utilisés comme substrats sur lesquels les antennes sont réalisées mais ils peuvent aussi être utilisés de façon localisée. Ils offrent l'avantage d'être de plus en plus facilement intégrables. L'utilisation des matériaux agiles dans la conception des antennes reconfigurables fera l'objet de nos futurs travaux.

Annexe

Annexe
Les techniques de simulations

Pour traiter n'importe quelle structure on utilise les méthodes numériques ainsi que les logiciels commerciaux de simulation qui sont basés sur différentes méthodes numériques. Divers types de logiciels existent dans le domaine hyperfréquence, le choix de ces logiciels dépend du domaine d'application aussi bien que des matériaux existants. Cependant, ces codes de simulation électromagnétique présentent quelques limites ; notamment un temps de calcul important pour des structures compliquées et un grand espace mémoire. Parmi les logiciels les plus célèbres nous citons: le logiciel HFSS d'ANSYS (High Frequency Structure Simulator) et CST Microwave Studio(Computer Simulation Technology).

A .1 Le logiciel HFSS

HFSS est le standard de simulation 3D pleine onde de champs électromagnétiques. Sa précision inégalée, ses solveurs avancés combinés aux technologies de calcul haute-performance en font de lui l'outil indispensable pour la conception de composants haute-fréquence. HFSS propose plusieurs techniques de résolution basées sur la méthode des éléments finis, des équations intégrales ou sur des méthodes hybrides avancées pour résoudre un large éventail d'applications micro-ondes ou radiofréquence. En outre, les solveurs de l'HFSS utilisent tous un processus de maillage automatisé où il suffit de fournir en entrée la géométrie, les propriétés des matériaux et la sortie souhaitée. Il permet de visualiser les paramètres S_{ij} , l'impédance d'entrée, le TOS, le champ proche, les diagrammes de rayonnement pour diverses fréquences ainsi que la distribution des courants.

A .2 Le logiciel CST Microwave Studio

CST est un simulateur électromagnétique largement utilisé aujourd'hui pour la simulation des structures électromagnétiques. Il est basé sur la méthode d'intégration finie(FIT). Cette méthode permet d'obtenir un bon compromis entre rapidité des temps de calcul et qualité de la solution. Semblablement au logiciel HFSS, CST permet de calculer différents paramètres tels que : les paramètres S_{ij} , le diagramme de rayonnement, la distribution de courant.....etc. L'avantage de ce simulateur par rapport à d'autres simulateurs est qu'il fait le traitement sur une gamme de fréquence élevée.

Résumé

L'étude menée dans ce travail consiste à une contribution à la modélisation, à la conception d'antennes à résonateurs diélectriques avec une application à la réalisation d'une antenne reconfigurable. Les antennes à résonateurs diélectriques sont des antennes importantes dans la souplesse et la facilité d'intégrations dans les systèmes sans fils (WLAN) permettant d'utiliser plusieurs formes (rectangulaire, triangulaire,...etc.) et plusieurs alimentations (fente de couplage, câble coaxiale,...etc.). Nous nous sommes aussi intéressés au couplage dû à la présence d'antennes voisines ou la présence d'une fente de couplage. La mise au point d'un programme de calcul, basé sur la méthode FDTD pour la modélisation des antennes à résonateurs diélectriques, nous a permis de calculer le coefficient de réflexion, l'impédance d'entrée, les champs électrique et magnétique. Le simulateur HFSS est utilisé pour valider ces résultats. Puis l'étude a été élargie à la conception et à la réalisation d'antennes à résonateurs diélectriques reconfigurables. A cet effet nous avons étudié et simulé une structure d'antenne reconfigurable par deux logiciels commerciaux (HFSS et CST), puis nous avons proposé une autre structure qui est l'antenne à résonateur diélectrique triangulaire reconfigurable. Elle a été simulée par le simulateur CST et fabriquée au sein du laboratoire RF de l'Institut National de la Recherche Scientifique INRS, Canada. Les résultats numériques en termes de coefficient de réflexion, de diagramme de rayonnement, gain et efficacités sont donnés. De plus nous avons étudié une antenne à résonateur diélectrique reconfigurable par diodes PIN. Deux diagrammes de rayonnements distincts ont été obtenus en gardant la même fréquence de résonance, ce qui montre que l'insertion de composants semi-conducteurs actionnés électriquement dans la structure de base de l'antenne constitue un moyen efficace pour la reconfigurabilité du rayonnement.

Mots clés: Antennes à résonateur diélectrique, méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD), effet de couplage, antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement.

Abstract

This work consists of a contribution to the modeling and the conception of dielectric resonator antennas with application to the realization of reconfigurable antenna. The dielectric resonator antennas are important antenna for the flexibility and the ease of integration in wireless systems (WLAN), where they allow to use several shapes (rectangular, triangular,etc) and several power supplies (coupling slot, coaxial cable,etc.). We are also interested by the coupling effect due to the presence of another antenna or a presence of a coupling slot. The calculated program based on the FDTD method to modeling a dielectric resonator antenna, we enable to calculate the reflection coefficient, the input impedance electrical and the magnetic fields. The HFSS simulator is used to validate these results. Then, this study has been extended to the conception and the fabrication of a reconfigurable dielectric resonator antenna. For this purpose, we studied and simulated a reconfigurable antenna structure by using two simulator (HFSS, CST), then we proposed another structure which is a triangular reconfigurable dielectric resonator antenna simulated by CST simulator and fabricated in RF laboratory, of the National Institute of Scientific Research, INRS, Canada. The numerical results are presented in terms of the reflection coefficient, radiation pattern, gain, and efficiency. In addition, we have studied an dielectric resonator antenna with reconfigurable by diodes PIN. Two distinct radiation patterns were obtained by maintaining the same resonance frequency, which shows that the insertion of electrically-driven semiconductor components into the antenna base structure provides an effective means for reconfigurability of the radiation

Keywords: Dielectric resonator antennas, FDTD method, Coupling effect, reconfigurable radiation pattern antenna.

ملخص

هذه الأطروحة تقترح علينا مساهمة لتحليل و نمذجة هوائي ذات رنان عازل مع تنفيذه في مجال الهوائيات ذات اعادة التشكيل . الهوائيات ذات رنان عازل هي من اهم انواع الهوائيات و ه ذا راجع الى مرونتها و سهولة إستعمالها خاصة للتطبيقات الاسلكية (WLAN) و تستعمل في عدة اشكال(مستطيل و مثلث....الخ) و مع عدة طرق للتغذية(فتحة و كابل للتغذية). و اهتمنا ايضا بمعامل الأقتران الناتج من وجود هوائي مجاور و ايضا وجود فتحة للتغذية.

وضع برنامج حسابي الذي يعتمد على طريقة FDTD و ه ذا لتحليل هوائي ذو رنان عازل و التي سمحت لنا بحساب معامل انتشار و مقاومة الدخول و الإشعاع الكهربائي و المغناطيسي.

من أجل التحقق من نتائج الحسابات إستعملنا برنامج المحاكاة HFSS.

كما توسعنا في دراستنا لتصنيع هوائي ذو اعادة التشكيل و تاكدنا من نتائجنا من خلال مطابقتها لبرنامجين هما

CST Microwave studio و HFSS.

الهوائي المصنوع عبارة عن هوائي مثلث متساوي الأضلاع نمط اشعاعه ثلاثي التغذية. و تلخصت نتائجه في معامل الأنتشار و مقامة الدخول و المرودود و الفعالية.

و في الأخير قمنا بدراسة هوائي ذو اعادة التشكيل لكن باضافة العنصر الكهربائي PIN . و تحصلنا على معاملين كسب لنفس نطاق التردد و هدا ما يؤكد وجود عناصر نصف ناقلة داخل هوائيات و تعتبر الطريقة الفعالة عند اعادة التشكيل نمط اشعاع

كلمات دلالية : هوائي ذو رنان عازل, طريقة الفروق المحدودة في المجال الزمني (FDTD), هوائي اعادة تشكيل نمط الاشعاع و تاثير الاقتران.

Production Scientifique

Articles publiés dans des revues internationales

1-A. Behloul, I. Messaoudene, T. Denidni, A. Benghalia, “Three-Port triangulaire dielectric resonator antenna with switching beam forming operation”, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 59, N°. 4, Page(s):955-958, 2017.

2-A. Behloul, A. Benghalia, T. Denidni, I. Messaoudene, L. Chouti, ”High/ Low gain rectangular dielectric resonator antenna for WLAN applications ” International Journal of Natural Sciences Research, vol. 04, N°1, pp: 1-5, 2016.

Articles présentés dans des conférences internationales

1-A. Behloul, N. Sahnoune, I. Messaoudene, et A. Benghalia, “rectangular dielectric resonator antenna array for 5.8 GHz WLAN applications”, Communication présentée à MMS’14 (14th Mediteranean Microwave symposium), Marrakech-Morocco, Déc 2014.

2-A. Behloul, A. Benghalia, T. Denidni, I. Messaoudene, L. chouti ” Integrated Single/Array DR antenna for WLAN applications”, Communication présentée à ISCASE2015 (4th international scientific conference on applied sciences and Engineering), Langkani Lagoon Resort, Malysie , Oct 2015.

Finally, a prototype model was fabricated and tested which led to a good agreement between simulated and measured results.

REFERENCES

1. U.H. Gysel, A new n -way power divider/combiner suitable for high power applications, IEEE MTT-S Int Microw Symp Dig 75 (1975), 116–118.
2. R. Knochel and B. Mayer, Broad band printed circuit $0/180^\circ$ couplers and high power inphase power dividers, IEEE MTT-S Int Microw Symp Dig 1 (1990), 471–474.
3. H. Omizi and A.R. Shafiqi, Optimum design of a wideband two-way Gysel power divider with source to load impedance matching, IEEE Trans Microw Theory Tech 57 (2009), 2238–2248.
4. B.L. Ooi, W. Palei, and M.S. Leong, Broadbanding technique for in-phase hybrid ring equal power divider, IEEE Trans Microw Theory Tech 50 (2002), 1790–1794.
5. H. Zhang, X. Shi, F. Wei, and L. Xu, Compact wideband gysel power divider with arbitrary power division based on patch type structure, Prog Electromagn Res 119 (2011), 395–406.
6. K.S. Ang and Y.C. Leong, Converting baluns into broadband impedance transforming 180° hybrids, IEEE Trans Microw Theory Tech 50 (2002), 1990–1995.
7. J.S. Sun and T.L. Lee, Design of a planar microstrip balun at S-band, Microwave J 44 (2001).
8. G.U. Chen and J.S. Sun, Stepped coupled lines for bandwidth enhanced balun design, Proceedings of ISAP, 2005, pp. 825–828.
9. J.S. Sun, G.Y. Chen, S.Y. Huang, and C.J. Huang, The wideband Marchand balun transition design, Antennas Propag EM Theory ISAPE (2006), 1–4.
10. D.M. Pozar, Microwave engineering, 2nd ed., Wiley, New York, 1998.
11. D. Pavlidis and H.L. Hartnagle, The design and performance of three-line microstrip couplers, IEEE Trans Microw Theory Tech 24 (1976), 631–640.
12. V.K. Tripathi, On the analysis of symmetrical three-line microstrip circuits, IEEE Trans Microw Theory Tech 25 (1977), 726–729.
13. E.A.F. Abdallah and N.A. El-Deeb, On the analysis and design of three coupled lines, IEEE Trans Microw Theory Tech 33 (1985), 1217–1222.
14. L. Yu and B. Rawat, Development of semi-empirical design equations for symmetrical three-line microstrip, IEEE Trans Microw Theory Tech 44 (1996), 469–472.

© 2017 Wiley Periodicals, Inc.

THREE-PORT TRIANGULAR DIELECTRIC RESONATOR ANTENNA WITH SWITCHING BEAM FORMING OPERATION

Abba Behloul,^{1,2} Idris Messaoudene,^{3,4} Tayeb A. Denidni,² and Abdelmadjid Benghalia¹

¹Laboratoire de Recherche des Hyperfréquences et Semiconducteurs, Université Frères Mentouri, Constantine, Algérie

²Center for Energy, Materials and Telecommunications (EMT), National Institute of Scientific Research (NRS), University of Quebec, Montreal, QC H5A 1K6, Canada

³Ecole Nationale Supérieure d'Informatique (ESI ex. IN), BP 68M, Oued Smar, Algiers, Algeria; Corresponding author: messaoudene@csc.dz

⁴Laboratoire d'Electronique et des Télécommunications Avancées, Université de Bordj Bou Arréridj, Algérie

Received 4 September 2016

ABSTRACT: A novel dielectric resonator antenna with switching beamforming operation is presented in this article. The proposed antenna consists of a triangular dielectric resonator (DR) fed by three switched excitation probes. The switched excitations allow having an antenna with radiation beam that can be swept in three orientations,

-60° , 0° , 60° , in the E plane. This design operates in wideband with a range from 5 to 6 GHz, suitable for wireless local area network (WLAN) applications. To validate this concept, the electromagnetic characteristics of the antenna, such as reflection coefficient and radiation patterns are performed by simulations and measurements. © 2017 Wiley Periodicals, Inc. Microwave Opt Technol Lett 59:955–958, 2017; View this article online at wileyonlinelibrary.com. DOI 10.1002/mop.30442

Key words: dielectric resonator antenna (DRA); beam steering antenna; wireless local area network (WLAN) applications

1. INTRODUCTION

Nowadays, the reconfigurable technology has proven to be of importance in microwave circuits such as filters, oscillators and antennas. Many different characteristics can be adjusted to reconfigure the antenna, including the operating frequency, polarization and/or radiation pattern [1,2]. Indeed, dielectric resonator antennas (DRAs) [3] have received much attention because of their several advantages such as, absence of metallic losses, low cost, high radiation efficiency, wide impedance bandwidth, high versatility concerning their shapes, and compatibility with MMIC circuits as compared with the printed antennas [4–6]. In the literature, various specific shapes for DRA have been presented (hemispherical, cylindrical, rectangular, or triangular). In addition, the DRAs can be excited using a dielectric image line [7], a slotted waveguide [8], an aperture-coupling source associated with a microstrip line feed [9], a coplanar waveguide feed (CPW) [10], or a coaxial-probe [11].

In recent years, few research works have been carried out on the combination of the dielectric resonator antennas and the reconfigurable techniques [12].

The Beam steering of a single dielectric resonator antenna has been studied by many researchers such as in [13,14], the authors presented a novel switching beam forming between probes. In 2005, A. Kishk and R. Chair had introduced the idea of using the hollow cylindrical dielectric resonator antenna fed by four probes to increase the bandwidth [15]. Since then, a very large number of articles have been proposed for achieving both frequency as well as radiation pattern diversity. Recently, A quarter volume of cylinder dielectric resonator antenna (QVCDRA) is presented and investigated, which achieves a radiation beam that can be rotated through 360 degrees in the azimuth plane by adjusting the three feeding ports for WLAN systems at 5.2 GHz [16]. Thereafter, Z. Chen and C. Parini analyzed a novel antenna and exhibited the effect of air gap dielectric resonator antenna (AGDRA), with emphasis on their radiating modes [17].

In the same perspective, this article proposes to use a simple symmetrical structure to offer the same operated frequency band with switched beam forming operation. The switched beam forming capability of the proposed antenna is achieved by changing the location of the feeding points without using RF switches or additional beam splitter circuits.

2. ANTENNA DESIGN

Figures 1(a)–1(c) show the side view, bottom view and the fabricated prototype of the proposed triangular DRA, respectively. It consists of hollow equilateral triangular dielectric resonator made of ceramic material TMM10i with the relative permittivity of 9.8 and a loss tangent of 0.002, the inner dimensions include length $a = 38$ mm and height $b = 6.35$ mm, the outer dimensions are length $A = 48$ mm and height of $B = 12.7$ mm. This