

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE FERHAT ABBAS SETIF-1
FACULTE DE TECHNOLOGIE
Laboratoire d'Instrumentation Scientifique "LIS"

THESE

Présentée au Département d'Electronique

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Filière : Electronique

Option: Electronique

Par

CHETOUAH FAROUK

THEME

**Etude et modélisation des antennes miniatures
basées sur des matériaux diélectriques**

Soutenu le 18/10/2018 devant le Jury:

BOUROUBA Nacerdine	Professeur	Univ. F. Abbas Sétif -1	Président
BOUZIT Nacerdine	Professeur	Univ. F. Abbas Sétif -1	Directeur de thèse
AIDEL Salih	Professeur	Univ. B.B.A	Co-Directeur
KHEDROUCHE Djamel	Professeur	Univ. M.B. M'sila	Examineur
TALBI Mohamed Lamine	M.C.A.	Univ. B.B.A	Examineur
ZEBIRI Chemseddine	M.C.A.	Univ. F. Abbas Sétif 1	Examineur
MESSAOUDENE Idris	M.C.B	E.S.I. Alger	Invité

ملخص

في هذه الأطروحة، من أجل تصغير الهوائيات المستوية؛ استخدمنا التقنيات التالية: التقنية الأولى تتضمن تحميل هوائي رنان عازل مستطيل بمادة البي أس تي ذات سماحية عازلة عالية جداً أين نهتم بالتمنجة والتحليل الكهرومغناطيسي للهوائي قبل وبعد ادماج هذه المادة. يعمل الهوائي المقترح حول 2.31 غيغاهرتز ويوفر عرض نطاق قدره 20 ميغاهرتز. ثاني تقنية تصغير مستخدمة هي تغيير الشكل الافتراضي لمستوى الكتلة (دي جي أس)، حيث تم تصنيع هوائيين: يمتلك الهوائي الأول عرض نطاق ضيق (272 ميغاهرتز)، في حين يمتلك الهوائي الثاني سطحاً رقيقاً أصغر وحجماً إجمالياً بـ 10×6 ملم² ويوفر عرض نطاق واسع (أكبر من 1 غيغاهرتز). تم استخدام برنامج النمذجة سي أس تي لتحليل هياكل الهوائيين. من أجل التحقق من صحة النتائج الرقمية، تم إجراء القياسات. كانت هذه النتائج مرضية. المشاريع الثلاث المناقشة بينت بوضوح أهمية هاتين التقنيتين في تصغير الهوائيات المستوية.

الكلمات الدلالية: توصيف - مواد مركبة - هوائيات - ترددات عالية،

Résumé

Afin de miniaturiser les antennes planaires; nous avons utilisé, dans cette thèse, les techniques suivantes: la première technique consiste à charger une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire (ARDR) par un matériau BST à très forte permittivité diélectrique dont nous nous sommes intéressés par la modélisation et l'analyse électromagnétique de l'antenne avant et après l'empilement par ce matériau. L'antenne proposée fonctionne autour de 2,31GHz et fournit une bande passante d'impédance de 20MHz. La deuxième technique de miniaturisation utilisée est la structure à défaut dans le plan de masse (DGS), où la fabrication des deux antennes microrubans a été réalisée; la première antenne est à bande passante étroite (272MHz), tandis que la deuxième qui a une surface de patch plus petite et une taille globale de 10×6 mm² présente une bande passante large supérieure de 1GHz. Le logiciel de modélisation CST a été utilisé pour analyser les structures des antennes. Pour valider les résultats numériques des mesures ont été effectuées, ces résultats ont été satisfaisants. Les trois projets discutés montrent clairement l'importance de ces deux techniques dans la miniaturisation des antennes planaires.

Mots-clés: caractérisation- matériaux composites- antennes- hyperfréquences,

Abstract

In order to miniaturize the planar antennas; in this thesis, we used the following techniques: the first technique involves loading a rectangular dielectric resonator antenna (RDRA) with a BST material with a very high dielectric permittivity of which we are interested by modeling and electromagnetic analysis of the front antenna and after stacking by this material. The proposed antenna operates around 2.31GHz and provides an impedance bandwidth of 20MHz. The second technique of miniaturization used is a Defected Ground Structure (DGS), where the manufacture of the two microstrip antennas was carried out; the first antenna has a narrow bandwidth (272 MHz), while the second antenna has a smaller patch surface and an overall size of 10×6 mm² has a wide bandwidth (greater than 1GHz). The CST modeling software was used to analyze the antenna structures. In order to validate the numerical results, measurements were made. These results were satisfactory. The three projects discussed clearly show the importance of these two techniques in the miniaturization of planar antennas.

Key words: characterization- composite materials- antennas- microwaves,

Reconnaissance

Ce travail de thèse s'est déroulé au sein de deux laboratoires; le Laboratoire d'Instrumentation Scientifique (LIS), dans le département d'Electronique de l'université Ferhat Abbas Sétif-1, sous la direction du professeur **BOUZIT Nacerdine**, et le laboratoire d'Electronique et des Télécommunications Avancées (ETA), dans le département d'Electronique de l'université El Bachir El Ibrahimi de Bordj Bou Arreridj, sous la direction du professeur **AIDEL Salih**.

Tout d'abord, je voudrais exprimer ma profonde gratitude à mon encadreur, le professeur **BOUZIT Nacerdine**. J'ai vraiment apprécié son soutien continu, ses conseils, ses critiques inestimables et ses connaissances immenses.

Je voudrais exprimer ma reconnaissance à mon co-encadreur, le professeur **AIDEL Salih**, qui m'a inlassablement poussé, et de manière persuasive, à la rédaction de cette thèse. Je tiens à le remercier d'avoir encouragé mes recherches et de m'avoir permis d'évoluer en tant que chercheur.

Mes sincères remerciements vont à mon enseignant, le Docteur **MESSAOUDENE Idris**, Maître de Conférences classe B à l'école supérieure de l'informatique (ESI) d'Alger pour son aide continue, durant toute la phase de recherche (rédaction, correction et réorientation). Il m'a redonné l'espoir au moment où j'ai décidé d'abandonner ce parcours scientifique.

Toute ma gratitude va à monsieur **BOUROUBA Nacerdine**, professeur à l'université Ferhat Abbas de Sétif 1, pour avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

En outre, je voudrais remercier les membres de jury: monsieur **KHEDROUCHE Djamel**, professeur à l'université Mohamed Boudiaf de M'Sila, le docteur **ZEBIRI Chemseddine**, maître de conférences classe A à l'université Ferhat Abbas de Sétif 1, et le docteur **TALBI Mohamed Lamine**, maître de conférences classe A à l'université El Bachir El Ibrahimi de Bordj Bou Arreridj pour leurs encouragements, leurs commentaires et leurs suggestions. Je veux aussi vous remercier d'avoir laissé ma défense être un moment agréable.

Un Merci spécial à ma famille. Les mots ne peuvent exprimer ma reconnaissance envers ma mère, mon père, ma femme, mes frères et sœurs pour tous les sacrifices consentis et endurés en mon nom. Ceci sera utile pour mes enfants, car ils apprendront le sens du courage et de la persévérance.

Sans oublier mes amis de l'équipe de recherche (**M. Belazzoug, Y. B. Chaouche, B. Hammache, I. Bouchachi, M. A. Meriche et L. Benkhaoua**) pour nos discussions constructives, nos échanges de connaissances et nos ventilations de frustration pendant mon programme de doctorat. Je leur souhaite toute la réussite possible, surtout à mes amis de Magister (**S. Chelouche, M. Khitas, D. Kouzrit, W. Gasmia, A. Benlekhdim, M. Boudjerda**).

Je tiens à remercier aussi le professeur Tayeb **A. Denidni** de l'Institut National de la Recherche Scientifique (INRS), Canada, Messieurs: **M. Maali, A. Nouri et B. Rekioua** de l'Ecole Militaire Polytechnique (EMP), et le docteur **A. Monsoul** du Centre de Développement de Technologie Avancée (CDTA) pour leurs aides durant toutes les étapes de mesure des prototypes fabriqués.

Je remercie également **Djamel Derradj** pour nous avoir fournis du matériel pour notre recherche.

Enfin, un grand merci à ceux qui m'ont aidé à développer cette thèse.

À tous ceux qui m'ont encouragé durant mes études.

Liste des travaux et publications

a. article publié dans un journal international

1. **Farouk Chetouah**, Salih Aidel, Nacerdine Bouzit, Idris Messaoudene, '*A miniaturized printed monopole antenna for 5.2-5.8 GHz WLAN applications*', International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol. 28, No.5, June 2018.

DOI: 10.1002/mmce.21250

b. Communications présentées dans des conférences internationales

1. **Farouk Chetouah**, Nacerdine Bouzit, Idris Messaoudene, Salih Aidel, Massinissa Belazzoug, Boualem Hammache, '*Miniaturized rectangular dielectric resonator antenna for WCS standards*', 12th International Conference on Innovations in Information Technology (IIT), Pp. 1-4, 28-30 Nov. 2016, Al-Ain, United Arab Emirates.

DOI: 10.1109/INNOVATIONS.2016.7880017

2. **Farouk Chetouah**, Nacerdine Bouzit, Idris Messaoudene, Salih Aidel, Massinissa Belazzoug, Youcef Braham Chaouche, '*Miniaturized printed rectangular monopole antenna with a new DGS for WLAN applications*', International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC), Pp. 1-4, 16-18 May 2017, Marrakech, Morocco.

DOI: 10.1109/ISNCC.2017.8072025

3. **Farouk Chetouah**, Nacerdine Bouzit, Idris Messaoudene, Salih Aidel, Massinissa Belazzoug, Youcef Braham Chaouche, '*Miniaturized wideband printed rectangular patch antenna for X- and Ku-bands*', 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), Pp. 845-848, 20 July 2017, Valencia, Spain.

DOI: 10.1109/IWCMC.2017.7986395

4. **Farouk Chetouah**, Nacerdine Bouzit, Idris Messaoudene, Salih Aidel, Massinissa Belazzoug, Youcef Braham Chaouche, '*Annular dielectric resonator loaded with strip loop antenna for tri-band applications*', 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), Pp. 861-865, 20 July 2017, Valencia, Spain.

DOI: 10.1109/IWCMC.2017.7986398

Table des matières

Liste des figures.	ix
Liste des tableaux.	xiv
Introduction générale.	1

Chapitre I: Propriétés des ondes électromagnétiques

1. Introduction.	3
2. Équations de Maxwell.	3
2.1. Les équations de Maxwell.	3
2.2. Force de Lorentz.	4
2.3. Relations constitutives.	5
2.4. Milieu à indice négatif.	7
2.5. Conditions aux limites.	8
3. Propriétés d'onde plane.	9
3.1. Relations de champs.	10
3.2. Impédance de l'onde.	11
3.3. Vitesse de phase.	11
3.4. Milieux avec perte.	12
4. Polarisation	14
4.1. États de polarisation.	14
4.2. Représentation mathématique de la polarisation.	15
5. Conclusion.	16
Références bibliographiques.	17

Chapitre II: Généralités sur les antennes planaires

1. Introduction.	18
2. Définition de l'antenne.	18
3. Classifications d'antennes.	18
4. Terminologie et caractéristiques électriques et électromagnétiques des antennes.	19
4.1. Caractéristique électrique.	19
4.1.1. Coefficient de réflexion.	19
4.1.2. Bande passante.	19
4.1.3. Rapport d'onde stationnaire de tension (VSWR).	20
4.1.4. Impédance d'entrée.	20
4.1.5. Facteur de qualité.	21
4.1.6. Rendement.	21
4.2. Caractéristiques électromagnétiques.	21
4.2.1. Diagramme de rayonnement et lobes de rayonnement.	21
4.2.2. Largeur de faisceau.	23
4.2.3. Diagrammes isotropes, directionnels et omnidirectionnels.	23
4.2.4. Principaux plans de diagramme de rayonnement.	24
4.2.5. Régions de champs.	25
a. Région réactive de champ proche (zone de Rayleigh).	25

Table des matières

b. Zone rayonnante de champ proche (zone de Fresnel).	25
c. Région de champ lointain (zone de Fraunhofer).	26
4.2.6. Le diagramme d'amplitude d'une antenne.	26
4.2.7. Densité de puissance de rayonnement.	26
4.2.8. Intensité de rayonnement.	27
4.2.9. Directivité de l'antenne.	28
4.2.10. Gain.	28
4.2.11. Résistance de rayonnement.	29
4.2.12. Polarisation.	29
5. Antennes microrubans.	29
5.1. Description.	29
5.2. Différentes formes de patch des antennes microrubans.	30
5.3. Technique d'alimentation des antennes microrubans.	31
5.3.1. Ligne de transmission microruban.	31
5.3.2. Sonde coaxiale.	32
5.3.3. Couplage par ouverture (fente).	33
5.3.4. Couplage par proximité.	33
5.3.5. Guide d'ondes coplanaire.	34
5.4. Mode d'excitation des antennes microruban.	34
5.5. Caractéristique spécifiques des antennes microrubans.	35
5.5.1. Bande passante.	36
5.5.2. Facteur de qualité.	36
5.5.3. Diagramme de rayonnement et directivité.	36
5.5.4. Gain.	36
5.5.5. Efficacité.	36
5.5.6. Polarisation.	36
5.6. Avantage et inconvénient des antennes microrubans.	37
5.6.1. Avantages.	37
5.6.2. Inconvénients.	37
6. Antennes à résonateur diélectrique.	38
6.1. Description.	38
6.2. Différentes formes des antennes à RD.	38
6.3. Type de modes (TE, TM, HEM).	39
6.4. Modes de résonance.	39
6.5. Technique d'alimentation commune des antennes à RD.	41
6.5.1. Excitation par sonde coaxiale.	41
6.5.2. Ligne d'alimentation microruban et guide d'ondes coplanaire.	42
6.5.3. Couplage par ouverture.	42
6.6. Caractérisation des modes de résonance de l'ARD rectangulaire.	43
6.7. Caractéristiques électriques et électromagnétiques des DRAs.	45
6.7.1. Caractéristiques électriques.	45
a. Fréquence de résonance.	45
b. Facteur Q et bande passante.	45
6.8. Avantages des antennes DRA.	46
7. Comparaison entre les antennes MSA/DRA.	47
8. Applications des antennes MSA/DRA.	49
9. Conclusion.	49
Références bibliographiques.	50

Chapitre III: Techniques de miniaturisation des antennes planaires

1. Introduction.	53
2. Définition des antennes électriquement petites.	53
3. Facteur de miniaturisation.	53
4. Effet de miniaturisation sur les paramètres de l'antenne.	54
4.1. Directivité.	54
4.2. Efficacité de rayonnement.	54
4.3. Facteur de qualité de l'antenne.	55
4.4. Impédance d'entrée et correspondance.	55
5. Limites théoriques de la miniaturisation des antennes planaires.	56
6. Différentes techniques de miniaturisation.	57
6.1. Technique n° 1: Modification du plan de masse (DGS).	57
6.1.1. Description de la technique.	57
6.1.2. Travaux réalisés et discussion.	58
a) Formes variées de la structure DGS.	58
b) Miniaturisation par la technique DGS.	59
c) Amélioration de la bande passante et de l'efficacité.	60
d) Structure DGS fractale.	60
e) Matrice d'antennes avec DGS.	62
f) Structure DGS et forme en méandre.	63
g) Structure DGS avec des antennes à résonateur diélectrique.	64
h) Structure DGS et les antennes reconfigurables.	65
6.2. Technique n° 2: Chargement par des matériaux à très haute permittivité.	67
6.2.1. Description de la technique.	67
6.2.2. Travaux réalisés, discussion et comparaison.	67
a) Antenne à résonateur diélectrique (DRA).	67
b) Substrats à forte permittivité.	73
6.3. Technique n° 3: Intégration des éléments localisés.	76
6.3.1. Description de la technique.	76
6.3.2. Travaux réalisés et discussion.	76
a) Diode PIN (de commutation).	76
b) Diode Varicap (Varactor).	79
c) Charge inductive.	82
6.4. Technique n° 4: Court-circuit.	82
6.4.1. Description de la technique.	82
6.4.2. Travaux réalisés et discussion.	83
7. Conclusion.	87
Références bibliographiques.	88

**Chapitre IV: Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique
rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST
à très hautes permittivité**

1. Introduction.	91
2. Propriétés diélectriques utilisées dans la fabrication des antennes à RD.	91
2.1. Propriétés des substrats diélectriques.	91
2.1.1. Matériaux diélectriques.	91

Table des matières

2.1.2. Permittivité.	92
2.1.3. Tangente de perte.	93
2.2. Propriétés des résonateurs à très forte permittivité diélectrique.	94
2.2.1. Matériaux ferroélectriques.	94
2.2.2. Propriétés diélectriques.	96
a. Constante diélectrique dépendante du champ.	96
b. Accordabilité.	97
c. Tangente de perte.	97
2.2.3. Vrac, film épais et film mince.	97
a. En vrac.	97
b. En films épais.	98
c. En film mince.	98
2.2.4. Techniques de développement des couches minces BST.	99
a. Film mince ferroélectrique.	99
b. Film mince BST.	99
2.3. Applications des matériaux ferroélectriques.	99
3. Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très hautes permittivité.	100
3.1. Service de communication sans fil (WCS).	100
3.2. Antenne à résonateur diélectrique rectangulaire (RDRA).	101
3.2.1. Conception de base (avant de chargement de film mince BST).	101
3.2.2. Résultat et analyse.	102
3.3. Processus de miniaturisation.	103
3.3.1. Conception finale de l'antenne à RDR.	103
3.3.2. Résultats et discussion.	104
a) Coefficient de réflexion.	104
b) Taux de miniaturisation.	104
c) Diagrammes de rayonnement.	105
3.4. Etudes paramétriques et discussion.	106
3.4.1. Effet de paramètres de résonateur diélectrique.	106
a. Effet de la permittivité diélectrique ϵ_{r2} du film BST.	106
b. Effet de l'épaisseur d_1 du film BST.	107
c. Effet des géométries (a, b, d, α) du résonateur TMM10i.	108
3.4.2. Effet des géométries de la ligne d'alimentation.	110
3.4.3. Effet des géométries de l'ouverture (la fente).	110
4. Conclusion.	111
Références bibliographiques.	113

Chapitre V: Analyse numérique et expérimentale des antennes microrubans miniatures

1. Introduction.	115
2. Réseau local sans fil (WLAN).	115
3. Procédure de réalisation et de mesure.	115
3.1. Procédure de fabrication des circuits imprimés par la méthode photogravure.	115
3.1.1. Choix de substrat.	117
3.1.2. Connecteur SMA.	117
3.2. Matériels de mesure utilisés.	117
3.2.1. L'analyseur de réseau vectoriel.	117

Table des matières

a) Analyseur de réseau PNA N5224A.	118
b) Analyseur de réseau Agilent 8719ES.	118
c) Caractéristique technique des analyseurs N5224A et 8719ES.	118
d) Calibrage de l'analyseur N5224A.	119
3.2.2. La chambre anéchoïque.	120
4. Antenne monopole miniaturisée à bande étroite.	121
4.1. Configuration de la conception.	121
4.2. Géométrie de l'antenne.	122
4.3. Etude paramétrique.	123
4.3.1. Effet de la permittivité du substrat.	123
4.3.2. Effet de géométrie de la ligne d'excitation.	124
4.3.3. Effet de géométrie des fentes dans la ligne d'excitation.	124
4.3.4. Effet de géométrie de l'élément rayonnant (patch).	126
4.3.5. Effet de géométrie de plan de masse.	126
4.4. Résultats et discussion.	127
4.4.1. Coefficient de réflexion.	128
4.4.2. Distribution des lignes de champs magnétique.	129
4.4.3. Diagramme de rayonnement.	129
4.4.4. Gain et efficacité.	130
5. Antenne monopole miniaturisée à large bande.	131
5.1. Conception de l'antenne.	131
5.2. Considération théorique.	131
5.3. Analyse numérique.	132
5.3.1. Coefficient de réflexion.	132
5.3.2. Diagramme de rayonnement.	133
5.3.3. Gain et efficacité.	134
5.3.4. Distribution de champ.	135
5.4. Géométrie de l'antenne.	135
5.5. Etude paramétrique.	136
5.5.1. Effet de la permittivité de substrat.	136
5.5.2. Effet de géométrie de la ligne d'excitation.	137
5.5.3. Effet de géométrie de l'élément rayonnant (patch).	137
5.5.4. Effet de géométrie de plan de masse.	138
5.6. Résultats mesurés et discussion.	139
5.6.1. Coefficient de réflexion.	140
5.6.2. Diagramme de rayonnement.	140
5.6.3. Gain.	141
5.7. Comparaison avec des conceptions d'antennes récentes.	141
6. Conclusion.	142
Références bibliographiques.	143
Conclusion générale.	144

Liste des Figures

Figure I.1: Champs électromagnétiques en propagation.	4
Figure I.2: Indications de champ à la limite.	9
Figure I.3: Onde plane se propageant dans l'espace à un moment donné.	10
Figure I.4: Atténuation de champ dans un milieu avec perte.	13
Figure I.5: Etats de polarisations possibles pour une onde plane dirigée par z.	15
Figure II.1: Un système radio typique.	18
Figure II.2: Bande passante (S_{11} inférieure à -10 dB).	20
Figure II.3: Diagrammes de rayonnement en : a) 2-D et b) 3-D.	21
Figure II.4: Lobe principal, latéral et arrière.	21
Figure II.5: (a) Lobes de rayonnement et largeurs de faisceau d'un diagramme d'antenne, (b) Tracé linéaire du diagramme de puissance et de ses lobes et largeurs de faisceau associés.	22
Figure II.6: Diagrammes de puissance (en échelle linéaire) de $U(\theta)=\cos^2(\theta).\cos^2(3\theta)$ en ; (a) 2-D et en (b) 3-D.	23
Figure II.7: Diagramme omnidirectionnel d'une antenne.	24
Figure II.8: Diagrammes de rayonnement; (a) plan XZ, (b) plan YZ.	24
Figure II.9: Zones de champ d'une antenne.	25
Figure II.10: Polarisation d'une antenne :a) Linéaire, b) Circulaire, c) Elliptique.	29
Figure II.11: Structure de l'antenne microruban patch.	30
Figure II.12: Différentes formes de patch.	30
Figure II.13: Autres formes de patch.	31
Figure II.14: (a) Alimentation par une ligne microstrip, (b) Photo d'une antenne réalisée.	32
Figure II.15: Alimentation par une ligne microruban d'un réseau d'antenne de (a) 4 patches, (b) 4x4patches.	32
Figure II.16: Alimentation par une sonde coaxiale, (b) Photo d'une antenne réalisée.	32
Figure II.17: Alimentation par couplage d'ouverture.	33
Figure II.18: Alimentation par couplage de proximité.	33
Figure II.19: ligne de guide d'ondes coplanaire.	34
Figure II.20: Circuits équivalents pour les différentes configurations.	34
Figure II.21: Configurations de champ (modes) pour une antenne microruban rectangulaire.	35
Figure II.22: Diagrammes de rayonnement typiques d'une antenne patch rectangulaire pour (a) plan E et, (b) plan H.	35
Figure II.23: Polarisation circulaire des patches : (a) presque carré. (b) elliptique. (c) carrée avec des coins tronqués. (d) circulaire avec indentations.	37
Figure II.24: DRA de différentes formes.	39
Figure II.25: Champs électriques et champs magnétiques associés.	40
Figure II.26: Modes de résonance dans le plan yz.	40
Figure II.27: Sonde coaxiale couplant le champ E.	41
Figure II.28: Sonde coaxiale couplant le champ H.	41
Figure II.29: Ligne d'alimentation ; (a) microruban et ; (b) guide d'ondes coplanaire.	42
Figure II.30: Ouverture couplant le mode TE ₁₁₁ de ARD rectangulaire.	43
Figure II.31: Antenne à RD rectangulaire.	43

Liste des Figures

Figure II.32: (a) Champ E et (b) champ H du mode TE ₁₁₁	44
Figure III.1: Évolution des téléphones portables au cours de ces dernières années.	53
Figure III.2: Antenne monopole.	55
Figure III.3: Sphère de Schi.	56
Figure III.4: (a) Vue de face du patch. Vue arrière du patch avec une fente : (b) triangulaire et ; (c) carrée.	58
Figure III.5: Différentes formes de structure DGS.	58
Figure III.6: L'antenne proposée : (a) l'élément rayonnant, (b) structure DGS proposée.	59
Figure III.7: Diagramme de rayonnement 2D de l'antenne patch à 3,5 GHz (plan E et plan H).	60
Figure III.8: Les géométries de l'antenne microruban proposée, (a) L'élément rayonnant, (b) FDGS avec une seconde itératives et, (c) FDGS avec une troisième itératives.	61
Figure III.9: Réseau d'antennes Patch 4×4 (a) vue de dessus, (b) DGS (vue de dessous).	61
Figure III.10: Photos de la matrice en phase fabriquée avec des DGS. (a) Vue de dessus et (b) vue arrière.	62
Figure III.11: Photos de la matrice 2×2 avec la structure DGS; (a) du côté du patch, (b) côté plan de masse.	62
Figure III.12: Champ électrique de substrat simulé (a) Sans DGS, (b) avec DGS.	63
Figure III.13: Dimensions de l'antenne réseau 2x2 en (a) vue de côté et (b) vue de face en mm.	63
Figure III.14: (a) Plan de masse de l'antenne réseau 2x2 ; (b) vue de côté ; et (c) vue de face.	64
Figure III.15: Géométrie de la conception DRA à deux éléments d'arbre fractal ; (a) vue de face, et (b) vue de dos.	64
Figure III.16: Distribution de courant de surface sur le plan de masse de l'antenne (sans PDGS) et d'un réseau DRA en forme d'arbre avec PDGS (conception proposée).	65
Figure III.17: Géométrie et circuit de polarisation DC de l'antenne proposée.	66
Figure III.18: haut et bas de l'antenne fabriquée.	66
Figure III.19: L'antenne microruban sans RDC (unité en mm).	67
Figure III.20: Prototype de l'antenne microruban réalisée sans et avec CDR.	68
Figure III.21: Coefficients de réflexion simulés et mesurés pour les deux antennes.	68
Figure III.22: (a) Géométrie ; et (b) Photo de l'antenne proposée.	69
Figure III.23: S ₁₁ simulé et mesuré en fonction de la fréquence.	69
Figure III.24: Conception de l'antenne (a) Vue de dessus (b) Vue de côté.	70
Figure III.25: Coefficient de réflexion de l'antenne avec et sans chargement de la couche BST.	70
Figure III.26: Conception de l'antenne (a) antenne microruban classique (b) antenne réseau BiT.	71
Figure III.27: S ₁₁ de l'antenne microruban classique et de l'antenne réseau BiT.	71
Figure III.28: Géométrie du PIFA chargé par un diélectrique; (a) Vue de côté, (b) Vue de dessus.	72
Figure III.29: (a) Substrat céramique du dioxyde de titane, (b) Géométrie de l'antenne microruban fractale, (c) Photo de la géométrie d'antenne fractale proposée.	73
Figure III.30: Paramètre S ₁₁ en fonction de la fréquence.	74
Figure III.31: (a) Antenne monopôle imprimée, (b) Antenne à fente imprimée gravées sur un substrat diélectrique à permittivité élevée.	74

Liste des Figures

Figure III.32: Coefficient de réflexion calculé de l'antenne monopôle en fonction de la fréquence.	74
Figure III.33: Vue plane d'antennes spirales: (a) à quatre fente, et (b) à deux fentes. (c) Photo des deux antennes spirales.	75
Figure III.34: Coefficients de réflexion mesurées des antennes spirales: (a) à quatre fente, et (b) à deux fentes. Les constantes diélectriques relatives sont 2.6 (courbe en pointillés) et 197 (courbe en trait plein).	75
Figure III.35: Géométrie et itérations de l'antenne fractale reconfigurable proposée. . .	76
Figure III.36: Paramètre S_{11} simulé par rapport à la fréquence de l'antenne proposée. .	77
Figure III.37: Géométrie de l'antenne proposée : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.	77
Figure III.38: Photo de l'antenne réalisée : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.	78
Figure III.39: Les réponses en fréquence de l'antenne reconfigurable proposée pour trois combinaisons de conditions de polarisation différentes des diodes PIN implémentées.	78
Figure III.40: Géométrie de l'AMP reconfigurable et miniaturisée proposée, (a) Face supérieure, (b) Face inférieure.	79
Figure III.41: MPA reconfigurable et miniaturisée, (a) Face supérieure, (b) Face inférieure.	80
Figure III.42: Paramètres S mesurés de l'antenne proposée avec une tension continue variable à travers la diode varactor.	80
Figure III.43: Géométrie de l'antenne proposée (a) Face supérieure, (b) Face inférieure.	81
Figure III.44: Paramètres S_{11} simulés de l'antenne proposée.	81
Figure III.45: Photo de l'IFA utilisée chargée par une inductance. (b) Résultats de mesure du coefficient de réflexion pour différentes charges inductives.	82
Figure III.46: Géométrie de l'antenne proposée. (a) Vue de dessus de l'antenne. (b) Vue libre de l'antenne.	83
Figure III.47: (a) Dimensions de l'antenne dans sa structure plane, (b) Géométrie de l'antenne monopole à fentes proposée.	84
Figure III.48: (a) Coefficient de réflexion mesurée pour l'antenne proposée. (b) Réf.1 : fente monopole uniquement ou; Réf.2 : fente monopole avec une bande parasite court-circuitée longue uniquement.	84
Figure III.49: Schéma de la structure RMA : (a) Vue latérale, (b) Vue de dessus.	85
Figure III.50: Variations de l'amplitude du champ électrique sur la surface du patch pour : (a) RMA conventionnel, (b) structure proposée.	86
Figure III.51: Coefficient de réflexion pour la structure classique et la structure finale (RMA court-circuité chargé avec un dipôle à fente large avec surface de patch défectueuse).	86
Figure IV.1: Polarisation d'un matériau ferroélectrique à l'état ferroélectrique et paraélectrique en réponse à un champ électrique externe appliqué, montrant: (a) une hystérésis, et (b) pas d'hystérésis.	95
Figure IV.2: Structure de la pérovskite et polarisation électrique d'une cellule unitaire de Titanate de baryum-strontium (Ba, Sr) TiO ₃ en réponse à un champ électrique externe appliqué.	95
Figure IV.3: Constante diélectrique d'un film mince de BST à 80 K et à 300 K.	96
Figure IV.4: Spectre de fréquence pour WCS et SDARS.	100
Figure IV.5: Géométrie de l'antenne RDR avec sa forme de base.	101
Figure IV.6: Coefficient de réflexion simulé de l'antenne RD basique.	102
Figure IV.7: Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne RDRA basique simulé à	

Liste des Figures

5.464 GHz.	103
Figure IV.8: Géométrie de l'antenne RDR intégrant le film de matériau BST.	103
Figure IV.9: Coefficient de réflexion simulé.	104
Figure IV.10: Comparaison entre la taille du résonateur avec et sans chargement de la couche mince de matériau BST.	105
Figure IV.11: Diagrammes de rayonnement simulés à 2,314 GHz dans le; (a) Plan XZ, (b) Plan YZ.	105
Figure IV.12: Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne RDRA chargée par la couche BST simulé à 2.314 GHz par le logiciel CST.	106
Figure IV.13: Effet de la permittivité ϵ_2 sur le coefficient de réflexion.	107
Figure IV.14: Effet de la permittivité sur la fréquence de résonance de l'antenne proposée.	107
Figure IV.15: Effet du paramètre d_1 sur le coefficient de réflexion.	108
Figure IV.16: Effet de la longueur a du RDR sur le coefficient de réflexion.	108
Figure IV.17: Effet de la largeur b du RDR sur le coefficient de réflexion.	109
Figure IV.18: Effet de la hauteur d du RDR sur le coefficient de réflexion.	109
Figure IV.19: Effet de la variation de l'angle α sur le coefficient de réflexion.	109
Figure IV.20: Effet du paramètre L_s sur le coefficient de réflexion.	110
Figure IV.21: Effet du paramètre W_s sur le coefficient de réflexion.	110
Figure IV.22: Effet du paramètre L_a sur le coefficient de réflexion.	111
Figure IV.23: Effet du paramètre W_a sur le coefficient de réflexion.	111
Figure V.1: Exportation de fichier d'extension DXF à travers l'interface de logiciel CST.	116
Figure V.2: Insoleuse UV des circuits imprimés.	116
Figure V.3: Connecteurs SMA.	117
Figure V.4: L'analyseur de réseau PNA N5224A.	118
Figure V.5: L'analyseur de réseau Agilent 8719ES.	118
Figure V.6: Module de calibration électronique N4691B.	119
Figure V.7: Calibrage de l'analyseur N5224A par le module N4691B.	119
Figure V.8: Vue intérieure d'une chambre anéchoïque.	120
Figure V.9:(a) Configuration de la chambre pour la mesure du diagramme de rayonnement, (b) Table rotative.	121
Figure V.10: L'évolution de la conception de l'antenne. (a) cas1, (b) cas2, (c) cas3, (d) cas4.	122
Figure V.11: Coefficient de réflexion simulé pour les quatre cas.	122
Figure V.12: Géométrie de la conception finale.	123
Figure V.13: Effet de la permittivité de substrat sur le coefficient de réflexion.	123
Figure V.14: Effet du paramètre L_3 sur le coefficient de réflexion.	124
Figure V.15: Effet du paramètre W_2 sur le coefficient de réflexion.	124
Figure V.16: Effet du paramètre g sur le coefficient de réflexion.	125
Figure V.17: Effet du paramètre L_6 sur le coefficient de réflexion.	125
Figure V.18: Effet du paramètre W_3 sur le coefficient de réflexion.	125
Figure V.19: Effet du paramètre L_5 sur le coefficient de réflexion.	126
Figure V.20: Effet du paramètre W_5 sur le coefficient de réflexion.	126
Figure V.21: Effet du paramètre L_2 sur le coefficient de réflexion.	127
Figure V.22: Effet du paramètre W_1 sur le coefficient de réflexion.	127
Figure V.23: Photographie du prototype fabriqué.	127
Figure V.24: Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne proposée.	128
Figure V.25: Photos de paramètre S_{11} mesuré par l'analyseur de réseau.	128

Liste des Figures

Figure V.26: Distribution du courant de l'antenne proposée simulée par le logiciel CST à 5,38 GHz.	129
Figure V.27: Les diagrammes de rayonnement simulés à 5,38 GHz ; (a) plan XZ, (b) plan YZ.	129
Figure V.28: Le diagramme de rayonnement en 3D simulé à 5,38 GHz.	130
Figure V.29: Gain simulé de l'antenne en fonction de la fréquence.	130
Figure V.30: L'efficacité totale simulée de l'antenne en fonction de la fréquence.	130
Figure V.31: Conception de l'antenne pour; (a) cas1, (b) cas2.	131
Figure V.32: Coefficients de réflexion simulés pour les deux cas.	132
Figure V.33: Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas en; (a) Plan XZ, (b) Plan YZ.	133
Figure V.34: Diagramme de rayonnement simulé en 3D pour ; (a) cas1, (b) cas2.	134
Figure V.35: Gain réalisé simulé pour les deux cas.	134
Figure V.36: Efficacité simulée pour les deux cas.	135
Figure V.37: Distribution des champs magnétiques simulée pour : (a) cas 1 à 12,7 GHz, et (b) cas 2 à 5,8 GHz.	135
Figure V.38: Géométrie de la conception finale.	136
Figure V.39: Effet de la permittivité de substrat sur le coefficient de réflexion.	136
Figure V.40: Effet du paramètre L2 sur le coefficient de réflexion.	137
Figure V.41: Effet du paramètre W3 sur le coefficient de réflexion.	137
Figure V.42: Effet du paramètre L4 sur le coefficient de réflexion.	138
Figure V.43: Effet du paramètre W sur le coefficient de réflexion.	138
Figure V.44: Effet du paramètre L1 sur le coefficient de réflexion.	139
Figure V.45: Effet du paramètre W1 sur le coefficient de réflexion.	139
Figure V.46: Photographie du prototype fabriqué.	139
Figure V.47: Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne proposée.	140
Figure V.48: Photo de paramètre S_{11} mesuré par l'analyseur RV.	140
Figure V.49: Diagramme de rayonnement simulés et mesurés à 5,8 GHz in; (a) plan XZ, (b) plan YZ.	141
Figure V.50: Gain réalisé, simulé et mesuré de l'antenne proposée.	141

Liste des Tableaux

Tableau I.1: Constante d'atténuation, nombre d'onde, impédance d'onde, longueur d'onde et vitesse de phase pour les ondes planes en milieux avec perte.	13
Tableau I.2: Valeurs du champ électrique relatif pour les états de polarisation illustrés à la Figure I.5.	15
Tableau II.1: Modifications typiques de la forme du plan d'amplitude de l'antenne depuis le champ proche réactif vers le champ lointain.	26
Tableau II.2: Comparaison des caractéristiques de bande passante (paramètres mesurés et simulés).	48
Tableau II.3: Comparaison des caractéristiques de rayonnement d'antenne primaire (Les valeurs entre parenthèses sont des paramètres de prédiction simulés).	48
Tableau II.4: Performance de DRA cylindrique pour différentes permittivité du matériau diélectrique.	48
Tableau III.1: paramètres de l'antenne avec et sans DGS.	60
Tableau III.2: Performances obtenues et taille physique des deux antennes.	72
Tableau III.3: Bande passante (-10 dB) et isolation CP-XP pour l'antenne proposée pour différentes largeurs (w_1) de la fente à la surface de patch.	87
Tableau IV.1: Permittivité relative de certains matériaux communs à 100 MHz.	94
Tableau IV.2: Les dimensions optimales de l'antenne RD rectangulaire.	101
Tableau V.1: Caractéristique technique des analyseurs de réseaux : N5224A et 8719ES.	118
Tableau V.2: Résultats simulés des quatre cas d'antenne.	122
Tableau V.3: Dimensions optimales de l'antenne proposée.	123
Tableau V.4: Résultats simulés de deux cas d'antennes.	133
Tableau V.5: Dimensions optimales de l'antenne proposée.	136
Tableau V.6: Comparaison entre l'antenne proposée et les conceptions récentes d'antennes.	142

Tableau des Symboles et des Abréviations.

ABS	Acrylonitrile Butadiene Styrene	Acrylonitrile butadiène styrène
ALD	Atomic Layer Deposition	dépôt de couche atomique
BST	Barium-Strontium Titanate	titanate de baryum-strontium
BiT	Bismuth Titanate	titanate de bismuth
BW	Bandwidth	Bande passante
CPW	Co-Planar Waveguide	Guide d'ondes coplanaire
CMS	Surface Mounted Component	Composants Montés en Surface
CST MS	Computer Simulation Technologie	Technologie de simulation informatique
CP	Circular Polarization	Polarisation Circulaire
CVD	Chemical Vapour Deposition	Dépôt chimique en vapeur
CSD	Chemical Solution Deposition	Dépôt chimique en solution
CDRA	Cylindrical Dielectric Resonator Antenna	Antenne à résonateur diélectrique cylindrique
DRA	Dielectric Resonator Antenna	Antenne à résonateur diélectrique
DWM	Dielectric Waveguide Model	Modèle de guide d'ondes diélectrique
DGS	Defected Ground Structure	Structure à défaut de plan de masse
DBS	Direct Broadcast Satellite	satellite de radiodiffusion directe
dBi	decibel isotropic	décibel isotrope
dBic	dB (isotropic circular)	dB (circulaire isotrope)
ESA	Electrically Small Antenna	antenne électriquement petite
FNBW	First-Null Beamwidth	première largeur de faisceau nulle
FDTD	Finite Difference Time Domain	Différences finies dans le domaine temporel
FEM	Finite Element Method	Méthode des éléments finis
FM	Frequency Modulation	Modulation de fréquence
FDGS	Fractal DGS	DGS fractale
FR-4	Flame Retardant 4	Flame Retardant 4
FCC	Federation Communications Commission	Commission des Communications Fédérales
GSM	Global System for Mobiles communications	Système de communications mobiles
GPS	Global Positioning System	Système de positionnement
HPBW	Half-Power Beamwidth	largeur de faisceau à demi-puissance
HEM	Hybrid Electric And Magnetic	hybride électrique et magnétique
HF	High Frequency	Haute fréquence
HFSS	High-Frequency System Simulator	Simulateur de système à haute fréquence
HTS	High Temperature Superconductors	supraconducteurs à haute température
IFA	Inverted-F Antenna	antenne à F inversée
LHCP	Left-Hand Circularly Polarised	polarisation circulaire gauche
MSA	MicroStrip Antenna	Antenne microruban

Tableau des Symboles et des Abréviations.

MoM	Method of Moments	Méthode de moment
MPA	Microstrip Patch Antenna	antenne patch microruban
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	Sortie multiple à entrées multiples
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit	circuits intégrés monolithiques hyperfréquences
MOCVD	Metal-Organic Chemical Vapour Deposition	Dépôt de vapeur chimique-métal-organique
PDGS	Periodic DGS	DGS périodique
PIN DIODE	Positive Intrinsic Negative DIODE	DIODE négative intrinsèque positive
PIFA	Planar Inverted-F Antenna	antenne planaire à F inversée
PVC	PolyVinyl Chloride	Polychlorure de vinyle
PVD	Physical Vapor Deposition	Dépôt physique en phase vapeur
PTFE	PolyTetraFluoroEthylene	Poly Tetra Fluoro Ethylène
PLD	Physical Liquid Deposition	Dépôt physique en phase liquide
PEC	Perfect Electrical Conductor	Conducteur électrique parfait
PMC	Perfect Magnetic Conductor	Conducteur magnétique parfait
RF	Radio Frequency	Radio fréquence
RADAR	RAdio Direction And Ranging	Radar
RMA	Rectangular Microstrip Antenna	antenne microruban rectangulaire
RBW	BandWidth Ratio	rapport de bande passante
RDRA	Rectangular Dielectric Résonator Antenna	Antenne à résonateur diélectrique rectangulaire
RHCP	Right-Hand Circularly Polarised	polarisation circulaire droite
TE	Transverse Electric	Transverse électrique
TEM	Transverse ElectroMagnetic	Transverse ElectroMagnétique
TM	Transverse Magnetic	Transverse Magnétique
SMA	SubMiniature version A	Sous version miniature A
SW	Surface Wave	onde de surface
SI	International System	Système International
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio	Taux d'Onde Stationnaire (TOS)
VNA	Vector Network Analyser	Analyseur de réseaux vectoriel
WLAN	Wireless LocalArea Network	Réseau locauxans fil
WiFi	Wireless Fidelity	Fidélité sans fil
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access	Interopérabilité mondiale pour l'accès par micro-ondes
WCDMA	Wideband CDMA	Large bande CDMA
WCS	Wireless Communications Service	Service de communication sans fil
XP	Cross (X) Polarisation	Polarisation croisée

Introduction générale

De nos jours, l'utilisation croissante et la demande des divers dispositifs de communication sans fil dans différents domaines, tels que la médecine, la défense ou l'aéronautique, motivent les fabricants à développer en permanence de nouveaux systèmes de communication sans fil. Dans ce contexte, cette technologie a connu un progrès considérable au cours de ces dernières années dans le domaine des circuits hyperfréquences. Cependant, l'antenne occupe toujours le plus grand volume dans la chaîne de communication, cela implique une augmentation de la taille globale qui rend difficile sa mise en œuvre dans les petites surfaces.

Depuis plusieurs décennies, les concepteurs d'antennes étudient leur miniaturisation ayant de bonnes performances en termes de gain ou de bande passante. Plusieurs techniques ont été proposées pour réduire la taille des antennes telles que l'approche de chargement avec un diélectrique de permittivité très élevée, l'utilisation des éléments inductifs ou capacitifs, et la technologie de court-circuit.

La structure à défaut dans le plan de masse (DGS) est une autre façon d'accomplir la miniaturisation et de réduire la taille de l'antenne. Dans la littérature scientifique, il existe un certain nombre d'approches utilisant la technique de miniaturisation DGS.

Malgré la faiblesse de leurs bandes passantes étroites, les antennes microrubans restent très utilisées dans les réseaux de communication sans fil en raison de leur faible coût de fabrication et de leur simplicité de conception.

Le but de ce travail est de concevoir, de modéliser des antennes planaires (antennes microrubans et antennes à résonateur diélectrique), d'optimiser leurs performances aux fréquences UHF et de fabriquer ces antennes pour les utiliser dans les systèmes de communication sans fil. Le travail proposé a pour objectif d'étudier les possibilités de miniaturisation, aux spectres d'hyperfréquences, permises par la combinaison des techniques du rayonnement électromagnétique avec les caractéristiques des matériaux choisis.

Pour mener ce travail, deux axes ont été définis:

Le premier axe, concerne le choix des matériaux diélectriques (à très hautes permittivité et à faible pertes) pour les intégrer en antennes planaires afin d'atteindre leur miniaturisation.

Le second axe concerne la fabrication et la modélisation des antennes planaires miniaturisées par la technique de DGS (Defected Ground Structure), ainsi que le développement de la structure et l'amélioration de la bande passante.

L'organisation de la thèse est structurée en cinq chapitres comme suit:

Le premier chapitre fait la description des concepts et des principes de base de l'électromagnétisme et de l'onde plane.

Le chapitre II comprend des généralités et des caractéristiques électriques et électromagnétiques des antennes planaires (antennes microrubans et antennes à résonateur diélectrique).

Dans le chapitre III, nous allons discuter l'état de l'art des quatre techniques de miniaturisation mises en œuvre dans cette recherche:

- Modification du plan de masse (DGS) ;
- Chargement par des matériaux à très haute permittivité ;
- Intégration des éléments localisés ;
- Court-circuit.

Le chapitre IV donne un aperçu sur les propriétés des résonateurs à très forte permittivité diélectrique, ainsi qu'une modélisation et une analyse électromagnétique d'une antenne à résonateur diélectrique miniature chargée par ce matériau.

Introduction générale

Le dernier chapitre est consacré à la fabrication de deux antennes microrubans miniaturisées par la technique DGS ; la première antenne est à bande passante étroite, tandis que la deuxième est à large bande. Le logiciel de modélisation CST a été utilisé pour analyser les structures des antennes. Afin de valider les résultats numériques, des mesures ont été effectuées. Ces résultats ont été satisfaisants.

1. Introduction

Un milieu uniforme peut être spécifié par un petit ensemble de paramètres descriptifs dont le comportement des ondes dans ces milieux peut facilement être décrit. Certaines des propriétés clés des ondes électromagnétiques voyageant dans l'espace libre et dans d'autres milieux uniformes sont présentées dans ce chapitre. Il établit les paramètres de base et les relations qui sont utilisés lorsque l'on considère les problèmes dans les antennes et la propagation dans les chapitres suivants.

2. Équations de Maxwell [1]

2.1. Les équations de Maxwell

L'existence d'ondes électromagnétiques propagatrices peut être prédite comme une conséquence directe des équations de Maxwell (1865). Ces équations spécifient les relations entre les variations de vecteur de champ électrique \vec{E} et de vecteur de champ magnétique \vec{H} dans le temps et l'espace dans un milieu.

Les équations de Maxwell décrivent tous les phénomènes électromagnétiques (classiques):

$$\left\{ \begin{array}{l} \nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \vec{D} = \rho \\ \nabla \cdot \vec{B} = 0 \end{array} \right. \quad \text{(Equations de Maxwell)} \quad (1.1)$$

La première équation est la loi d'induction de Faraday, la seconde est la loi d'Ampère modifiée par Maxwell pour inclure le courant de déplacement $\partial \vec{D} / \partial t$, la troisième et la quatrième sont les lois de Gauss pour les champs électriques et magnétiques.

Le terme courant de déplacement $\partial \vec{D} / \partial t$ dans la loi d'Ampère est essentiel pour prédire l'existence d'ondes électromagnétiques propagatrices. Les équations (1.1) sont en unités SI. Les grandeurs \vec{E} et \vec{H} sont les intensités de champ électrique et magnétique et sont mesurées en unités de [volt/m] et [ampère/m], respectivement.

Les quantités \vec{D} et \vec{B} sont les densités de flux électrique et magnétique et sont exprimées en unités de [coulomb/m²] et [weber/m²], ou [tesla].

\vec{D} est aussi appelé le déplacement électrique, et \vec{B} , l'induction magnétique. Les quantités ρ et \vec{J} sont la densité de charge volumique et la densité de courant électrique (flux de charge) de toute charge externe. Elles sont mesurées en unités de [coulomb/m³] et [ampère/m²].

Le côté droit de la quatrième équation est zéro car il n'y a pas de charges monopôles magnétiques.

Les densités de charge et de courant ρ , \vec{J} peuvent être considérées comme les sources des champs électromagnétiques. Pour les problèmes de propagation des ondes, ces densités sont localisées dans l'espace; par exemple, elles sont limitées à circuler sur une antenne. Les

Chapitre I : Propriétés des ondes électromagnétiques

champs électriques et magnétiques générés sont rayonnés loin de ces sources et peuvent se propager à de grandes distances aux antennes de réception.

Un champ électrique est produit par un champ magnétique variable dans le temps. Un champ magnétique est produit par un champ électrique variant dans le temps ou par un courant.

Le mécanisme qualitatif par lequel les équations de Maxwell donnent lieu à des champs électromagnétiques en propagation est montré dans la figure ci-dessous.

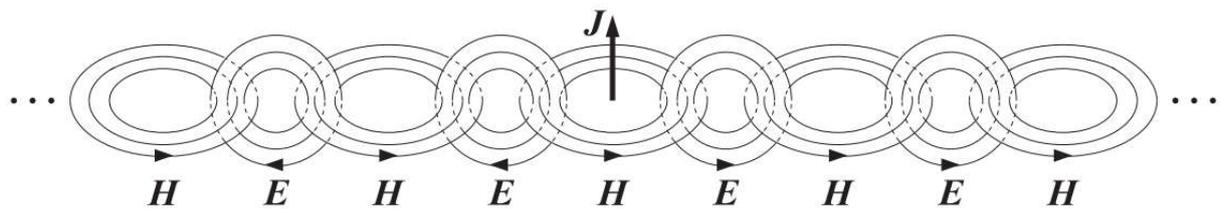


Figure I.1: Champs électromagnétiques en propagation.

Par exemple, un courant variant dans le temps sur une antenne linéaire génère un champ magnétique H circulant et variant dans le temps, qui par la loi de Faraday génère un champ électrique circulant E , qui génère par la loi d'Ampère un champ magnétique et ainsi de suite. Les champs électriques et magnétiques réticulés se propagent loin de la source de courant.

2.2. Force de Lorentz

La force sur une charge q se déplaçant avec la vitesse v en présence d'un champ électrique et magnétique E, B est appelée la force de Lorentz et est donnée par:

$$F = q(E + v \times B) \quad (\text{Force de Lorentz}) \quad (1.2)$$

L'équation du mouvement de Newton est (pour les vitesses non relativistes):

$$m \frac{dv}{dt} = F = q(E + v \times B) \quad (1.3)$$

Où ; m est la masse de la charge. La force F augmente l'énergie cinétique de la charge à un taux égal au taux de travail effectué par la force de Lorentz sur la charge, c'est-à-dire $v \cdot F$. En effet, la dérivée temporelle de l'énergie cinétique est:

$$W_{cin} = \frac{1}{2} m v \cdot v \Rightarrow \frac{dW_{cin}}{dt} = m v \frac{dv}{dt} = v \cdot F = q v \cdot E \quad (1.4)$$

Nous notons que seule la force électrique contribue à l'augmentation de l'énergie cinétique ; la force magnétique reste perpendiculaire à v , c'est-à-dire: $v \cdot (v \times B) = 0$.

Chapitre I : Propriétés des ondes électromagnétiques

Les distributions de charge volumique et de courant ρ, J sont également soumises à des forces en présence de champs. La force de Lorentz par unité de volume agissant sur ρ, J est donnée par:

$$f = \rho E + J \times B \quad (\text{Force de Lorentz par unité de volume}) \quad (1.5)$$

Où ; f est mesurée en unités de $[N/m^3]$. Si J résulte du mouvement des charges dans la distribution ρ , alors $J = \rho \cdot v$. Dans ce cas,

$$f = \rho(E + v \times B) \quad (1.6)$$

Par analogie avec l'équation (1.4), la quantité $v \cdot f = qv \cdot E = J \cdot E$ représente la puissance par unité de volume des forces agissant sur les charges mobiles, c'est-à-dire la puissance perdue par les champs et convertie en énergie cinétique des charges, ou chaleur. Elle s'exprime en $[watts/m^3]$. Nous allons la désigner par:

$$\frac{dP_{\text{perte}}}{dV} = J \cdot E \quad (\text{Pertes de puissance ohmiques par unité de volume}) \quad (1.7)$$

2.3. Relations constitutives

Les densités de flux électrique et magnétique D, B sont liées aux intensités de champ E, H via les relations dites constitutives, dont la forme précise dépend du matériau dans lequel les champs existent. Dans le vide, ils prennent leur forme la plus simple:

$$\begin{cases} D = \epsilon_0 E \\ B = \mu_0 H \end{cases} \quad (1.8)$$

Où ; ϵ_0, μ_0 sont la permittivité et la perméabilité du vide, avec des valeurs numériques:

$$\begin{cases} \epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \text{ F/m} \\ \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m} \end{cases} \quad (1.9)$$

Les unités pour ϵ_0 et μ_0 sont les unités des rapports D/E et B/H , c'est-à-dire:

$$\frac{C/m^2}{V/m} = \frac{C}{V \cdot m} = \frac{F}{m}, \quad \frac{W/m^2}{A/m} = \frac{W}{A \cdot m} = \frac{H}{m}$$

A partir des deux grandeurs ϵ_0, μ_0 , on peut définir deux autres constantes physiques, à savoir la vitesse de la lumière et l'impédance caractéristique du vide:

$$c_0 = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = 3 \times 10^8 \text{ m/s}, \quad \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377 \Omega \quad (1.10)$$

La prochaine forme la plus simple des relations constitutives pour un diélectrique isotrope homogène simple et pour des matériaux magnétiques est:

Chapitre I : Propriétés des ondes électromagnétiques

$$\begin{cases} D = \varepsilon E \\ B = \mu H \end{cases} \quad (1.11)$$

Ceux-ci sont généralement valables aux basses fréquences. La permittivité ε et la perméabilité μ sont liées aux susceptibilités électriques et magnétiques du matériau comme suit:

$$\begin{cases} \varepsilon = \varepsilon_0(1 + \chi) \\ \mu = \mu_0(1 + \chi_m) \end{cases} \quad (1.12)$$

Les susceptibilités χ , χ_m sont des mesures des propriétés de polarisation électrique et magnétique du matériau. Par exemple, nous avons pour la densité de flux électrique:

$$D = \varepsilon E = \varepsilon_0(1 + \chi)E = \varepsilon_0 E + \varepsilon_0 \chi E = \varepsilon_0 E + P \quad (1.13)$$

Où ; la quantité $P = \varepsilon_0 \chi E$ représente la polarisation diélectrique du matériau, c'est-à-dire le moment dipolaire électrique moyen par unité de volume.

Dans un matériau magnétique, nous avons:

$$B = \mu_0(H + M) = \mu_0(H + \chi_m H) = \mu_0(1 + \chi_m)H = \mu H \quad (1.14)$$

Où ; $M = \chi_m H$ est l'aimantation, c'est-à-dire le moment magnétique moyen par unité de volume. La vitesse de la lumière dans le matériau et l'impédance caractéristique sont:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}}, \quad \eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (1.15)$$

La permittivité relative, la perméabilité et l'indice de réfraction d'un matériau sont définis par:

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = 1 + \chi, \quad \mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} = 1 + \chi_m, \quad n = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \quad (1.16)$$

De sorte que: $n^2 = \varepsilon_r \mu_r$. En utilisant la définition de l'équation (1.15), nous pouvons relier la vitesse de la lumière et l'impédance du matériau aux valeurs de vide correspondantes:

$$\begin{cases} c = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_r}} = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} = \frac{c_0}{n} \\ \eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} = \eta_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} = \eta_0 \frac{n}{\varepsilon_r} \end{cases} \quad (1.17)$$

Pour un matériau non magnétique, nous avons $\mu = \mu_0$, ou, $\mu_r = 1$, et l'impédance devient simplement $\eta = \eta_0/n$.

Chapitre I : Propriétés des ondes électromagnétiques

Dans les équations (1.1), les densités ρ , J représentent les charges et les courants externes ou libres dans un milieu matériel. La polarisation induite P et l'aimantation M peuvent être explicitées dans les équations de Maxwell en utilisant les relations constitutives:

$$D = \varepsilon_0 E + P, \quad B = \mu_0(H + M) \quad (1.18)$$

En les insérant dans les équations (1.1), par exemple, en écrivant:

$\nabla \times B = \mu_0 \nabla \times (H + M) = \mu_0 (J + \dot{D} + \nabla \times M) = \mu_0 (\varepsilon_0 \dot{E} + J + \dot{P} + \nabla \times M)$, on peut exprimer les équations de Maxwell en fonction des champs E et B :

$$\begin{cases} \nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \\ \nabla \times B = \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t} + \mu_0 \left[J + \frac{\partial P}{\partial t} + \nabla \times M \right] \\ \nabla \cdot E = \frac{1}{\varepsilon_0} (\rho - \nabla \cdot P) \\ \nabla \cdot B = 0 \end{cases} \quad (1.19)$$

Nous identifions les densités de courant et de charge dues à la polarisation du matériau comme:

$$J_{pol} = \frac{\partial P}{\partial t}, \quad \rho_{pol} = -\nabla \cdot P \quad (\text{Densités de polarisation}) \quad (1.20)$$

De même, la quantité $J_{mag} = \nabla \times M$ peut être identifiée comme la densité de courant de magnétisation (notez que $\rho_{mag}=0$). Les densités de courant et de charge totales sont:

$$\begin{cases} J_{tot} = J + J_{pol} + J_{mag} = J + \frac{\partial P}{\partial t} + \nabla \times M \\ \rho_{tot} = \rho + \rho_{pol} = \rho - \nabla \cdot P \end{cases} \quad (1.21)$$

et peut être considéré comme les sources des champs dans l'équation (1.19).

2.4. Milieu à indice négatif

Les équations de Maxwell n'excluent pas la possibilité que l'une ou les deux quantités ε , μ soient négatives. Par exemple, les plasmas en dessous de leur fréquence de plasma, et les métaux jusqu'aux fréquences optiques, ont $\varepsilon < 0$ et $\mu > 0$, avec des applications intéressantes telles que les plasmons de surface.

Les milieux isotropes avec $\mu < 0$ et $\varepsilon > 0$ sont plus difficiles à trouver [2], bien que des exemples de tels médias ont été fabriqués [3].

Les milieux à indice négatif, également connus sous le nom de milieux gauchers, ont ε , μ qui sont simultanément négatifs, $\varepsilon < 0$ et $\mu < 0$. Veselago [4] a été le premier qui a étudié leurs

Chapitre I : Propriétés des ondes électromagnétiques

Les directions relatives des vecteurs de champ sont montrées à la Figure I.2. Chaque vecteur peut être décomposé comme la somme d'une partie tangentielle à la surface et d'une partie perpendiculaire à celle-ci, c'est-à-dire: $E = E_t + E_n$. En utilisant l'identité vectorielle,

$$E = \hat{n} \times (E \times \hat{n}) + \hat{n}(\hat{n} \cdot E) = E_t + E_n \quad (1.24)$$

nous identifions ces deux parties comme:

$$E_t = \hat{n} \times (E \times \hat{n}) \quad , \quad E_n = \hat{n}(\hat{n} \cdot E) = \hat{n}E_n$$

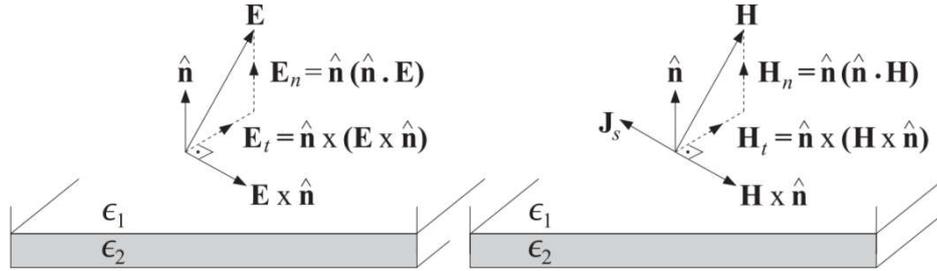


Figure I.2: Indications de champ à la limite.

En utilisant ces résultats, nous pouvons écrire les deux premières conditions aux limites dans les formes vectorielles suivantes, où la deuxième forme est obtenue en prenant le produit croisé du premier avec \hat{n} et en notant que J_s est purement tangentiel:

$$\begin{cases} \hat{n} \times (E_1 \times \hat{n}) - \hat{n} \times (E_2 \times \hat{n}) = 0 \\ \hat{n} \times (H_1 \times \hat{n}) - \hat{n} \times (H_2 \times \hat{n}) = J_s \times \hat{n} \end{cases} \quad \text{ou,} \quad \begin{cases} \hat{n} \times (E_1 - E_2) = 0 \\ \hat{n} \times (H_1 - H_2) = J_s \end{cases} \quad (1.25)$$

Les conditions aux limites (1.22) peuvent être dérivées de la forme intégrée des équations de Maxwell si nous faisons quelques hypothèses de régularité supplémentaires sur les champs aux interfaces.

Dans de nombreux problèmes d'interface, il n'y a pas de charges ou de courants de surface appliqués à l'extérieur sur la frontière. Dans de tels cas, les conditions aux limites peuvent être indiquées comme suit:

$$\begin{cases} E_{1t} = E_{2t} \\ H_{1t} = H_{2t} \\ D_{1n} = D_{2n} \\ B_{1n} = B_{2n} \end{cases} \quad (\text{Conditions aux limites sans source}) \quad (1.26)$$

3. Propriétés d'onde plane [9]

Il existe de nombreuses solutions aux équations de Maxwell et toutes ces solutions représentent des champs qui pourraient effectivement être produits dans la pratique.

Chapitre I : Propriétés des ondes électromagnétiques

Cependant, ils peuvent tous être représentés comme une somme d'ondes planes, qui représentent la solution variant dans le temps la plus simple possible.

La figure I.3 montre une onde plane, se propageant parallèlement à l'axe z au temps t=0.

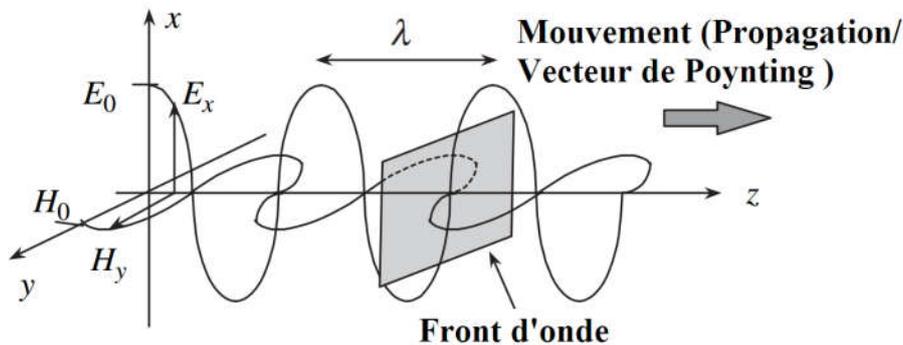


Figure I.3: Onde plane se propageant dans l'espace à un moment donné.

Les champs électriques et magnétiques sont perpendiculaires entre eux et à la direction de propagation de l'onde; la direction de propagation est le long de l'axe z; le vecteur dans cette direction est le vecteur de propagation ou vecteur de Poynting. Les deux champs sont en phase à n'importe quel moment ou dans l'espace. Leur amplitude est constante dans le plan xy, et une surface de phase constante (un front d'onde) forme un plan parallèle au plan xy, d'où le terme ondes planes.

Le champ électrique oscillant produit un champ magnétique, qu'il oscille lui-même pour recréer un champ électrique et ainsi de suite, en conformité avec les équations de courbure de Maxwell. Cette interaction entre les deux champs stocke de l'énergie et, par conséquent, entraîne de la puissance le long du vecteur Poynting. La variation, ou la modulation, des propriétés de l'onde (amplitude, fréquence ou phase) permet alors de véhiculer des informations dans l'onde entre sa source et sa destination, ce qui est l'objectif central d'un système de communication sans fil.

3.1. Relations de champs

Le champ électrique peut être écrit comme:

$$E = E_0 \cos(\omega t - kz) \hat{x} \quad (1.27)$$

Où ; E_0 est l'amplitude du champ [$V m^{-1}$], $\omega = 2\pi f$ est la fréquence angulaire en radians pour une fréquence f [Hz], t est le temps écoulé [s], k est le nombre d'onde [m^{-1}], z est la distance le long de l'axe z (m) et \hat{x} est une unité vecteur dans la direction x positive.

Le nombre d'onde représente le taux de changement de la phase du champ avec la distance; c'est-à-dire que la phase de l'onde change de kr radians sur une distance de r mètres. La distance sur laquelle la phase de l'onde change de 2π radians est la longueur d'onde. Ainsi que:

Chapitre I : Propriétés des ondes électromagnétiques

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (1.28)$$

De même, le vecteur de champ magnétique H peut s'écrire:

$$H = H_0 \cos(\omega t - kz) \hat{y} \quad (1.29)$$

Où ; H_0 est l'amplitude du champ magnétique et \hat{y} est un vecteur unitaire dans la direction y positive.

Dans les deux équations (1.27) et (1.29), il a été supposé que le milieu dans lequel l'onde se déplace est sans perte, de sorte que l'amplitude de l'onde reste constante avec la distance. Notez que l'onde varie de façon sinusoïdale à la fois dans le temps et la distance.

Il est souvent pratique de représenter la phase et l'amplitude de l'onde en utilisant des quantités complexes, donc les équations (1.27) et (1.29) deviennent:

$$E = E_0 e^{j(\omega t - kz) \hat{x}} \quad (1.30)$$

et

$$H = H_0 e^{j(\omega t - kz) \hat{y}} \quad (1.31)$$

Les quantités réelles peuvent alors être récupérées en prenant les parties réelles des équations (1.30) et (1.31).

3.2. Impédance de l'onde

Les équations (1.27) et (1.29) satisfont les équations de Maxwell, à condition que le rapport des amplitudes de champ soit constant pour un milieu donné,

$$\frac{|E|}{|H|} = \frac{E_x}{E_y} = \frac{E_0}{H_0} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = Z \quad (1.32)$$

Où ; Z est appelée l'impédance de l'onde et a des unités d'ohms.

Dans l'espace libre, $\mu_r = \epsilon_r = 1$ et l'impédance de l'onde devient:

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx \sqrt{4\pi \times 10^{-7} \times \frac{36\pi}{10^{-9}}} = 120\pi \approx 377\Omega \quad (1.33)$$

Or, dans l'espace libre ou tout milieu uniforme, il suffit de spécifier une seule grandeur de champ avec Z pour spécifier le champ total pour une onde plane.

3.3. Vitesse de phase

La vitesse d'un point de phase constante sur l'onde, la vitesse de phase v à laquelle les fronts d'onde avancent dans la direction S , est donnée par:

Chapitre I : Propriétés des ondes électromagnétiques

$$v = \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (1.34)$$

D'où la longueur d'onde est donnée par:

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (1.35)$$

Dans l'espace libre, la vitesse de phase devient:

$$v = c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} \approx 3 \times 10^8 \text{ ms}^{-1} \quad (1.36)$$

Notez que la lumière est un exemple d'onde électromagnétique, c'est-à-dire c : la vitesse de la lumière dans l'espace libre.

3.4. Milieux avec perte

Jusqu'à présent, seuls les milieux sans perte ont été considérés. Lorsque le milieu a une conductivité significative, l'amplitude de l'onde diminue avec la distance parcourue à travers le milieu lorsque l'énergie est retirée de l'onde et convertie en chaleur, donc les équations (1.30) et (1.31) sont ensuite remplacés par:

$$E = E_0 e^{[j(\omega t - kz) - \alpha z] \hat{x}} \quad (1.37)$$

et

$$H = H_0 e^{[j(\omega t - kz) - \alpha z] \hat{y}} \quad (1.38)$$

La constante α est connue comme la constante d'atténuation, avec des unités de par mètre [m^{-1}], qui dépend de la perméabilité et de la permittivité du milieu, de la fréquence de l'onde et de la conductivité du milieu, σ , mesurée par Siemens par mètre ou par ohm mètre [Ωm] $^{-1}$.

L'ensemble σ , μ et ε sont connus comme les paramètres constitutifs du milieu.

En conséquence, la force du champ (électrique et magnétique) diminue de façon exponentielle lorsque l'onde se déplace à travers le milieu comme le montre la figure I.4.

La distance parcourue par l'onde avant que son champ ne se réduise à $e^{-1}=0.368=36.8$ % de sa valeur initiale est sa profondeur de peau δ , qui est donnée par:

$$\delta = \frac{1}{\alpha} \quad (1.39)$$

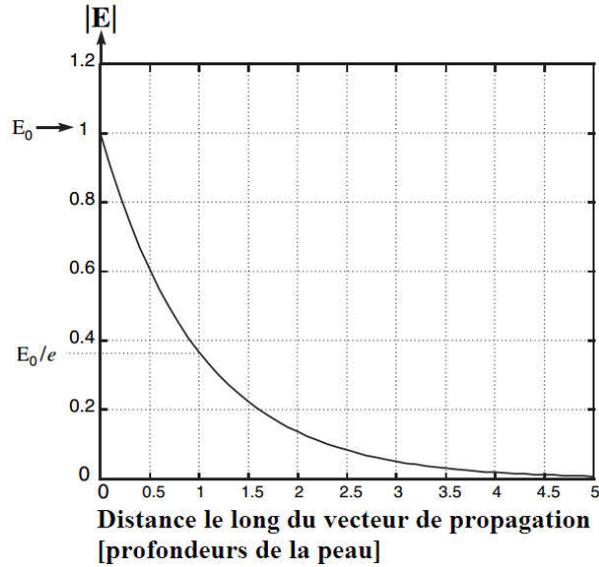


Figure I.4: Atténuation de champ dans un milieu avec perte.

Ainsi, l'amplitude de l'intensité du champ électrique en un point z par rapport à sa valeur en $z=0$ est donnée par:

$$E(z) = E(0)e^{-z/\delta} \tag{1.40}$$

Le tableau I.1 donne des expressions pour α et k qui s'appliquent dans les milieux sans perte et avec perte. Notez que les expressions peuvent être simplifiées en fonction des valeurs relatives de σ et $\omega\epsilon$. Si σ domine, le matériau est un bon conducteur; si σ est très petit, le matériau est un bon isolant ou un bon diélectrique.

Tableau I.1: Constante d'atténuation, nombre d'onde, impédance d'onde, longueur d'onde et vitesse de phase pour les ondes planes en milieu avec perte (d'après [10])

$n = ck / \omega$ dans tous les cas	Expression exacte	Bon diélectrique (isolant) $(\sigma / \omega\epsilon)^2 \ll 1$	Bon conducteur $(\sigma / \omega\epsilon)^2 \gg 1$
Constante d'atténuation α [m^{-1}]	$\omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} - 1 \right]}$	$\approx \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$	$\approx \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}$
nombre d'onde k [m^{-1}]	$\omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} + 1 \right]}$	$\approx \omega\sqrt{\mu\epsilon}$	$\approx \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}$
Impédance d'onde Z [Ω]	$\sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}}$	$\approx \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$	$\approx \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}(1 + j)$
Longueur d'onde λ [m]	$\frac{2\pi}{k}$	$\approx \frac{2\pi}{\omega\sqrt{\mu\epsilon}}$	$\approx 2\pi \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}$
Vitesse de phase v [ms^{-1}]	$\frac{\omega}{k}$	$\approx \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$	$\approx \sqrt{\frac{2\omega}{\mu\sigma}}$

4. Polarisation [9]

4.1. États de polarisation

L'alignement du vecteur de champ électrique d'une onde plane par rapport à la direction de propagation définit la polarisation de l'onde. Dans la Figure I.3, le champ électrique est parallèle à l'axe des x, donc cette onde est x-polarisée. Cette onde pourrait être générée par une antenne à fil droit parallèle à l'axe x. Une onde plane y-polarisée entièrement distincte pourrait être générée avec la même direction de propagation et récupérée indépendamment de l'autre onde en utilisant des paires d'antennes d'émission et de réception à polarisation perpendiculaire. Ce principe est parfois utilisé dans les communications par satellite pour fournir deux canaux de communication indépendants sur la même liaison par satellite. Si l'onde est générée par une antenne filaire verticale (champ H horizontal), alors l'onde est dite polarisée verticalement; une antenne filaire parallèle au plan de masse (champ E horizontal) génère principalement des ondes polarisées horizontalement.

Les ondes décrites jusqu'ici ont été polarisées linéairement, puisque le vecteur de champ électrique a une seule direction le long de l'axe de propagation. Si deux ondes planes d'amplitude égale et de polarisation orthogonale sont combinées avec une différence de phase de 90° , l'onde résultante sera polarisée circulairement (CP), en ce sens que le mouvement du vecteur champ électrique décrira un cercle centré sur le vecteur de propagation. Le vecteur de champ tournera de 360° pour chaque longueur d'onde parcourue. Les ondes à polarisation circulaire sont les plus couramment utilisées dans les communications par satellites, puisqu'elles peuvent être générées et reçues en utilisant des antennes qui sont orientées dans n'importe quelle direction autour de leur axe sans perte de puissance. Ils peuvent être générés soit en polarisation circulaire droite (RHCP), soit en polarisation circulaire gauche (LHCP); RHCP décrit une onde avec le vecteur de champ électrique tournant dans le sens des aiguilles d'une montre en regardant dans la direction de propagation.

Dans le cas le plus général, les composantes de l'onde pourraient être d'amplitudes inégales ou d'un angle de phase autre que 90° . Le résultat est une onde polarisée elliptiquement, où le vecteur du champ électrique tourne encore à la même vitesse mais varie en amplitude avec le temps, en décrivant une ellipse. Dans ce cas, l'onde est caractérisée par le rapport entre les valeurs maximale et minimale du champ électrique instantané, appelé rapport axial, AR,

$$AR = \frac{E_{maj}}{E_{min}} \quad (1.41)$$

AR est défini comme étant positif pour la polarisation gauche et négatif pour la polarisation droite. Ces différents états de polarisation sont illustrés à la figure I.5.

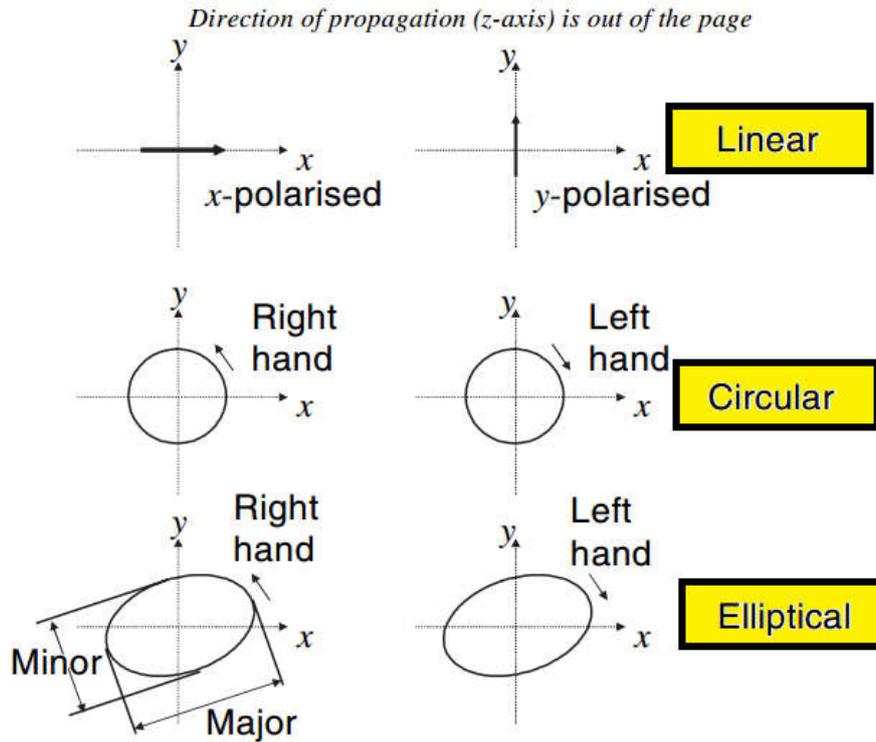


Figure I.5: Etats de polarisations possibles pour une onde plane dirigée par z.

4.2. Représentation mathématique de la polarisation

Tous les états de polarisation illustrés à la figure I.5 peuvent être représentés par un vecteur de champ électrique E composé d'ondes planes linéairement polarisées x et y avec des amplitudes E_x et E_y ,

$$E = E_x \hat{x} + E_y \hat{y} \tag{1.42}$$

Tableau I.2: Valeurs du champ électrique relatif pour les états de polarisation illustrés à la Figure I.5.

Etat de polarisation	E_x	E_y
Linéaire x	$E_0 / \sqrt{2}$	0
Linéaire y	0	$E_0 / \sqrt{2}$
Circulaire à droite	$-E_0 / \sqrt{2}$	$jE_0 / \sqrt{2}$
Circulaire à gauche	$E_0 / \sqrt{2}$	$jE_0 / \sqrt{2}$
Elliptique droit	$-aE_0 / \sqrt{2}$	$jE_0 / \sqrt{2}$
Elliptique gauche	$aE_0 / \sqrt{2}$	$jE_0 / \sqrt{2}$

Les valeurs relatives de E_x et E_y pour les six états de polarisation de la figure I.5 sont indiquées dans le tableau I.2, en supposant que l'amplitude maximale de l'onde est E_0 dans

Chapitre I : Propriétés des ondes électromagnétiques

tous les cas et que la constante complexe a dépend du rapport axial. Le rapport axial est donné en termes de E_x et E_y comme suit [11]:

$$AR = \left[\frac{1 + \left| \frac{E_y}{E_x} \cos [\arg(E_y) - \arg(E_x)] \right|^2}{\left| \frac{E_y}{E_x} \sin [\arg(E_y) - \arg(E_x)] \right|^2} \right]^{\pm 1} \quad (1.43)$$

L'exposant de l'équation (1.43) est choisi tel que $AR \geq 1$.

5. Conclusion

La propagation d'ondes dans des milieux uniformes peut être décrite en considérant les propriétés des ondes planes, dont les interactions avec le milieu sont entièrement spécifiées par leur fréquence et leur polarisation et par les paramètres constitutifs du milieu. Toutes les ondes ne sont pas planes, mais toutes les ondes peuvent être décrites par une somme d'ondes planes avec une amplitude, une phase, une polarisation et un vecteur Poynting appropriés.

Bibliographie du Chapitre I

- [1] <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/ewa-1up.pdf> consulté le : 21/05/2018
Sophocles J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*, Rutgers University, 2016.
- [2] L. D. Landau, E. M. Lifshitz, and L. P. Pitaevskii, *Electrodynamics of Continuous Media*, 2/e, Elsevier Science, Burlington, MA, 1985.
- [3] J. B. Pendry, “*Magnetism from Conductors and Enhanced Nonlinear Phenomena*,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 47, 2075 (1999).
- [4] V. G. Veselago, “*The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of ϵ and μ* ,” Sov. Phys. Uspekhi, 10, 509 (1968).
- [5] D. R. Smith, et al., “*Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity*,” Phys. Rev. Lett., 84, 4184 (2000).
- [6] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, “*Subwavelength Focusing Using a Negative-Refractive-Index Transmission Line Lens*,” IEEE Ant. Wireless Prop. Lett., 2, 186 (2003).
- [7] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, “*Overcoming the Diffraction Limit with a Planar Left-Handed Transmission-Line Lens*,” Phys. Rev. Lett., 92, 117403 (2004).
- [8] C. Caloz and T. Itoh, “*Transmission line approach of left-handed (LH) materials and microstrip implementation of an artificial LH transmission line*,” IEEE Trans. Antennas Propagat., 52, 1159 (2004).
- [9] Simon R. Saunders, Alejandro Arago'n-Zavala, ‘*Antennas And Propagation For Wireless Communication Systems*’, Second Edition, John Wiley & Sons Ltd, 2007.
- [10] C. A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*, John Wiley & Sons, Inc., New York,
- [11] K. Siwiak, *Radiowave propagation and antennas for personal communications*, 2nd edn, Artech House, Norwood MA, ISBN 0–89006-975-1, 1998.

1. Introduction

Toutes les antennes comprenant des éléments rayonnants (à surface plane ou courbée ou leurs variations) et au moins une alimentation sont appelées, en général, "antennes planaires". [1]

Dans ce premier chapitre, nous allons définir deux antennes planaires; à microruban et à résonateur diélectrique, on va citer leurs principales caractéristiques (électriques et électromagnétiques) ainsi que leurs avantages et inconvénients, en terminant, par une comparaison entre les deux technologies et leurs domaines d'application.

2. Définition de l'antenne

Une antenne peut servir à l'émission et à la réception des ondes électromagnétiques, c'est un dispositif servant à faciliter le transfert d'énergie entre une ligne de transmission et l'espace libre et vice versa, (voir la figure II.1).

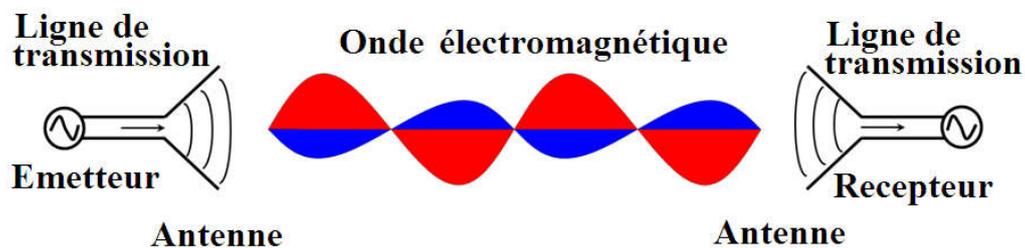


Figure II.1: Un système radio typique.

Les définitions normalisées IEEE des termes relatifs aux antennes (norme IEEE 145 -1983) [2] définissent l'antenne comme "*Partie d'un système d'émission ou de réception conçue pour rayonner ou recevoir des ondes électromagnétiques*".

3. Classifications d'antennes [3]

Depuis le début des communications radio il y a plus de 100 ans, des milliers d'antennes ont été développées et étudiées. Elles peuvent être catégorisées par différents critères:

- Du point de vue bande passante, les antennes peuvent être classées en bande étroite ou large bande;
- Du point de vue polarisation, elles peuvent être classées en antennes à polarisation linéaire, circulaire ou elliptique;
- Du point de vue résonance, elles peuvent être organisées sous la forme d'antennes résonnantes (ondes stationnaires) ou d'ondes progressives;
- À partir du nombre d'éléments, elles peuvent être regroupées sous la forme d'antennes mono-élément ou de réseaux d'antennes;
- Du point de vue construction, elles peuvent être catégorisées en antennes solides, liquides et à gaz. Les antennes solides se réfèrent à celles faites de matériaux conducteurs (tels que les dipôles, les boucles et les cornes), les matériaux diélectriques

Chapitre II : Généralités sur les antennes planaires

(tels que les DRA) ou une combinaison des deux (comme les antennes patch). Les antennes liquides sont principalement constituées des types de liquides (l'antenne plasma utilise un élément de plasma comme milieu conducteur pour que le signal RF soit rayonné).

4. Terminologie et caractéristiques électriques et électromagnétiques des antennes

Pour décrire les performances d'une antenne, les définitions de divers paramètres sont nécessaires.

4.1. Caractéristique électrique [4, 5]

4.1.1. Coefficient de réflexion

C'est le paramètre S_{11} de la matrice de dispersion extrait de l'analyseur de réseaux, Il est exprimé en unité de décibel par la relation suivante:

$$S_{11} (dB) = 20 \log \left(\frac{\text{onde}_- \text{réfléchie}}{\text{onde}_- \text{incidente}} \right) \quad (2.1)$$

Plus ce coefficient est faible, plus il y a une bonne adaptation de l'antenne.

On remarque que pour un coefficient de réflexion défini à -10 dB, presque 68,4 % de l'onde incidente est transmise par l'antenne, et pour un $S_{11} = -40$ dB, 99 % de l'onde incidente est transmise par l'antenne.

Le coefficient de réflexion est lié aussi à l'impédance d'entrée Z_e et à l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne d'alimentation par:

$$\Gamma = S_{11} = \frac{Z_e - Z_0}{Z_e + Z_0}. \quad (2.2)$$

Pour: $Z_e = Z_0 \Leftrightarrow S_{11} = 0$, dans ce cas, il n'y a pas d'onde réfléchie, on parle de l'adaptation de l'impédance d'entrée à la ligne.

4.1.2. Bande passante

La bande passante (BW: pour BandWidth en anglais) est la plage de fréquences déterminée en général à un taux d'onde stationnaire égal à 2 (ce qui équivaut à presque -10 dB de la courbe du coefficient de réflexion).

"La gamme de fréquences à l'intérieur de laquelle la performance de l'antenne, par rapport à certaines caractéristiques, est conforme à une norme spécifiée".

Le VSWR d'une antenne est le facteur limitant principal de la bande passante.

Au cours de nos travaux, nous utiliserons la bande passante dont S_{11} est inférieur de -10 dB (figure II.2). Le rapport de la bande passante en % est donné par l'expression:

Chapitre II : Généralités sur les antennes planaires

$$BW (\%) = \frac{\text{la bande passante}}{\text{fréquence de résonance}} \times 100 = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \times 100 \quad (2.3)$$

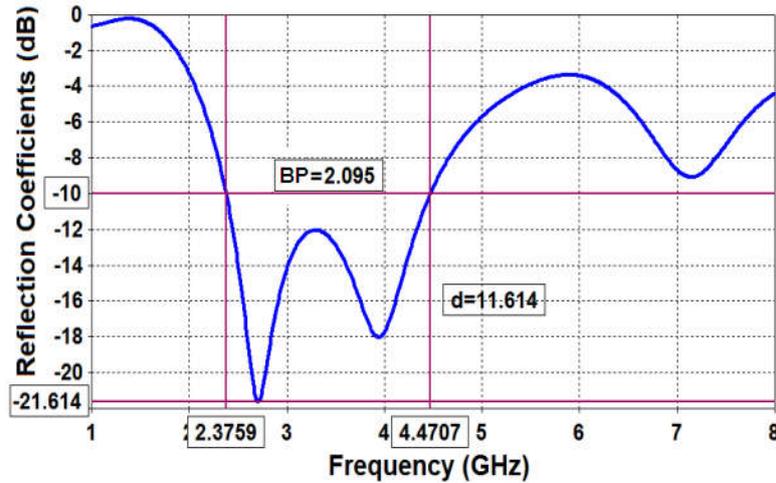


Figure II.2: Bande passante (S_{11} inférieure à -10 dB). [6]

Le calcul du rapport de la bande passante de la figure II.2 est donné en pourcentage par:

$$BW (\%) = \frac{4.4707 - 2.3759}{f_0} \times 100 \approx \frac{209}{f_0}$$

4.1.3. Rapport d'onde stationnaire de tension (VSWR)

Le rapport des valeurs maximales/ minimales de diagramme d'onde stationnaire le long d'une ligne de transmission à laquelle une charge est connectée. La valeur VSWR varie de 1 (charge adaptée) à l'infini pour une charge court-circuitée ou ouverte. Pour la plupart des antennes, la valeur maximale acceptable de VSWR est de 2.

VSWR est lié au coefficient de réflexion Γ par:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.4)$$

4.1.4. Impédance d'entrée

"L'impédance présentée par une antenne à ses bornes".

L'impédance d'entrée est une fonction complexe de fréquence avec des parties réelles et imaginaires. Elle est donnée par:

$$Z_e = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}. \quad (2.5)$$

Chapitre II : Généralités sur les antennes planaires

Z_0 : impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

S_{11} : le coefficient de réflexion.

L'impédance d'entrée peut être présentée graphiquement en utilisant l'abaque de Smith.

4.1.5. Facteur de qualité

Il représente les pertes liées à l'antenne. Un grand facteur mène à une largeur de bande étroite et faible rendement, il est donné par la formule suivante:

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_C} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{SW}} \quad (2.6)$$

Où ; Q_T : Facteur de pertes total.

Q_{rad} : Facteur de pertes dues à la radiation.

Q_C : Facteur de pertes ohmiques.

Q_d : Facteur de pertes diélectriques.

Q_{SW} : Facteur de pertes par onde de surface.

4.1.6. Rendement

Le rendement est le rapport entre l'énergie rayonnée par une antenne et celle fournie par l'alimentation, et s'exprime en fonction des facteurs de pertes. Il est donné par:

$$\eta = \frac{\frac{1}{Q_{rad}}}{\frac{1}{Q_T}} = \frac{Q_T}{Q_{rad}} \quad (2.7)$$

4.2. Caractéristiques électromagnétiques [2,7]

4.2.1. Diagramme de rayonnement et lobes de rayonnement

C'est une représentation graphique (en 3-D ou 2-D) du rayonnement de l'antenne en fonction de la direction angulaire (figure II.3).

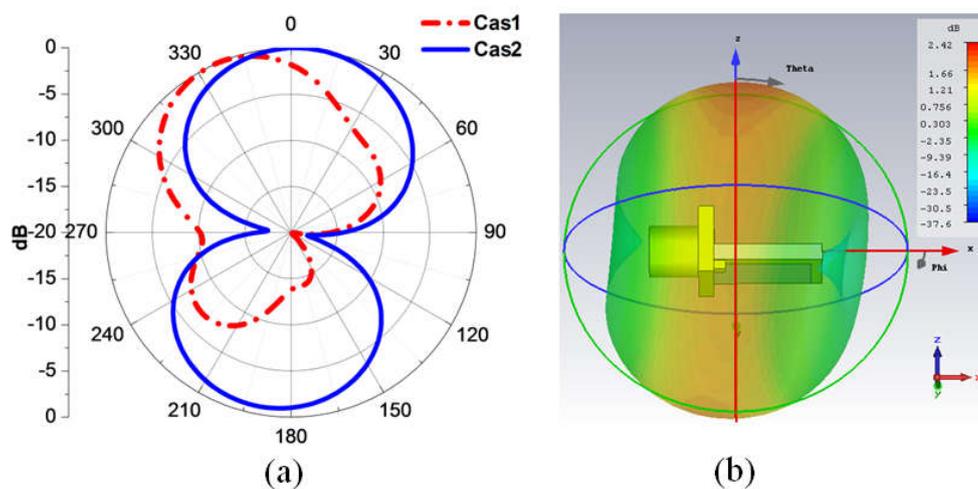


Figure II.3: Diagrammes de rayonnement en: a) 2-D et b) 3-D. [8]

Chapitre II : Généralités sur les antennes planaires

Les performances de rayonnement de l'antenne sont généralement mesurées et enregistrées dans deux principaux plans orthogonaux (tels que le plan E et le plan H ou les plans verticaux et horizontaux). Le diagramme est généralement tracé en coordonnées polaires. Le diagramme de la plupart des antennes contient un lobe principal (majeur) et plusieurs lobes secondaires (mineurs), appelés lobes latéraux. Un lobe latéral apparaissant dans l'espace dans la direction opposée au lobe principal est appelé lobe arrière.

Les figures II.4 et II.5 représentent un diagramme polaire et linéaire, respectivement.

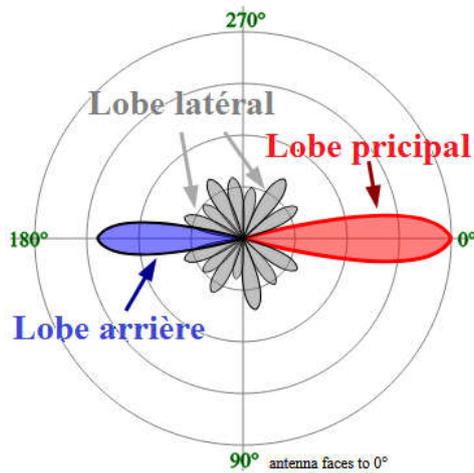


Figure II.4: Lobe principal, latéral et arrière.

Un lobe de rayonnement est une "partie du diagramme de rayonnement délimitée par des régions d'intensité de rayonnement relativement faible".

Un lobe principal est défini comme "un lobe de rayonnement contenant la direction du rayonnement maximum".

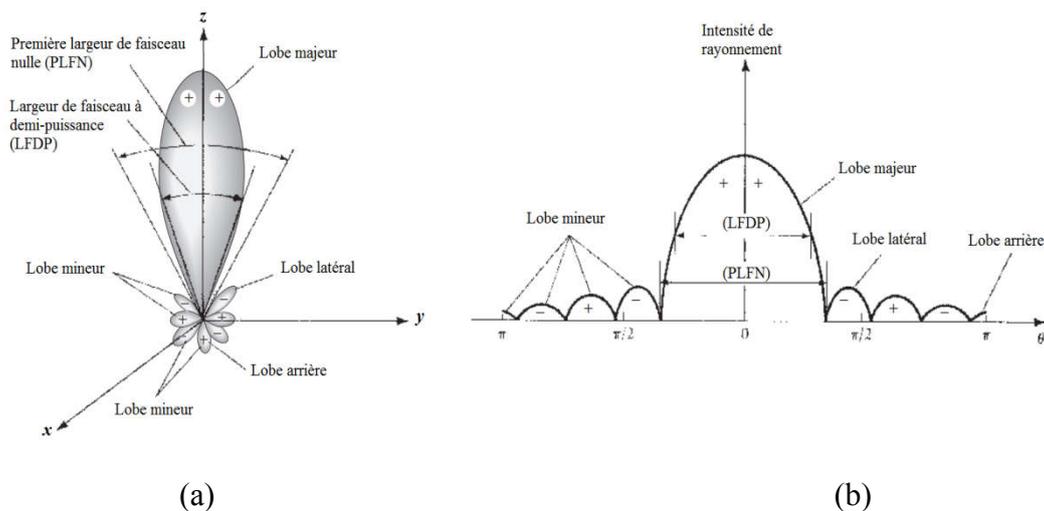


Figure II.5: (a) Lobes de rayonnement et largeurs de faisceau d'un diagramme d'antenne, (b) Tracé linéaire du diagramme de puissance et de ses lobes et largeurs de faisceau associés. [2]

4.2.2. Largeur de faisceau

La largeur de faisceau à demi-puissance (HPBW pour Half-Power Beamwidth en anglais), est définie par l'IEEE comme suit: "Dans un diagramme de rayonnement contenant la direction du maximum du faisceau, l'angle entre les deux directions dans lequel l'intensité du rayonnement est la moitié de la valeur du faisceau". L'ouverture de faisceau à demi-puissance est appelée aussi largeur de faisceau à -3 dB (figure II.5).

Une autre largeur de faisceau importante est la séparation angulaire entre les premiers zéros du diagramme, et elle est appelée première largeur de faisceau nulle (FNBW pour First-Null Beamwidth en anglais).

Les largeurs HPBW et FNBW sont toutes les deux démontrées par le diagramme de la figure II.6. Les autres largeurs de faisceau sont celles où le diagramme est - 10 dB du maximum, ou toute autre valeur. Cependant, dans la pratique, le terme largeur de faisceau, sans autre identification, fait généralement référence à la HPBW.

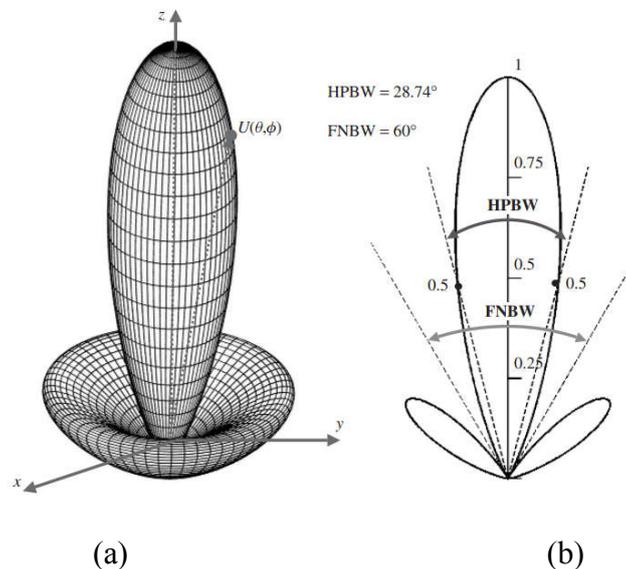


Figure II.6: Diagrammes de puissance (échelle linéaire) de $U(\theta)=\cos^2(\theta).\cos^2(3\theta)$ en ; (a) 2-D et en (b) 3-D. [2]

4.2.3. Diagrammes isotropes, directionnels et omnidirectionnels

Le radiateur isotrope est défini comme "une antenne hypothétique sans perte ayant une intensité de rayonnement égale dans toutes les directions".

Bien qu'il soit idéal et non réalisable physiquement, il est souvent pris comme référence pour exprimer les propriétés directives des antennes réelles.

Une antenne directionnelle est "une antenne ayant la propriété de rayonner ou de recevoir des ondes électromagnétiques plus efficacement dans certaines directions que dans d'autres".

Chapitre II : Généralités sur les antennes planaires

Une antenne omnidirectionnelle est "une antenne ayant un diagramme essentiellement non-directionnel dans un plan donné de l'antenne et un diagramme directionnel dans n'importe quel plan orthogonal".

Le plan omnidirectionnel est le plan horizontal, voir la figure II.7.

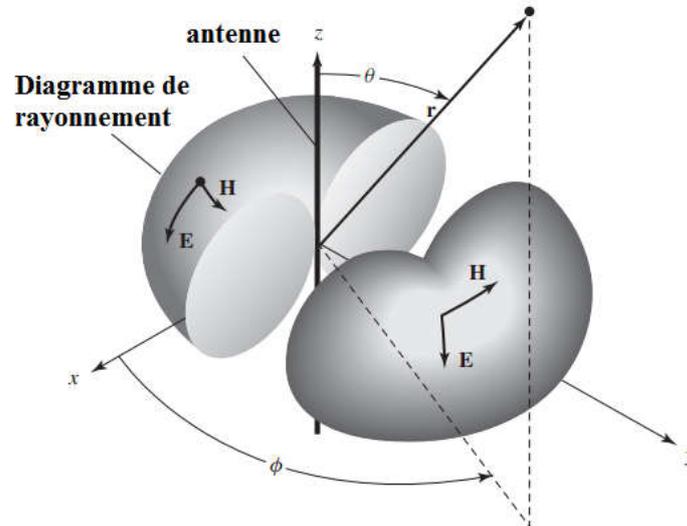


Figure II.7: Diagramme omnidirectionnel d'une antenne. [2]

4.2.4. Principaux plans de diagramme de rayonnement

Pour une antenne polarisée linéairement, la performance est souvent décrite en termes de ses principaux plans E et H (figure II.8).

Le plan E est défini comme "le plan contenant le vecteur du champ électrique et la direction du rayonnement maximal".

Le plan E coïncide généralement avec le plan vertical (plan XZ (plan d'élévation; $\phi = 0^\circ$)).

Le plan H est défini comme "le plan contenant le vecteur de champ magnétique et la direction du rayonnement maximal".

Le plan H coïncide généralement avec le plan horizontal (plan XY (plan azimutal; $\theta = 90^\circ$)).

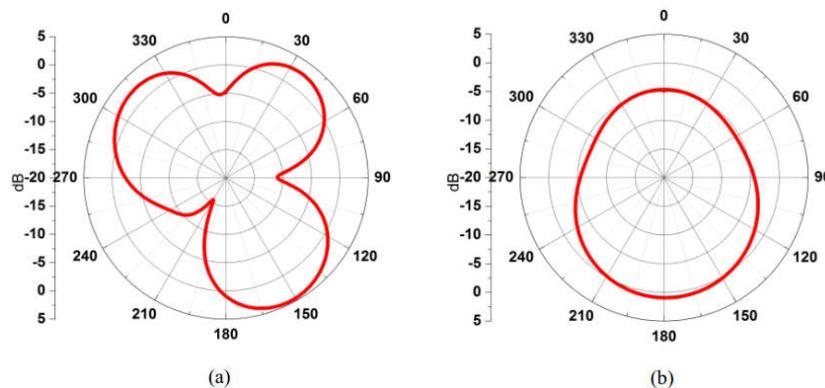


Figure II.8: Diagrammes de rayonnement; (a) plan XZ, (b) plan YZ. [9]

4.2.5. Régions de champs

L'espace entourant une antenne est généralement subdivisé en trois régions -comme le montre la figure II.9- désignées pour identifier la structure de champs dans chacune d'elles:

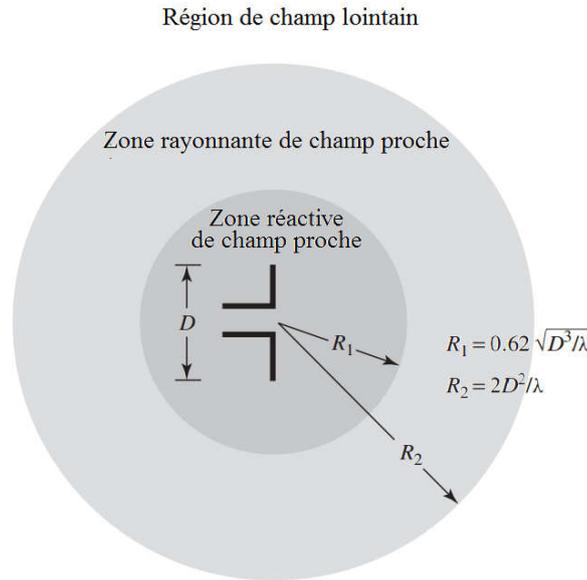


Figure II.9: Zones de champ d'une antenne. [2]

a. Région réactive de champ proche (zone de Rayleigh)

Elle est définie comme *"la partie de la région proche du champ qui entoure immédiatement l'antenne dans laquelle le champ réactif prédomine"*.

La limite externe de cette région est comprise entre $R < R_1$ à partir de la surface de l'antenne, avec:

$$R_1 = 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \tag{2.8}$$

Où ; λ : la longueur d'onde.

D: la plus grande dimension de l'antenne.

b. Zone rayonnante de champ proche (zone de Fresnel)

Elle est définie comme *"la région du champ d'une antenne entre la région réactive de champ proche et la région de champ lointain dont les champs de rayonnement prédominent et dont la distribution de champ angulaire dépend de la distance de l'antenne"*.

Les deux limites (interne et externe) de cette région sont données par: $R_1 \leq R < R_2$, avec:

$$R_2 = 2 \frac{D^2}{\lambda} \tag{2.9}$$

Dans cette région, le diagramme de champ est une fonction de la distance radiale et la composante de champ radial peut être appréciable.

c. Région de champ lointain (zone de Fraunhofer)

Elle est définie comme "la région du champ d'une antenne dont la distribution du champ angulaire est essentiellement indépendante de la distance de l'antenne".

Le diagramme de rayonnement est mesuré dans le champ lointain.

Cette région est supposée exister à des distances $R_2 \leq R < \infty$

4.2.6. Le diagramme d'amplitude d'une antenne

Lorsque la distance d'observation varie du champ proche réactif au champ lointain, le diagramme d'amplitude change de forme en raison des variations des champs, en amplitude et en phase à la fois.

Tableau II.1: Modifications typiques de la forme du plan d'amplitude de l'antenne depuis le champ proche réactif vers le champ lointain.

	Région de champs réactifs	Région de champs rayonnés	Région de champs lointains
Distribution de champs			

D'après le tableau II.1, il est évident que dans la région réactive de champ proche, le diagramme est plus étalé et presque uniforme, avec de légères variations.

Lorsque l'observation est déplacée vers la région rayonnante de champ proche, le diagramme commence à lisser et à former des lobes.

Dans la région du champ lointain, le diagramme est bien formé, constitué généralement de quelques lobes mineurs et d'un ou plusieurs lobes majeurs.

4.2.7. Densité de puissance de rayonnement

Les ondes électromagnétiques sont utilisées pour transporter des informations à travers un support sans fil ou une structure de guidage, d'un point à autre. Il est alors naturel de supposer que la puissance et l'énergie sont associées aux champs électromagnétiques.

La quantité utilisée pour décrire la puissance associée à une onde électromagnétique est le vecteur instantané de Poynting défini comme:

$$W = E \times H \tag{2.10}$$

Où ; W: vecteur de Poynting instantané (W/m^2)

E: intensité du champ électrique instantanée (V/m)

H: intensité du champ magnétique instantanée (A/m)

Chapitre II : Généralités sur les antennes planaires

Puisque le vecteur de Poynting est une densité de puissance, la puissance totale traversant une surface fermée peut être obtenue en intégrant la composante normale du vecteur de Poynting sur toute la surface. En forme d'équation:

$$P = \oiint_S \mathbf{W} \cdot d\mathbf{S} = \oiint_S \mathbf{W} \cdot \hat{n} da \quad (2.11)$$

Où ; P: puissance totale instantanée (W)

\hat{n} : vecteur unitaire normal à la surface

da : surface infinitésimale de la surface fermée (m²)

Le vecteur de Poynting moyen (densité de puissance moyenne) peut être écrit:

$$W_{av}(x,y,z) = [W(x,y,z;t)]_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}(E \times H^*) \quad (\text{W/m}^2) \quad (2.12)$$

Si la partie réelle de $(E \times H^*)/2$ représente la densité de puissance moyenne d'une antenne dans sa région de champ lointain, la partie imaginaire représente la densité de puissance réactive (stockée) associée aux champs électromagnétiques.

Le facteur 1/2 apparaît dans l'équation (2.12) car les champs E et H représentent des valeurs de crête. Basé sur la définition de l'équation (2.11), la puissance moyenne rayonnée par une antenne (puissance rayonnée) peut être écrite ;

$$P_{rad} = P_{av} = \oiint_S W_{rad} \cdot d\mathbf{S} = \oiint_S W_{av} \cdot \hat{n} da = \frac{1}{2} \oiint_S \text{Re}(E \times H^*) \cdot d\mathbf{S} \quad (2.13)$$

4.2.8. Intensité de rayonnement

L'intensité du rayonnement dans une direction donnée est définie comme "*la puissance rayonnée d'une antenne par unité d'angle solide*".

L'intensité du rayonnement est un paramètre de champ lointain, qui peut être obtenu en multipliant la densité de rayonnement par le carré de la distance.

Elle est exprimée sous la forme suivante:

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.14)$$

Où ; U: intensité du rayonnement (W/unité d'angle solide).

W_{rad} : densité de rayonnement (W/m²).

La puissance totale est obtenue en intégrant l'intensité de rayonnement, donnée par (2.14), sur tout l'angle solide de 4π . Donc:

$$P_{rad} = \oiint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.15)$$

Où ; $d\Omega = \sin\theta \cdot d\theta \cdot d\phi$: élément d'angle solide.

4.2.9. Directivité de l'antenne

La directivité d'une antenne est définie comme *"le rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée de l'antenne à l'intensité de rayonnement moyenne dans toutes les directions"*. Elle peut être écrite sous la forme suivante:

$$D = \frac{U}{U_0} \quad (2.16)$$

L'intensité moyenne du rayonnement est égale à la puissance totale rayonnée par l'antenne divisée par 4π . Elle est donnée par:

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.17)$$

Si la direction n'est pas spécifiée, elle implique la direction de l'intensité de rayonnement maximale qui s'exprime par:

$$D = D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.18)$$

Où ; D: directivité (sans dimension)

D_0 : directivité maximale (sans dimension)

U: intensité du rayonnement (W/unité d'angle solide)

U_{max} : intensité maximale du rayonnement (W/unité solide angle)

U_0 : intensité de rayonnement de la source isotrope (W/unité d'angle solide)

P_{rad} : puissance totale rayonnée (W)

La directivité d'une source isotrope est égale à 1, puisque: $U = U_{max} = U_0$.

4.2.10. Gain

Le gain d'une antenne (dans une direction donnée) est défini comme *"le rapport de l'intensité, dans une direction donnée, à l'intensité de rayonnement (obtenue si la puissance acceptée par l'antenne était rayonnée isotropiquement). L'intensité de rayonnement correspondant à la puissance isotrope rayonnée est égale à la puissance acceptée (entrée) par l'antenne divisée par 4π "*.

Dans la plupart des cas, nous traitons du gain relatif, défini comme *"le rapport du gain de puissance dans une direction donnée au gain de puissance d'une antenne de référence dans sa direction référencée"*.

L'antenne de référence est une source isotrope sans perte.

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_e(\text{source isotrope sans perte})} \quad (2.19)$$

Lorsque la direction n'est pas indiquée, le gain de puissance est généralement pris dans la direction du rayonnement maximal.

4.2.11. Résistance de rayonnement [4,5]

Nous définissons la résistance de rayonnement en un point Q par:

$$R_Q = \frac{2P_r}{I_Q^2} \tag{2.20}$$

P_r : La puissance active rayonnée par une antenne.

I_Q : Le courant en un point de cette antenne.

4.2.12. Polarisation [10]

Une antenne rayonne ou reçoit des ondes électromagnétiques. Il y a trois façons fondamentales par lesquelles l'onde électromagnétique est rayonnée, c'est-à-dire linéairement (verticalement ou horizontalement), circulairement et elliptiquement [11], voir la figure II.10.

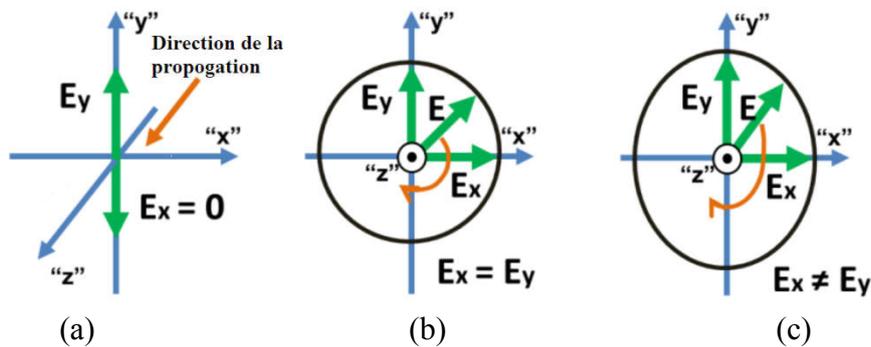


Figure II.10: Polarisations d'une antenne: a) Linéaire, b) Circulaire, c) Elliptique. [11]

La polarisation de l'antenne est définie en conséquence avec la polarisation de l'onde électromagnétique.

5. Antennes microrubans (en anglais MSA: MicroStrip Antennas)

5.1. Description [12,13]

G.A. Deschamps a été le premier à donner le concept de radiateurs microrubans en 1953, la première documentation brevetée d'antennes microruban est au nom de Gutton et Baissinot de France en 1955, mais le vrai développement ne s'est fait que dans les années 1970.

Dans sa forme la plus basique, une antenne microruban est constituée d'un élément rayonnant (patch) sur un côté d'un substrat diélectrique qui a un plan de masse de l'autre côté comme le montre la figure II.11.

Le patch est généralement en matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or et peut prendre n'importe quelle forme. Le patch rayonnant et les lignes d'alimentation sont généralement photo gravés sur le substrat diélectrique.

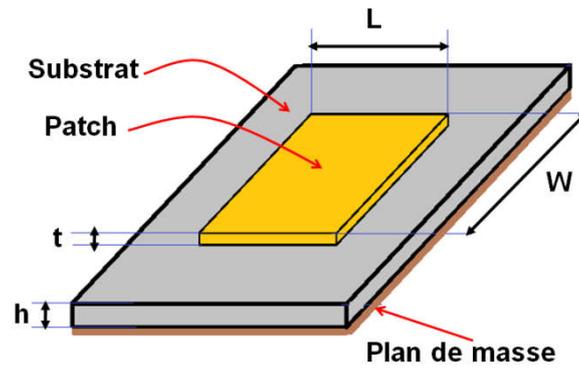


Figure II.11: Structure de l'antenne micro-ruban.

Les antennes patch rayonnent principalement à cause des champs de franges entre le bord de patch et le plan de masse.

Pour une bonne performance de l'antenne, un substrat diélectrique épais ayant une faible constante diélectrique est souhaitable, car il fournit une meilleure efficacité, une plus grande bande passante et une meilleure radiation [2].

5.2. Différentes formes de patch des antennes micro-rubans

L'élément rayonnant (patch) d'une antenne micro-ruban peut prendre plusieurs formes simples ou complexes ; parmi les formes simples et principales on peut citer la forme carré ou rectangulaire, la forme circulaire ou elliptique et la forme triangulaire. Parmi toutes les versions existantes, la forme rectangulaire est la plus utilisée puisqu'elle dispose deux degrés de liberté pour modifier les performances de l'antenne [8]. La figure II.12 montre quelques formes simples de l'élément rayonnant:

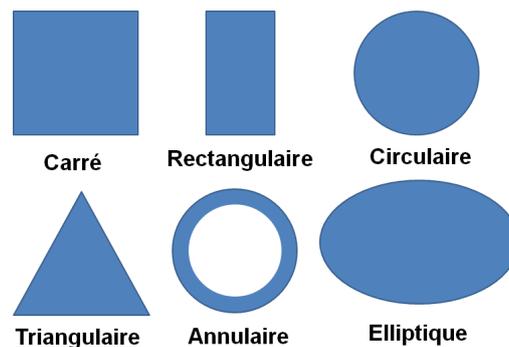


Figure II.12: Différentes formes de patch.

La variation dans la surface de l'élément rayonnant est l'une des techniques d'amélioration de la bande passante. Cette variation peut engendrer un changement dans la trajectoire de courant ainsi que les lignes de champs électromagnétiques ce qui provoque une modification dans la fréquence de fonctionnement et le diagramme de rayonnement de l'antenne.

Il existe d'autres formes (figure II.13) dont le patch peut être modifié partiellement et tranché par des lettres (L, H, E, S, V...etc) ou peut prendre également d'autres formes telles que la

forme spirale ou de méandre qui participent dans la miniaturisation des antennes (voir le chapitre III).

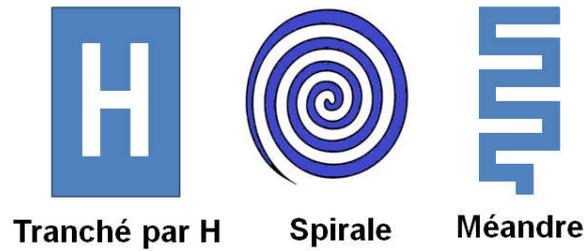


Figure II.13: Autres formes de patch.

5.3. Technique d'alimentation des antennes microrubans [2]

Nous allons discuter, dans cette section, les cinq techniques largement utilisées pour alimenter les antennes microrubans.

Toutes les techniques sont réalisées facilement en utilisant la technologie de fabrication des circuits imprimés par la méthode de photogravure et provoquent une largeur de bande passante étroite.

5.3.1. Ligne de transmission microruban

La ligne microruban est une bande de transmission de largeur très petite gravée sur le même plan avec le patch.

L'alimentation par une ligne microruban (figure II.14) est conçue facilement en utilisant la technologie de fabrication des circuits imprimés par la méthode photogravure. Le conducteur central du port de connexion SMA (pour Sub Miniature version A) est soudé directement sur cette ligne d'alimentation à l'extrémité de l'antenne, tandis que le conducteur extérieur est connecté au plan de masse. La modélisation de l'antenne est facilement réalisée via ce type d'alimentation mais en résultante elle présente une bande passante étroite.

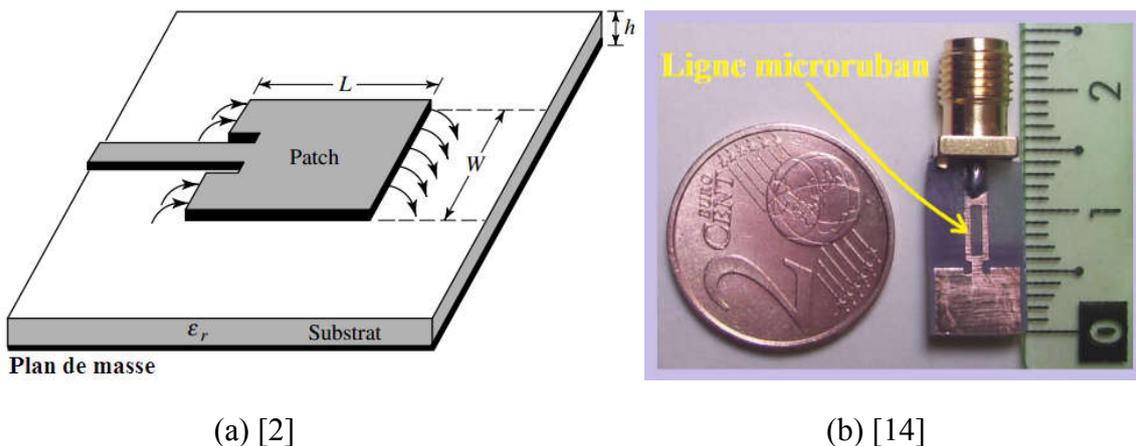


Figure II.14: (a) Alimentation par une ligne microruban, (b) Photo d'une antenne réalisée.

La technique d'alimentation par une ligne microruban est favorisée pour certaine application en réseau d'antenne (figure II.15), mais dans ce cas, les pertes de couplage par

ondes de surface augmentent ce qui génère des parasites perturbant le rayonnement de l'antenne.

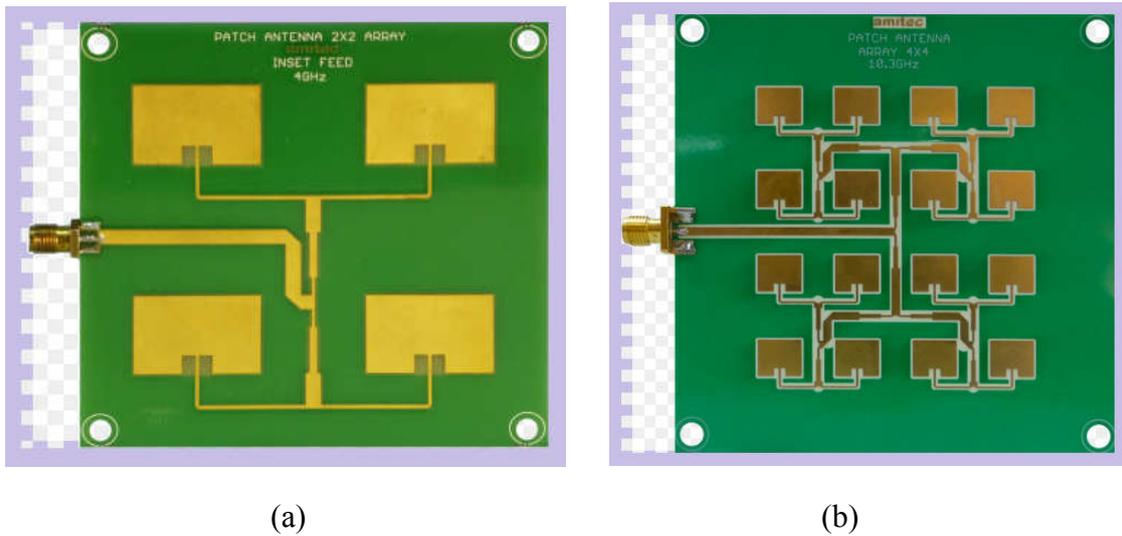


Figure II.15: Alimentation par une ligne microruban d'un réseau d'antenne de (a) 4 patches, (b) 4x4patches. (Source des photos:[15])

5.3.2. Sonde coaxiale

Dans ce type, le substrat doit être percé afin de placer le connecteur central du port SMA (figure II.16) dans le trou et le souder directement sur le patch ce qui permet de minimiser les pertes par rayonnement de la ligne.

La modélisation de l'impédance d'entrée est un peu difficile avec cette technique d'alimentation par variation de la position de la sonde aux bords de l'élément rayonnant (patch).

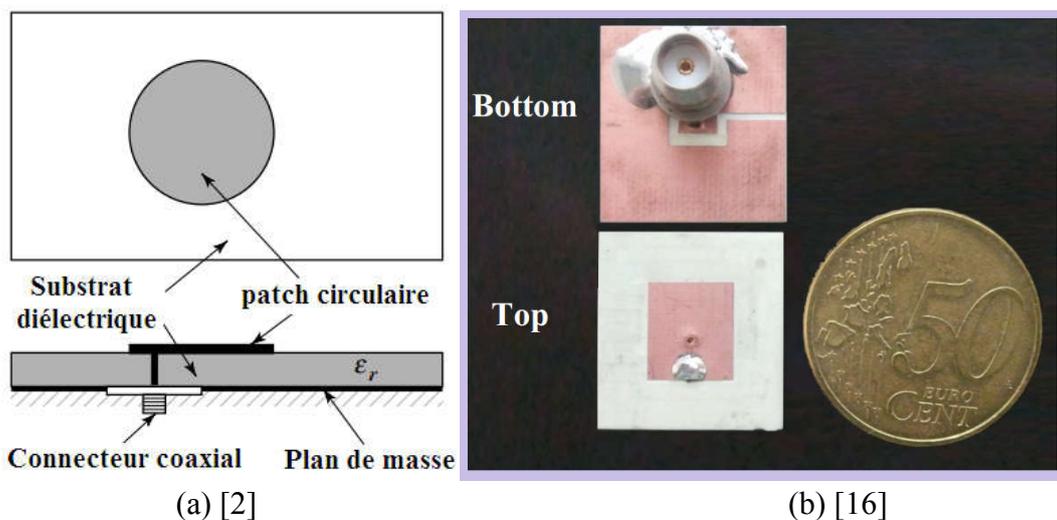


Figure II.16: Alimentation par une sonde coaxiale, (b) Photo d'une antenne réalisée.

5.3.3. Couplage par ouverture (fente)

Deux substrats ayant des permittivités différentes ϵ_1 et ϵ_2 sont superposés l'un sur l'autre (sandwich), entre lesquelles est imprimé un plan de masse complet tranché par une petite ouverture rectangulaire (ou autre forme).

La ligne d'alimentation gravée sur la face inférieure du substrat 2 émet l'énergie à travers la fente vers le patch de substrat 1 (figure II.17).

Pour modéliser la conception, la position de la fente peut être centrée ou décalée sous le patch. Seuls les faisceaux des ondes électromagnétiques dirigés vers la fente qui réussit à pénétrer le substrat 1, les autres ondes sont réfléchies par la présence de plan de masse qui sépare les deux substrats.

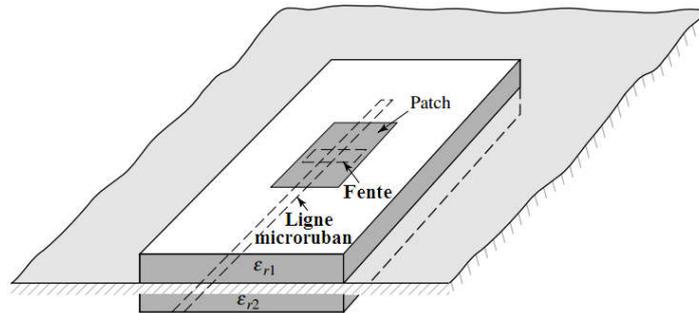


Figure II.17: Alimentation par couplage d'ouverture. [2]

5.3.4. Couplage par proximité

Dans cette structure, la ligne (bande) d'alimentation microruban se trouve entre deux couches diélectriques (figure II.18):

- une couche supérieure qui comporte le patch en haut (substrat d'antenne);
- une couche inférieure dont le plan de masse est gravé en bas (substrat d'alimentation).

Le couplage électromagnétique se fait indépendamment et sans contact de la ligne d'alimentation avec le patch ce qui permet de minimiser le rayonnement parasites.

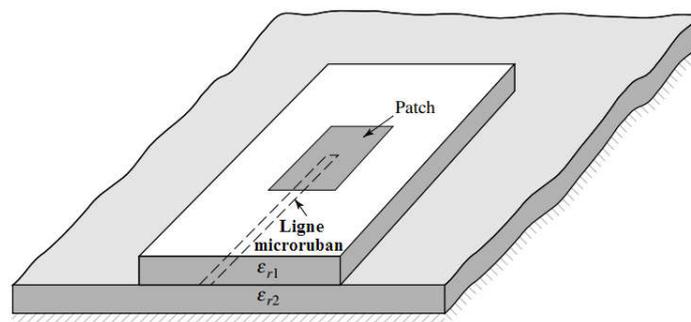


Figure II.18: Alimentation par couplage de proximité. [2]

Parmi les quatre alimentations décrites en haut:

- Le couplage de proximité a la plus grande largeur de bande (jusqu'à 13%).
- Le couplage par ouverture est le plus difficile à modéliser et à fabriquer.

5.3.5. Guide d'ondes coplanaire [17]

Dans ce type d'alimentation, la ligne coplanaire et le plan de masse sont situés sur la même face (figure II.19), ce qui permet de placer des composants actifs de type CMS (composant monté en surface) et réaliser des modèles d'antennes reconfigurables ou de réseaux.

Une antenne alimentée par un guide d'ondes coplanaire CPW (Coplanar Wave Guide) est plus simple que celle alimentée par couplage par fente.

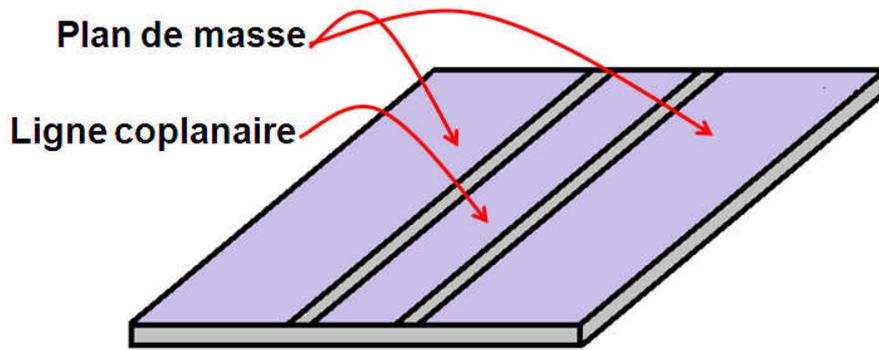


Figure II.19: ligne de guide d'ondes coplanaire.

Les avantages de cette structure sont: efficacité améliorée, bande passante élargie et meilleure isolation entre le circuit d'alimentation et l'élément rayonnant.

Les trois modèles montrés sur la figure II.20 présentent des circuits équivalents de chacun de ces alimentations.

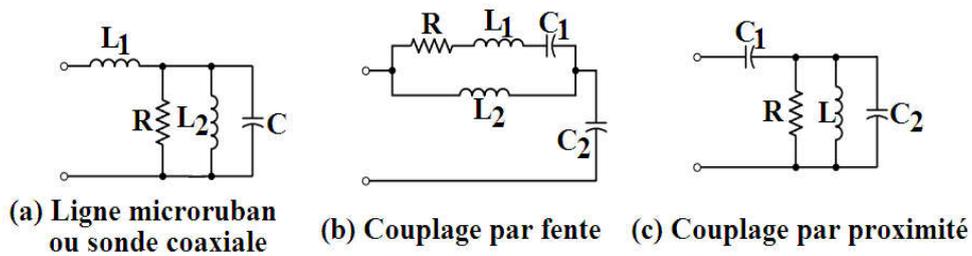


Figure II.20: Circuits équivalents pour les différentes configurations.

5.4. Mode d'excitation des antennes microruban [2]

Pour déterminer le mode dominant avec la résonance la plus basse, nous devons examiner les fréquences de résonance. Le mode avec la fréquence de résonance la plus basse est appelé mode dominant. Placer les fréquences de résonance dans l'ordre croissant détermine l'ordre des modes de fonctionnement. Pour toutes les antennes microruban $h \ll L$ et $h \ll W$.

Si: $L > W > h$, le mode à fréquence la plus basse (mode dominant) est le TM_{010}^x dont la fréquence de résonance est donnée par:

Chapitre II : Généralités sur les antennes planaires

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{\nu_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.21)$$

Où ; ν_0 : la vitesse de la lumière dans l'espace libre.

En plus, si: $L > W > L/2 > h$, le prochain mode d'ordre supérieur (second) est le TM_{001}^x dont la fréquence de résonance est donnée par:

$$(f_r)_{001} = \frac{1}{2W\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{\nu_0}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.22)$$

Cependant, si: $L > L/2 > W > h$, le mode de second ordre est le TM_{020}^x , au lieu de TM_{001}^x , dont la fréquence de résonance est donnée par:

$$(f_r)_{020} = \frac{1}{L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{\nu_0}{L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.23)$$

Si: $W > L > h$, le mode dominant est le TM_{001}^x dont la fréquence de résonance est donnée par (2.23) alors que si: $W > W/2 > L > h$, le second ordre est le TM_{002}^x .

La distribution du champ électrique tangentiel le long des parois latérales de la cavité pour les modes: TM_{010}^x , TM_{001}^x , TM_{020}^x et TM_{002}^x est représentée, respectivement, à la figure II.21.

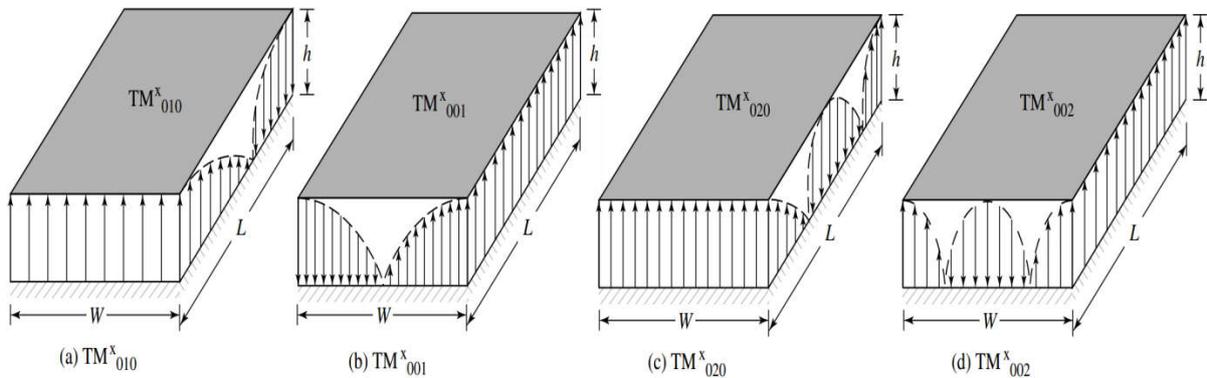


Figure II.21: Configurations de champ (modes) pour une antenne microruban rectangulaire.

Dans toute la discussion précédente, il a été supposé qu'il n'y a pas d'effet de peau (des champs le long des bords de la cavité). Ce n'est pas totalement valable, mais c'est une bonne hypothèse pour le calcul des champs.

5.5. Caractéristique spécifiques des antennes microrubans

Dans cette partie, nous allons expliquer brièvement quelques caractéristiques des antennes microrubans:

5.5.1. Bande passante [18]

Les antennes patch ont une bande passante étroite (pour un coefficient de réflexion <-10 dB) avec un rapport de bande passante entre 1% et 5% (Impedance BW ratio <5%).

5.5.2. Facteur de qualité [18]

Dans le cas général, le facteur de qualité est inversement proportionnel avec la taille de l'antenne en termes de longueur d'onde.

Puisque la largeur de la bande passante est celle d'une antenne microruban très petite, son facteur Q est faible. Le facteur de qualité typique d'un patch est entre 50 et 75.

5.5.3. Diagramme de rayonnement et directivité [19]

Les diagrammes de rayonnement typiques dans les plans E et H sont illustrés sur la figure II.22. Si le plan de masse est fini, un rayonnement qui fuit se produira vers le demi-plan inférieur.

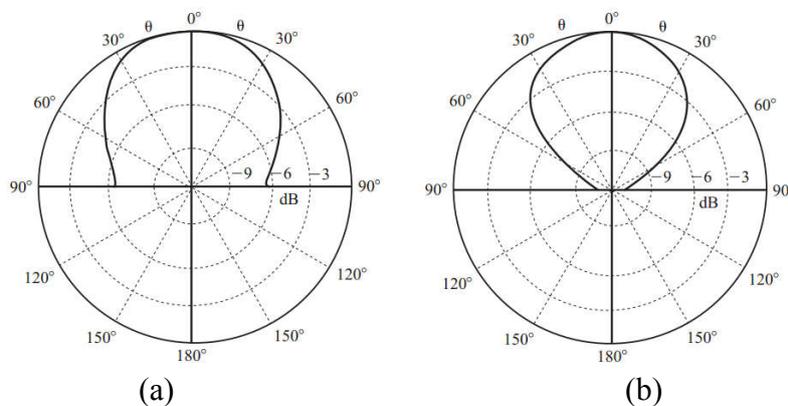


Figure II.22: Diagrammes de rayonnement typiques d'une antenne patch rectangulaire pour (a) plan E et, (b) plan H. [19]

5.5.4. Gain [20]

Une antenne microruban construite avec un seul élément rayonnant (patch) aura un gain maximum d'environ 6 dBi.

5.5.5. Efficacité

Les antennes microrubans sont caractérisées par une faible efficacité.

5.5.6. Polarisation [20]

La majorité des antennes microrubans sont conçues avec une polarisation linéaire. Il existe de nombreuses applications, telle que la création des films en 3D... etc, dans lesquelles il est plus fiable d'utiliser la polarisation circulaire.

Les antennes microrubans à polarisation circulaire peuvent être classées en trois types: alimentation unique, double alimentation et rotation séquentielle.

La figure II.23 montre quatre conceptions d'alimentation uniques. La figure II.23 (a) et (b) montre, respectivement, un patch presque carré et une forme presque circulaire (elliptique).

Chapitre II : Généralités sur les antennes planaires

La figure II.23 (c) et (d) montre, respectivement, une pièce carrée avec des coins tronqués et une pièce circulaire avec des indentations. Bien que les sondes coaxiales soient montrées dans cette figure, les patches peuvent aussi être alimentés par une ligne microruban ou par couplage à travers une ouverture. Cette conception est simple, mais souffre d'une bande passante très étroite pour les substrats minces.

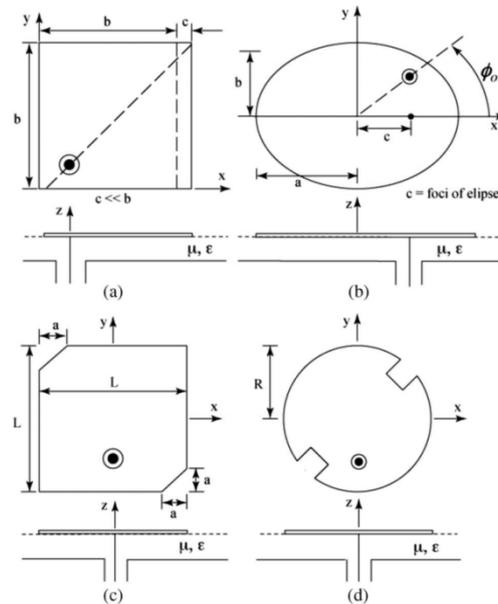


Figure II.23: Polarisation circulaire des patches: (a) presque carré. (b) elliptique. (c) carrée avec des coins tronqués. (d) circulaire avec indentations.[20]

5.6. Avantages et inconvénients des antennes microrubans [21-23]

5.6.1. Avantages

Les antennes microrubans offrent plusieurs avantages importants, tels que:

- Faciles à fabriquer à l'aide de la technologie des circuits imprimés et leur réalisation n'est pas coûteuse ;
- Elles supportent la polarisation linéaire et circulaire à la fois ;
- Capacité d'intégration en extension avec d'autres modules hyperfréquences ;
- Structure rayonnante, ne nécessite pas de cavité ;
- Faible poids, encombrement minimal.

5.6.2. Inconvénients

Cette technologie souffre des limitations suivantes:

- Bande passante étroite ;
- Gain de puissance plus faible (-6 dB) ;
- Onde de surface et perte ohmique ;
- Rayonnement parasite et orienté dans un demi-plan ;
- Une grande puissance d'alimentation provoque l'éclatement de l'antenne et de ses connexions.

6. Antennes à résonateur diélectrique (DRA: Dielectric Resonator Antenna)

L'objectif de cette partie est de fournir une compréhension du fonctionnement des antennes à RD rectangulaire (RDRA), leurs modes fondamentaux et secondaires, l'expression de leurs fréquences de résonance, les formes de champs à l'intérieur du résonateur et les diagrammes de rayonnement correspondant à chaque mode.

6.1. Description [24,25]

Les résonateurs diélectriques utilisant des matériaux à haute permittivité ont été développés pour des circuits hyperfréquences, tels que les filtres ou les oscillateurs.

Quand un résonateur diélectrique est placé dans un environnement complètement ouvert (sans cavité de blindage), le facteur Q des modes les plus bas est largement réduit à environ de 10 à 100, par ce que la puissance micro-onde est perdue par effet des champs rayonnés. Ce fait a été réalisé par Richtmeyer [26] en 1939 et fait des résonateurs diélectriques utiles comme éléments d'antenne.

À la fin des années 1960, le développement de matériaux céramiques à faible perte a ouvert la voie à leur utilisation comme éléments à facteur élevé. La possibilité de construire de petites antennes à résonateur diélectrique a été signalée pour la première fois par Sager et Tisi [27] en 1968.

Au début des années 1980, S. A. Long a été le premier qui a utilisé des mécanismes d'alimentation multiples pour exciter des différents modes d'une antenne à résonateur diélectrique (DRA).

Un réseau expérimental de résonateurs diélectriques excités par un guide diélectrique a été rapporté par Birand et Gelsthorpe [28] en 1981, bien que la première étude expérimentale et théorique sur une antenne à résonateur diélectrique ait dû attendre jusqu'en 1983 [29].

La détermination de l'impédance d'entrée, le facteur Q et les champs à l'intérieur du résonateur se fait au cours des années 90 par l'application des techniques analytiques et/ou numériques.

Kishk, Junker, Glisson, Luk, Leung, Petosa et ainsi de suite, ont décrit une quantité significative d'analyses des ARD. Une revue de la conception et du calcul des modes et des caractéristiques de rayonnement des antennes à résonateur diélectrique a été publiée par Mongia et Bhartia [30].

Les littératures actuelles se concentrent sur des conceptions miniaturisées des antennes à RD pour améliorer la largeur de bande d'antenne et répondre aux applications des portables sans fil.

6.2. Différentes formes des antennes à RD [25,31]

Les RD peuvent avoir diverses formes telles que la forme cylindrique (la plus populaire), anneau, tubulaire, sphérique et parallélépipédique.

La figure II.24 montre des RD cylindriques, rectangulaires, hémisphériques, à disque circulaire à profil bas, triangulaire à profil bas et à chapeau sphérique



Figure II.24: Résonateur diélectriques de différentes formes. [32]

En modifiant la géométrie du RD, il est possible de modifier et de contrôler l'excitation de l'antenne et d'obtenir un diagramme de rayonnement attendu [33]. Le champ électrique interne du RD peut être contrôlé avec des variations de forme [34] et inversement en effectuant des modifications contrôlées de la forme, il est possible d'ajuster les performances de l'antenne en modifiant le champ électrique interne.

Il existe une corrélation directe entre la forme de l'ARD et ses performances. Depuis que les premiers documents ont été publiés sur le concept du ARD, beaucoup des travaux ont été entamé sur les formes de base des ARD.

6.3. Type de modes (TE, TM, HEM) [35]

Les ondes électromagnétiques sont de quatre types:

- Mode transverse électrique et magnétique (TEM)
- Mode transverse électrique (TE)
- Mode transverse magnétique (TM)
- Mode hybride électrique et magnétique (HEM) ou HE impair et EH pair

La propagation des modes dépend principalement de la configuration suivante:

1. Excitation
2. Dimensions
3. Couplage
4. Milieu
5. Point d'excitation
6. Impédance d'entrée

6.4. Modes de résonance [35]

Avec la connaissance des modes, les caractéristiques de rayonnement d'une antenne peuvent être prédites et le concepteur peut donc fournir une correction dans la conception de l'antenne.

Dans le RDRA, les modes de résonance représentent les phénomènes de rayonnement à l'aide des modèles de champs E et H. Les modes de résonance sont des diagrammes de champ E et

Chapitre II : Généralités sur les antennes planaires

H à l'intérieur du RDRA. La figure II.25 montre que les champs électriques sont toujours associés à des champs magnétiques et vice versa.

Les équations de champ modales sont développées en utilisant des fonctions à base de Fourier de termes cosinus ou sinus apparaissant sur la base des conditions aux limites du RDRA, c'est-à-dire que les six murs du RDRA peuvent être PMC, PEC ou toute autre combinaison de ces murs.

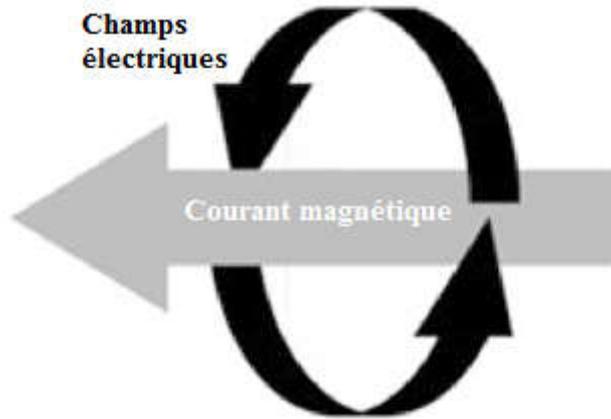


Figure II.25: Champs électriques et champs magnétiques associés

Par conséquent, les modes résonnants apportent un aperçu physique des phénomènes rayonnants se déroulant à l'intérieur du RDRA. Les modes de résonance forment un ensemble de fonctions orthogonales pour calculer le courant total sur la surface du RDRA.

La Figure II.26 montre la configuration des modes de résonance générés dans RDRA. L'onde ne peut se propager que si le vecteur d'onde $k > k_c$, où k_c est la fréquence de coupure. La résonance la plus basse est appelée mode dominant.

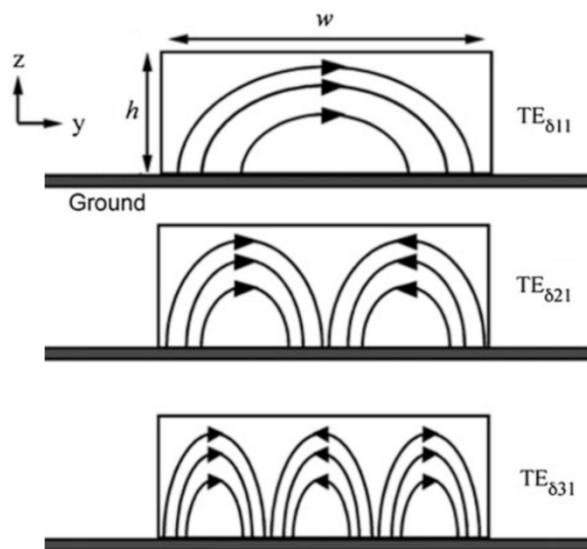


Figure II.26: Modes de résonance dans le plan yz. [35]

6.5. Technique d'alimentation commune des antennes à RD [24]

Les mécanismes d'alimentation multiples sont utilisés pour exciter les différents modes de résonateurs. Cette sous-section résumera les excitations les plus largement utilisées:

6.5.1. Excitation par sonde coaxiale

La sonde peut être située dedans l'ARD ou adjacent à celui-ci. Au sein de l'antenne à RD, un bon couplage peut être obtenu en alignant la sonde le long du champ électrique du mode ARD comme indiqué dans la figure II.27.

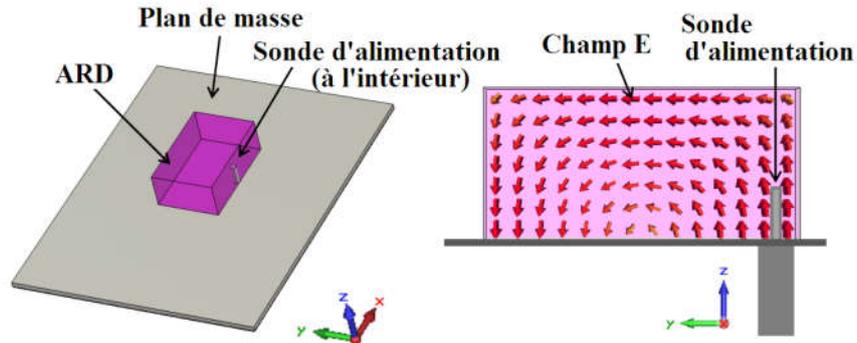


Figure II.27: Sonde coaxiale couplant le champ E. [24]

La position adjacente est utilisée pour coupler le champ magnétique du mode DRA (figure II.28). Dans ces deux cas, la sonde excite le mode fondamental TE_{111} du DRA rectangulaire.

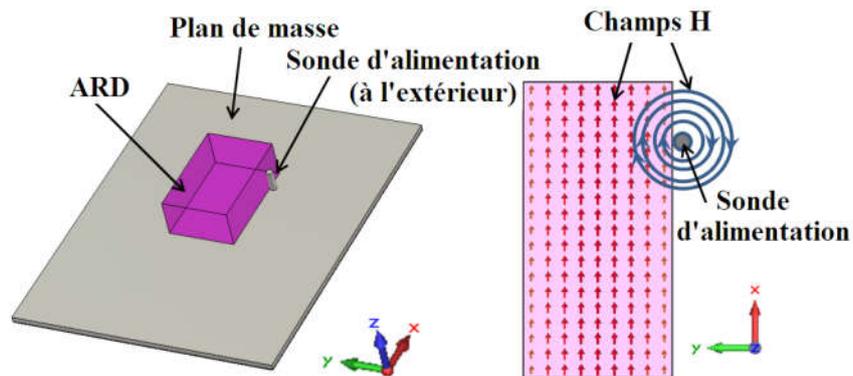


Figure II.28: Sonde coaxiale couplant le champ H. [24]

Lorsque la sonde d'excitation est à l'intérieur du résonateur, le trou d'air (entre la sonde l'excitation et le matériau diélectrique) conduit à une constante diélectrique effective ϵ_r inférieure, ce qui entraîne à la fois une diminution du facteur Q et un décalage de la fréquence de résonance [36,37].

L'emplacement de la sonde permet de choisir le mode d'excitation prévu et le couplage du mode peut être optimisé en ajustant la longueur et la hauteur de la sonde.

6.5.2. Ligne d'alimentation microruban et guide d'ondes coplanaire

Le principe est similaire avec l'excitation par une sonde coaxiale. Une ligne microruban placée près de l'antenne à RD engendre les phénomènes suivants:

- peut coupler le champ magnétique du mode de cette dernière ;
- peut affecter la polarisation de l'antenne ;
- augmenter ainsi le rayonnement parasite.

Cela pourrait être réduit en plaçant la ligne sous le résonateur comme le montre la figure II.29.a.

Une autre manière consiste à remplacer la ligne microruban par un guide d'ondes coplanaire, la figure II.29.b présente un ARD rectangulaire excité par un guide d'onde coplanaire.

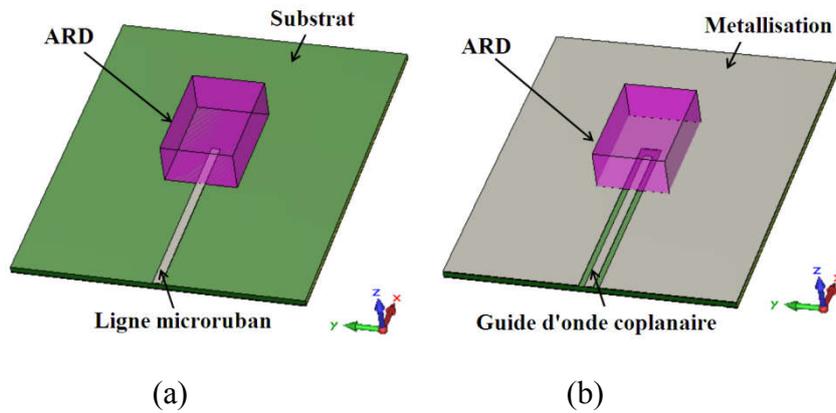


Figure II.29: Ligne d'alimentation ; (a) microruban et ; (b) guide d'ondes coplanaire. [24]

Dans ces deux cas, le mode de couplage peut être optimisé en changeant la position du résonateur et/ou sa permittivité diélectrique.

Ces méthodes d'excitation perturbent les modes de l'ARD en introduisant des conditions aux limites électriques. Ce problème est d'autant plus sensible que l'antenne est miniature.

6.5.3. Couplage par ouverture

La méthode d'excitation d'une antenne à RD par un couplage d'ouverture consiste à agir à travers une ouverture dans le plan de masse.

La figure II.30 montre un exemple de l'excitation du mode TE_{111} d'une ARD rectangulaire avec une fente rectangulaire. Pour obtenir un couplage approprié, l'ouverture doit être placée dans une zone magnétique forte du ARD. Alimenter l'ouverture avec une ligne microruban est une approche actuelle [38, 39].

La dimension principale de l'ouverture doit être autour de $\lambda_g/2$, ce qui est très problématique aux basses fréquences.

En plus de ces méthodes multiples d'alimentation, le choix de différentes formes de DRA représente un autre degré de flexibilité et de polyvalence.

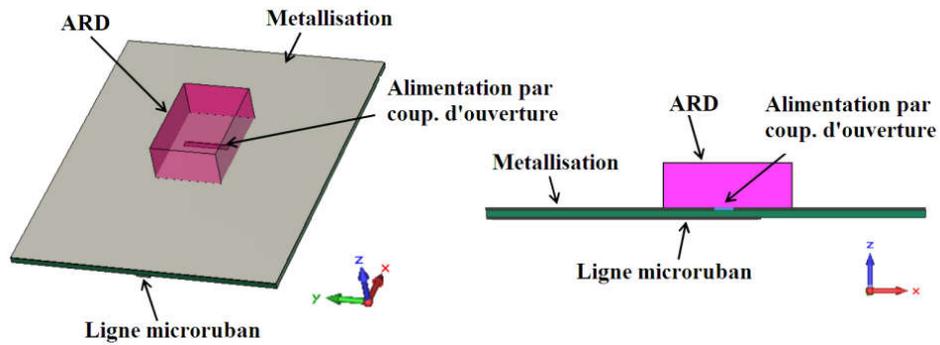


Figure II.30: Ouverture couplant le mode TE_{111} de ARD rectangulaire. [24]

6.6. Caractérisation des modes de résonance de l'ARD rectangulaire [24]

L'ARD rectangulaire est caractérisée par sa longueur a , sa largeur b et sa hauteur d . Elle a trois longueurs indépendantes, donc un degré de liberté plus que l'ARD cylindrique. Le modèle utilisé pour analyser l'ARD rectangulaire est le modèle de guide d'ondes diélectriques [40-42].

Dans la figure II.31, la surface inférieure est une paroi électrique (puisque l'ARD est monté sur un plan de masse). La surface supérieure et deux côtés latéraux de l'ARD sont supposés être des parois magnétiques parfaites, alors que les deux autres sont des parois magnétiques imparfaites (puisque le cas considéré est réaliste).

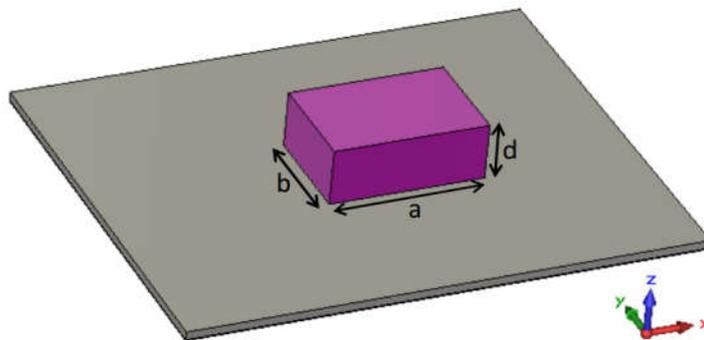


Figure II.31: Antenne à RD rectangulaire. [24]

Les modes dans un résonateur diélectrique rectangulaire isolé peuvent être divisés en deux catégories:

Les modes TE et TM, mais dans le cas où l'ARD est montée sur un plan de masse, seuls les modes TE sont typiquement excités. Le mode fondamental est le TE_{111} . Comme les trois dimensions de l'ARD sont indépendantes, les modes TE peuvent se situer dans les trois directions suivantes: x , y et z .

En se référant au système de coordonnées cartésiennes présenté à la figure II.31, si les dimensions de RD sont telles que: $a > b > d$, les modes dans l'ordre de fréquence de résonance croissante sont: TE_{111}^z , TE_{111}^y et TE_{111}^x . L'analyse de tous les modes est similaire.

Chapitre II : Généralités sur les antennes planaires

L'exemple du mode TE_{111}^z est discuté dans [40], les composantes de champ à l'intérieur du résonateur et les fréquences de résonance sont présentées analytiquement. Le logiciel CST MS peut être utilisé pour visualiser les champs E et H, comme présenté sur la figure II.32.

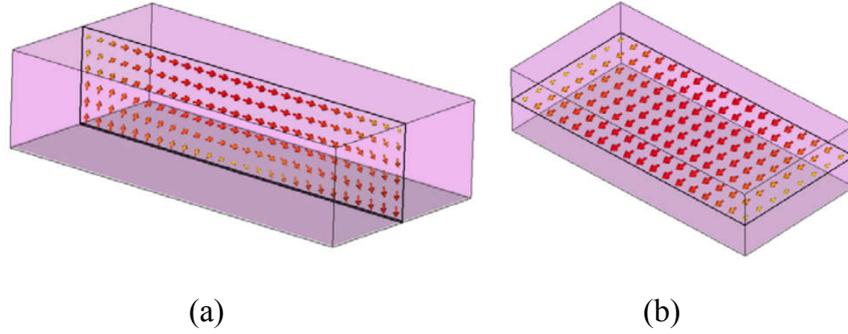


Figure II.32: (a) Champ E et (b) champ H du mode TE_{111} . [24]

Les équations caractéristiques de l'ARDR sont données comme suit:

$$\begin{cases} k_0^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 \\ k_0 = \frac{\omega_0}{\nu} = \frac{2\pi f_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r}}{c} \end{cases} \quad (2.24)$$

Où ; k_0 : onde d'espace libre;

k_x, k_y, k_z : constantes de propagation dans les directions x, y, et z, respectivement.

La définition des fréquences de résonance est rappelée ci-après:

$$f_0 = \frac{c}{2\pi \sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2} \quad (2.25)$$

$$\text{Où: } k_x = \frac{m\pi}{a}, k_y = \frac{n\pi}{b}, k_z = \frac{p\pi}{d}$$

Elle est trouvée en résolvant l'équation transcendante -lorsque les champs se propagent dans la direction Z- suivante:

$$k_z \tan\left(\frac{k_z a}{2}\right) = \sqrt{(\epsilon_r - 1)k_0^2 - k_x^2} \quad (2.26)$$

En utilisant ce modèle, les valeurs des fréquences de résonance calculées sont proches aux valeurs mesurées si on prend une permittivité ϵ_r à haute valeur. Un décalage de fréquence apparaît pour ϵ_r faible mais le modèle reste une bonne méthode d'approximation.

L'expression de la fréquence de résonance d'une RDRA peut être donnée comme suit: [35]

$$f_{r(m,n,p)} = \frac{c}{2\pi \sqrt{\epsilon \mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2} \quad (2.27)$$

6.7. Caractéristiques électriques et électromagnétiques des DRAs

6.7. 1. Caractéristiques électriques [43, 44]

a. Fréquence de résonance

La théorie des champs électromagnétiques fondamentaux suggère que les modes d'un guide d'onde diélectrique peuvent être de type TE, de type TM ou hybride. Par conséquent, pour l'analyse des modes RDRA, seuls les modes TE_{mnl} seront discutés, les indices m, n et l indiquant l'ordre de variation le long des directions x, y et z du système de coordonnées cartésiennes, respectivement.

La fréquence normalisée est définie comme:

$$F = \frac{2\pi\omega f_0 \sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (2.28)$$

b. Facteur Q et bande passante

Le choix du mode à utiliser pour les applications d'antenne dépend du facteur Q qui est utilisé pour évaluer la performance ou la qualité d'un résonateur.

Le facteur Q ou facteur de qualité est une mesure de la bande passante de fonctionnement, il est défini par:

$$Q = \frac{\omega_0 U}{P} \quad (2.29)$$

Où ; ω_0 : pulsation de résonance ;

U est l'énergie stockée ;

P est la dissipation de puissance.

Lorsque le résonateur oscille librement sans être entraîné par une source externe, nous parlons du Q déchargé. Lorsqu'une source externe est connectée en permanence au résonateur, le Q approprié est le Q chargé.

Pour les antennes, le facteur Q important est Q_{rad} , où la puissance dissipée du terme P dans l'équation 2.29 est la puissance rayonnée. Van Bladel [45] a déclaré que le Q_{rad} est proportionnel à r, pour les résonateurs diélectriques et cette relation -pour ϵ_r élevé- est donnée comme suit:

$$Q_{rad} \propto \epsilon_r^P \quad (2.30)$$

Où: P = 1,5 pour les modes qui rayonnent comme un dipôle magnétique, et P = 2,5 pour les modes qui rayonnent comme un dipôle électrique ou comme un quadripôle magnétique.

La bande passante est définie comme la largeur de bande de fréquence dans laquelle le rapport d'onde stationnaire d'entrée (VSWR) de l'antenne est inférieur à une valeur spécifiée S. Plus la bande passante est grande, plus la couverture sur l'espace de fréquence que l'antenne peut être utilisée est grande.

Chapitre II : Généralités sur les antennes planaires

Mongia [46] a présenté une expression analytique pour la bande passante, cette relation est donnée comme suit:

$$BW = \frac{S-1}{Q_u \sqrt{S}} \quad (2.31)$$

Où ; Q_u : facteur Q déchargé.

Les antennes à résonateur diélectrique ont une perte de diélectrique et de conducteur négligeable par rapport à leur puissance rayonnée. Par conséquent, le Q rayonné,

$$Q_{rad} \cong Q_u \quad (2.32)$$

Les valeurs de P ne sont valables que pour des valeurs de permittivité très hautes ($\epsilon_r > 100$). Les modes d'ordre inférieur ont généralement un Q_{rad} plus faible, ce qui les rend plus adaptés aux applications pratiques. Le facteur Q_{rad} est important car un faible Q_{rad} indiquerait une large bande passante mais un Q_{rad} élevé indiquerait une faible bande passante de fonctionnement.

Les expressions finales pour l'énergie totale stockée W et la puissance rayonnée P_{rad} sont [47]:

$$Q = \frac{2\omega_0 W_e}{P_{rad}} \quad (2.33)$$

Où ; P_{rad} et W_e : puissance rayonnée et l'énergie stockée, respectivement.

Ces quantités sont données par:

$$W_e = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r a b d A^2}{32} \left(1 + \frac{\sin(k_z d)}{k_z d} \right) (k_x^2 + k_y^2) \quad (2.34)$$

$$P_{rad} = 10k_0^4 |P_m|^2 \quad (2.35)$$

Où: P_m est le moment dipolaire magnétique de l'ARD:

$$P_m = -\frac{8j\omega\epsilon_0(\epsilon_r - 1)A}{k_x k_y k_z} \sin\left(\frac{k_x d}{2}\right) \hat{x} \quad (2.36)$$

Le facteur Q normalisé (Q_e) est défini comme:

$$Q_e = \frac{Q}{\epsilon_r^{3/2}} \quad (2.37)$$

6.8. Avantages des antennes DRA [35,48,49]

Les résonateurs diélectriques sont des éléments rayonnants efficaces, on peut citer leurs avantages principaux suivants:

Chapitre II : Généralités sur les antennes planaires

- Faibles pertes de conduction dues à l'utilisation de matériau diélectrique, donc un rendement et un facteur Q élevés ;
- Compact en taille et portable ;
- Le choix d'une DRA à permittivité ϵ_r plus élevée peut réduire considérablement la taille de l'ordre de $\lambda_g / \sqrt{\epsilon_r}$;
- Facilité de fabrication ;
- Aucune dérive de fréquence due au changement de température ;
- Capacité de manipulation de haute puissance ;
- Gain élevé et bande passante élevée ;
- Peut être intégré avec MMIC ;
- Divers modes peuvent être générés en faisant varier l'un des rapports d'aspect ;
- schémas de couplage simples ;
- La largeur de bande peut être variable en choisissant la constante diélectrique ;
- Variété de formes possibles ;
- possibilité de les alimenter avec toutes les méthodes classiques.

7. Comparaison entre les antennes MSA/DRA [50,51]

Dans la référence [50], les performances de l'antenne DRA et de l'antenne MSA ont été comparées à des fréquences d'ondes millimétriques en mesurant un DRA cylindrique et un disque circulaire MSA. Ces deux antennes ont été construites sur le même substrat et alimentées par des lignes microruban de même longueur à l'aide de transformateurs quart d'onde ($\lambda/4$).

Les résultats de mesure montrent que:

- a) La conception et la fabrication du DRA est un peu plus complexe que pour le MSA.
- b) Le DRA pourrait être plus difficile à intégrer aux circuits planaires en raison de son profil tridimensionnel (collage sur le substrat)
- c) Des performances améliorées en termes de bande passante et d'efficacité de rayonnement sont enregistrées pour les antennes DRA par rapport aux antennes MSA:
 - la bande passante du DRA est plus large que celle du MSA ;
 - alors que les diagrammes de rayonnement sont légèrement plus larges que ceux du MSA ;
 - l'antenne à résonateur diélectrique peut rayonner plus efficacement que l'antenne à microruban (l'absence de perte conductrice).
 - le DRA peut être considéré comme une alternative prometteuse pour les antennes appliquées à des fréquences d'ondes millimétriques.

La référence [51] donne quelques indications pratiques sur le choix ou la recommandation d'un élément rayonnant approprié, soit microruban ou RD, en fonction de l'exigence pratique et de la spécification de conception, mais cette fois ci avec des différents mécanismes d'alimentation.

Chapitre II : Généralités sur les antennes planaires

Les résultats obtenus avec les deux d'antennes (MSA et DRA) sont résumés dans les tableaux suivants:

Tableau II.2: Comparaison des caractéristiques de bande passante (paramètres mesurés et simulés).

Bande passante (S11<-10 dB)		Antennes microruban cylindriques			Antennes RD cylindriques		
		Sonde coaxiale	Ligne microruban	Fente	Sonde coaxiale	Ligne microruban	Fente
Valeur absolue (MHz)	Valeurs simulées	90	80	100	330	415	355
	Valeurs mesurées	90	90	110	380	350	210
En pourcent (%)	Valeurs simulées	2.2	2	2.5	8.3	9.7	9.2
	Valeurs mesurées	2.2	2.2	2.9	9.5	8.3	5.4

Tableau II.3: Comparaison des caractéristiques de rayonnement d'antenne primaire (les valeurs entre parenthèses sont des paramètres de prédiction simulés).

Paramètres de rayonnement		Antennes microruban cylindriques			Antennes RD cylindriques		
		Sonde coaxiale	Ligne microruban	Fente	Sonde coaxiale	Ligne microruban	Fente
Largeur de faisceau (deg)	Plan E	69 (73)	87 (90)	82.5 (78)	78 (110)	69 (110)	110 (99)
	Plan H	80 (70)	75 (89)	84 (88)	80 (70)	81 (90)	99 (90)
Gain (dBi)		6.5 (6.6)	6.1 (6.4)	5.8 (5.9)	5.4 (5.4)	5.2 (5.6)	4.8 (5.1)
Efficacité (%)		87	80	82	96	92	93

Tableau II.4: Performance de DRA cylindrique pour différentes permittivité du matériau diélectrique.

Type d'alimentation	Caractéristiques de l'antenne	Permittivité du matériau diélectrique		
		20	10	6
Sonde coaxiale	Fréq. Résonance (GHz)	2.88	3.95	4.95
	Bande passante (%)	3.48	8.3	12.82
	Gain (dBi)	3.72	5.3	5.64
Fente	Fréq. Résonance (GHz)	2.71	3.86	4.93
	Bande passante (%)	3.21	9.2	12.64
	Gain (dBi)	3.7	5.1	5.64
Ligne microruban	Fréq. Résonance (GHz)	3.04	4.25	-
	Bande passante (%)	4.91	9.7	-
	Gain (dBi)	4.08	5.66	-

Chapitre II : Généralités sur les antennes planaires

Des commentaires et des comparaisons entre les deux technologies ont été rapportés dans [51], après l'analyse des mesures:

- Le DRA a une longueur d'avance sur la MSA en termes de bande passante plus large et d'efficacité plus élevée, mais au prix d'un compromis avec la valeur de gain d'environ 1 dB. Il convient de noter que les caractéristiques des deux types d'antennes dépendent de leurs propriétés diélectriques respectives.
- Les DRA ou MSA intégrés requièrent des alimentations microruban ou à ouverture, qui sont supérieures en termes de performances XP. Cependant, si l'efficacité est le problème, l'alimentation par sonde coaxiale est préférée.
- Bien que la DRA semble surpasser la MPA à certains égards, le traitement mécanique et la stabilité de la MPA sont des avantages par rapport à la DRA.

8. Applications des antennes MSA/DRA [52]

Les domaines d'utilisation des antennes sont:

- Gestion du spectre radiofréquence
- Les systèmes de communications
- Télévision et radiodiffusion FM
- Radar
- Télédétection
- Radioastronomie

9. Conclusion

Nous avons présenté, dans ce chapitre, les différentes techniques d'alimentation pour les antennes microrubans et à résonateur diélectrique rectangulaire.

Une comparaison entre les deux technologies permet de favoriser celle qui est la mieux compatible pour réaliser des systèmes de communication mobiles et sans fil.

Dans ce chapitre, Les principales formes des antennes et leurs propriétés électriques et électromagnétiques ont été présentées et décrit avec l'ensemble des paramètres fondamentaux. Ce qui est devrait être suffisant pour comprendre le fonctionnement général des antennes planaires utilisées dans les systèmes de communication sans fil.

Bibliographie du Chapitre II

- [1] Zhi Ning Chen, Michael Yan Wah Chia, “*Broadband planar antennas-design and applications*”, Pp. 5, Wiley&Sons, Inc, 2005.
- [2] Constantine A. Balanis. *Antennas Theory - Analysis and Design*. 3rd Edition. John Wiley&Sons, Inc, 2005.
- [3] Thèse de doctorat, Lei Xing, “*Investigations of Water-Based Liquid Antennas for Wireless Communications*”, University of Liverpool, September 2015.
- [4] Thèse de doctorat, Mondher LABIDI, ‘*Conception et application des métamatériaux pour des circuits RF*’, Ecole Supérieure des Communications de Tunis, 2012.
- [5] Thèse de doctorat, Mickaël Jeangeorges, ‘*Conception d’antennes miniatures intégrées pour solutions RF SiP*’, Électronique, Université de Nice-Sophia Antipolis, 2 Déc. 2010.
- [6] F. Chetouah, N. Bouzit, I. Messaoudene, S. Aidel, M. Belazzoug, Y. Braham Chaouche, “*Annular Dielectric Resonator Loaded with Strip Loop Antenna for Tri-band Applications*”, Pp. 862, 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), , 26-30 June 2017, Valencia, Spain.
- [7] Lokman Kuzu, Erdogan Alkan, “*Microwave Planar Antenna Design*”, ELE 791 Project Report, Syracuse University, Spring 2002.
- [8] Farouk Chetouah, Salih Aidel, Nacerdine Bouzit, Idris Messaoudene, “*A miniaturized printed monopole antenna for 5.2-5.8 GHz WLAN applications*”, Int J RF Microw Comput Aided Eng., 2018.
- [9] F. Chetouah, N. Bouzit, I. Messaoudene, S. Aidel, M. Belazzoug, Y. Braham Chaouche, “*Miniaturized Wideband Printed Rectangular Patch Antenna for X- and Ku-Bands*”, Pp. 847, 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), , 26-30 June 2017, Valencia, Spain.
- [10] Thèse de doctorat, Maria De Los Angeles Castillo Solis, ‘*Dielectric resonator antennas and bandwidth enhancement techniques*’, Université de Manchester, 2014.
- [11] Kraus,J.D., [1950], “*Antennas,*” New Yor-Toronto-London Mc Graw-Hill Book company, Electrical and Electronic Engineering Series, Federick Emmos Terman, Consulting Editor; W.W Harman and J.G Truxal, Associate Consulting Editors; ISBN 07-035410-3; pp 465.
- [12] Rachmansyah, Antonius Irianto, A. Benny Mutiara, “*Designing and Manufacturing Microstrip Antenna for Wireless Communication at 2.4 GHz*”, International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol. 3, No. 5, Oct. 2011.
- [13] Ribhu Abhusana Panda, Upasana Patnaik, Nibedita Bisoyi, Kiran Tripathy, “*Microstrip Patch Antenna Design at 5.2GHz*”, IJESC, Vol. 7, Issue No.4, 2017.
- [14] F. Chetouah, N. Bouzit, I. Messaoudene, S. Aidel, M. Belazzoug, Y. B. Chaouche, “*Miniaturized printed rectangular monopole antenna with a new DGS for WLAN applications*”, International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC), Marrakech, Morocco, 16-18 May 2017.
- [15] <https://qph.ec.quoracdn.net/main-qimg-329c8b8d3ce6e67396b1f30208e89b00>
- [16] A. A. Salih, M. S. Sharawi, “*Highly miniaturized dual band patch antenna*”, 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Davos, Switzerland, 10–15 April 2016.
- [17] <http://qucs.sourceforge.net/tech/node86.html>
- [18] Robert A. Sainati, “*CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications*”, Artech House Antennas and Propagation Library, Pp. 5, 1996.
- [19] Yi Huang, Kevin Boyle, “*Antennas From Theory to Practice, Chapitre 5: Popular Antennas*”, Pp. 187, John Wiley and Sons, Ltd, 2008.
- [20] Kai-Fong Lee, Kin-Fai Tong, “*Microstrip Patch Antennas—Basic Characteristics and Some Recent Advances*”, Proceedings of the IEEE, Vol. 100, No. 7, Pp. 2169 – 2180, July 2012.
- [21] Zhi Ning, Chenand Michael, Y. W.Chia, “*Broadband Planar Antennas: Design and Applications, Chapter two: Broadband Microstrip Patch Antennas*”, John Wiley & Sons, 2006.
- [22] https://prezi.com/afmbgt_x7lfl/les-antennes-patch/
- [23] Mémoire de maître ès sciences ‘*Etude et réalisation des antennes ultra large bande à double polarisation*’, Rabia Yahya, Université du Québec INRS- ÉMT, 2011.

Bibliographie du Chapitre II

- [24] Marius Alexandru Silaghi, “*dielectric material*”, Section 1: Chapter 2: *Dielectric Materials for Compact Dielectric Resonator Antenna Applications*, Pp. 27-30, L. Huitema, T. Monediere, InTech, Croatia, 2012.
- [25] Hari Singh Nalwa, “*Handbook of Low and High Dielectric Constant Materials and Their Applications*”, Stuart Penn, Neil Alford, ‘Chapter 10: *ceramic dielectrics for microwave applications*’, Academic Press, 1999.
- [26] R. D. Richtmeyer, J. Appl. Phys. 10, 391, 1939.
- [27] O. Sager, F. Tisi, Proc. IEEE, 56, 1593, 1968.
- [28] M. T Birand, R. V. Gelsthorpe, Electron. Lett., 17, 633, 1981.
- [29] S. A. Long, M. McAllister, L. C. Shen, IEEE Trans. Antennas Propag., 31, 406, 1983.
- [30] R. K. Mongia, P. Bhartia, Int. J. Microwave Millimeter-Wave CAE, 4, 230, 1994.
- [31] Thèse de Doctorat, Maria De Los Angeles Castillo Solis, “*Dielectric Resonator Antennas And Bandwidth Enhancement Techniques*”, University of Manchester, 2014.
- [32] Thèse de Doctorat en Electronique, Hedi Ragad, ‘*Etude et conception de nouvelles topologies d’antennes à résonateur diélectrique dans les bandes UHF et SHF*’, 22 nov. 2013, Tunisie.
- [33] K. S. Ryu, A. A. Kishk, “*Ultra-Wideband Dielectric Resonator Antennas,*” International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Pp. 1 – 4, 2010.
- [34] Denidni T. A., Weng Z., and Niroo-Jazi M., “*Z-Shaped Dielectric Resonator Antenna for Ultrawideband Applications*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 58, No. 12, Pp. 4059 – 4062, 2010.
- [35] Rajveer S. Yaduvanshi, Harish Parthasarathy, “*Rectangular Dielectric Resonator Antennas Theory and Design*”, Chapter 2: *Rectangular DRA Resonant Modes and Sources*, Springer India, 2016.
- [36] 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, No. 3, pp. 177-178, 3 Feb. 1994.
- [37] G.P. Junker, A.A. Kishk, A.W. Glisson and D. Kajfez, “*Effect of air gap on cylindrical dielectric resonator antennas operating in TM_{01} mode*”, Electronics Letters, Vol. 30, No. 2, Pp. 97-98, 20 Jan. 1994.
- [38] Kwok-Wa Leung, Kwai-Man Luk, Lai, K.Y.A.; Deyun Lin, “*Theory and experiment of an aperture-coupled hemispherical dielectric resonator antenna,*” Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.43, no.11, pp.1192-1198, Nov. 1995.
- [39] A. A. Kishk, A. Ittipiboon, Y. Antar, M. Cuhaci “*Slot Excitation of the dielectric disk radiator*”, IEEE Transactions on Antennas and propagation, vol. 43, N°2, pp.198-201, Feb. 1993.
- [40] R. K. Mongia, A. Ittipiboon, “*Theoretical And Experimental Investigations on Rectangular Dielectric Resonator Antenna*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 45, No. 9, Pp. 1348-1356, September 1997.
- [41] D. Drossos, Z. Wu, L. E. Davis, “*Theoretical and experimental investigation of cylindrical Dielectric Resonator Antennas*”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 13, No. 3, pp. 119-123, October 1996.
- [42] R. K. Mongia and P. Bhartia, “*Dielectric Resonator Antennas – A review and General Design Relations for resonant Frequency and Bandwidth*”, International Journal of Microwave and Millimeter-wave Computer-Aided Engineering, Vol. 4, No. 3, pp. 230-247, Mar. 1994.
- [43] Thèse de doctorat, Fauzi O. M. Elmegri, “*Model and design of small compact dielectric resonator and printed antennas for wireless communications applications*”, Université de Bradford, 2015.
- [44] K. M. Luk and K. W. Leung, “*Antennas series, Dielectric Resonator Antennas*”, Chapter 2, “*Rectangular Dielectric Resonator Antennas*”, Electronic & electrical engineering research studies;
- [45] J. Van Bladel, “*On the Resonances of a Dielectric Resonator of Very High Permittivity*”, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 23, pp. 199-208, 1975.
- [46] R. K. Mongia and P. Bhartia, “*Dielectric Resonator Antennas – A Review and General Design Relations for Resonant Frequency and Bandwidth*”, International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering, vol. 4, pp. 230-247, 1994.
- [47] R. Kumar Mongia and A. Ittipiboon, “*Theoretical and experimental investigations on rectangular dielectric resonator antennas*”, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 45, pp. 1348-1356, 1997.
- [48] Thèse de Doctorat en Electronique, Hedi RAGAD, ‘*Etude et conception de nouvelles topologies d’antennes à résonateur diélectrique dans les bandes UHF et SHF*’, 22 nov. 2013, Tunisie.
- [49] Mémoire de maîtrise en ingénierie, Abderrahmane Agouzoul, ‘*Conception et réalisation d’une antenne à résonateur Diélectrique à 60 GHz pour les applications souterraines*’, québec-Canada, Aout 2013.

Bibliographie du Chapitre II

- [50] Qinghua Lai, Georgios Almpanis, Christophe Fumeaux, Hansruedi Benedickter, Ruediger Vahldieck, “*Comparison of the Radiation Efficiency for the Dielectric Resonator Antenna and the Microstrip Antenna at Ka Band*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 56, No. 11, Pp. 3589 – 3592, Nov. 2008.
- [51] Debatosh Guha, Chandrakanta Kumar, “*Microstrip Patch versus Dielectric Resonator Antenna Bearing All Commonly Used Feeds: An experimental study to choose the right element*”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 58, No. 1, Pp. 45 – 55, Feb. 2016.
- [52] Odile Picon et coll., ‘*Les antennes: théorie, conception et application*’, Chapitre 6: *Différents domaines d’utilisation des antennes*, Dunod, Paris, 2009.

1. Introduction

Le monde des communications personnelles se développe rapidement en raison de la progression de la technologie des composants RF. La simplicité des circuits et les exigences de moins de congestion et de faible volume, poids et coût sont toujours demandés par les fabricants. La miniaturisation est une façon de répondre à ces exigences.

Ce chapitre consiste à étudier les différentes techniques de miniaturisation. Nous allons citer pour chaque méthode les dernières recherches qui existent dans les revues internationales.

Au cours de l'étude de ces techniques, nous allons donner plus de détails et des exemples aux deux premières techniques, car elles correspondent à nos travaux de recherche qui seront décrits dans les chapitres (IV et V).

2. Définition des antennes électriquement petites [1]

Une antenne électriquement petite (pour ESA: Electrically Small Antenna, en anglais) est définie en utilisant quatre types d'antenne:

D'abord, en termes de leur taille; en second lieu, en fonction de la fréquence de fonctionnement; troisièmement, en relation avec leur utilisation; et quatrièmement, à la structure contrainte par la taille.

Fondamentalement, deux types d'ESA sont l'élément électrique et l'élément magnétique. L'élément électrique couplé au champ électrique est connu sous le nom d'antenne capacitive. L'élément magnétique couplé au champ magnétique est appelé antenne inductive [2].

Aujourd'hui, les petites antennes sont principalement utilisées pour la communication mobile et d'autres systèmes sans fil. Ces systèmes sans fil sont utilisés pour la communication, le contrôle, la détection, la communication de proximité, y compris l'identification par radiofréquence nécessaire, l'utilisation médicale, la communication et les données corporelles, ainsi que la vidéo [3].



Figure III.1: Évolution des téléphones portables au cours de ces dernières années.

3. Facteur de miniaturisation [4]

La définition de la miniaturisation des antennes consiste à réduire les dimensions globales de l'antenne tout en conservant ses caractéristiques clés telles que l'impédance et les diagrammes de rayonnement.

Pour les antennes à bande étroite, cela signifie l'obtention d'une résonance à des dimensions physiques très inférieures à la demi-longueur d'onde de l'espace libre (λ_0) à la résonance. Ce facteur est déterminé par (3.1):

$$FM = \frac{f_{réf}^{original}}{f_{réf}^{miniaturisée}} \quad (3.1)$$

Cette définition permet aux utilisateurs de choisir la fréquence de référence en fonction de l'application. Plus le facteur de miniaturisation est grand, plus le degré de miniaturisation est grand.

4. Effet de miniaturisation sur les paramètres de l'antenne [4]

Pour établir une base d'étude des petites antennes, un aperçu sur l'effet de la miniaturisation sur leurs caractéristiques les plus importantes est présenté ci-dessous.

4.1. Directivité

Théoriquement, il est souvent indiqué que les petites antennes ont un diagramme de rayonnement unidirectionnel et bidirectionnel, avec une directivité D allant de 1,5 à 3. Nous pouvons affirmer que les antennes ont un rayonnement significatif en mode sphérique. Les petites antennes sont également classées comme antennes super directives, puisque pour la taille décroissante ka , leur directivité D reste constante [5, 6].

4.2. Efficacité de rayonnement

L'efficacité du rayonnement est un sujet critique pour les petites antennes mais elle n'a pas été étudiée rigoureusement. Le facteur d'efficacité de rayonnement d'antenne η est simplement le rapport de la puissance rayonnée par l'antenne à la puissance délivrée aux bornes d'entrée de l'antenne.

Souvent le facteur d'efficacité est représenté dans la formule:

$$G = \eta(1 - |\Gamma|^2)D \quad (3.2)$$

Où ; G: gain réalisé.

Et l'efficacité de rayonnement η peut être représentée comme:

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} = \frac{R_{rad}}{R_A} \quad (3.3)$$

Où ; $R_A = R_{rad} + R_{loss}$: résistance totale d'entrée d'antenne. Les pertes dans l'antenne à l'exception du rayonnement sont modélisées à travers une résistance série de perte (R_{loss}).

On remarque que lorsque la taille de l'antenne ka diminue, R_{rad} diminue et la résistance série des pertes R_{loss} domine l'expression de l'efficacité de l'équation (3.3). Harrington [7] montre que les pertes sont extrêmement importantes pour des valeurs ka plus petites.

Chapitre III : Techniques de miniaturisation des antennes planaires

Cette diminution d'efficacité est principalement due à la conduction dépendante de la fréquence et des pertes diélectriques dans l'antenne.

4.3. Facteur de qualité de l'antenne

Une quantité intrinsèque notable pour une petite antenne est le facteur Q, défini dans [7]:

$$Q = \frac{2\omega_0 \max(W_E, W_M)}{P_A} \quad (3.4)$$

Où ; W_E et W_M : énergies électriques et magnétiques stockées moyennées dans le temps.

P_A : puissance reçue par l'antenne.

Les puissances rayonnées sont liées à la puissance reçue à travers:

$$P_{rad} = \eta P_A \quad (3.5)$$

Où ; η : rendement de l'antenne.

Une autre caractéristique importante de Q est qu'elle est inversement proportionnelle à la bande passante de l'antenne. Une approximation couramment utilisée entre Q et la bande passante fractionnelle BW de 3 dB de l'antenne est:

$$Q \approx \frac{1}{BW} \quad \text{pour: } Q \gg 1 \quad (3.6)$$

4.4. Impédance d'entrée et correspondance

L'impédance d'entrée des petites antennes est généralement caractérisée par une faible résistance et une réactance élevée [8]. Au fur et à mesure que la taille de l'antenne diminue, la résistance de rayonnement R_{rad} diminue, ce qui provoque la dominance de la réactance de l'antenne X_A .

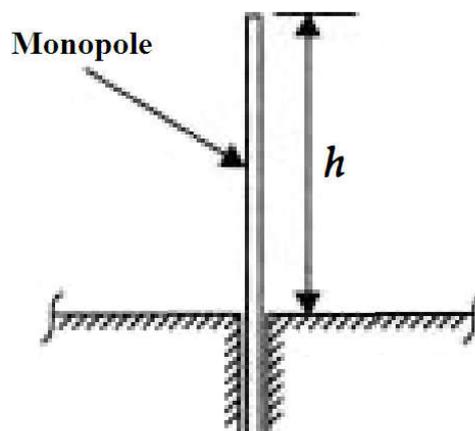


Figure III.2: Antenne monopole.

Chapitre III : Techniques de miniaturisation des antennes planaires

En ce qui concerne la Figure III.2, une relation de proportionnalité pratique, pour les petites antennes monopôles, a été donnée par [8] et [9]:

$$R_{rad} \propto \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \quad (3.7)$$

Où ; h: hauteur du monopôle.

λ : longueur d'onde.

Ce qui implique que la résistance d'entrée diminue de manière quadratique avec la taille électrique.

5. Limites théoriques de la miniaturisation des antennes planaires [1]

Une limite fondamentale de l'ESA a été faite par Wheeler depuis 1947 [2, 10, 11].

Wheeler considère la dimension maximale de l'ESA comme est inférieure à: $\lambda/2\pi$.

$$ka < 1 \quad (3.8)$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (\text{rd/m}) \quad (3.9)$$

Où ; λ : longueur d'onde de l'espace libre (mètres)

a: rayon de sphère renfermant la dimension maximale des antennes (mètres).

Wheeler affirme que les ESAs sont dans l'espace libre et peuvent être entourées d'une sphère de rayon a, avec: $ka < 1$

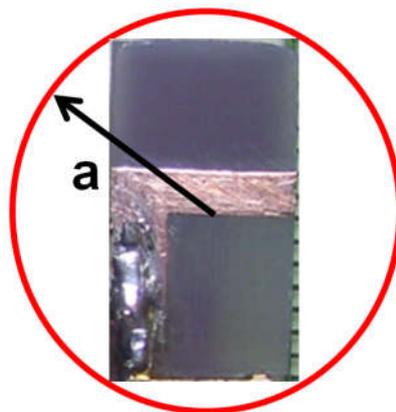


Figure III.3: Sphère de Schi.

Depuis 1987 [2, 10, 11], Fujimoto, Henderson, Hirasawa et James ont aussi étudié les limites théoriques de l'ESA. Ils ont conçu des antennes avec une valeur minimale de facteur de qualité Q. Si le facteur de qualité supérieur (Q) est le plus faible, la bande passante d'impédance est plus petite.

En 1996, McLean a corrigé le travail sur Q minimum (facteur de qualité) d'un ESA.

Si Q minimal pour un ESA dans l'espace libre:

$$Q_L = \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka} \quad (3.10)$$

Le Q minimal pour un ESA en polarisation circulaire:

$$Q_{L(CP)} = \frac{1}{2(ka)^3} + \frac{1}{ka} \quad (3.11)$$

Comme il ressort de l'équation (3.10), la diminution de la taille d'une antenne entraîne une augmentation de son facteur Q. Un paramètre plus réaliste de la performance de l'antenne est le facteur de qualité (Q) divisé par l'efficacité de l'antenne (η_{rad}). En plus, le facteur Q de l'antenne peut être diminué au détriment de son efficacité et de son gain (les pertes croissantes élargissent la bande passante). La conception de petites antennes est donc un art de compromis entre taille, bande passante et gain. Ainsi, une fois l'antenne est miniaturisée, il y a peu de place pour améliorer sa bande passante ou son gain. [12]

La réduction de la taille d'une antenne provoque des dégradations du gain et de l'efficacité de l'antenne, et la bande passante devient plus étroite. [13]

Les paramètres affectant les limitations fondamentales des petites antennes sont:

- Facteur de qualité l'antenne Q: Q est proportionnel avec $(ka)^{-3}$.
- Le rapport de bande passante (pour RBW: bandwidth Ratio): RBW est proportionnel à $(ka)^3$, RBW est presque égal à $1/Q$. η est proportionnel avec $(ka)^4$.
- La taille de l'antenne ka: ka est beaucoup plus petit que l'unité, où a est le rayon d'une sphère entourant l'antenne [14].

6. Différentes techniques de miniaturisation

Dans cette section, nous allons présenter en détail, les méthodes de miniaturisation trouvées dans la littérature et discuter l'effet de chaque méthode sur les caractéristiques de l'antenne.

6.1. Technique n°1: Modification du plan de masse (DGS)

6.1.1. Description de la technique

La structure à défaut dans le plan de masse (pour DGS: Defected Ground Structure en anglais) est un défaut de configuration périodique ou non périodique gravé dans un plan de masse [15]. Le principe de la méthode de DGS consiste à employer des fentes pour modifier la distribution de courant sur le plan de masse, en raison de la dimension du DGS et de sa position relative, entraînant l'altération des caractéristiques de transmission.

La DGS présente des caractéristiques différentes de leurs géométries gravées au plan de masse. Elle a été largement utilisée comme divers filtres à micro-ondes tels que le passe-bas, le passe-bande et coupe-bande [16-18]. La DGS a été utilisée comme méthode principale pour réduire la fréquence de résonance pour les différentes configurations d'antenne dans notre travail.

6.1.2. Travaux réalisés et discussion

a) Formes variées de la structure DGS

Une étude approfondie a été faite sur des antennes microrubans rectangulaires; deux structures DGS différentes de diverses fentes telles qu'une fente carrée, une fente triangulaire (voir la figure III.4) dans le plan de masse sont discutées dans [19]. On observe que les problèmes rencontrés lors de la réalisation de slots sur le patch rayonnant de l'antenne sont également résolus par l'utilisation de la technique DGS.

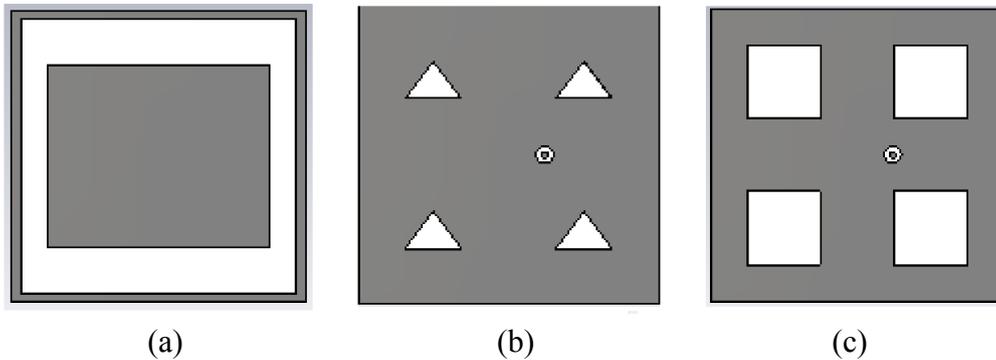


Figure III.4: (a) Vue de face du patch.
Vue arrière du patch avec une fente: (b) triangulaire et ; (c) carrée.

Les antennes ont une petite taille utilisant la structure DGS pour les applications multibandes; réseau local sans fil (WLAN-5,8 GHz), l'interopérabilité mondiale pour l'accès hyperfréquences (WiMAX-5,8 GHz), la surveillance d'aéroport (2,7-2,9 GHz), et le satellite de radiodiffusion directe (DBS) Europe (10,7-12,75 GHz) sont présentés dans ce travail.

Ces structures réduisent le champ de rayonnement à polarisation croisée (XP) sans affecter l'impédance d'entrée en mode dominant et les diagrammes de rayonnement co-polarisés de l'antenne conventionnelle. Les antennes proposées ont montré de bonnes caractéristiques de rayonnement dans diverses bandes de fonctionnement, ce qui les rend adaptées aux opérations multibandes.

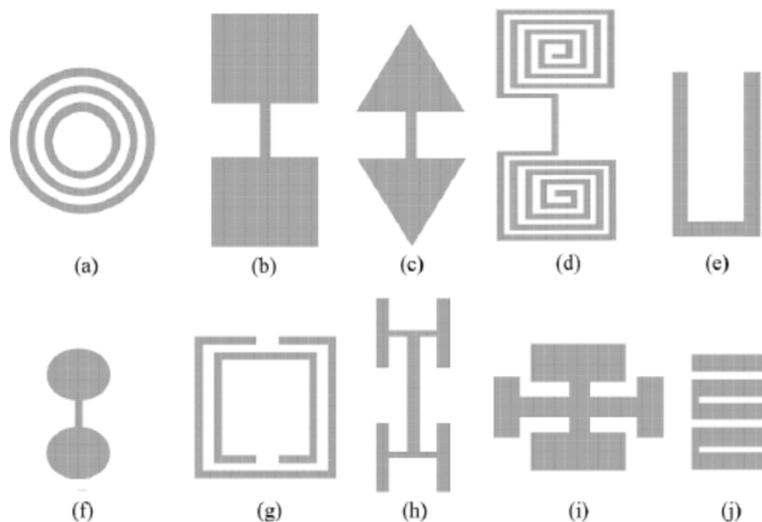


Figure III.5: Différentes formes de structure DGS. [20]

La figure III.5, présente des exemples de structures DGS: (a) en forme d'anneau concentrique, (b) haltère, (c) haltère à tête de flèche, (d) en forme de spirale, (e) en forme de U, f) Tête circulaire, g) Résonateurs à anneau fendu, (h) Haltère en forme de H, (i) Forme en croix, (j) Ligne en méandre.

b) Miniaturisation par la technique DGS

Le concept de structures (DGS) a été développé pour améliorer les caractéristiques de nombreux dispositifs à micro-ondes. A cet effet, la DGS est également utilisée dans l'antenne microruban pour certains avantages tels que la réduction de la taille de l'antenne, la réduction du couplage mutuel dans les réseaux d'antennes, etc.

Dans [20], la structure à défaut dans le plan de masse (DGS) a été utilisée pour miniaturiser une antenne patch microruban et déplacer la fréquence de résonance d'une valeur initiale de 10 GHz à une valeur finale de 3,5 GHz, sans aucun changement dans les dimensions de l'antenne patch microruban originale.

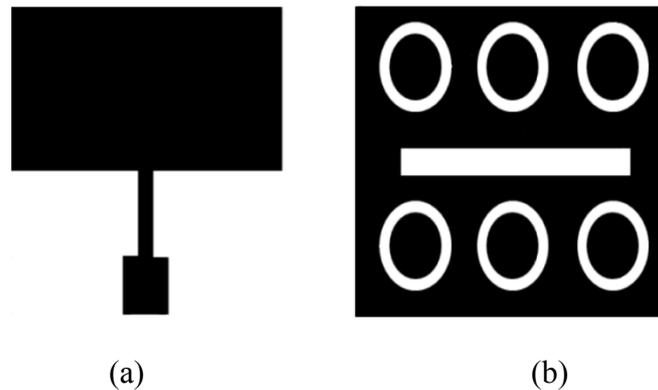


Figure III.6: L'antenne proposée: (a) l'élément rayonnant, (b) structure DGS proposée.

La figure III.6 montre la disposition de la structure DGS, qui est située sur le plan de masse métallique. Elle est composée de six anneaux avec une fente en forme rectangulaire; la fréquence de résonance peut être décalée en faisant varier les dimensions des différentes formes d'anneaux concentriques ou les dimensions de la fente rectangulaire. Des paramètres géométriques sont bien calculés pour séparer la fente rectangulaire de la bague interne et externe des anneaux.

On remarque que le diagramme de rayonnement simulé pour l'antenne proposée est bidirectionnel (Figure III.7) et la valeur maximale obtenue du gain est de 2. 26 dB à la fréquence de résonance.

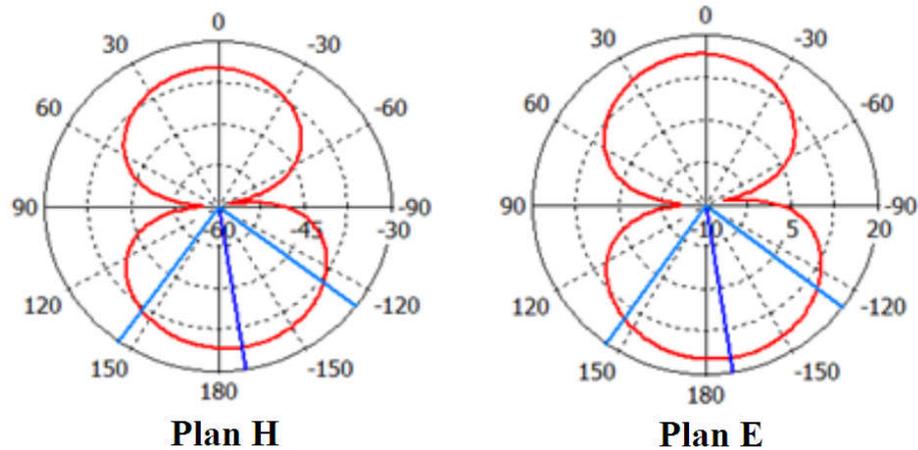


Figure III.7: Diagramme de rayonnement 2D de l'antenne patch à 3,5 GHz (plan E et plan H).

c) Amélioration de la bande passante et de l'efficacité

L'antenne patch microruban (pour MPA) est utilisée à grande échelle en raison de sa simplicité physique et de son faible coût mais un inconvénient de ce type d'antenne est sa bande passante étroite qui limite parfois son utilisation dans différentes applications.

En tant que solution, une autre recherche sur la structure DGS a été réalisée dans [21], dont deux conceptions d'une antenne microruban rectangulaire de taille $30,2 \times 32,8 \times 1,6 \text{ mm}^3$ ont été proposées; l'une des conceptions a une fente rectangulaire sur la surface du plan de masse, tandis que l'autre présente de trois fentes d'une forme de polygone.

Les résultats de simulation montrent une amélioration de la bande passante et l'efficacité de rayonnement après l'application de la structure DGS ; le tableau III.1 résume les paramètres des trois conceptions d'antennes.

Tableau III.1: paramètres de l'antenne avec et sans DGS.

N°	Paramètres	MSA simple	MSA avec DGS rectangulaire	MSA avec DGS de forme de polygone
1	Bande passante	87 MHz	165 MHz	174.8 MHz
2	Coefficient de réflexion	-21 dB	-31 dB	-33 dB
3	Fréquence de résonance	3.5 GHz	3.51 GHz	3.7 GHz
4	Efficacité de l'antenne	5 (3.33 GHz)	14.5 (3.44 GHz)	15.8 (3.26 GHz)

Ces deux antennes ont été conçues pour fonctionner dans la bande de fréquence du WiMax et peuvent donc être utilisées pour des applications industrielles, militaires et cellulaires.

d) Structure DGS fractale

Une nouvelle technique pour concevoir une antenne microruban à polarisation circulaire (CP) à alimentation simple est proposée dans [22]. Le rayonnement de CP est obtenu en ajustant la dimension de la structure DGS fractale (FDGS) gravée dans le plan de masse.

Chapitre III : Techniques de miniaturisation des antennes planaires

Les antennes microrubans à CP avec les deuxième et troisième FDGS itératives sont présentées dans la figure III.8.

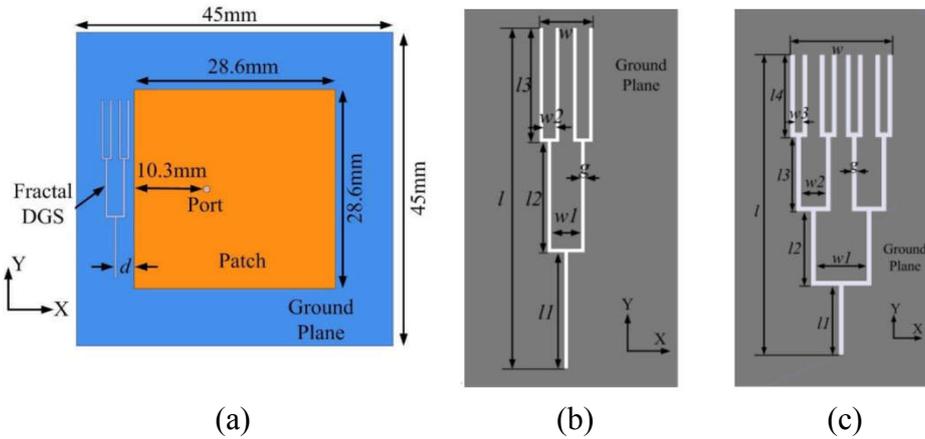


Figure III.8: Les géométries de l'antenne microruban proposée, (a) L'élément rayonnant, (b) FDGS avec une seconde itératives et, (c) FDGS avec une troisième itératives. [22]

La largeur de bande passante de l'antenne (pour S_{11} mesuré à -10 dB) est d'environ 30 MHz (de 1,558 à 1,588 GHz). Les gains sont relativement stables dans la bande CP mesurés et leurs valeurs se situent entre 1,7 et 2,2 dBi.

Dans l'article de la référence [23], Une nouvelle antenne multi-bande a été conçue et fabriquée en mélangeant une forme fractale et une structure à défaut dans le plan de masse (DGS) pour atteindre des performances supérieures aux communications par satellite géostationnaire.

La forme DGS fractale gravée sur le plan de masse de l'antenne a été obtenue en itérant trois structures d'Apollonius imbriquées dans des cercles pour pouvoir accorder trois bandes différentes (figure III.9).

Les cercles d'Apollonius ont été utilisés pour concevoir une forme fractale gravée.

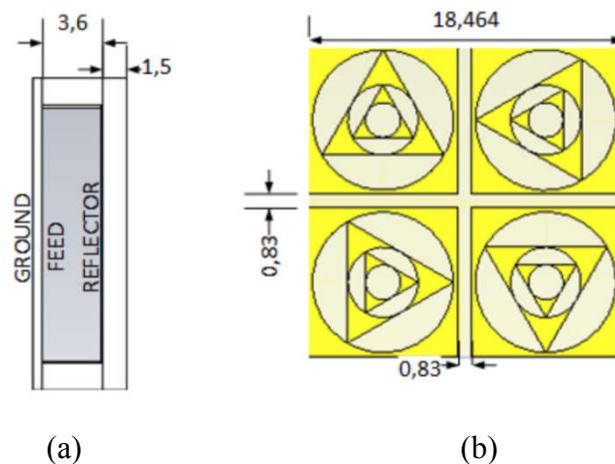


Figure III.9: Dimensions de l'antenne réseau 2×2 en mm ; (a) vue de côté et (b) vue de face.

La course aux antennes plus compactes et plus efficaces est inévitable pour diverses applications telles que les communications par satellite. Les résultats des tests de l'antenne présentée ont prouvé son efficacité par un gain plus élevé et une taille plus petite ($18,46 \times 18,46 \text{ mm}^2$) par rapport à des tentatives similaires dans la littérature.

La figure III.10 présente des photos du prototype réalisé.

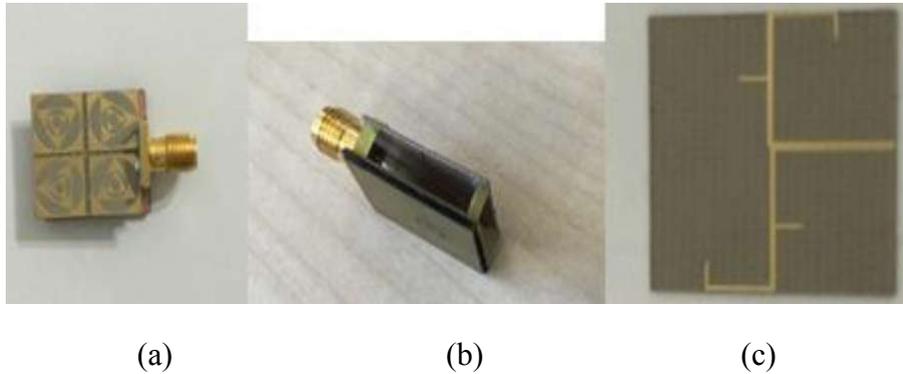


Figure III.10: (a) Plan de masse de l'antenne réseau 2×2 ; (b) vue de côté ; et (c) vue de face.

e) Matrice d'antennes avec DGS

Une nouvelle matrice d'antennes patch quadruple 4×4 (figure III.11) fonctionnant dans la gamme de fréquences 28-38 GHz pour les réseaux mobiles 5G est présentée dans [24]. Pour améliorer les caractéristiques de rayonnement du réseau, une structure à défaut dans le plan de masse (DGS) est utilisée.

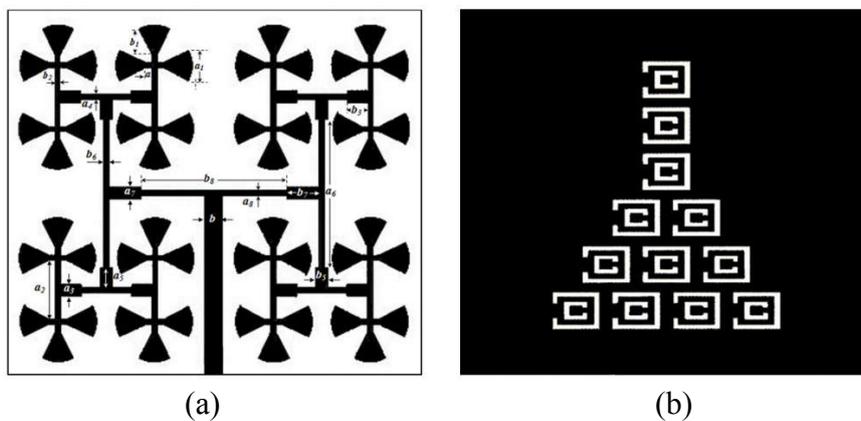


Figure III.11: Réseau d'antennes Patch 4×4 (a) vue de dessus, (b) DGS (vue de dessous). [24]

Les résultats montrent l'effet du DGS sur les caractéristiques de performance de l'antenne:

- L'efficacité du rayonnement et le coefficient de réflexion sont améliorés, en moyenne, d'environ 17,14 et 69,2%, respectivement.
- Le gain d'antenne réalisé a été augmenté de 2,44 dBi avec un effet négligeable sur l'ouverture du faisceau à demi-puissance.

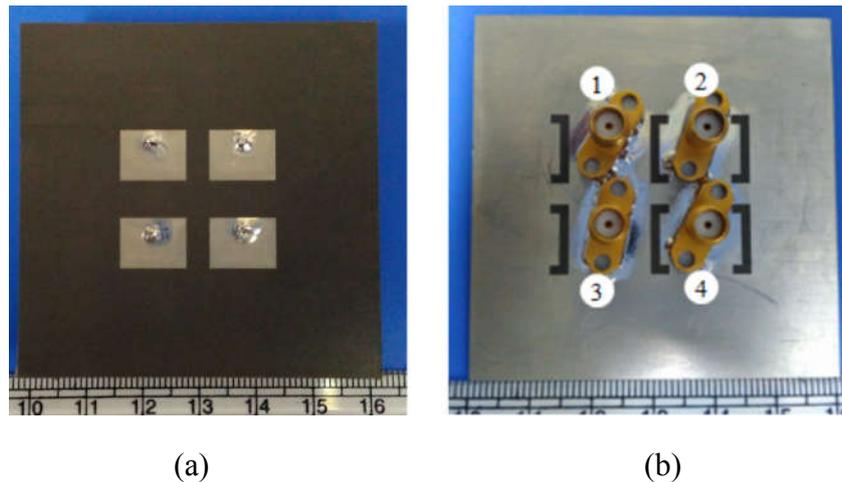


Figure III.12: Photos de la matrice 2×2 avec la structure DGS;
(a) du côté du patch, (b) côté plan de masse. [25]

Un autre travail de la matrice de microruban intégrée de la structure DGS a été exploré et démontré dans [25], dont le but principal est d'atteindre une pureté de polarisation améliorée. Une DGS formée avec la configuration variable a été conçue (figure III.12) pour des applications en bande X, montrant une amélioration de 12 dB de l'isolation entre les rayonnements de polarisation principale et croisée.

Cette amélioration qui a été vérifiée expérimentalement permet la réduction de l'XP sans affecter les valeurs primaires de rayonnement ou de gain (le gain de crête étant de 12,2 dBi). Une uniformité considérable des champs de substrat obtenus par DGS peut être visualisée à partir de la figure III.13.

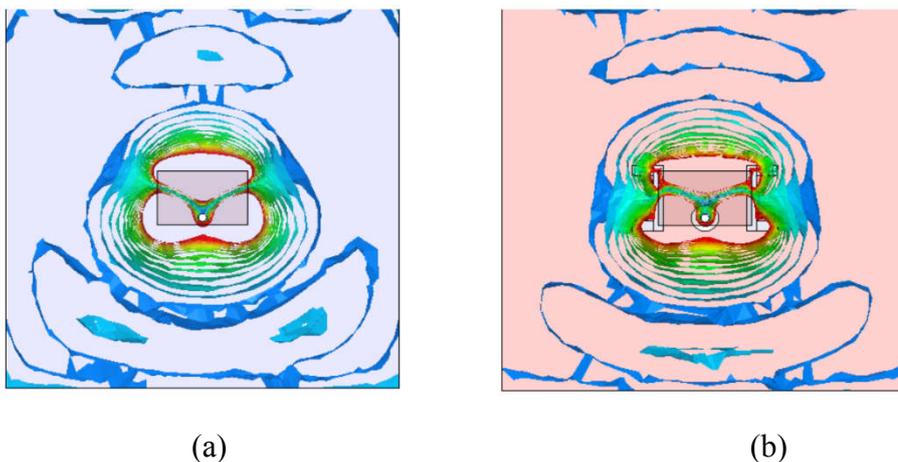


Figure III.13: Champ électrique de substrat simulé (a) Sans DGS, (b) avec DGS.

f) Structure DGS et forme en méandre

Dans le réseau en phase de l'article [26], l'approche de partage de radiateur a été mise en œuvre en utilisant une antenne à méta surface, et la plage de balayage a été améliorée en appliquant des rainures en méandres découpées dans le plan de masse, formant des structures DGS (figure III.14).

Le réseau à neuf éléments avec DGS atteint une bande passante d'impédance mesurée de 23% (4,6 ~ 5,8 GHz) et le gain réalisé varie de 14,76 à 11,85 dBi.

Sur la base des bonnes directivités de l'élément d'antenne proposé, le réseau en phase présente des gains élevés et des faisceaux de balayage étroits. Il peut donc être un candidat prometteur pour les systèmes radar à haute résolution.

Sur la base de l'analyse théorique et de la simulation de l'expérience, il est démontré que le concept d'utilisation d'antennes méta-matérielles périodiques avec une approche de partage de radiateur permet de concevoir des réseaux en phases à balayage grand angle.

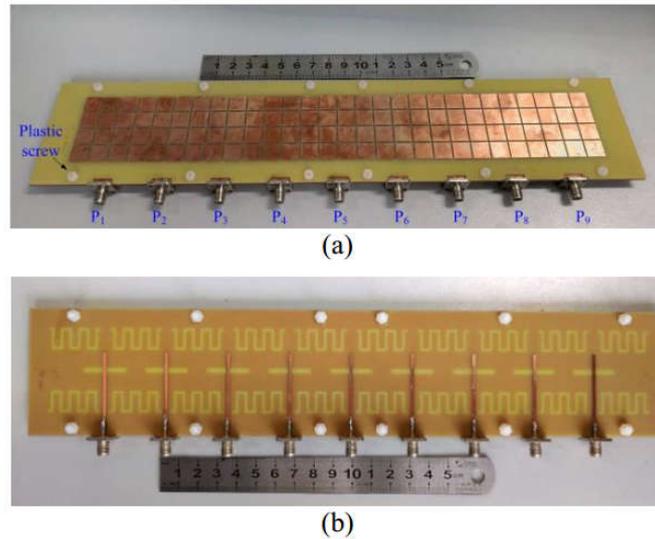


Figure III.14: Photos de la matrice en phase fabriquée avec des DGS.
(a) Vue de dessus et (b) vue arrière. [26]

g) Structure DGS avec des antennes à résonateur diélectrique (DRA)

Une nouvelle conception de matrice DRA à deux éléments en forme d'arbre fractal pour des applications à sorties multiples à entrées multiples (MIMO) à large bande est proposée dans [27].

Une géométrie en forme d'arbre fractal est proposée (figure III.15) pour obtenir des caractéristiques à large bande tandis qu'une structure DGS périodique en forme de C (PDGS) est utilisée pour obtenir une réduction du couplage mutuel entre deux éléments d'antenne étroitement espacés et sans trop affecter la bande passante du réseau DRA.

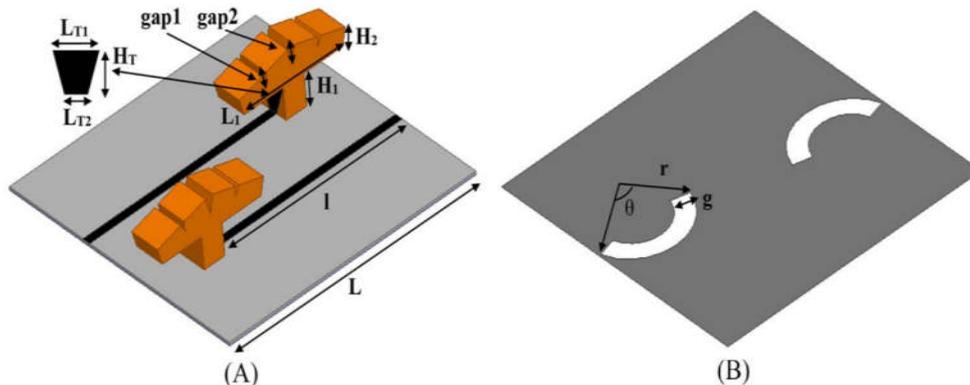


Figure III.15: Géométrie de la conception DRA à deux éléments d'arbre fractal:
(A) vue de face, et (B) vue de dos.

La figure III.16 présente les distributions de courant de surface sur le plan de masse de l'antenne avant et après l'insertion des fentes (PDGS).

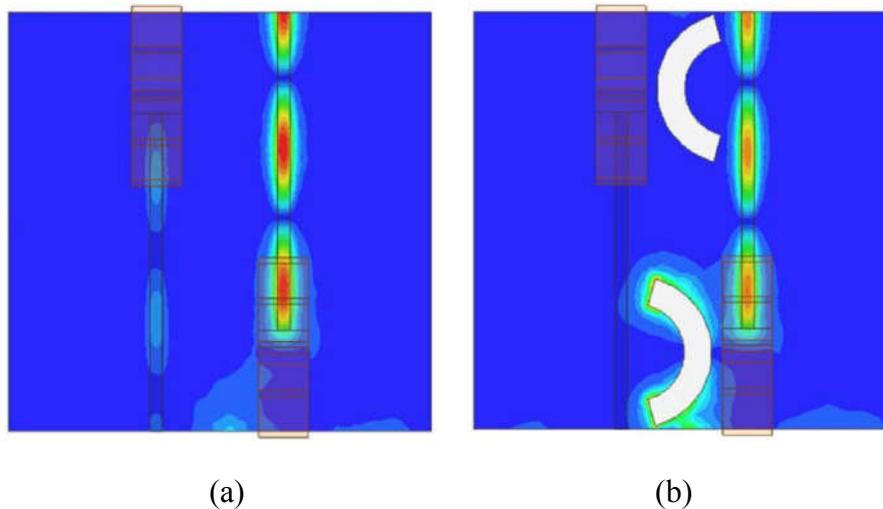


Figure III.16: Distribution de courant de surface sur le plan de masse ; (a) de l'antenne (sans PDGS) et ; (b) d'un réseau DRA en forme d'arbre avec PDGS (conception proposée).

Les conclusions suivantes sont tirées:

- La bande passante peut être améliorée par des encoches fractales lorsqu'elles sont introduites aux bonnes positions.
- La structure DGS périodique en forme de C contribue à réduire le couplage mutuel en dessous de 21,5 dB sur toute la bande d'intérêt.
- Une bande passante d'impédance mesurée d'environ 89,9% allant de 3,95 à 10,4 GHz a été atteinte. De plus, les performances de couplage mutuel mesurées sont inférieures à 21,5 dB sur l'ensemble de la bande d'intérêt.
- Un diagramme de rayonnement similaire sur toute la bande d'intérêt et environ 98% d'efficacité du rayonnement a été atteint.
- En ce qui concerne les caractéristiques à large bande et les performances de couplage mutuel, l'antenne proposée peut être une bonne option pour les applications MIMO.

h) Structure DGS et les antennes reconfigurables

Dans la référence [28], une antenne reconfigurable à fréquence semi-transparente est proposée et étudiée. Cette antenne est mise en œuvre sur le verre en tant que substrat, AgHT-4 en tant qu'élément radiatif et le cuivre en tant que plan de masse pour aboutir à une caractéristique semi-transparente. Une paire de diodes PIN est utilisée comme commutateurs micro-ondes avec un circuit de polarisation DC.

Cette antenne proposée est alimentée par un dispositif CPW et introduit une structure DGS irrégulière en forme de E sur le plan de masse (figure III.17) pour la modification de la longueur électrique. L'antenne présente une bande passante à -10 dB de 3 à 6 GHz lorsque les diodes PIN sont activées, et une reconfiguration dans un mode à bande étroite centré à 4,75 GHz lorsque les diodes PIN sont désactivées.

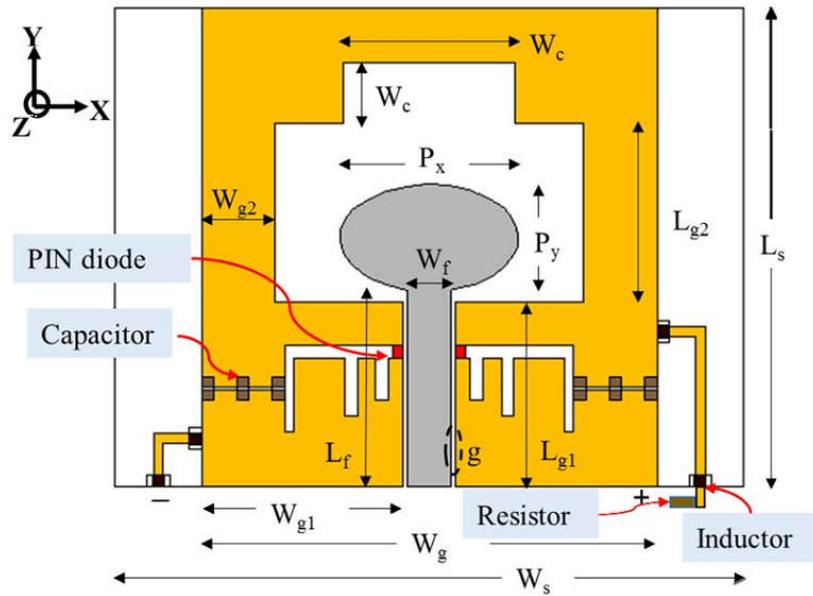


Figure III.17: Géométrie et circuit de polarisation DC de l'antenne proposée.

Les résultats de l'évaluation ont indiqué de bons accords entre les simulations et les mesures, avec des configurations quasi-omnidirectionnelles dans le plan xz et le rayonnement bidirectionnel dans le plan yz.

Une nouvelle structure d'antenne comprend une structure DGS avec un patch rayonnant en forme de crochet conçu pour une large bande passante est présentée dans [29]. Une petite fente rectangulaire est retirée du plan de masse juste en dessous du patch rayonnant pour une meilleure adaptation d'impédance. Le plan de masse est obtenu par gravure de 3 fentes étroites symétriques pour la miniaturisation de l'antenne (figure III.18).

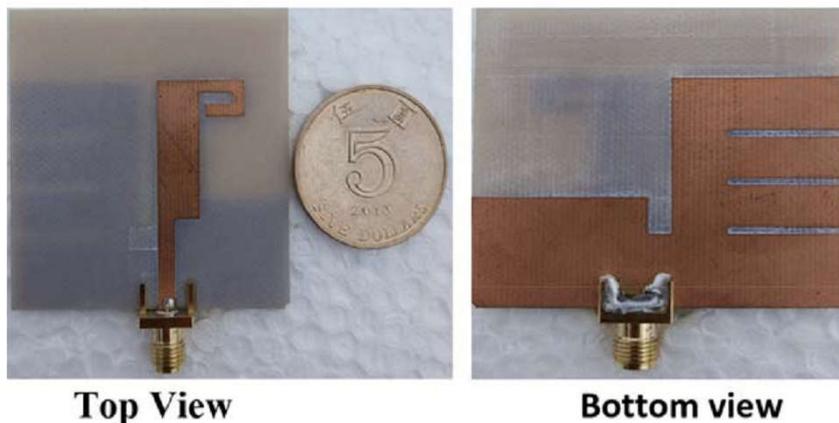


Figure III.18: haut et bas de l'antenne fabriquée. [29]

Les résultats obtenus montrent que l'antenne peut produire une bande passante d'environ 27,60% centrée sur une fréquence de 2,17 GHz. Le gain mesuré maximal est de 4,30 dBic; alors que plus de 90% de l'efficacité du rayonnement est atteinte dans toute la bande passante du rayonnement CP.

6.2. Technique n°2: Chargement par des matériaux à très haute permittivité

6.2.1. Description de la technique

Les matériaux à forte permittivité permettent une bonne miniaturisation des composants micro-ondes, mais l'antenne utilisant ces matériaux présente l'inconvénient d'une bande passante réduite.

Un diélectrique à forte permittivité peut être utilisé:

- en le chargeant sur le substrat, pour construire une antenne à résonateur diélectrique (ARD) avec une permittivité élevée.
- ou bien ; comme un substrat pour obtenir un résonateur de très petites dimensions.

Ces deux types sont utiles pour faire une antenne compacte pour un système de communication sans fil applicable en réduisant les besoins de grand espace ainsi que le coût de production.

6.2.2. Travaux réalisés et discussion

a) Antenne à résonateur diélectrique (DRA)

L'utilisation répandue des systèmes de communication sans fil a incité les chercheurs à développer des antennes à résonateur diélectrique (DRA) de petite taille dont le but est de ne pas avoir de perte de conduction et de couplage efficace avec presque toutes les lignes de transmission [30]. La taille physique d'un DRA est proportionnelle à $1/\sqrt{\epsilon_r}$, où ϵ_r est la permittivité relative du résonateur diélectrique (DR). À mesure que la permittivité relative augmente, il y a une tendance naturelle à réduire la taille de la DRA. Cependant, une DRA à permittivité élevée offre une largeur de bande étroite qui limite ses applications pratiques immédiates. D'où le développement d'un DRA à profil bas avec une bande passante améliorée est essentiel dans ce contexte.

Plusieurs DRA à profil bas adaptés aux communications par micro-ondes ont déjà été signalées:

L'article [31] traite de l'incorporation d'un résonateur diélectrique cylindrique (RDC) à haute permittivité dans une antenne microruban circulaire avec des lignes microrubans planes comme ligne d'alimentation. Le RDC utilisé a une permittivité relative de 50 avec un rayon de 6,75 mm et une hauteur de 6,7 mm. L'antenne à microbande est placée sur un substrat diélectrique époxy (FR4) avec une permittivité relative de 4,2 et une épaisseur de 1,6 mm (figure III.19)

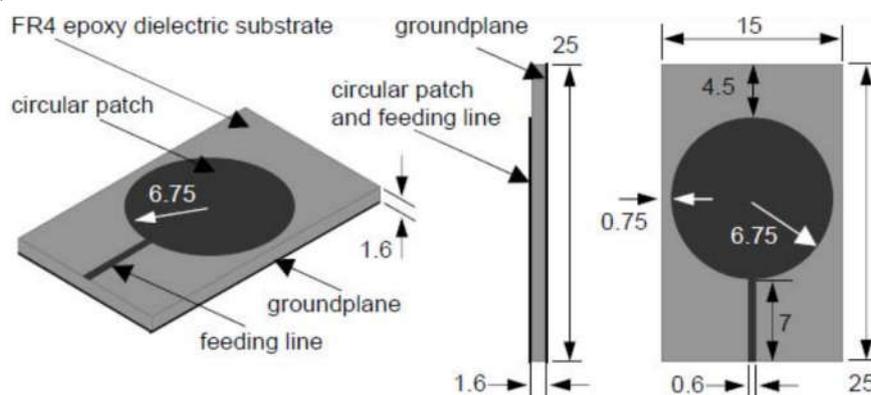


Figure III.19: L'antenne microruban sans RDC (unité en mm).

Le RDC est incorporé dans l'antenne microruban en le plaçant de manière concentrique sur le patch circulaire de l'antenne microruban, comme est montré dans la figure III.20.



Figure III.20: Prototypage de l'antenne microruban réalisée sans et avec CDR.

Les propriétés de l'antenne à microruban avec RDC ont également été comparées avec celle sans RDC. La mesure expérimentale montre que la fréquence de résonance de l'antenne à résonateur diélectrique circulaire à forte permittivité est inférieure d'environ 1 GHz à celle de l'antenne microruban sans RDC et déplace de la fréquence 5,94 GHz à 5,04 GHz (figure III.21). L'incorporation d'un résonateur diélectrique cylindrique à haute permittivité (RDC) dans l'antenne microruban pouvait abaisser la fréquence de résonance de l'antenne sans augmenter sa dimension.

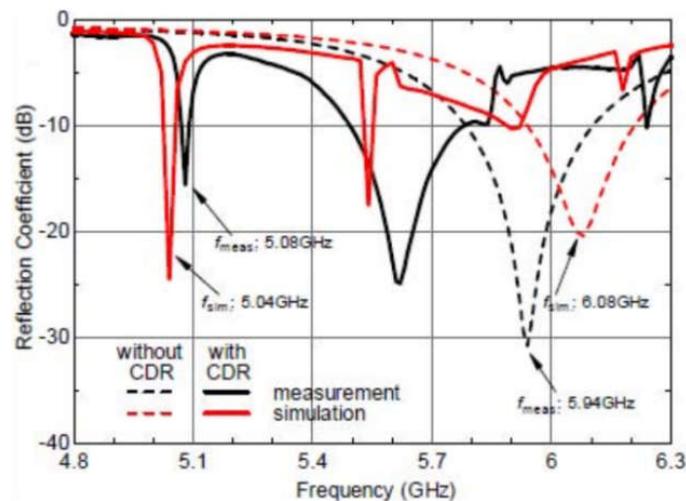


Figure III.21: Coefficients de réflexion simulés et mesurés pour les deux antennes.

Bien qu'il y ait eu des divergences en termes de fréquence de résonance et de bande passante, en général, les deux antennes ont montré de bonnes concordances dans leurs performances.

Une antenne à résonateur diélectrique de très forte permittivité a été proposée dans [32]. L'antenne est conçue sur la base d'une structure multicouche. Deux résonateurs diélectriques séparés de haute permittivité ($\epsilon_2=2.2$ et $\epsilon_3=93$) sont placés symétriquement au-dessus de la structure d'antenne. Un substrat diélectrique à faible permittivité ($\epsilon_1=4.4$) est inséré entre les résonateurs et le plan de masse. La hauteur totale de l'antenne est de 1,57 mm (figure III.22).

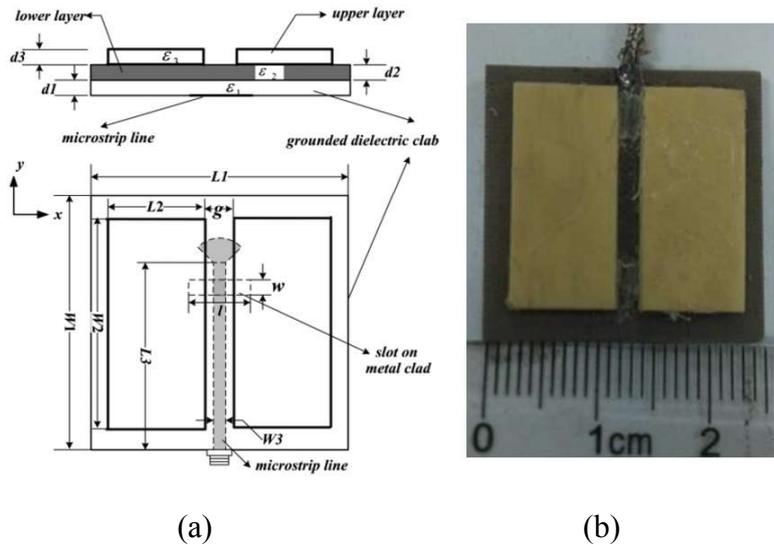


Figure III.22: (a) Géométrie ; et (b) Photo de l'antenne proposée.

Le paramètre S_{11} simulé et mesuré par rapport à la fréquence est montré à la figure III.23. L'antenne proposée est testée à 7,5 GHz. On peut observer à partir des résultats simulés que la largeur de bande d'impédance relative est de 9,67% (7,18-7,91 GHz), dans laquelle S_{11} est inférieure à -10 dB. La bande passante relative mesurée peut atteindre un tau de 10,49% (7,13-7,92 GHz). La légère différence entre les résultats simulés et mesurés peut être causée par une erreur de mesure et une tolérance de fabrication.

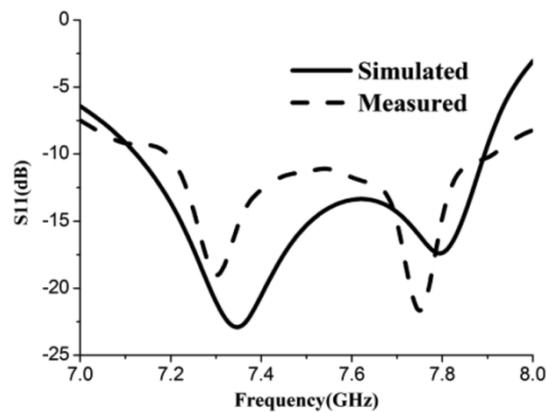


Figure III.23: S_{11} simulé et mesuré en fonction de la fréquence.

Les résultats mesurés indiquent aussi que des diagrammes de rayonnement stables dans toute la bande d'exploitation ont été obtenus. Dans le même temps, des gains supérieurs à 6 dBi et un faible niveau de polarisation croisée de -25 dB dans la bande d'exploitation ont été atteints.

Dans la référence [33], une étude qui propose une nouvelle antenne à résonateur diélectrique (DRA) chargée en céramique rectangulaire du matériau BST ($\text{Ba}_{0,8}\text{Sr}_{0,2}\text{TiO}_3$). L'antenne est composée de deux résonateurs diélectriques empilés; le premier résonateur est fabriqué à partir du matériau diélectrique TMM10i avec une permittivité $\epsilon_{r1}=9,8$ et une hauteur D_1 . L'élément supérieur est constitué d'un film épais de céramique BST (matériau $\text{Ba}_{0,8}\text{Sr}_{0,2}\text{TiO}_3$)

Chapitre III : Techniques de miniaturisation des antennes planaires

avec une épaisseur de D_2 et une très forte permittivité dans le spectre des micro-ondes ($\epsilon_{r2}=250$), avec: $D_1+D_2=3,5$ mm.

L'ensemble de la structure est monté sur un substrat TMM6 à diélectrique constant de $\epsilon_{rs}=6$ et d'épaisseur $h=0.762$ mm. Le plan de masse est imprimé sur la surface inférieure du substrat diélectrique. Les éléments rayonnés sont excités via une ligne de transmission microruban.

La figure III.24 montre la configuration de la structure proposée.

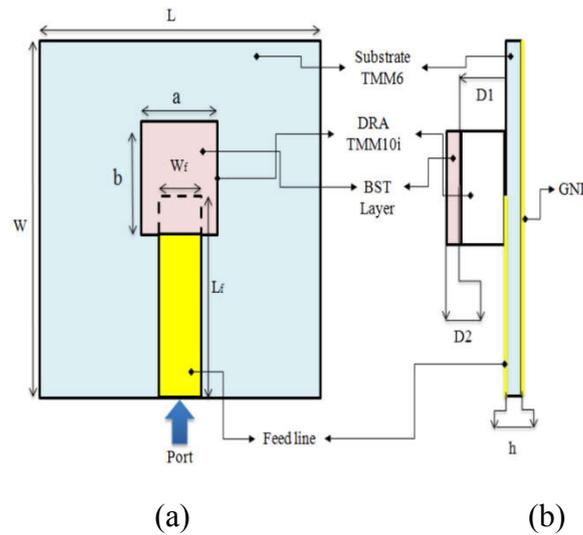


Figure III.24: Conception de l'antenne ; (a) Vue de dessus (b) Vue de côté.

Les coefficients de réflexion de l'antenne avant et après le chargement le matériau BST est illustré sur la figure III.25. A partir de ces courbes, on peut observer que l'intégration de la couche BST conduit à déplacer la fréquence de résonance de 10,7 GHz à 8 GHz (adapté aux applications radar), réalisant une réduction de taille de l'antenne du résonateur d'environ 67% par rapport à un DRA ordinaire pour la même fréquence de résonance.

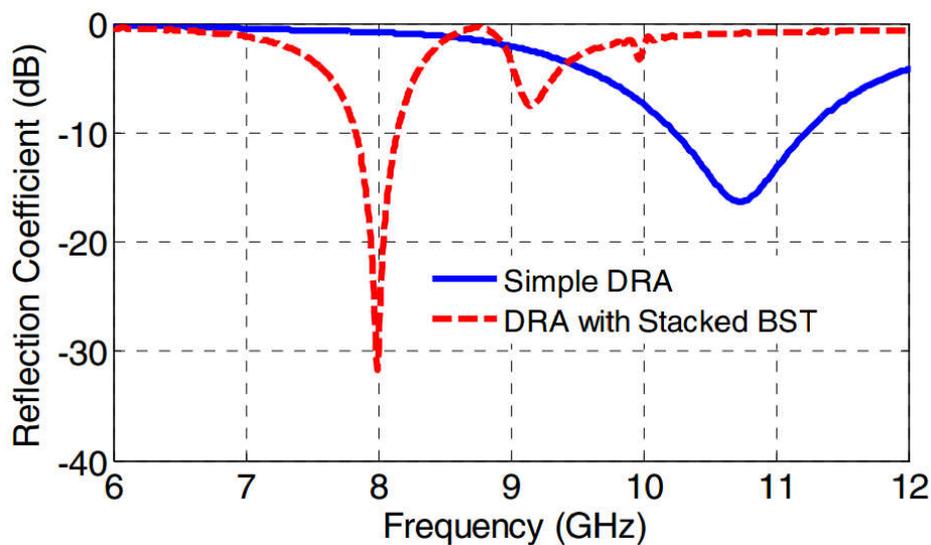


Figure III.25: Coefficient de réflexion de l'antenne avec et sans chargement par la couche BST.

Chapitre III : Techniques de miniaturisation des antennes planaires

La haute permittivité du matériau permet le déplacement de la fréquence de résonance de l'antenne de 10,77 GHz à 8 GHz. De plus, l'antenne miniaturisée fournit un gain élevé (6,5 dB) par rapport au simple DRA (4,3 dB).

L'article [34] décrit une technologie de réseau d'antennes miniaturisées avec un matériau céramique à permittivité élevée. La miniaturisation des antennes à circuit imprimé planaire en chargeant le matériau céramique de titanate de bismuth (BiT) à haute permittivité ($\epsilon_r=15$) sur l'antenne microruban a été démontrée expérimentalement. Les deux antennes (figure III.26) sont conçues en utilisant un substrat hyperfréquence de RT/Duroid 5880 avec une permittivité de 2,2 de Rogers Corporation.

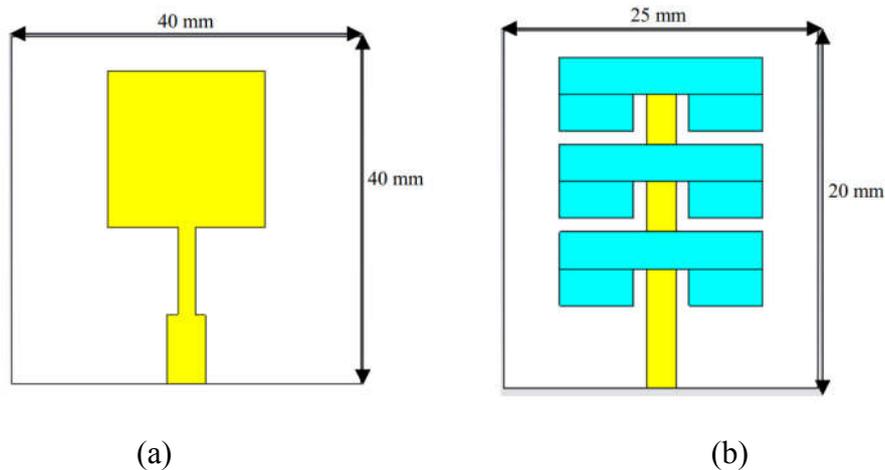


Figure III.26: Conception de l'antenne ; (a) antenne microruban classique (b) antenne réseau BiT.

L'utilisation du matériau céramique à permittivité élevée permet une réduction spectaculaire de la taille. Le résultat de coefficient de réflexion S_{11} présenté dans la figure III.27 indique une résonance d'environ 2,4 GHz.

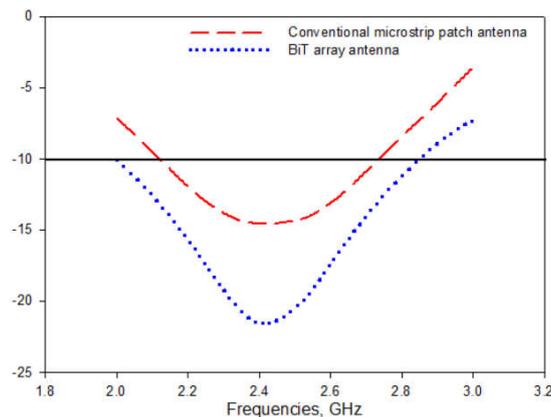


Figure III.27: S_{11} de l'antenne microruban classique et de l'antenne réseau BiT.

Les effets de chargement de matériau céramique sur le gain, la bande passante, la directivité et l'efficacité du rayonnement par rapport à l'antenne microruban classique sont résumés dans le tableau III.2.

Tableau III.2: Performances obtenues et taille physique des deux antennes.

N°	paramètres	Antenne microruban conventionnelle	Antenne réseau BiT
1	Dimensions (mm ³)	40 x 40 x 1.6	25 x 20 x 1.6
2	Gain (dBi)	3.1	7.1
3	Directivité (dBi)	4.3	7.5
4	Efficacité de rayonnement (%)	72.1	94.7
5	Bande passante (%)	24.2	35.4

L'efficacité de rayonnement élevée de l'antenne réseau BiT est due à une moindre perte de conduction par rapport à l'antenne microruban conventionnelle avec plus de 90% de base métallique. La miniaturisation d'antenne obtenue en utilisant un matériau céramique à haute permittivité est prouvée et l'antenne miniaturisée peut ensuite être intégrée avec un routeur sans fil et un modem sans fil.

L'article de la référence [35] décrit la miniaturisation de l'antenne planaire à F inversée (PIFA) par chargement diélectrique de céramiques de tétra-titanate de baryum de très haute permittivité à 1,8 GHz. Il a démontré que la méthode de chargement simple peut réduire la taille de l'antenne mais au détriment de la performance de l'antenne. Par exemple, le gain de l'antenne devient plus faible.

Ensuite, une approche de chargement sophistiquée basée sur une nouvelle structure substrat-superstrat est développée pour améliorer le gain d'antenne.

L'antenne est alimentée par une sonde coaxiale standard de 50 Ω et constituée d'un élément rayonnant qui a une surface de 15.4x8.8 mm², imprimée sur un substrat céramique de $\epsilon_{r1}=38,80$. Le superstrat en céramique de $\epsilon_{r2}= 80$ avec une taille 49,5x49,5x4.69 mm³ est placé au dessus de l'élément rayonnant. La plaque de court-circuit de largeur 2.2 mm est utilisée pour la mise à la terre de l'élément rayonnant et est située sur le bord du substrat en céramique de manière à faciliter le processus de fabrication (figure III.28).

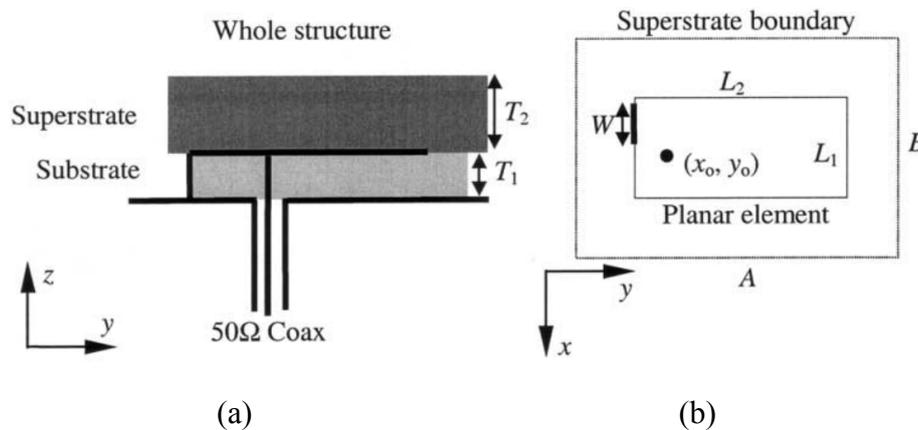


Figure III.28: Géométrie du PIFA chargée par un diélectrique; (a) Vue de côté, (b) Vue de dessus.

L'approche de chargement sophistiquée basée sur la nouvelle structure substrat-superstrat a été développée pour donner à l'antenne à 1,8 GHz une performance améliorée avec le gain jusqu'à 7 dBi et la bande passante de 103 MHz (5,7%), comparables à celles des PIFA conventionnelles.

Cette technique de chargement sophistiquée peut réduire la taille de l'antenne et maintient la même performance.

b) Substrats à forte permittivité

La technologie de pointe pour les antennes patches microrubans a nécessité la miniaturisation de ces dispositifs. Le développement de nouveaux substrats à forte permittivité a permis une réduction considérable des dimensions physiques des antennes microrubans.

Par conséquent, le développement de plusieurs types de substrats diélectriques, comme les substrats en céramique a été nécessaire dans les dernières décennies pour l'application dans de nombreux dispositifs micro-ondes et des circuits de communications.

Dernièrement, une large gamme de nouvelles applications a été observée avec le développement des céramiques en raison de leurs propriétés électroniques et diélectriques ainsi que de leur indice de réfraction élevé et de leur stabilité chimique. L'article [36] propose l'utilisation de céramiques au dioxyde de titane (la constante diélectrique est élevée ~ 100) comme un substrat diélectrique d'une antenne microruban, avec une géométrie fractale, pour des applications dans les communications sans fil. Les avantages de l'utilisation de géométries fractales dans les conceptions d'antennes incluent la miniaturisation et fournissent des fréquences de résonance multi-bande.

La figure III.29 (a) montre une céramique de dioxyde de titane de diamètre 24 mm et une hauteur de 2 mm obtenue après le processus de synthérisation.

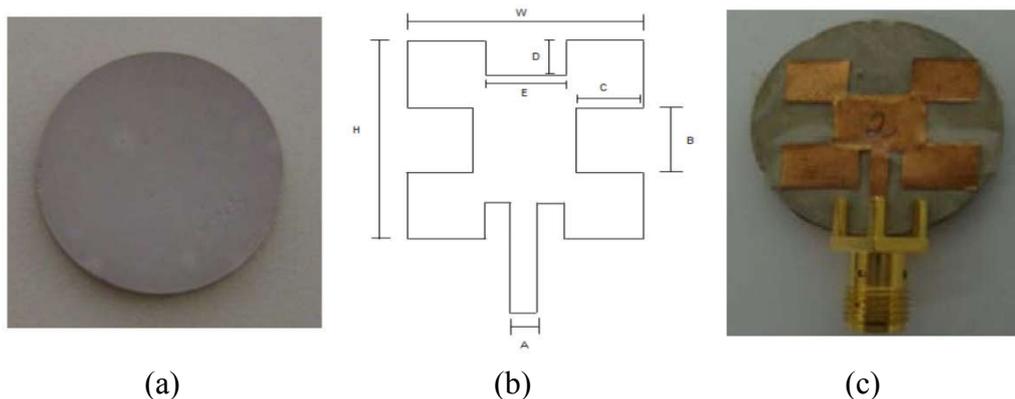


Figure III.29: (a) Substrat céramique du dioxyde de titane, (b) Géométrie de l'antenne microruban fractale, (c) Photo de la géométrie d'antenne fractale proposée.

Le résultat mesuré de paramètre S_{11} entre la fréquence 2 GHz et 8 GHz (figure III.30) montre que les antennes microrubans fractales avec des couches céramiques diélectriques sont d'excellents candidats pour une utilisation des petits dispositifs en applications sans fil.

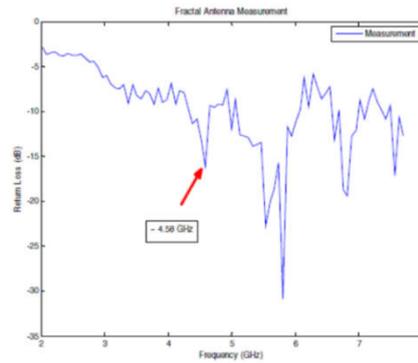


Figure III.30: Paramètre S_{11} en fonction de la fréquence.

Dans l'article [37], le coefficient de réflexion de l'antenne monopôle alimentée par un guide d'ondes coplanaire, comme montré sur la figure III.31(a), a été analysée en fonction de la constante diélectrique relative sur un substrat FR4.

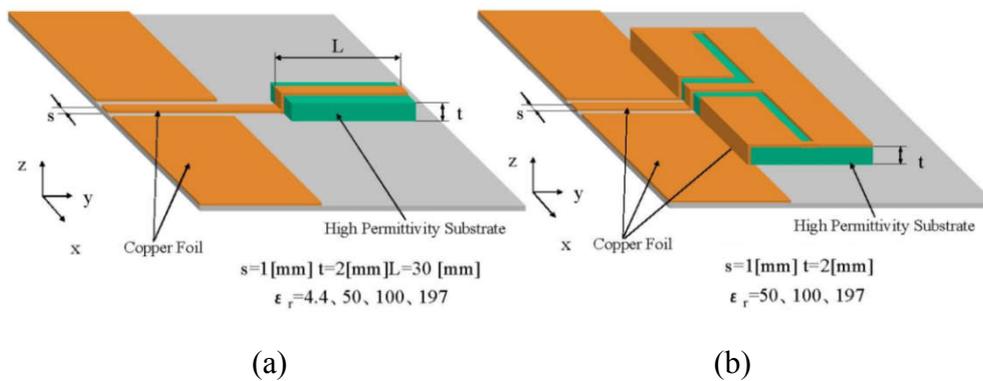


Figure III.31: (a) Antenne monopôle imprimée, (b) Antenne à fente imprimée gravée sur un substrat diélectrique à permittivité élevée

La figure III.32 montre un exemple de coefficient de réflexion calculé en fonction de la fréquence en changeant les constantes diélectriques relatives de 4,4 à 197. À partir des courbes de cette figure, plus la constante diélectrique relative est élevée, plus la fréquence de résonance est basse, bien que la bande passante devienne étroite pour une utilisation à haute permittivité.

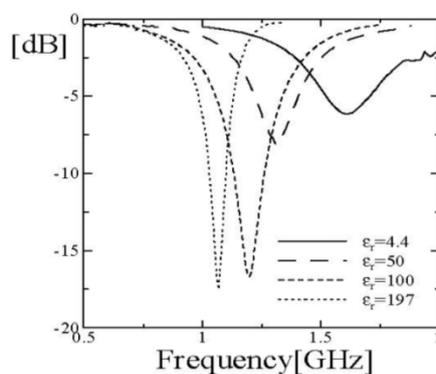


Figure III.32: Coefficient de réflexion calculé de l'antenne monopôle en fonction de la fréquence.

Basé sur la configuration de la figure III.31(b), deux types d'antennes avec une configuration en spirale à deux et à quatre fentes, pour réduire leurs tailles, ont été fabriquées comme montré dans la figure III.33.

Ces antennes de fente en spirale ont été gravées sur un substrat carré à haute permittivité, ayant une constante diélectrique relative de 197 et une longueur de 10 mm² de chaque côté avec une épaisseur de 2 mm. La largeur de la fente et l'espace entre les fentes ont été fixés à 0,2 mm chacun.

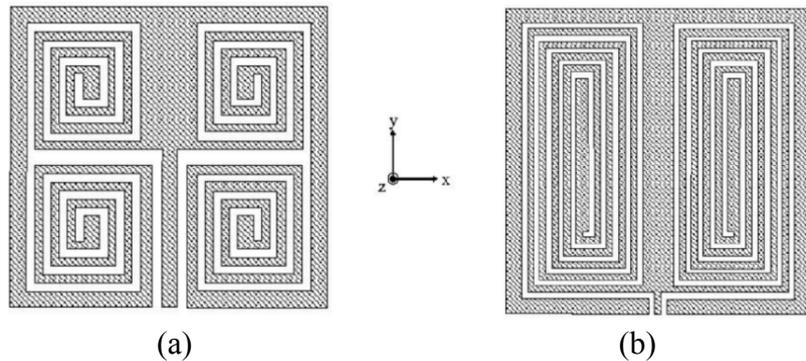


Figure III.33: Vue plane d'antennes spirales: (a) à quatre fentes, et (b) à deux fentes.

Dans un premier temps, l'antenne spirale à quatre fentes comme le montre la Figure III.33(a), a été testée. Son coefficient de réflexion mesuré est représenté sur la figure III.34(a). A titre de comparaison, la fréquence de résonance pour un substrat à haute permittivité est devenue inférieure à 640 MHz par rapport à celle pour un substrat à faible permittivité, mesurée à 2000 MHz. Un gain d'antenne raisonnable de -5 dBi a été obtenu.

La même remarque s'applique aussi sur l'antenne spirale à double fente.

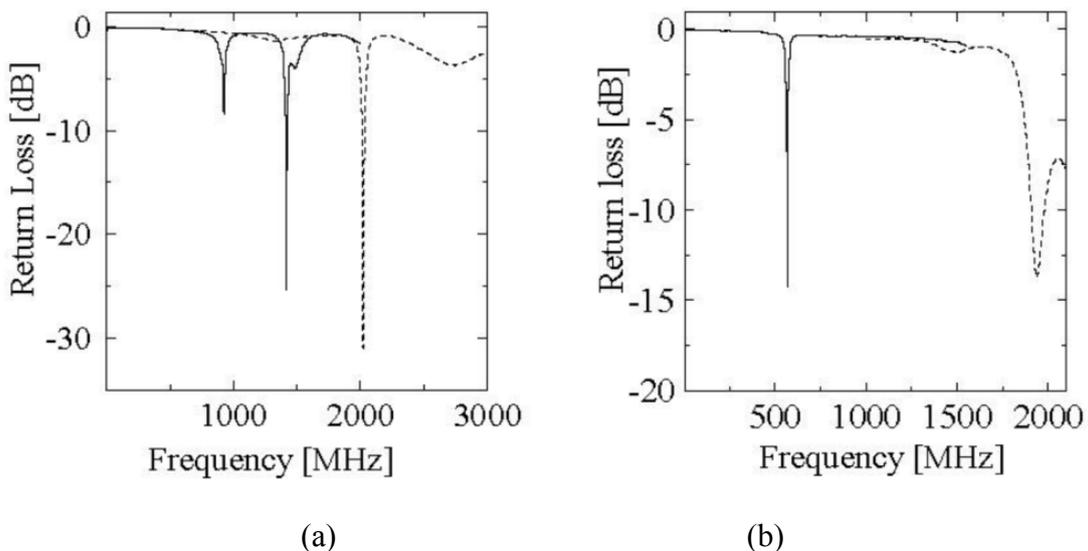


Figure III.34: Coefficients de réflexion mesurés des antennes spirales: (a) à quatre fentes, et (b) à deux fentes. Les constantes diélectriques relatives sont 2.6 (courbe en pointillés) et 197 (courbe en trait plein).

6.3. Technique n°3: Intégration des éléments localisés

6.3.1. Description de la technique

Intégrer des composants actifs (diode, transistor) ou passif (résistance, capacité, inductance) entre les pistes conductrices (plan de masse ou patch) permet de miniaturiser les antennes microrubans.

Pour réaliser la reconfiguration, les diodes PIN sont généralement les plus utilisées que les transistors comme dispositifs de commutation pour les systèmes de communication RF et hyperfréquences, car elles présentent des diverses propriétés décisives: un bon isolement, une faible consommation d'énergie, une faible perte d'insertion et un faible coût [38].

L'emploi des composants résistifs dans les antennes augmente les pertes ohmiques, dégrade l'efficacité de rayonnement de l'antenne et change le diagramme de rayonnement.

Une résistance de faible valeur (quelques ohms) est équivalente à un court-circuit (la technique de court-circuit sera discutée dans ce chapitre dans la partie 6.4).

L'utilisation des composants capacitifs ou inductifs perturbe la distribution de champ de la structure et augmente la longueur électrique de l'antenne, ce qui permet de réaliser la miniaturisation.

6.3.2. Travaux réalisés et discussion

a) Diode PIN (de commutation)

L'une des méthodes pour obtenir une réponse multibande est d'incorporer la géométrie fractale dans le patch microruban. Lorsqu'on utilise l'itération fractale sur l'antenne patch, on augmente la bande passante.

Une antenne reconfigurable compacte, [38] avec une conception fractale utilisant des diodes PIN est proposée pour les applications sans fil. La largeur de bande de fréquence simulée de l'antenne couvre 3,58 GHz-8,72 GHz.

La figure III.35 montre la conception des premières, deuxièmes et troisièmes itérations de l'antenne fractale reconfigurable contrôlée par six diodes PIN intégrées sur la structure avec une ligne d'alimentation microruban de 50 Ω. Un facteur d'itération égal à 0,5 est utilisé dans cette technique.

Les diodes PIN sont reliées à la position de connexion des branches, les liaisons entre la 1^{ère} itération et la 2^{ème} itération sont installées par les diodes D₁ et D₂, bien que la liaison entre la 2^{ème} itération et la 3^{ème} itération soit établie par les diodes D₃, D₄, D₅ et D₆ (figure III.35).

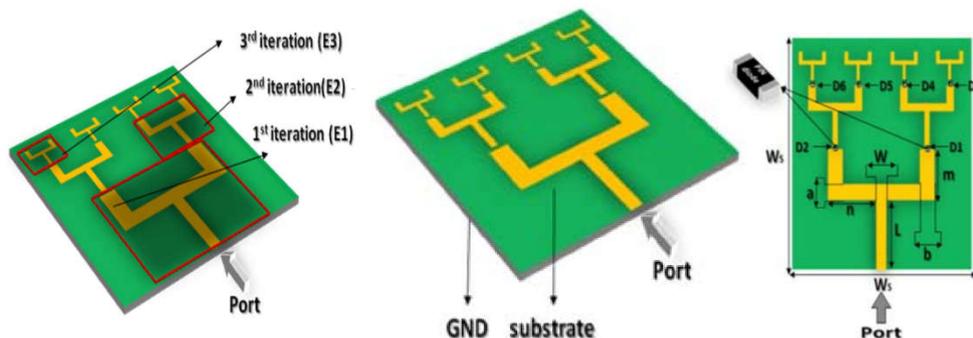


Figure III.35: Géométrie et itérations de l'antenne fractale reconfigurable proposée. [38]

La figure III.36 montre le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en tournant les différents commutateurs (diodes) OFF et ON.

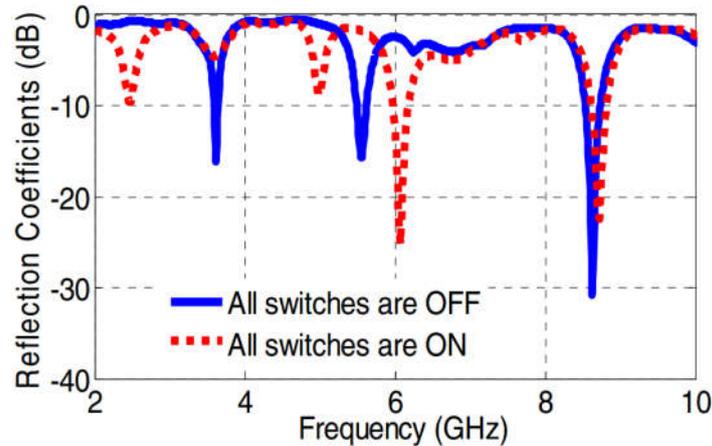


Figure III.36: Paramètre S_{11} de l'antenne proposée, simulé par rapport à la fréquence.

Lorsque toutes les diodes sont à l'état OFF, on constate que l'antenne résonne à trois bandes comprenant; 3,62 GHz, 5,55 GHz et 8,63 GHz, mais après avoir remis toutes les diodes à l'état ON, on peut voir que l'antenne fonctionne autour de 2,47 GHz, 6,07 GHz et 8,72 GHz, et couvre certaines bandes de service telles que: WiMAX (2.400 à 2.483) GHz, m-WiMAX (3.4 à 3.6), WLAN (5.15 GHz à 5.825 GHz), bande C (4 GHz à 8 GHz) et la bande X (8 GHz à 12 GHz) qui peut être utilisée pour l'application par satellite et radar et qui convient à la défense et à la communication sécurisée.

Dans la référence [39], une nouvelle antenne microruban à fente carrée reconfigurable en fréquence de surface globale de $20 \times 20 \text{ mm}^2$ est présentée. Grâce à la mise en œuvre de diodes PIN dans la structure d'antenne, des réponses en fréquence commutables telles que les bandes Bluetooth, WiMAX et WLAN sont obtenues. Afin de pouvoir couvrir des fréquences plus basses; en ce qui concerne les applications Bluetooth, des techniques de miniaturisation telles que la modification du plan de masse (DGS) et l'insertion d'un manchon en forme de croix ont été utilisées.

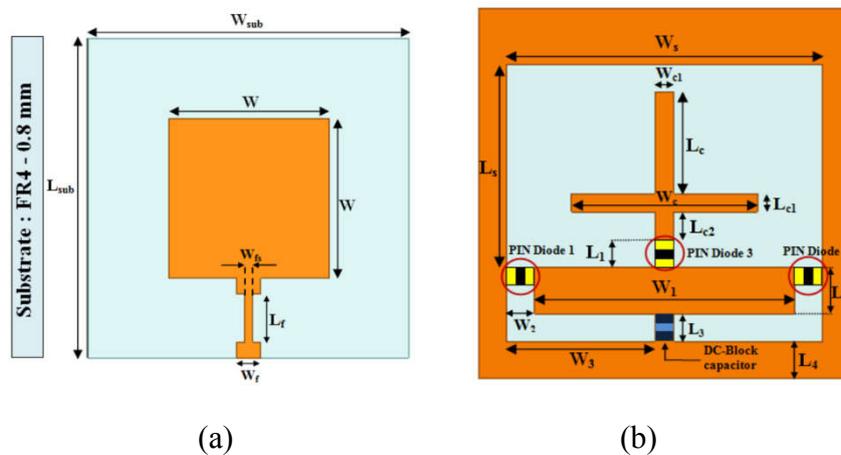


Figure III.37: Géométrie de l'antenne proposée: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

Chapitre III : Techniques de miniaturisation des antennes planaires

De plus, le prototype de l'antenne conçue a été fabriqué (la figure III.38 présente la photo de l'antenne réalisée). Les diodes PIN BAR64-3W qui ont une faible capacité en polarisation inverse (typiquement 0,17 pF aux fréquences supérieures à 1 GHz) et une faible résistance directe (typiquement 2,1 Ω à 10 mA) ont été utilisées comme commutateurs.

Comme on peut l'observer sur les figures III.37 et III.38, un condensateur de blocage de courant continu est utilisé dans le circuit de polarisation des diodes PIN afin d'éviter le court-circuit. L'alimentation DC est appliquée aux diodes PIN au moyen de fils. Ces fils peuvent affecter la performance de l'antenne ; spécialement le diagramme de rayonnement.

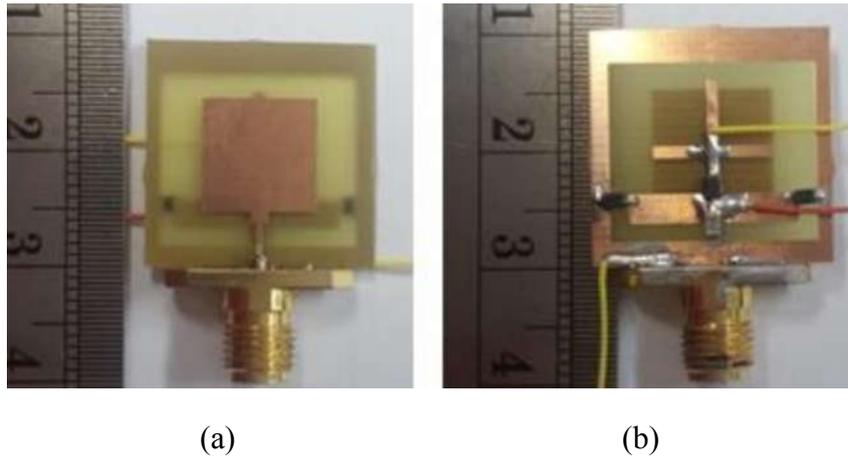


Figure III.38: Photo de l'antenne réalisée : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous

La caractéristique de coefficient de réflexion simulée en fréquence de l'antenne reconfigurable proposée pour différentes conditions de polarisation des diodes PIN est tracée et comparée sur la figure III.39.

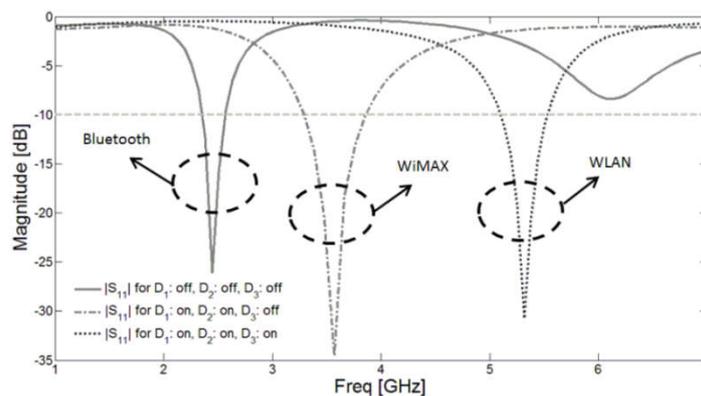


Figure III.39: Les réponses en fréquence de l'antenne reconfigurable proposée pour trois combinaisons de conditions de polarisation différentes des diodes PIN implémentées.

L'insertion de trois diodes PIN dans la structure proposée, telle que représentée sur la figure III.37, crée une antenne reconfigurable capable de couvrir les systèmes Bluetooth (2,4

GHz), WiMAX (3,5 GHz) et WLAN (5,5 GHz) avec un rapport de 8,7%, 11,2% et 11%, respectivement.

b) Diode Varicap (Varactor)

Une antenne microruban compacte reconfigurable en fréquence est présentée dans [40]. La miniaturisation de la taille d'antenne est obtenue par une charge de fente annulaire tandis que la reconfigurabilité de fréquence est réalisée en utilisant une diode varactor à travers la fente dans le plan de masse. La conception agile en fréquence peut être utilisée pour couvrir plusieurs bandes de fréquence bien connues et fournit une reconfigurabilité en fréquence douce entre 2 GHz et 2,3 GHz.

La géométrie de l'antenne APM reconfigurable et miniaturisée est représentée sur la figure III.40. L'antenne est conçue sur un substrat FR4 ($\epsilon_r=4$) d'une épaisseur de 0,8 mm et d'une dimension de 50×50 mm².

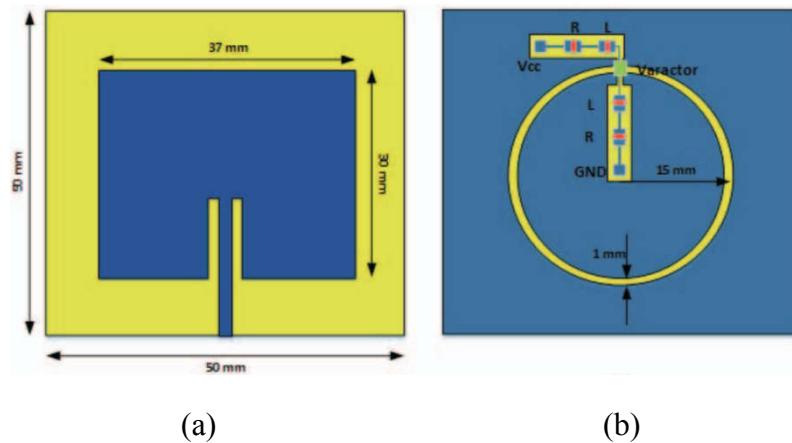


Figure III.40: Géométrie de l'APM reconfigurable et miniaturisée, (a) Face supérieure, (b) Face inférieure

Une fente annulaire a été gravée dans le plan de masse pour la miniaturisation. Le rayon de la fente est de 15 mm et sa largeur est de 1 mm. Ce chargement de fente a entraîné une diminution de la fréquence de résonance de l'APM et elle est passée de 2,5 GHz à 1,75 GHz.

Pour ajouter la fonction de reconfigurabilité, une diode varactor (BB145) a été fixée dans le plan de masse à travers la fente avec le circuit de polarisation DC. Cela a fourni une charge capacitive à l'antenne.

La variation de la capacité de la diode varactor, provoque un déplacement de la fréquence de fonctionnement de l'antenne. A cet effet, deux fentes rectangulaires supplémentaires ont été créées dans le plan de masse pour recevoir les composants localisés du circuit de polarisation. La figure III.40(b) montre la diode varactor avec le circuit de polarisation dans le plan de masse de l'APM. Les inductances ont agi comme des selfs RF tandis que les résistances ont été utilisées pour limiter le courant dans le circuit.

La diode varactor a été modélisée comme un élément capacitif dont la valeur a été variée. Après une analyse approfondie de l'antenne, elle a été fabriquée. La figure III.41 montre le côté supérieur et inférieur de l'antenne fabriquée.

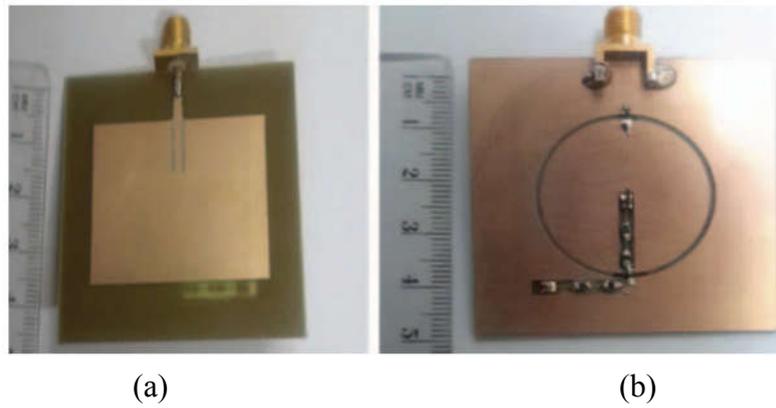


Figure III.41: L'APM reconfigurable et miniaturisée, (a) Face supérieure, (b) Face inférieure

La figure III.42 montre les coefficients de réflexion mesurés de l'antenne obtenus en faisant varier la tension continue aux bornes de la diode varactor en utilisant le circuit de polarisation.

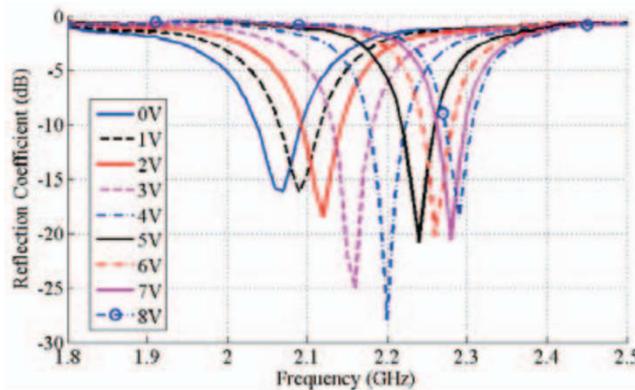


Figure III.42: Paramètres S_{11} mesurés de l'antenne proposée avec une tension continue variable à travers la diode varactor.

Lorsqu'aucune tension n'a été appliquée aux bornes de la diode varactor:

- Son impédance réactive est de 10 pF et ;
- L'antenne avait une fréquence de résonance de 2,06 GHz et ;
- Sa bande passante est de 50 MHz.

Lorsque la tension continue a été appliquée aux bornes de la diode varactor:

- Son impédance réactive a diminué et tombe en dessous de 1 pF (à 7V) et ;
- La fréquence de résonance est déplacée vers le côté supérieur et ;
- Sa bande passante minimale est conservée de 50 MHz.

L'augmentation de la tension traversant les bornes de la diode varactor provoque un changement progressif de la fréquence de résonance de l'antenne. Un décalage de 40 MHz, en moyenne dans la fréquence de résonance, a été observé.

La reconfigurabilité de fréquence et la miniaturisation a été réalisée en utilisant une diode varactor dans le plan de masse de l'antenne. L'antenne avait une bande passante de 50 MHz et

par l'application de la tension continue externe, elle pourrait basculer entre plusieurs bandes couvrant de 2 GHz à 2,3 GHz pour être utile pour plusieurs applications, y compris les radios cognitives.

Une autre étude a été proposée pour les systèmes frontaux de radio cognitive dans l'article [41]. L'antenne proposée a une taille miniaturisée de $25 \times 30 \times 0,762 \text{ mm}^3$ et utilise quatre diodes varactor pour contrôler la fréquence de résonance de l'antenne (figure III.43).

La fréquence de résonance de l'antenne peut être réglée électroniquement en changeant la longueur électrique effective de la fente de résonance, ce qui est accompli en employant les diodes varactor à l'intérieur de la fente. De plus, la polarisation simple des diodes varactor a un faible effet sur les performances de l'antenne.

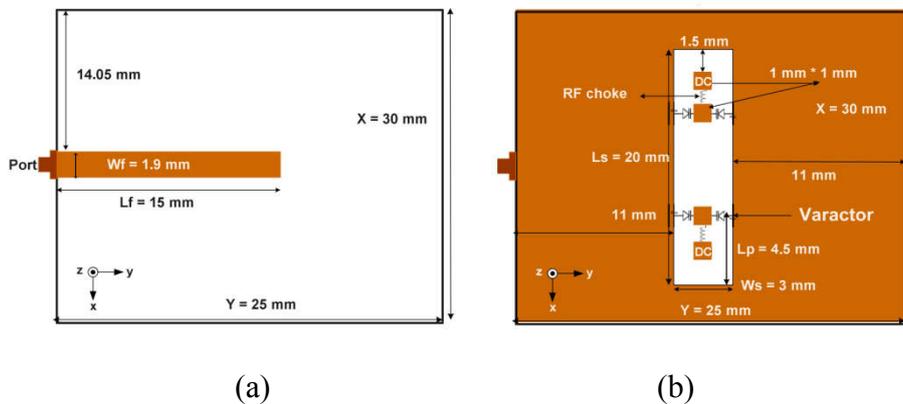


Figure III.43: Géométrie de l'antenne proposée (a) Face supérieure, (b) Face inférieure

Les résultats de la simulation (voir la figure III.44) montrent que l'antenne proposée est capable de changer de fréquence sur une plage de réglage de 0,93 GHz (de 1,83 à 2,76 GHz) avec une plage de réglage de la fréquence de 40,5%.

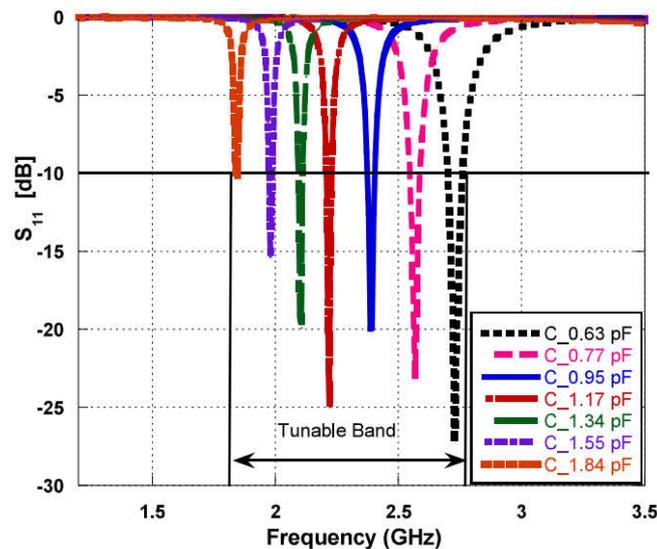


Figure III.44: Paramètres S_{11} simulés de l'antenne proposée.

c) Charge inductive

Dans l'article [42], il est montré que la taille d'une antenne planaire à F inversé (pour IFA: Inverted F Antenna en anglais) pour l'intégration dans le balayage d'un appareil mobile est réduite par chargement inductif ou capacitif.

L'IFA à charge inductive est construite comme indiqué sur la figure III.45(a). Les paramètres géométriques sont fixes et des différentes inductances sont placées sur l'IFA.

La fréquence de résonance sans charge inductive est de 5,2 GHz ($\lambda = 5.77$ cm). La largeur de bande et la fréquence de résonance de l'antenne non chargée conviennent pour WLAN.

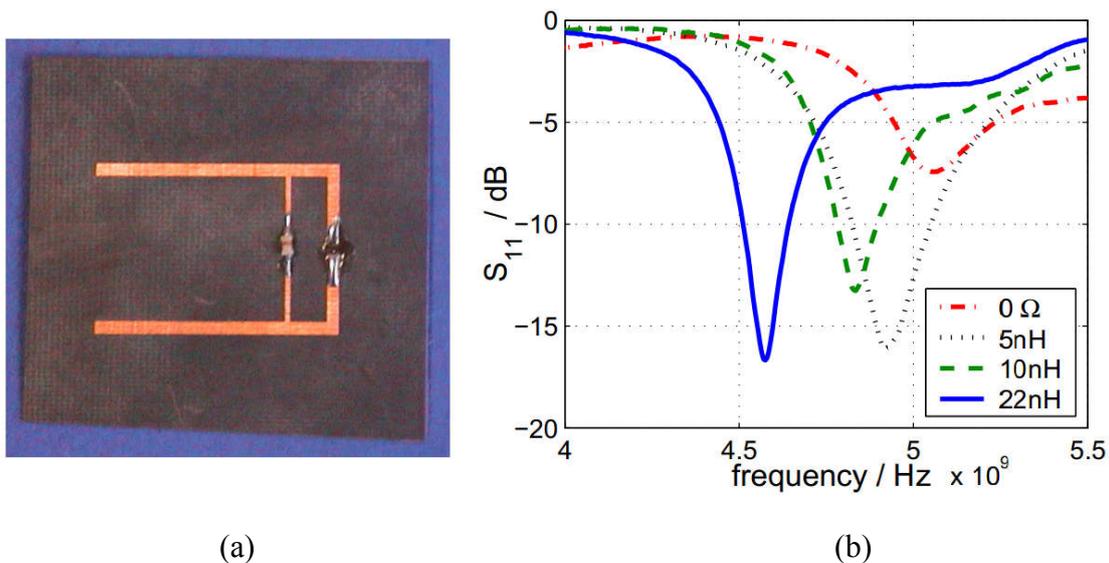


Figure III.45: Photo de l'IFA utilisée chargée par une inductance. (b) Résultats de mesure du coefficient de réflexion pour différentes charges inductives.

Par une charge inductive avec 5nH, 10nH et 22nH, la fréquence de résonance peut être réduite jusqu'à 650 MHz. La variation en correspondance (figure III.45-b), est en fonction du réseau d'adaptation pour toutes les mesures. La correspondance peut être améliorée par un réseau d'adaptation spécifique pour chaque antenne.

Pour construire une antenne qui fonctionne à 5,2 GHz, la taille de l'antenne doit être réduite. Le gain mesuré dans la direction du faisceau principal est toujours à peu près le même avec et sans charge inductive de 22 nH, environ 2 dBi.

6.4. Technique n°4: Court-circuit

6.4.1. Description de la technique

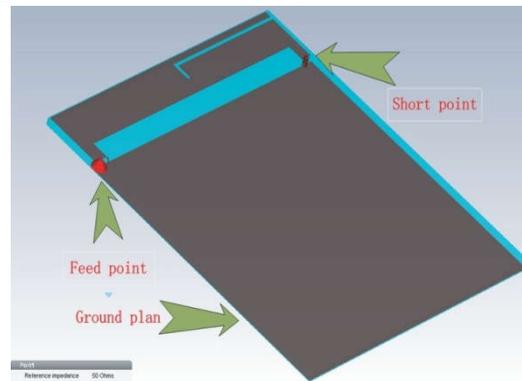
L'ajout des structures de court-circuit en introduisant un nouveau chemin de courant, modifie la distribution de champ de l'antenne, ce qui entraîne la génération d'une nouvelle fréquence de résonance dans la bande des basses fréquences.

L'emploi des bornes de court-circuit entre l'élément rayonnant et le plan de masse et l'incorporation d'une combinaison entre les différentes techniques peut améliorer les performances de la bande passante ou de la pureté de la polarisation de l'antenne microruban.

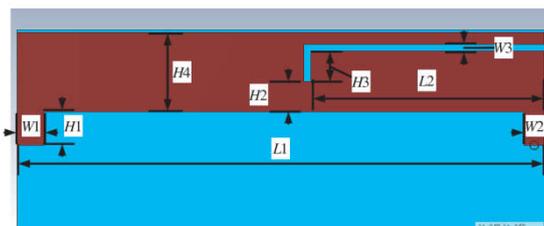
6.4.2. Travaux réalisés et discussion

Une nouvelle antenne bi-bande imprimée pour l'application WLAN couvrant les bandes 2,4 GHz et 5,8 GHz a été présentée dans la référence [43]. La technologie du court-circuit est utilisée pour la miniaturisation de l'antenne. La fente de forme L est utilisée pour la génération des bandes doubles.

La figure III.46 illustre la géométrie de l'antenne patch à double bande.



(a)



(b)

Figure III.46: Géométrie de l'antenne proposée. (a) Vue libre de l'antenne. (b) Vue de dessus de l'antenne.

L'antenne est imprimée sur une plaque de substrat PCB FR4 d'une épaisseur de 1 mm et d'une permittivité relative de 4,5. Le point d'alimentation de l'antenne est représenté à gauche et le point court-circuit à droite. Le fonctionnement en bande double peut être généré en utilisant une fente en forme de L.

La référence [44] présente une antenne imprimée simple à fente monopole avec deux bandes court-circuitées parasites (longue et courte) pour une large zone de fonctionnement de réseau sans fil à penta-bande sur un téléphone mobile mince (slim mobile phone).

La fente monopole a une longueur de 40 mm et est disposée à côté inférieur du plan de masse du téléphone mobile avec une distance de 6,5 mm (figure III.47).

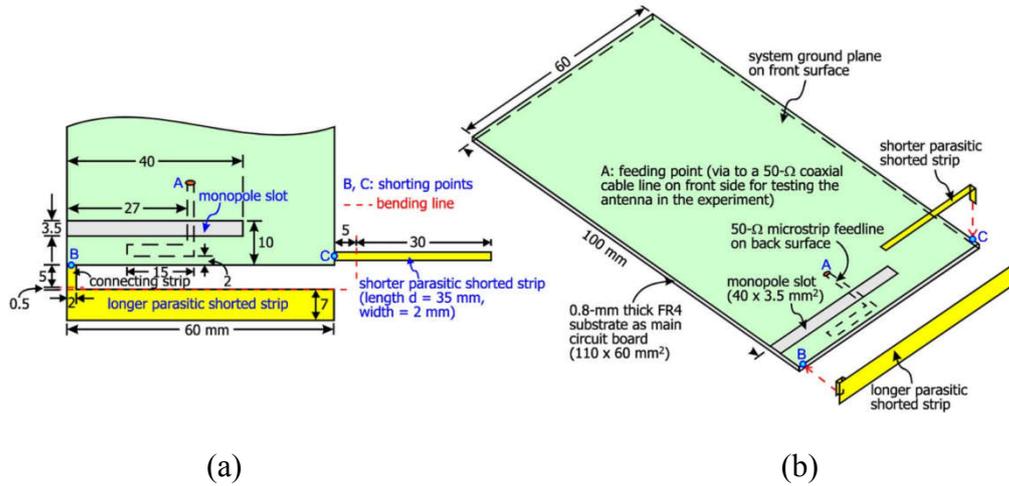


Figure III.47: (a) Dimensions de l'antenne dans sa structure plane, (b) Géométrie de l'antenne à fentes monopole proposée.

Pour analyser le principe de fonctionnement de l'antenne, la figure III.48 montre le coefficient de réflexion mesuré de l'antenne proposée, le cas avec une fente monopole seulement (noté Réf.1) et le cas avec une fente monopole et une bande parasite court-circuitée longue seulement (Réf. 2).

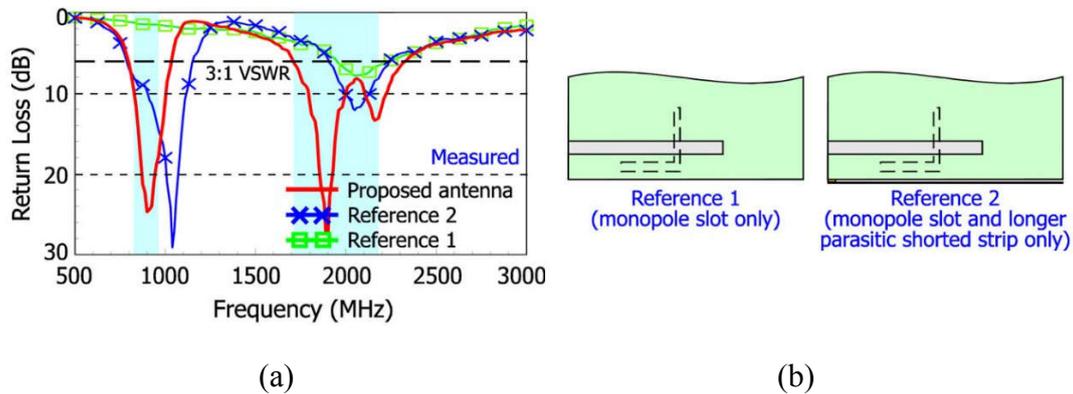


Figure III.48: (a) Coefficient de réflexion mesuré pour l'antenne proposée. (b) Réf.1: fente monopole uniquement ou; Réf.2: fente monopole avec une bande parasite court-circuitée longue uniquement.

Pour la Réf. 1, un mode de résonance quart d'onde à environ 2 GHz est seulement excité. Lorsque la bande parasite court-circuitée longue est ajoutée pour former la Réf. 2, un mode de résonance de type dipôle de châssis s'est produit à environ 1 GHz, ce qui couvre la bande 824-960 MHz souhaitée. Enfin, en ajoutant une bande parasite court-circuitée courte pour former l'antenne proposée, un mode quart d'onde supplémentaire à environ 2,1 GHz est généré. Par conséquent, deux modes résonants d'ordre supérieur à environ 1,9 et 2,1 GHz sont générés pour combiner avec les modes résonants apportés par les réf. 1 et 2 pour former une large bande supérieure pour l'antenne pour couvrir la bande 1710-2170 MHz souhaitée.

L'ajout des deux bandes parasites court-circuitées (courte et longue) connectées au coin inférieur du plan de masse, permet de miniaturiser l'antenne à fente monopole (apporte des

modes de résonance supplémentaires à l'antenne) et d'obtenir une bonne excitation. Les modes de résonance excités forment deux larges bandes de fonctionnement pour couvrir, respectivement, les bandes GSM850/900 (824-960 MHz) et GSM1800/1900/WCDMA (1710-2170 MHz).

Une antenne microruban rectangulaire (RMA) en court-circuit avec une surface de patch déféctueuse (à fente oblique) est proposée et étudiée expérimentalement dans [45] pour une largeur de bande étendue et un rayonnement à polarisation croisée (XP) amélioré par rapport au diagramme de rayonnement à polarisation principal (CP) sans changement de ce dernier.

Une isolation d'environ 23-35 dB entre le rayonnement CP et XP avec une bande passante de 25% est obtenue avec la structure proposée. Le gain mesuré de l'antenne est stable et d'environ 6,2 dBi sur toute la bande. L'antenne RMA est conçue en utilisant une bande mince de cuivre d'une épaisseur de 0,1 mm, d'une longueur de $L=7$ mm et $W=12,12$ mm pour fonctionner autour de 13,4 GHz. Le matériau PTFE ($\epsilon_r=52.33$) d'une épaisseur de 5,58 mm est utilisé comme substrat. La dimension du plan de masse est de 80×80 mm².

Une paire de fentes larges sont coupées à la surface du patch donne naissance à une structure de patch déféctueuse, comme le montre la figure III.49-b. Quatre rainures sont coupées aux coins du patch et quatre broches de court-circuit métalliques sont autorisées à passer à travers ces rainures, soudées au niveau des coins de patch et raccourcissent donc les coins du patch au plan de masse.

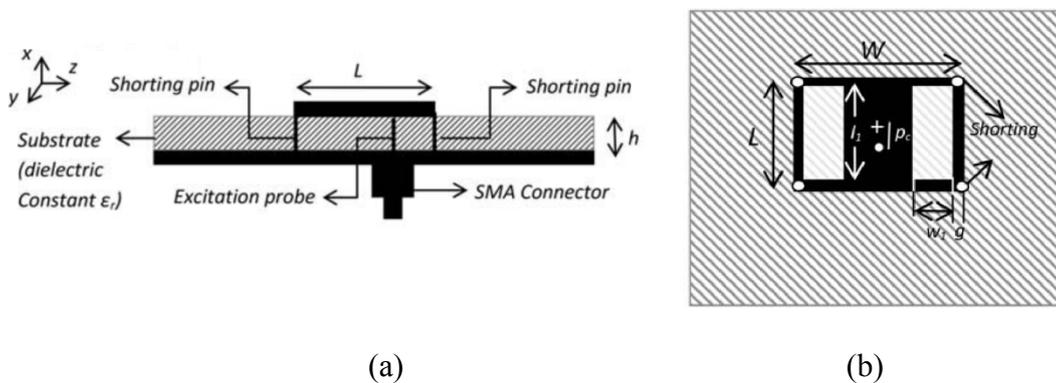


Figure III.49: Schéma de la structure RMA: (a) Vue latérale, (b) Vue de dessus.

Un aperçu physique clair de l'amélioration observée du rayonnement XP peut également être exprimé dans la distribution du champ électrique sur la surface du patch, qui est représentée sur la figure III.50.

La littérature spécialisée établit que, les sources principales d'XP sont le rayonnement des bords non rayonnants et des coins de patch d'un RMA. Par conséquent, pour réduire le rayonnement des bords non rayonnants, il faut minimiser l'amplitude du champ. La figure III.50 montre clairement que l'amplitude du champ électrique est significativement moindre sur les bords non rayonnants ainsi que sur les coins du patch dans le cas de la structure finale par rapport à la RMA conventionnelle.

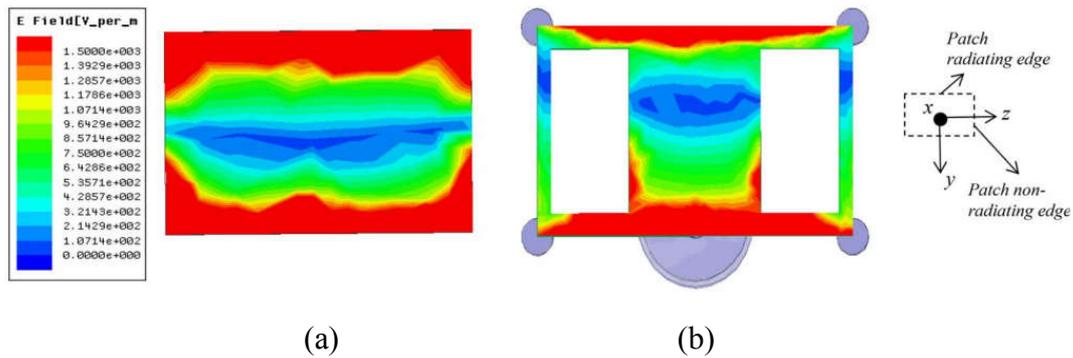


Figure III.50: Variations de l'amplitude du champ électrique sur la surface du patch pour: (a) RMA conventionnel, (b) structure proposée.

Les grandeurs de champ aux bords rayonnants sont similaires dans les deux cas et n'influent donc pas sur le diagramme de rayonnement principal (co-polarisation).

La figure III.51 montre les coefficients de réflexion mesurés pour les deux structures (conventionnelles et finale).

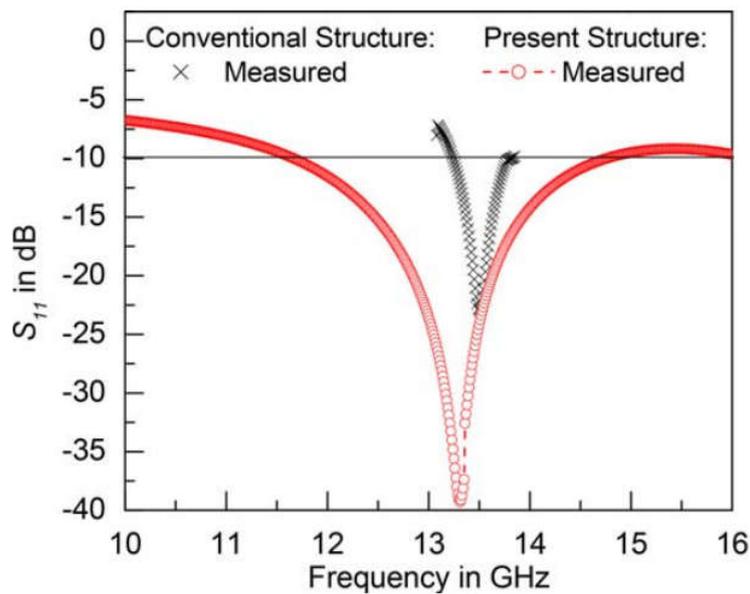


Figure III.51: Coefficient de réflexion pour la structure classique et la structure finale (RMA court-circuité chargé avec un dipôle à fente large avec surface de patch défectueuse)

L'introduction de larges fentes sur la surface du patch améliore la bande passante à -10 dB de la structure finale de l'antenne par rapport à celle conventionnelle. Le résultat mesuré révèle que la présente antenne produit une largeur de bande large de 25% (de 11,50 GHz à 14,84 GHz) alors que celle pour une antenne classique n'est que de 5%.

Les résultats de la simulation pour la largeur de bande, le gain CP maximum et l'isolation CP-XP pour l'antenne proposée pour une largeur de fente (w_1) variée sont présentés dans le Tableau III.3.

Tableau III.3: Bande passante (-10 dB) et isolation CP-XP pour l'antenne proposée pour différentes largeurs (w_1) de la fente à la surface de patch.

Type de structure	w_1 (mm)	bande passante (%)		Gain CP maximum à la résonance (dB)		isolation minimum CP- XP (dB)	
		Simulée	mesurée	Simulé	mesuré	Simulée	mesurée
RMA conventionnelle	Aucune fente	5	6	6.2	6.07	11	10.05
Structure RMA avec surface de patch défectueuse et aucun court-circuit	3.2	25.38	24.6	6.2	6.15	19.18	19.01
Structure RMA avec une surface de patch à fente défectueuse et des broches de court-circuit	3.2	25.01	24.89	6.18	6.13	23.2	22.5

D'après le tableau III.3, la largeur de bande de la structure de RMA avec la surface de patch défectueuse devient presque 25%, alors que la même chose pour un patch classique n'est que de 5%. Le RMA avec surface de patch défectueuse ayant une largeur de fente $w_1=3,2$ mm montre également une amélioration significative de l'isolation du CP-XP et il est d'environ 19 dB alors que le même pour le patch conventionnel n'est que de 10,05 dB. Maintenant, pour une amélioration supplémentaire de la pureté de polarisation, quatre broches de court-circuit sont utilisées aux quatre coins du patch avec la même largeur de fente w_1 .

7. Conclusion

En conclusion, on peut dire que l'emploi de ces quatre techniques telles que ; la modification du plan de masse (DGS) avec le chargement par des matériaux à très haute permittivité (BST) et l'intégration des éléments localisés, ainsi que la technique de court-circuit, ou la combinaison entre ces techniques permet d'atteindre une miniaturisation significative des antennes planaires, d'améliorer la pureté de polarisation et d'obtenir une large bande de fréquences.

Bibliographie du Chapitre III

- [1] Riki H Patel, Arpan Desai, Trushit Upadhyaya, “*a discussion on electrically small antenna property*”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 57, No. 10, Pp. 2386–2388, Oct. 2015.
- [2] S.A. Schelkunoff, H.T Friis, ‘*Antennas and theory*’, Chapter 10, Wiley, New York, NY, 1952.
- [3] L. Wang, M.Q. Yuan, Q.-H. Liu, “*A dual-band printed electrically small antenna covered by two capacitive split-ring resonators*”, IEEE Antennas Wireless Propag Lett 10 (2011), 824–826.
- [4] John L. Volakis, Chi-Chili Chen, K yohei Fujimoto, “*Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications*”, McGraw-Hill Companies, USA, 2010.
- [5] R. C. Hansen, “*Fundamental limitations in antennas,*” Proceedings of the IEEE, vol. 69, no. 2, February 1981, pp. 170-182.
- [6] G. A. Thiele, P. L. Detweiler, and R. P. Penno, “*On the lower bound of the radiation Q for electrically small antennas,*” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-51, June 2003, pp. 1263-1269.
- [7] R. F. Harrington, “*Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency*”, Journal of Research of the National Bureau of Standards, vol. 64D, January-February 1960, pp. 1-12.
- [8] R. W. P. King, *the Theory of Linear Antennas*, Harvard University Press, Cambridge, Mass., 1956.
- [9] S. R. Best, “*The performance properties of electrically small resonant multiple-arm folded wire antennas,*” IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 47, no. 4, August 2005, pp. 13-27.
- [10] H.A. Wheeler, Fundamental limitations of small antennas, Proc IRE 35 (1947), 1479–1484.
- [11] R. W. P. King, *The theory of liner antennas*, Harvard University Press, Cambridge, MA, pp. 184–192, 1956.
- [12] Muhammad Umar Khan, Mohammad Said Sharawi, Raj Mittra, “*Microstrip patch antenna miniaturisation techniques: a review*”, IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 9, No. 9, pp. 913–922, 2015.
- [13] S.M.A.M.H. Abadi and N. Behdad, *An electrically small, vertically polarized ultrawideband antenna with monopole-like radiation characteristics*, IEEE Antennas Wireless Propag Lett 13 (2014), 742–745.
- [14] M.T. Ali, N. Nordin, I. Pasya, and M.N. Md Tan, *H-shaped micro-strip patch antenna using L-probe fed for wideband applications*, 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), pp. 2827–2831, Prague, 2012.
- [15] L. H. Weng, Y. C. Guo, X. W. Sh i, and X. Q. Chen, “*An overview on defected ground structure,*” Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 7, 173–189, 2008.
- [16] C. Insik, and L. Bomson, “*Design of defected ground structures for harmonic control of active microstrip antenna,*” IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp., vol. 2, 852–855, 2002.
- [17] J. S. Park, J. H. Kim, J. H. Lee, et al., “*A novel equivalent circuit and modeling method for defected ground structure and its application to optimization of a DGS low-pass filter,*” IEEE Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International, vol. 1, 417–420, 2002.
- [18] G.-L. Wu, W. M., X.-W. Dai, et al., “*Design of novel dual-band bandpass filter with microstrip meander-loop resonator and DGS,*” Progress in Electromagnetics Research , PIER 78, 17–24, 2008.
- [19] Amiya B. Sahoo, Ayush Biswal, Chandan K. Sahu, Jogesh C. Dash, B. B. Mangaraj, “*Design of multi-band rectangular patch antennas using defected ground structure (DGS)*”, 2nd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT), Bangalore, India, 19-20 May 2017.
- [20] R. Er-rebyiy, J. Zbitou, A. Tajmouati, M. Latrach, A. Errkik, L. El Abdellaoui, “*A new design of a miniature microstrip patch antenna using Defected Ground Structure DGS*”, International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), Fez, Morocco, 19-20 April 2017.
- [21] Vrishali Mahesh Belekar, Prachi Mukherji, Mahesh Pote, “*Improved microstrip patch antenna with enhanced bandwidth, efficiency and reduced return loss using DGS*”, International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET), Chennai, India, 22-24 March 2017.
- [22] K. Wei, J. Y. Li, L. Wang, R. Xu, Z. J. Xing, “*A New Technique to Design Circularly Polarized Microstrip Antenna by Fractal Defected Ground Structure*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 65, No. 7, Pp. 3721 – 3725, July 2017.

Bibliographie du Chapitre III

- [23] Korany R. Mahmoud, Ahmed M. Montaser, “*Optimised 4×4 millimetre-wave antenna array with DGS using hybrid ECFO-NM algorithm for 5G mobile networks*”, IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 11, No. 11, Pp. 1516 – 1523, 9 Aug. 2017.
- [24] Li Gu, Yan-Wen Zhao, Qiang-Ming Cai, Zhi-Peng Zhang, Bi-Hui Xu, Zai-Ping Nie, “*Scanning Enhanced Low-Profile Broadband Phased Array With Radiator-Sharing Approach and Defected Ground Structures*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 65, No. 11, Pp. 5846 – 5854, Nov. 2017.
- [25] Chandrakanta Kumar, Mahammad Intiyas Pasha, Debatosh Guha, “*Defected Ground Structure Integrated Microstrip Array Antenna for Improved Radiation Properties*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 16, Pp. 310 – 312, 30 May 2016.
- [26] Suleyman Kuzu, Nursel Akcam, “*Array Antenna Using Defected Ground Structure Shaped With Fractal Form Generated by Apollonius Circle*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (Volume: 16, Pp. 1020 – 1023, 12 Oct. 2016.
- [27] Kedar Trivedi, Dhaval Pujara, “*Mutual coupling reduction in wideband tree shaped fractal dielectric resonator antenna array using defected ground structure for MIMO applications*”, Received: 12 April 2017, DOI: 10.1002/mop.30810
- [28] M.C. Lim, S.K.A. Rahim, M.R. Hamid, P.J. Soh, Aa Eteng, “*Semi-transparent frequency reconfigurable antenna with DGS*”, Received: 4 June 2017, DOI: 10.1002/mop.30915
- [29] Yatendra Kumar, Ravi Kumar Gangwar, Binod Kumar Kanaujia, “*Compact broadband circularly polarized Hook-shaped microstrip antenna with DGS plane*”, Received: 27 November 2017, Revised: 14 February 2018, Accepted: 14 February 2018, DOI: 10.1002/mmce.21275
- [30] Sumy Mathew, Mailadil T. Sebastian, Pezholil Mohanan, “*A low profile, high permittivity cylindrical dielectric resonator antenna for microwave communication*”, International Conference on Advances in Computing and Communications, Pp. 267-269, 2012.
- [31] Antrisha Daneraichi Setiawan, Achmad Munir, “*Incorporation of High Permittivity Circular Dielectric Resonator for Enhancing Resonant Frequency of Microstrip Antenna*”, 15th Intl. Conf. QiR: Intl. Symp. Elec. and Com. Eng, Pp. 87-90, 2017.
- [32] Ying Liu, Hu Liu, Ming Wei, Shuxi Gong, “*A Low-Profile and High-Permittivity Dielectric Resonator Antenna With Enhanced Bandwidth*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, VOL. 14, Pp. 791-794, 2015.
- [33] Idris Messaoudene, Farouk Chetouah, Massinissa Belazzoug, “*Compact Rectangular DRA with High Permittivity Stacked Resonator for RADAR Applications*”, 7th SEMINAR On Detection Systems: Architectures And Technologies (DAT'2017), February 20-22, 2017, Algiers, Algeria.
- [34] Wee Fwen Hoon, Mohd Fareq bin Abd. Malek, Liew Hui Fang, Lee Yeng Seng, Iiyana Zahid, “*The Miniaturization of High Permittivity DRA with Array Patches*”, 2013 First International Conference on Artificial Intelligence, Modelling & Simulation, Pp. 443-445, 2013.
- [35] Y. Hwang, Y. P. Zhang, T. K. Lo, “*Planar inverted-F antennas loaded with very high permittivity ceramics*”, Radio Science, VOL. 39, RS2002, Pp. 1-10, 2004.
- [36] J. L. G. Medeiros, A. G. d’Assunção, L. M. Mendonça, “*Microstrip Fractal Patch Antennas Using High Permittivity Ceramic Substrate*”,
- [37] Yu-suke Takigawa, Shinya Kashihara, Futoshi Kuroki, “*Integrated Slot Spiral Antenna Etched on Heavily-High Permittivity Piece*”, Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference, 2007.
- [38] Braham Chaouche Y, Bouttout F, Messaoudene I, Pichon L, Belazzoug M, Chetouah F. , “*Design of reconfigurable fractal antenna using pin diode switch for wireless applications*, 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS '16), 14–16 November 2016.
- [39] BorhaniRezaei MP, Valizade A. , “*Design of a reconfigurable miniaturized microstrip Antenna for switchable multiband systems*”, IEEE Antennas Wireless Propag Lett. 015;15:822–825.
- [40] Muhammad U. Khan, Rifaqat Hussain, Mohammad S. Sharawi, “*A Compact Reconfigurable and Miniaturized Patch Antenna*”, Pp. 140-141, 4th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), 2015.
- [41] Hany A. Atallah, Adel B. Abdel-Rahman, Kuniaki Yoshitomi, Ramesh K. Pokharel, “*Design of miniaturized reconfigurable slot antenna using varactor diodes for cognitive radio systems*”, 4th International Japan-Egypt Conference on Electronics, Communications and Computers (JEC-ECC), Pp. 63-66, Cairo, Egypt, 31 May-2 June 2016.

Bibliographie du Chapitre III

- [42] S. Schulteis, C. Waldschmidt, W. Sörgel, W. Wiesbeck, “*A Small Planar Inverted F Antenna with Capacitive and Inductive Loading*”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Monterey, CA, USA, 20-25 June 2004.
- [43] Liu H, Zhang L, Pan J, Liu C, Lin Z., “*A novel dual-band antenna for WLAN application*”, Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS), Pp. 484-486, China. 8 –11 Aug. 2016.
- [44] Chih-Hua Chang, Wan-Chu Wei, Pei-Ji Ma, Shao-Yu Huang, “*Simple printed WWAN monopole slot antenna with parasitic shorted strips for slim mobile phone application*”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 55, No. 12, Pp. 2835-3541, December 2013.
- [45] Abhijyoti Ghosh, Sudipta Chattopadhyay, L. Lolit Kumar Singh, Banani Basu, “*Wide bandwidth microstrip antenna with defected patch surface for low cross polarization applications*”, Int J RF Microw Comput Aided Eng, Pp. 1-10, 2017, <https://doi.org/10.1002/mmce.21127>

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

1. Introduction

Les performances des antennes imprimées dépendent beaucoup du support sur lequel elles sont montées. Le substrat fournit non seulement un support mécanique à l'antenne mais affecte également les propriétés telles que la fréquence de résonance, la bande passante et, surtout, l'efficacité du rayonnement, l'épaisseur et la permittivité du substrat ont une influence sur la bande passante de l'antenne. Un substrat approprié doit donc satisfaire aux exigences mécaniques et électriques de la conception.

Les paramètres tels que la constante diélectrique élevée, la faible perte diélectrique, la capacité de stockage de charge élevée et la faible densité de courant de fuite sont des facteurs importants dans le choix du matériau diélectrique.

Le titanate de baryum-strontium ($Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ ou BST) [1,2] est l'un des matériaux les plus populaires pour les applications hyperfréquences, en raison de ses avantages tels que la stabilité chimique, le bon comportement à la température, la permittivité diélectrique élevée dépendante du champ électrique, l'accordabilité élevée et la faible tangente de perte aux fréquences micro-ondes [3].

Les matériaux ferroélectriques ont été appliqués à de nombreuses conceptions de composants aux fréquences hyperfréquences, telles que les antennes accordables et les réseaux en phases basés sur les varactors BST, les déphaseurs et les filtres accordables. En particulier, le film mince BST est considéré comme l'un des matériaux diélectriques les plus prometteurs pour les condensateurs haute densité dans les DRAM avec une densité de stockage de charge élevée.

Ce chapitre est consacré pour l'étude et l'analyse d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire miniaturisée chargée par un film mince de matériau ferroélectrique BST à permittivité très élevée.

Les matériaux ferroélectriques BST sont brièvement présentés dans la section 2 de ce chapitre. Dans la section 3, une antenne à résonateur diélectrique basée sur une structure rectangulaire est présentée. Les résultats de simulation sont discutés et comparés avant et après l'intégration d'une couche mince de matériau BST afin d'atteindre une miniaturisation significative. La conclusion est donnée dans la section 4.

Le travail présenté dans la section 3 de ce chapitre a fait l'objet d'une communication internationale [4] qui a été publiée et présentée à la conférence d'Al-Ain, Émirats arabes unis.

2. Propriétés diélectriques utilisées dans la fabrication des antennes à RD

2.1. Propriétés des substrats diélectriques

2.1.1. Matériaux diélectriques [5,6]

L'élément critique qui a permis la réalisation d'antennes patch microrubans est l'innovation des matériaux de substrats. Ce matériau spécifique peut influencer les propriétés électriques de l'antenne, de la ligne de transmission ainsi que des circuits. Ainsi, un substrat approprié doit satisfaire aux exigences mécaniques et électriques en même temps.

Un matériau diélectrique est connu comme un mauvais conducteur d'électricité, mais un bon moyen de flux de courant électrostatique. Quand une onde électromagnétique se déplace à

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

travers un diélectrique, la vitesse de l'onde sera réduite et elle se comportera comme si elle avait une longueur d'onde plus courte.

Les matériaux peuvent être classés en fonction de leur permittivité. Ceux avec une constante diélectrique en partie réelle positive sont des diélectriques. Les métaux sont de bons conducteurs électriques, ont une permittivité négative à très haute fréquence, dans laquelle il n'y a pas de propagation d'onde électromagnétique.

La permittivité du diélectrique est en général complexe et est donnée par:

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (4.1)$$

Où ; ε' est la partie réelle qui représente la permittivité relative du matériau (constante diélectrique) et ε'' est la partie imaginaire et indique le facteur de perte associé à celui-ci tel que:

$$\varepsilon'' = \frac{\sigma}{\varepsilon_0 \omega} d \quad (4.2)$$

Dans cette expression, σ est la conductivité totale du matériau, ε_0 est la permittivité de l'espace libre et ω la fréquence angulaire du champ.

L'unité de conductivité dans le SI est Siemens par mètre (S/m) qui suppose que dans l'expression ci-dessus ε_0 est exprimée en farads par mètre (F / m) et ω en radians par seconde.

Les propriétés diélectriques sont déterminées en tant que des valeurs ε' et ε'' , ou permittivité relative et tangente de perte qui est pertinente à la fois pour ε' et ε'' , en fonction de la fréquence.

2.1.2. Permittivité

La permittivité d'un milieu peut être considérée comme la qualité d'un matériau qui lui permet de stocker la charge électrique. Les unités de permittivité sont Farads / mètre (F/m). La permittivité dans le vide (espace libre) est notée ε_0 , sa valeur est $8,854 \times 10^{-12}$ F/m.

Les matériaux autres que le vide ont une permittivité supérieure à ε_0 , souvent ils sont désignés par leur permittivité relative ε_r :

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \quad (4.3)$$

Où ; ε : permittivité du milieu, Fm^{-1}

ε_r : permittivité relative du milieu (sans dimension)

Dans les micro-ondes, la permittivité relative ε_r est souvent appelée «constante diélectrique». La constante diélectrique est une fonction de la fréquence et il est important de caractériser le matériau du substrat pour la gamme de fréquences de fonctionnement.

Les matériaux diélectriques avec des pertes minimales sont préférés pour avoir une efficacité de rayonnement maximale de l'antenne. Cependant, il y a toujours des pertes associées aux diélectriques.

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

Pour deux plaques planes remplies d'un matériau diélectrique, la permittivité du matériau peut être écrite dans:

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 = \frac{Q}{EA} \quad (4.4)$$

Q: la charge qui est uniformément répartie entre les plaques, (C)
E: champ électrique, (Vm^{-1})
A: surface de la plaque, (m^2)

Par conséquent, une quantité donnée de matériau avec une permittivité élevée peut stocker plus de charges qu'un matériau ayant une permittivité inférieure. Une permittivité élevée tend à réduire tout champ électrique présent. La capacité C entre les plaques est donnée par:

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 A}{d} \quad (4.5)$$

Où; d: distance entre les deux plaques, (m)

Ainsi, la capacité d'un condensateur peut être augmentée en augmentant la permittivité du matériau diélectrique à l'intérieur.

Pour quantifier les pertes de matériaux diélectriques, on utilise un autre terme connu sous le nom de tangente de perte, qui est expliqué dans la section suivante.

2.1.3. Tangente de perte

La tangente de perte ($\tan\delta$) appelée aussi facteur de dissipation définit la perte du milieu et caractérise la quantité de puissance transformée en chaleur dans le matériau. Elle est donnée par le rapport négatif de la partie imaginaire et la partie réelle de la permittivité du matériau à n'importe quelle fréquence particulière. La tangente de perte est donnée par la relation:

$$\tan(\delta(\omega)) = \frac{\varepsilon''(\omega)}{\varepsilon'(\omega)} \quad (4.6)$$

Une grande tangente de perte signifie que le matériau a beaucoup d'absorption diélectrique et une forte perte de puissance transmise à travers le diélectrique.

Puisque l'efficacité de rayonnement d'une antenne est fortement liée au facteur de perte du matériau, une grande tangente de perte signifie une efficacité de rayonnement très basse de l'antenne.

Les permittivités relatives de certains matériaux communs sont énumérées au tableau IV.1. Notez qu'ils sont des fonctions de fréquence et de température. Normalement, plus la fréquence est élevée, plus la permittivité dans la bande de fréquence radio est petite. Il convient également de souligner que presque tous les conducteurs ont une permittivité relative de 1.

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

Tableau IV.1: Permittivité relative de certains matériaux communs à 100 MHz. [7]

Matériau	Permittivité relative	Matériau	Permittivité relative
ABS (plastique)	2.4-3.8	Polypropylène	2.2
Air	1	Polychlorure de vinyle (PVC)	3
Alumine	9.8	Porcelaine	5.1-5.9
Silicate d'aluminium	5.3-5.5	PTFE-téflon	2.1
Bois de balsa	1.37 à 1 MHz 1,22 à 3 GHz	PTFE-céramique	10.2
Béton	~8	PTFE-verre	2.1-2.55
Cuivre	1	RT / Duroid 5870	2,33
Diamant	5.5-10	RT / Duroid 6006	6.15 à 3GHz
Époxy (FR4)	4,4	Caoutchouc	3.0-4.0
Verre époxy PCB	5.2	Saphir	9.4
Alcool éthylique (absolu)	24,5 à 1 MHz 6,5 à 3 GHz	Eau de mer	80
FR-4 (G-10) -basse résine -haute résine	4.9 4.2	Silicium	11.7-12.9
GaAs	13.0	Sol	~10
Verre	~4	Sol (sableux sec)	2.59 à 1MHz 2,55 à 3 GHz
Or	1	Eau (32°F) (68°F) (212°F)	88,0 80,4 55,3
Glace (eau distillée pure)	4.15 à 1 MHz 3.2 à 3 GHz	Bois	~ 2

2.2. Propriétés des résonateurs à très forte permittivité diélectrique [8,9]

2.2.1. Matériaux ferroélectriques

Les matériaux ferroélectriques appartiennent à une classe de matériaux d'oxyde de perovskite qui présentent une polarisation électrique spontanée inférieure à la température de Curie T_c .

Lors du refroidissement, il y a une transition de l'état paraélectrique à l'état ferroélectrique à T_c , où la constante diélectrique maximale est observée. Aux températures inférieures de T_c (c'est-à-dire à l'état ferroélectrique), une polarisation électrique spontanée est présente lorsqu'il y a un déplacement relatif des ions dans les matériaux ferroélectriques; il en résulte un moment dipolaire net. L'orientation du moment dipolaire dans un ferroélectrique peut être déplacée d'une orientation à l'autre sous l'influence d'un champ électrique appliqué, provoquant un changement de la constante diélectrique du matériau [10-13]. La relation entre

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

la polarisation et le champ électrique appliqué est représentée par la courbe d'hystérésis de la figure IV.1:

- Dans l'état ferroélectrique, la polarisation des ferroélectriques reste même en l'absence d'un champ électrique appliqué.
- Dans l'état paraélectrique, il n'y a qu'une polarisation avec l'application d'un champ électrique externe.

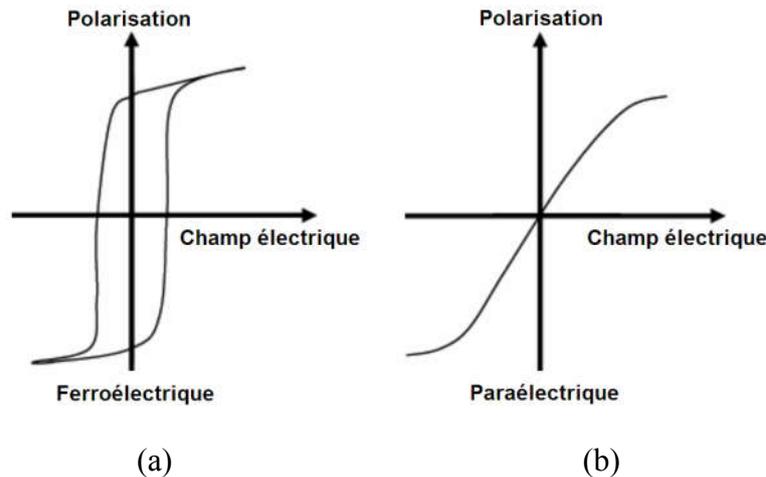


Figure IV.1: Polarisation d'un matériau ferroélectrique à l'état ferroélectrique et paraélectrique en réponse à un champ électrique externe appliqué, montrant: (a) une hystérésis, et (b) pas d'hystérésis.

Des exemples de matériaux ferroélectriques sont le titanate de baryum (BaTiO_3) et le titanate de baryum-strontium ($\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$ ou BST). La figure IV.2 montre la structure de la pérovskite et la polarisation électrique d'une cellule unitaire BST (c'est-à-dire le déplacement de l'atome de Ti) en réponse à un champ électrique externe.

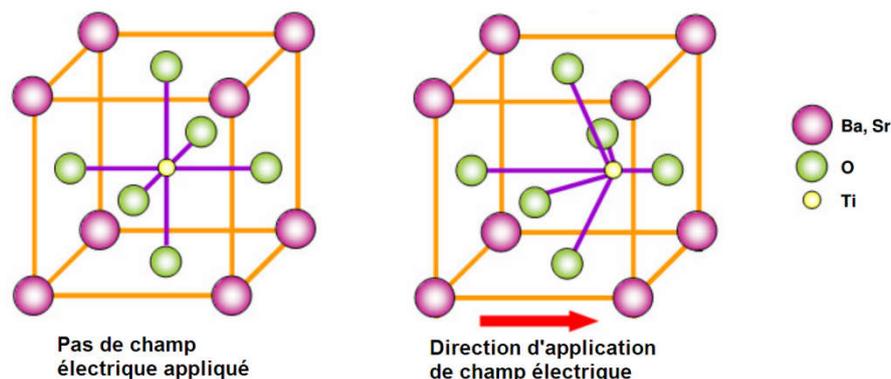


Figure IV.2: Structure de la pérovskite et polarisation électrique d'une cellule unitaire de Titanate de baryum-strontium (Ba , Sr) TiO_3 en réponse à un champ électrique externe appliqué. [14]

Une température de fonctionnement légèrement supérieure à la température de Curie dans la phase paraélectrique est normalement préférée pour les dispositifs micro-ondes accordables car les ferroélectriques dans cet état sont exempts de l'effet hystérétique et ont une perte modérée [11, 12]. Malgré cette distinction technique, les ferroélectriques utilisés

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

dans la phase paraélectrique pour les dispositifs micro-ondes accordables sont encore appelés matériaux ferroélectriques.

2.2.2. Propriétés diélectriques

Les ferroélectriques sont essentiellement un diélectrique non linéaire en raison de leur dépendance de la constante diélectrique avec le champ électrique externe et la température.

a. Constante diélectrique dépendante du champ

Plusieurs matériaux ferroélectriques sont adaptés à l'intégration avec des circuits intégrés monolithiques hyperfréquences (MMIC) et le matériau le plus étudié pour l'application micro-ondes est $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ (BST), où x peut varier de 0 à 1.

Le BST est une composition où les ions de Baryum sont introduits dans du titanate de strontium pur ($SrTiO_3$ ou STO) pour tenter d'améliorer les propriétés des micro-ondes. Le STO pur est particulièrement attrayant en raison de sa compatibilité cristalline avec les supraconducteurs à haute température (HTS) et il est à l'état paraélectrique à toute température, donc il n'y a pas de température de Curie supérieure à 0 K. D'autre part, le Titanate de Barium a une température de Curie d'environ 400K.

Un rapport de composition différent permet d'adapter la température de Curie. Généralement, une valeur de $x = 0,4 - 0,6$ est utilisée pour optimiser ses propriétés à la température ambiante, et une valeur d'environ $x = 0,1 - 0,2$ est utilisée lorsque le matériau est utilisé en conjonction avec des films HTS [10,15, 16-18].

La figure IV.3 représente la variation de la constante diélectrique relative ϵ_r de film mince $Ba_{0,5}Sr_{0,5}TiO_3$ (BST) en fonction du champ électrique et de la température [19].

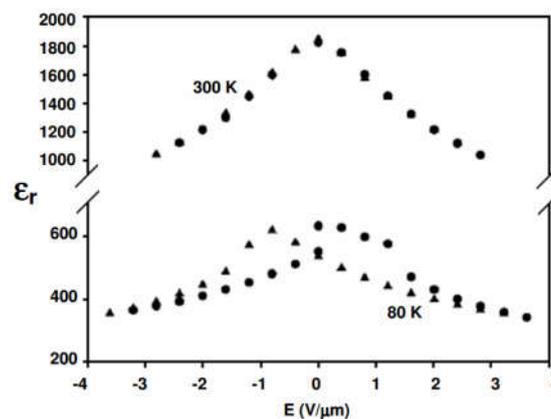


Figure IV.3: Constante diélectrique d'un film mince de BST à 80 K et à 300 K [19].

Comme le montre la figure IV.3, la constante diélectrique de BST diminue avec l'augmentation du champ électrique et pour la température:

- A 300 K, les films minces BST ont un ϵ_r dans la gamme de 1000-2000 sans hystérésis [19]. Ceci montre que les films minces sont dans l'état paraélectrique.

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

- Lorsque la température descend jusqu'à 80 K, ϵ_r descend en dessous de 700 et l'hystérésis est observée lorsque la tension est balayée de haut en bas. Ceci est attendu car le film mince de BST est à l'état ferroélectrique.

b. Accordabilité

L'une des propriétés les plus importantes du matériau ferroélectrique est la forte dépendance de sa constante diélectrique sur le champ électrique externe appliqué E. Cette caractéristique est généralement décrite par l'accordabilité n, définie comme le rapport de la constante diélectrique du matériau à un champ électrique nul à sa constante diélectrique à un champ électrique non nul, tel qu'exprimé par l'équation (4.7). L'accordabilité relative n en pourcentage est définie par l'équation (4.8).

$$n = \frac{\epsilon(0)}{\epsilon(E)} \quad (4.7)$$

$$n(\%) = \frac{\epsilon(0) - \epsilon(E)}{\epsilon(0)} \cdot 100 \quad (4.8)$$

c. Tangente de perte

Les matériaux ferroélectriques, comme tous les autres diélectriques, souffrent généralement de pertes diélectriques. La relation (4.1) exprime mathématiquement, la constante diélectrique des ferroélectriques qui peut être représentée sous forme complexe avec à la fois des parties réelles ϵ' et imaginaires ϵ'' . La partie imaginaire de la constante diélectrique ϵ'' tient compte du facteur de perte, régi par le retard de polarisation lors de l'application du champ électrique et de la dissipation d'énergie associée à la polarisation de charge. Ce facteur de perte est caractérisé par le rapport entre la partie imaginaire et la partie réelle de la constante diélectrique, communément appelée tangente de perte, $\tan \delta$ (relation (4.6)).

Les matériaux ayant une grande accordabilité et une faible tangente de perte aux fréquences micro-ondes sont grandement souhaités dans le domaine de l'application d'ingénierie par micro-ondes. Cependant, en conjonction avec une accordabilité élevée, la plupart des ferroélectriques possèdent aussi une forte dépendance aux pertes et à la température [20, 21]. La corrélation entre l'accordabilité et la tangente de perte oblige souvent les concepteurs à choisir le matériau avec le compromis optimal entre ces deux paramètres pour une meilleure performance de l'appareil.

2.2.3. Vrac, film épais et film mince

Les matériaux ferroélectriques se présentent sous plusieurs formes, à savoir en vrac, à film épais et à couche mince.

Chacune de ces formes a ses avantages et ses inconvénients:

a. En vrac: Les ferroélectriques en vrac ont généralement une épaisseur de 500 à 2000 μm . En raison de leur constante diélectrique très élevée, typiquement de l'ordre de quelques dizaines à des milliers, les ferroélectriques en vrac sont utiles dans la réduction substantielle de la taille des dispositifs micro-ondes.

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

Les ferroélectriques en vrac ont été utilisées dans de nombreuses applications telles que les résonateurs diélectriques accordables [22, 23], les filtres accordables [24, 25], les varactors [26] et les antennes à lentille [27].

Cependant, l'inconvénient majeur des ferroélectriques en vrac est que des tensions d'accord très élevées, de l'ordre de centaines de volts à des dizaines de kilovolts [28, 12], sont nécessaires pour obtenir une plage d'accord utilisable. Cela limite grandement leur utilisation dans les dispositifs à micro-ondes accordables.

Néanmoins, les ferroélectriques en vrac présentent généralement des valeurs de tangente de perte plus faibles que d'autres formes de ferroélectriques.

b. En films épais: Les films épais se rapportent à une épaisseur supérieure à environ 1 μm . En plus, ils sont généralement de forme polycristalline. Les films épais ferroélectriques sont considérés comme une forme plus pratique que l'encombrement car une tension d'accord sensiblement inférieure est nécessaire (quelques centaines de volts). En outre, avec le développement de la coulée en bande [29] ou de la technologie de sérigraphie [30], le coût de production des films épais a considérablement diminué, ce qui fait du film épais un bon candidat pour un dispositif accordable.

De nombreux dispositifs accordables, tels que les déphaseurs [30, 31], les varactors [11, 32] et les filtres accordables [33] ont démontré l'utilisation de films épais. Ces résultats, bien que prometteurs, ne sont pas aussi bons que ceux obtenus avec les films minces en termes d'accordabilité.

c. En film mince: Une épaisseur de moins de 1 μm est souvent appelée film mince et ils sont habituellement de nature plus cristalline, étant réalisés à partir d'une pulvérisation cathodique, d'une ablation au laser ou d'une autre technique de traitement en couche mince.

Les films minces ferroélectriques sont très attractifs pour une application accordable par micro-ondes en raison de leur coût de production relativement bas et, plus important encore, de leur faible tension d'accord, typiquement entre 2 et 200 volts, selon la composition du film mince et son épaisseur.

La réponse diélectrique des couches minces ferroélectriques est généralement différente de celle des matériaux ferroélectriques en vrac en termes de constante diélectrique et d'accordabilité. Selon les littératures [28, 12], la constante diélectrique des films minces est généralement plus faible et la tangente de perte, $\tan \delta$ est toujours plus élevée par rapport à leurs homologues en vrac ou en film épais.

Néanmoins, la tension d'accord beaucoup plus faible et d'autres avantages d'intégration rendent encore le film mince ferroélectrique un candidat très faisable dans les dispositifs micro-ondes accordables.

La qualité des films minces ferroélectriques dépend aussi fortement des substrats utilisés pour le dépôt du film. Des substrats tels que l'oxyde de magnésium (MgO), l'alumine ou le saphir (Al_2O_3) et l'aluminate de lanthane (LaAlO_3) sont souvent utilisés comme substrat dans les

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

composants à base de film ferroélectrique en raison de leur faible tangente de perte et de leur bonne adaptation au réseau.

2.2.4. Techniques de développement des couches minces BST

a. Film mince ferroélectrique

Les films minces ferroélectriques peuvent être développés par diverses techniques de dépôt, dont chacune a ses mérites et ses inconvénients. Généralement, ces techniques peuvent être classées en trois groupes:

- Dépôt physique en phase vapeur (PVD): ceci inclut la pulvérisation RF et magnétron, l'épitaixie par jets moléculaires et le dépôt laser pulsé (PLD).
- Dépôt chimique en phase vapeur (CVD): ceci inclut le dépôt chimique en phase vapeur métal-organique (pour MOCVD: Metal-Organic Chemical Vapour Deposition ; en anglais) et le dépôt de couche atomique (ALD).

- Dépôt chimique en solution (CSD): ceci inclut la décomposition sol-gel et métal-organique.

Le dépôt laser pulsé (PLD) présente plusieurs caractéristiques qui le rendent remarquablement compétitif dans l'arène complexe à couches minces par rapport à d'autres techniques de croissance de film. De plus, la technique PLD offre une simplicité d'utilisation, un taux de dépôt relativement élevé et est plus économique que d'autres techniques de dépôt.

b. Film mince BST

Un grand nombre de travaux ont été rapporté sur la croissance des couches minces ferroélectriques $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ (BST).

L'utilisation de la technique PLD a été rapportée au cours de ces dernières années [16, 18, 34-37]. Les films minces BST sont considérés comme l'un des candidats les plus prometteurs pour les micro-ondes accordables en raison de leur grande non-linéarité des constantes diélectriques avec le champ électrique appliqué et des propriétés diélectriques ajustables du Strontium (Sr) et du Barium (Ba). Les films minces de BST avec $x=0.4 - 0.6$ sont typiquement utilisés car ils démontrent un grand effet de champ électrique à la température ambiante.

La constante diélectrique et la tangente de perte sont les deux paramètres les plus importants affectant les applications pratiques des couches minces de BST dans les dispositifs micro-ondes accordables. Ces paramètres dépendent fortement de la qualité du film ainsi que du substrat utilisé pour le dépôt du film [35, 37]. Le substrat MgO monocristallin (001) est souvent choisi pour la croissance de films minces BST en raison de ses excellentes propriétés diélectriques en termes de faible tangente de perte, et aussi, sa bonne durabilité et son faible coût par rapport aux autres substrats.

2.3. Applications des matériaux ferroélectriques

Les matériaux ferroélectriques ont fait l'objet d'une attention considérable au cours de la dernière décennie en raison de la demande croissante de composants de plus petite taille, de poids plus léger, de vitesse plus élevée, de coût plus faible et de puissance plus élevée. Le

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

changement de la constante diélectrique des matériaux ferroélectriques avec le champ électrique appliqué détient la clé pour une large gamme d'applications telles que les varactors, les déphaseurs et les filtres accordables.

La section prochaine vise à donner un aperçu de l'application de film mince ferroélectrique BST en antenne miniaturisée comme un résonateur diélectrique (élément rayonnant).

3. Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

Parmi les techniques importantes utilisées pour obtenir la miniaturisation, on trouve l'utilisation de matériaux à haute permittivité. Cette technique montre son rôle au cours des dernières années et en particulier pour les filtres et les appareils à oscillateurs micro-ondes [38]. En outre, pour les applications d'antenne, elles sont également utilisées en tant que substrat mono ou multicouches [39].

Dans la littérature, quelques papiers sont rapportés pour la miniaturisation des antennes à résonateur diélectrique (DRA) utilisant des matériaux de permittivité très élevée. Pour les DRA, ces matériaux jouent le rôle d'un élément rayonnant. Ce type d'antennes a comme avantages; la variété de forme disponible, la méthode d'alimentation variée (ligne de transmission micro ruban, alimentation par sonde, type coplanaire ...) et l'absence des pertes métalliques [40].

Au cours des dernières années, le matériau diélectrique de titanate de strontium de baryum (BST) a été largement élaboré, caractérisé et intégré dans des composants électriques pour des raisons différentes, y compris la réalisation de la miniaturisation et / ou l'agilité des appareils micro-ondes [1]. Ce type de matériau céramique offre une permittivité élevée et de faibles pertes qui répondent aux exigences de systèmes hyperfréquences avec des hautes performances.

Dans cette section, nous proposons une miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire (RDRA) pour les services de communication sans fil (pour WCS: Wireless Communications Service en anglais).

3.1. Service de communication sans fil (WCS)

Selon la commission fédérale de la communication FCC, les normes des services de communication sans fil WCS sont autorisées à opérer dans la bande de 2,3 GHz et occupent deux bandes de fréquences très étroites entre 2305-2320 MHz et 2345-2360 MHz (voir la figure IV.4) dans la gamme de spectre RF [41] et son utilisation comprend le téléphone portable, le texte messagerie et l'internet.

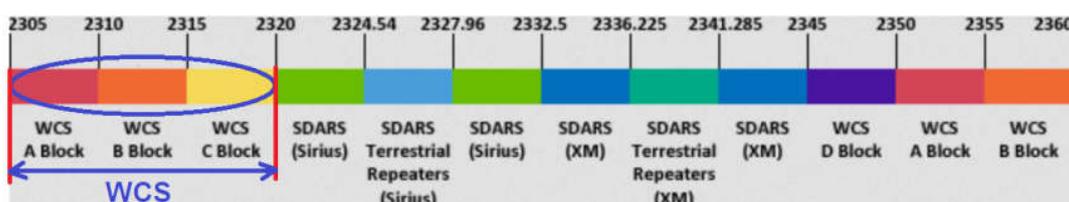


Figure IV.4: Spectre de fréquence pour WCS et SDARS [41]

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

3.2. Antenne à résonateur diélectrique rectangulaire (RDRA) [4]

3.2.1. Conception de base (avant de chargement de film mince BST)

La structure de base (sans couche additive) se compose d'un substrat diélectrique de matériau Rogers TMM6 qui a une permittivité relative $\epsilon_{rs} = 6$. La ligne d'alimentation et le plan de masse sont imprimés ci-dessous et au-dessus de ce substrat, respectivement.

Une ouverture de forme rectangulaire est tranchée de la surface du plan de masse. L'élément rayonnant formé par le matériau diélectrique Rogers TMM10i (avec une constante diélectrique de 9.8) est monté en diagonale (tourné avec un angle $\alpha=45^\circ$ par rapport au substrat) sur le plan de masse, et centré au-dessus de la fente d'excitation.

La Figure IV.5 montre la géométrie et la forme de base de l'antenne RDR.

Toutes les dimensions de l'antenne à RDR sont indiquées dans le Tableau IV.2.

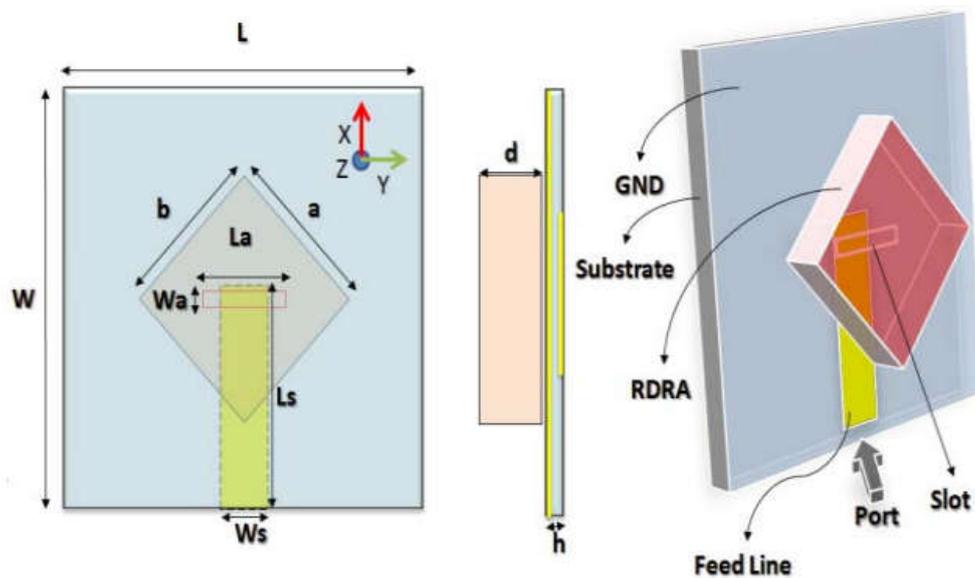


Figure IV.5: Géométrie de l'antenne RDR avec sa forme de base.

Tableau IV.2: Les dimensions optimales de l'antenne RD rectangulaire.

Paramètre	Description	Valeur
L	Longueur du substrat	30 mm
W	Largeur du substrat	30 mm
h	Hauteur du substrat	0.762 mm
ϵ_{rs}	Matériau de substrat	6 (Rogers TMM6)
a	DR du Longueur	12.5 mm
b	Largeur du DR	12.5 mm
d	Hauteur du DR	6.45 mm
ϵ_r	DR Matériau	9.8 (Rogers TMM10i)
Ls	Longueur d'alimentation	16 mm
Ws	Largeur d'alimentation	4 mm
La	Longueur de la fente	6.95 mm
Wa	Largeur de la fente	1.2 mm

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

3.2.2. Résultat et analyse

L'utilisation du mécanisme d'alimentation par ouverture permet une excitation par les modes de Transverse Electric (TE_{mnp}) de DRA rectangulaire, où le mode d'ordre le plus bas est TE_{111} [9]. Il est possible d'estimer théoriquement la fréquence de résonance de ce mode dominant en utilisant le modèle DWM (Dielectric Waveguide Model), en résolvant l'équation transcendante suivante:

$$k_z \tan(k_z d / 2) = \sqrt{(\epsilon_r - 1)k_0^2 - k_x^2} \quad (4.9)$$

Où ; $k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \epsilon_r k_0^2$ et $k_0 = 2\pi f_0$, $k_x = m\pi / a$, $k_y = n\pi / b$.

f_0 est la fréquence de fonctionnement libre et les indices m, n et p représentent la variation du champ dans les directions x, y, et z, respectivement.

En utilisant le modèle DWM, la fréquence de résonance approximative de la DRA rectangulaire présentée dans la Figure IV.5 est d'environ 5,7 GHz.

L'analyse numérique, de cette antenne dans sa configuration originale, est donnée dans la Figure IV.6 en termes de coefficient de réflexion S_{11} .

À partir de la courbe de la Figure IV.6, on constate que l'antenne fonctionne autour de 5,5 GHz et la valeur de coefficient de réflexion à la fréquence de résonance est inférieure de -30 dB.

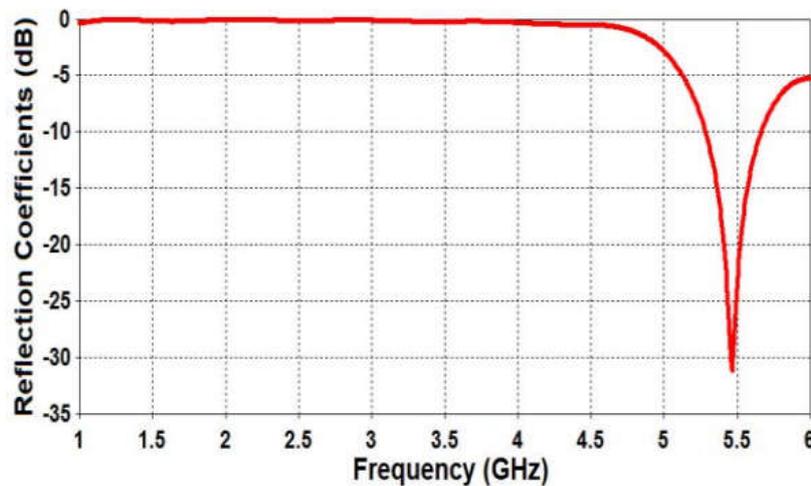


Figure IV.6: Coefficient de réflexion simulé de l'antenne RD basique.

Le diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne RDRA basique simulé à 5.464 GHz est présenté sur la figure IV.7.

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

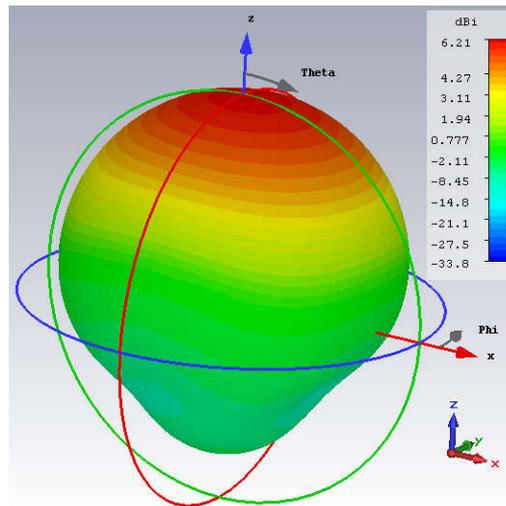


Figure IV.7: Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne RDRA basique simulé à 5.464 GHz.

3.3. Processus de miniaturisation

Dans cette partie, nous discuterons la procédure de miniaturisation adoptée dans ce travail.

3.3.1. Conception finale de l'antenne à RDR

La même géométrie de la structure de l'antenne présentée dans la section précédente est adoptée dans ce cas. Cependant, le seul changement est effectué sur l'élément rayonnant. La conception d'antenne proposée se compose de deux antennes à résonateurs diélectriques rectangulaires empilées, avec largeur a et longueur b .

Le DR inférieur (DR_1) est constitué du matériau céramique BST avec une permittivité $\epsilon_{r1} = 250$ et une hauteur d_1 , le DR supérieur (DR_2) a une permittivité relative $\epsilon_{r2} = 9.8$ (TMM10i) et une hauteur d_2 , tel que: $d_1 + d_2 = d = 6.45$ mm, qui représente la hauteur de résonateur initiale. La Figure IV.8 montre le modèle proposé intégrant le matériau BST à permittivité très élevée.

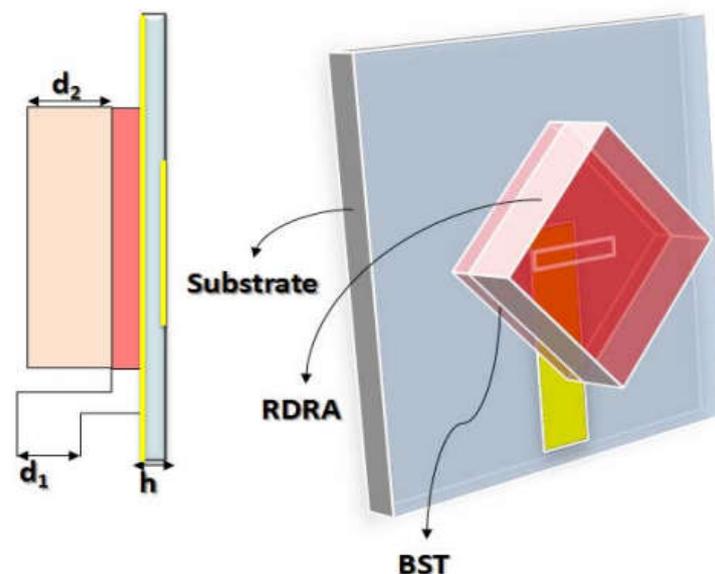


Figure IV.8: Géométrie de l'antenne RDR intégrant le film de matériau BST.

3.3.2. Résultats et discussion

a) Coefficient de réflexion

Après avoir inclus le matériau BST dans la structure initiale, le coefficient de réflexion sera modifié. La Figure IV.9 montre le coefficient de réflexion simulé S_{11} après avoir intégré le film mince de matériau BST dans l'élément rayonnant.

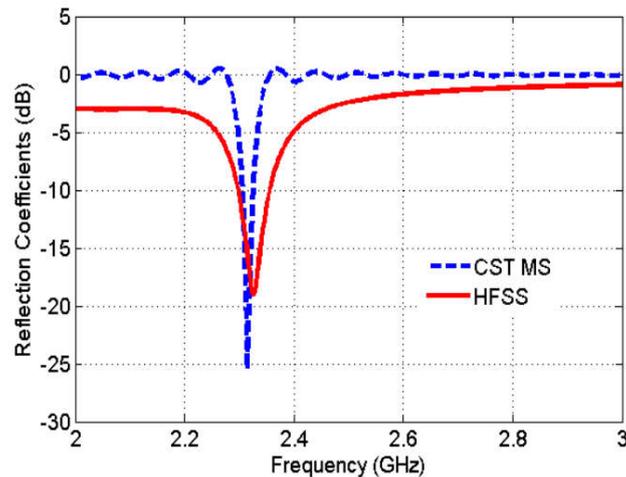


Figure IV.9: Coefficient de réflexion simulé.

Les simulations ont été effectuées en utilisant à la fois les logiciels CST Microwave Studio et Ansoft HFSS. Les coefficients de réflexion, représentés dans la Figure IV.9, sont en bon accord. A partir de ces courbes, on constate que l'antenne proposée a une fréquence de résonance autour de 2,314 GHz avec un coefficient de réflexion d'amplitude entre -20 dB et -25 dB. En outre, la conception proposée offre une bande passante d'impédance (pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB) de 20 MHz.

b) Taux de miniaturisation

La zone occupée par le résonateur diélectrique représente un facteur crucial pour évaluer le taux de miniaturisation. Pour cette raison, le modèle DWM est utilisé pour l'estimation de l'antenne à résonateur diélectrique équivalente qui résonne à la même fréquence de notre ADR empilée finale.

Après le calcul, il est démontré que pour la même permittivité diélectrique (9.8) et la hauteur (0.645 mm), la taille du résonateur doit être de l'ordre de $42.5\text{mm} \times 42.5\text{mm}$ pour fonctionner autour de la fréquence 2.31 GHz.

La Figure IV.10 illustre la taille de l'antenne à résonateur avec (le rectangle en couleur foncée) et sans (le rectangle en couleur claire) chargement de la couche céramique BST.

En comparant les deux rectangles, il est clair que la surface occupée par le résonateur avec BST représente 10% de la taille du résonateur sans intégrer cette couche. Cela montre l'importance de la technique de miniaturisation adoptée.

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

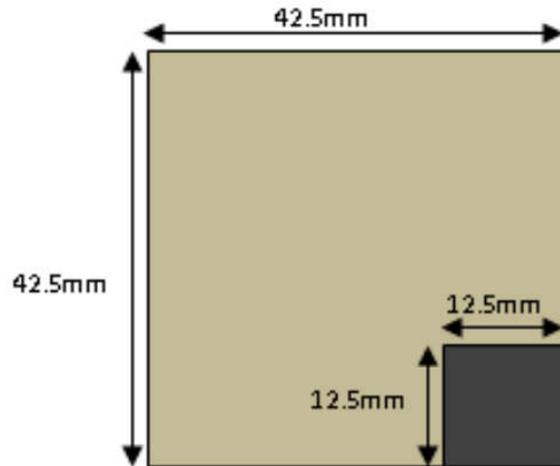


Figure IV.10: Comparaison entre la taille du résonateur avec et sans chargement de la couche mince de matériau BST.

c) Diagrammes de rayonnement

Les résultats simulés des diagrammes de rayonnement en 2D et en 3D à la fréquence de résonance de 2,314 GHz sont calculés dans les deux plans principaux (plan XZ et YZ), comme le montrent les Figures IV.11 et IV.12, respectivement. A partir de ces figures, on constate que l'antenne proposée présente un diagramme de rayonnement bidirectionnel dans le plan XZ et un comportement omnidirectionnel dans le plan YZ.

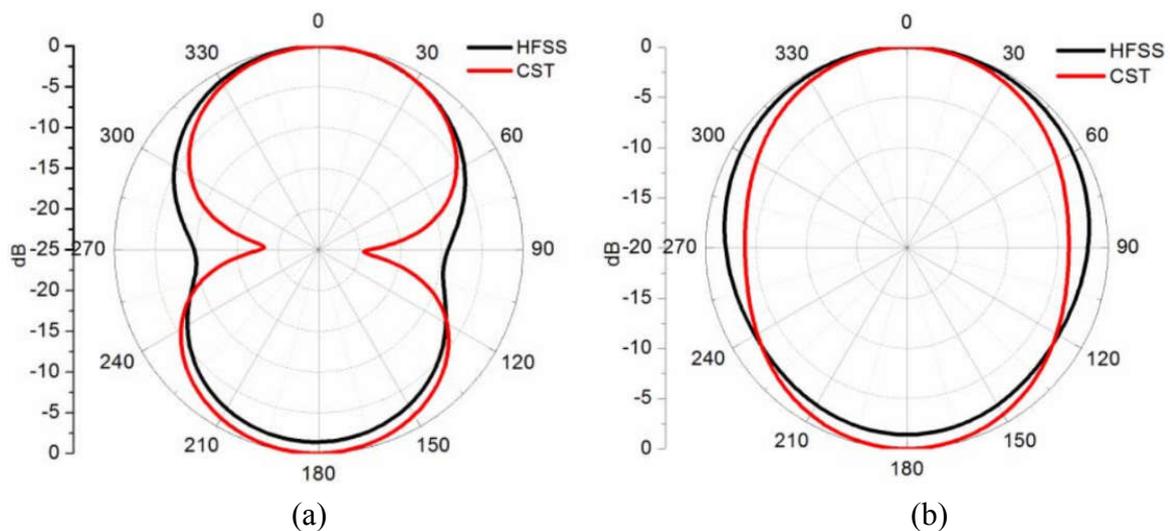


Figure IV.11: Diagrammes de rayonnement simulés à 2,314 GHz dans le; (a) Plan XZ, (b) Plan YZ.

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

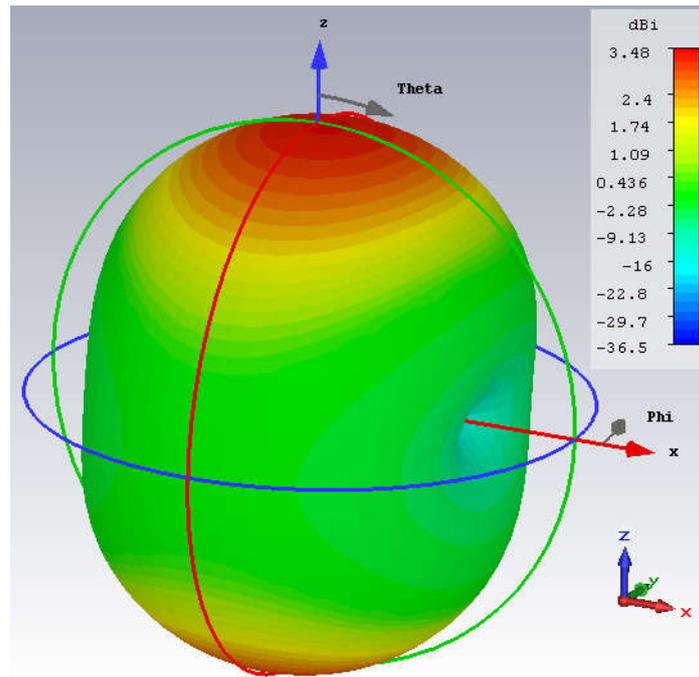


Figure IV.12: Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne RDRA chargée par la couche BST simulé à 2.314 GHz par le logiciel CST.

3.4. Etudes paramétriques et discussion

Afin d'analyser l'effet des paramètres de la structure de l'antenne sur ses performances, une étude paramétrique se fait en agissant sur certaines propriétés physiques de l'antenne pour montrer le meilleur résultat d'optimisation. Le logiciel CST a été utilisé pour étudier l'effet des paramètres, présentés dans le tableau IV.2, sur les performances de l'antenne RDRA.

3.4.1. Effet de paramètres de résonateur diélectrique

Les performances de l'antenne proposée peuvent être affectées par les géométries du RD rectangulaire et sa permittivité. Nous allons discuter dans cette partie, les effets des paramètres; la permittivité diélectrique ϵ_{r2} du film mince du matériau BST, les hauteurs d_1 et D et les deux dimensions (longueur a et largeur b) du résonateur rectangulaire sur le coefficient de réflexion.

a. Effet de la permittivité diélectrique ϵ_{r2} du film BST

La figure IV.13 présente l'effet de la permittivité ϵ_{r2} de la couche BST sur le coefficient de réflexion, en gardant son épaisseur constante ($d_1 = 0.645$ mm). Les valeurs de la permittivité sont choisies entre 9.8 (c'est la permittivité ϵ_{r1} du matériau TMM10i) et 350.

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

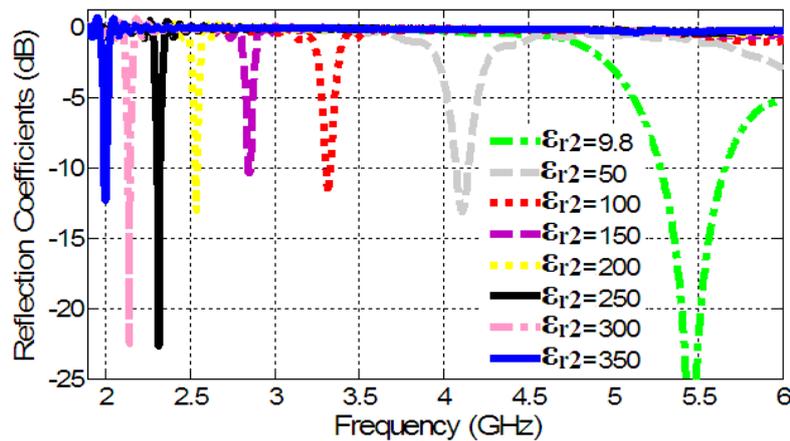


Figure IV.13: Effet de la permittivité ϵ_{r2} sur le coefficient de réflexion.

D'après les courbes de cette figure, on remarque que l'augmentation de la permittivité de film BST provoque une diminution dans la fréquence de résonance de l'antenne RDRA et la largeur de la bande passante associée devient faible.

La variation de fréquence de résonance en fonction de la permittivité est illustrée dans la figure IV.14. On constate une dégradation sous forme exponentielle de la fréquence de résonance en fonction de l'augmentation de permittivité ϵ_{r2} .

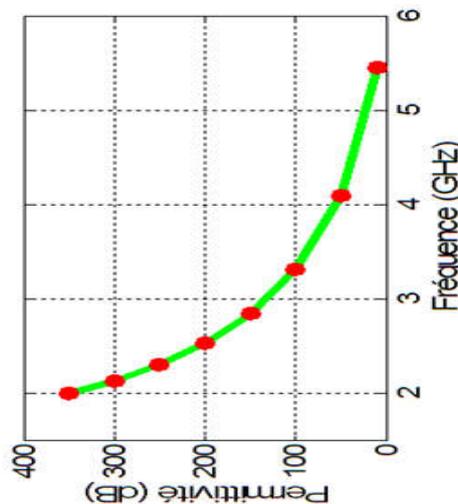


Figure IV.14: Effet de la permittivité sur la fréquence de résonance de l'antenne proposée.

b. Effet de l'épaisseur d_1 du film BST

La figure IV.15 présente la variation coefficient de réflexion en fonction de l'épaisseur de la couche mince du matériau BST.

A partir des courbes de cette figure, on remarque que l'épaisseur d_1 du film BST à très hautes permittivité a un grand effet sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée.

L'augmentation par une très petite valeur (100 μm) de l'épaisseur BST engendre un décalage à gauche de la fréquence de résonance de l'antenne RDRA.

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

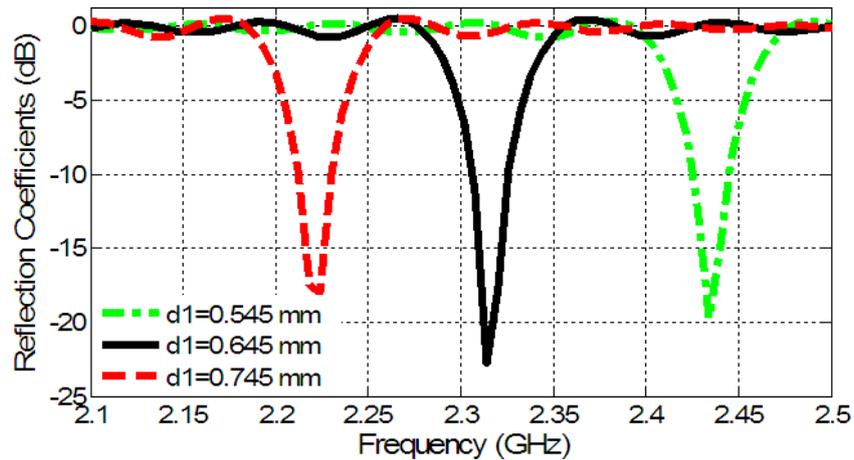


Figure IV.15: Effet du paramètre d_1 sur le coefficient de réflexion.

La bande de fonctionnement de l'antenne proposée (services de communication sans fil ; WCS) est perdue devant le décalage qui correspond à $d_1 = 0.645$ mm vers la gauche ou vers la droite du PIC de la fréquence de résonance.

c. Effet des géométries (a , b , d , α) du résonateur TMM10i

Les effets des dimensions ; longueur a , largeur b et hauteur d du résonateur rectangulaire TMM10i ainsi que sa variation angulaire α sur le coefficient de réflexion de l'antenne RDRA sont représentés sur les figures IV.16, IV.17, IV.18 et IV.19, respectivement.

Contrairement au film mince BST, la variation -en augmentant ou en abaissant- d'un millimètre pour les trois dimensions (a , b , d) de l'élément rayonnant TMM10i, n'a pas un grand effet sur le coefficient de réflexion de l'antenne.

Ceci s'explique par sa faible permittivité si on la compare avec la haute permittivité du matériau BST qui a un effet considérable sur la fréquence de résonance.

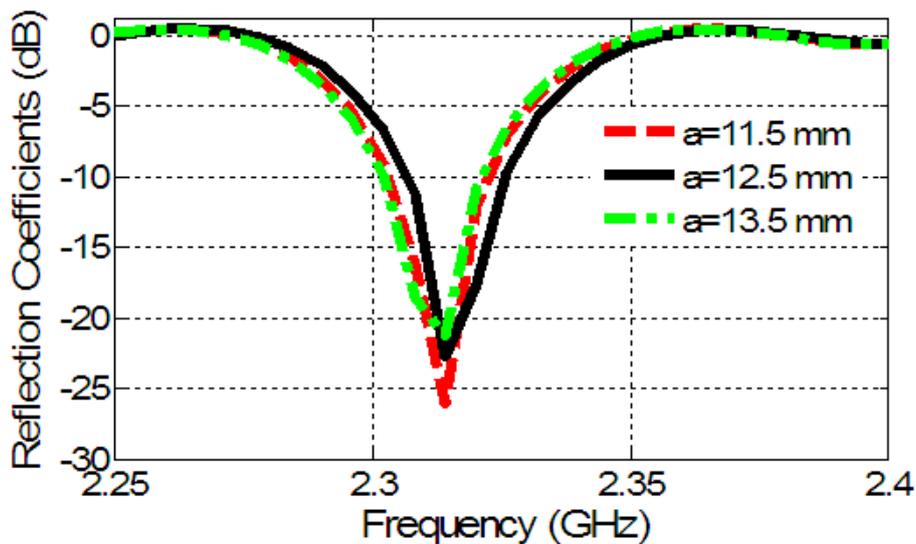


Figure IV.16: Effet de la longueur a du RDR sur le coefficient de réflexion.

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

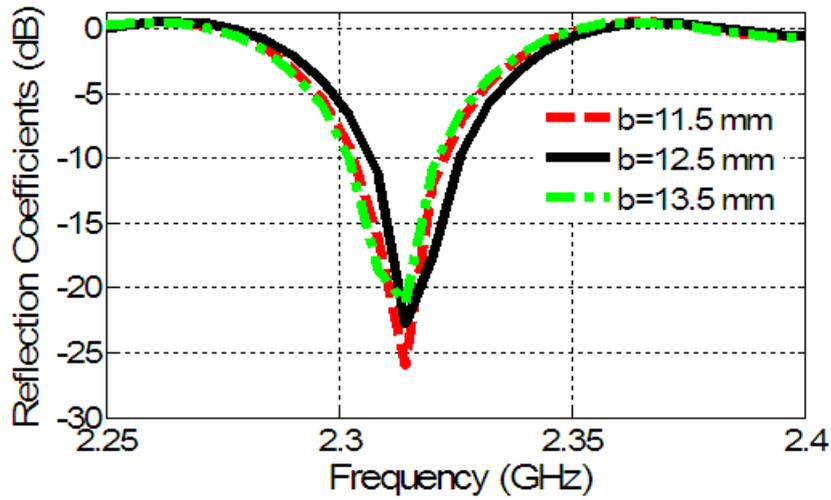


Figure IV.17: Effet de la largeur b du RDR sur le coefficient de réflexion.

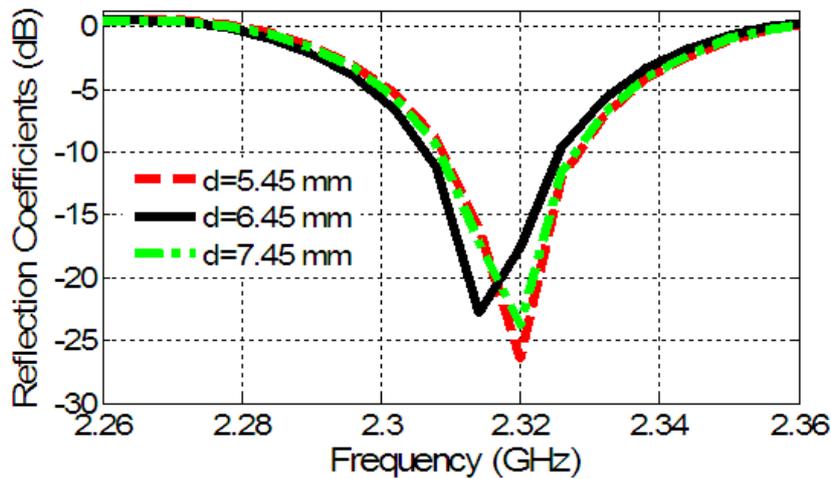


Figure IV.18: Effet de la hauteur d du RDR sur le coefficient de réflexion.

La même remarque s'adresse aussi au paramètre α (l'angle de rotation de le RD par rapport au substrat) concernant son mauvais effet sur le coefficient de réflexion.

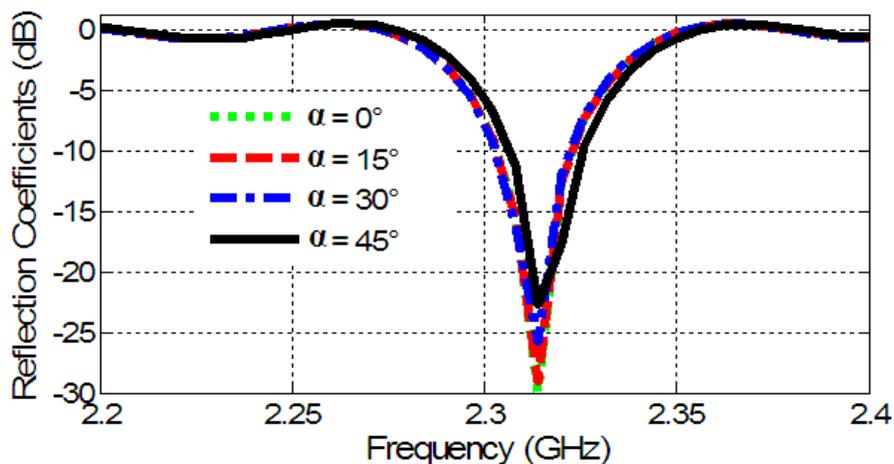


Figure IV.19: Effet de la variation de l'angle α sur le coefficient de réflexion.

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

3.4.2. Effet des géométries de la ligne d'alimentation

Les effets de la longueur et de la largeur de la ligne d'alimentation (paramètres L_s et W_s) sur le coefficient de réflexion de l'antenne sont représentés sur les figures IV.20 et IV.21. A partir de la figure IV.20, on voit qu'une petite variation (0.5 mm) du paramètre L_s provoque une dégradation de la valeur du coefficient de réflexion. La meilleure adaptation est enregistrée pour le cas où $L_s=16$ mm.

Une réduction par 2 mm du paramètre W_s (selon la figure IV.21), permet de réaliser une miniaturisation de l'antenne RDRA (décalage vers le spectre le plus bas de la fréquence).

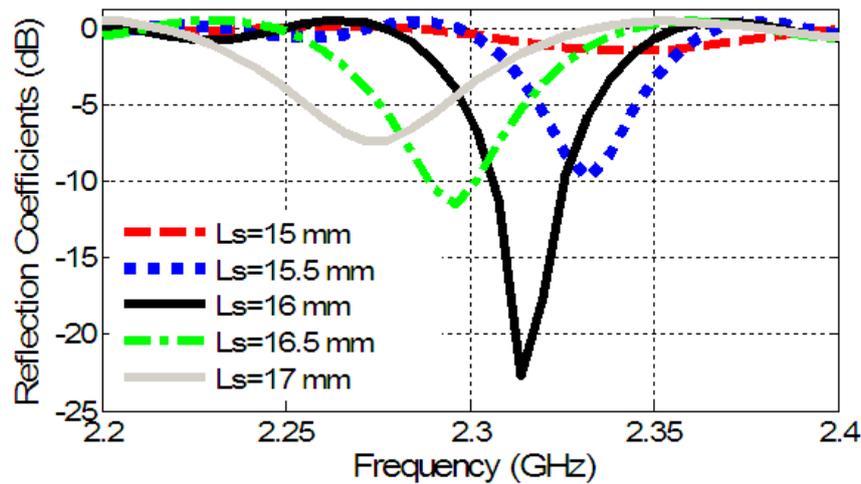


Figure IV.20: Effet du paramètre L_s sur le coefficient de réflexion.

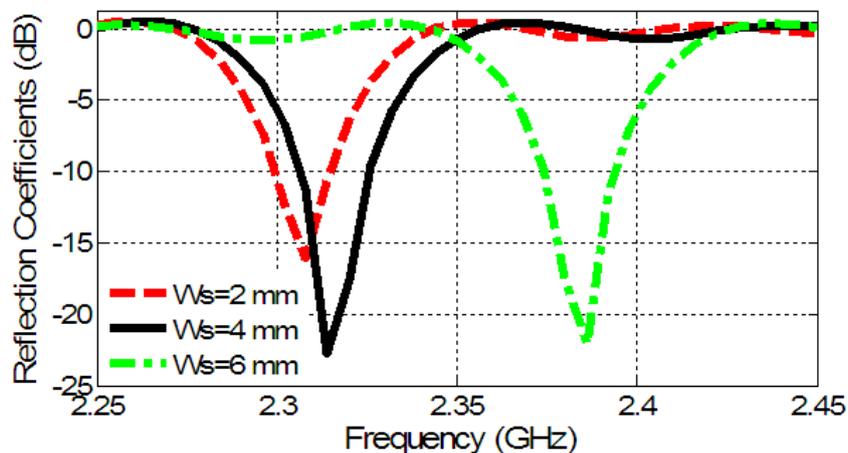


Figure IV.21: Effet du paramètre W_s sur le coefficient de réflexion.

3.4.3. Effet des géométries de l'ouverture (la fente)

Les figures IV.22 et IV.23 montrent l'effet de la longueur et de la largeur de la fente, gravée dans le plan de masse, sur le coefficient de réflexion. On peut conclure de ces courbes que le paramètre L_a a un effet considérable sur le coefficient de réflexion (figure IV.22). Cependant, la fréquence de résonance est légèrement décalée pour le paramètre W_a (figure IV.23).

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

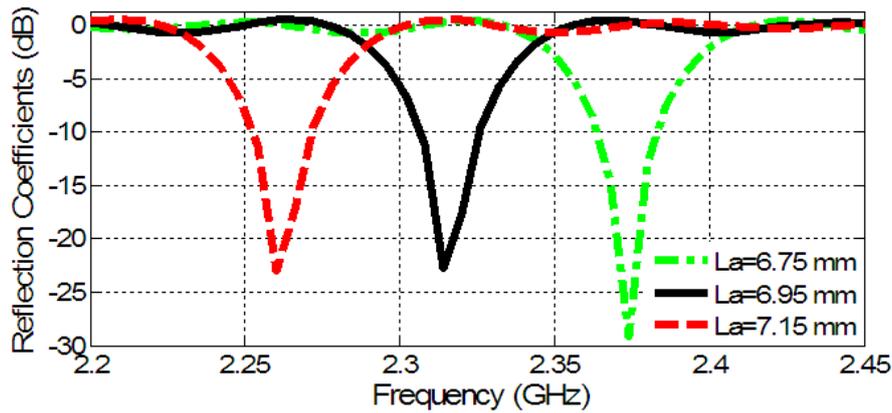


Figure IV.22: Effet du paramètre L_a sur le coefficient de réflexion.

Selon les dix figures (entre les figures IV.13 et IV.23), on peut conclure que les valeurs optimales des paramètres étudiés, qui garantissent que l'antenne DRA couvre la bande souhaitable (service de communication sans fil), sont celles mentionnées dans le tableau IV.2.

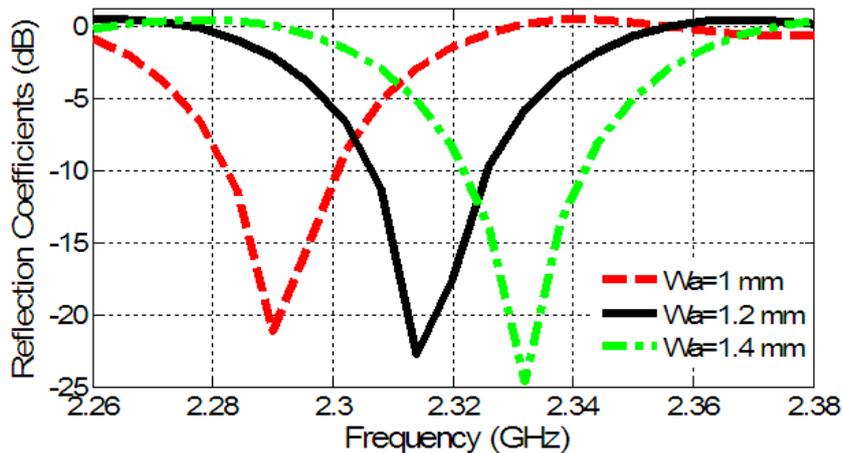


Figure IV.23: Effet du paramètre W_a sur le coefficient de réflexion.

4. Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle antenne à résonateur diélectrique miniaturisée a été étudiée numériquement et analysée en utilisant deux simulateurs électromagnétiques. L'utilisation d'un matériau diélectrique à haute permittivité (matériau céramique BST) permet de réaliser cette miniaturisation. Avec cette technique, la réduction de l'élément rayonnant atteint 90%.

Les résultats obtenus montrent que la conception proposée a une fréquence de résonance de 2,314 GHz et offre une bande passante comprise entre 2,306 GHz et 2,325 GHz. Avec ces caractéristiques de rayonnement, l'antenne à RD proposée peut être une candidate appropriée pour les systèmes de service de communication sans fil (WCS).

Il est souhaitable de fournir une étude expérimentale pour soutenir notre travail ; et cela nécessite d'accomplir deux phases:

La première phase, qui réside dans la fabrication de l'antenne RDRA et le film mince de matériau BST ;

Chapitre IV : Miniaturisation d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par chargement d'un film mince de matériau BST à très haute permittivité

- De mettre une méthode d'élaboration bien spécifiée du matériau ferroélectrique.
- Préparer les composants du titanate de baryum-strontium (les échantillons: Ba, Sr, TiO₃).
- Utiliser la technique de dépôt laser pulsé (PLD) pour développer une épaisseur de $d_1=0.645$ mm de film BST.
- Caractériser le film pour mesurer la valeur de sa permittivité diélectrique relative.
- Préparer les deux matériaux avec ses hauteurs indiquées dans le tableau IV.2 : TMM6i pour le substrat, et TMM10i pour le résonateur diélectrique.
- Graver le substrat ou le circuit imprimé double face (le plan de masse et la ligne d'alimentation) par la méthode photogravure.
- Couper par une machine laser une épaisseur $d_1=0.645$ mm du matériau TMM10i.
- Coller le film BST sur la surface inférieure du TMM10i (à la place de la pièce coupée).
- Placer précisément, et en diagonale, l'ensemble des deux résonateurs en dessus de l'ouverture du plan de masse.

Et la deuxième phase concerne les mesures électriques et électromagnétiques avant et après le chargement de l'antenne RDRA par le matériau BST;

- Mesure de coefficient de réflexion.
- Mesure de diagramme de rayonnement, l'efficacité et le gain de l'antenne RDRA.

Des résultats expérimentaux sont recommandés, dans le futur, pour concrétiser le principe théorique et la conception de l'antenne RDRA chargée par le matériau BST.

Bibliographie du Chapitre IV

- [1] D. Rèmes, F. Ponchel, A. Ghalem, T. Lasri. "Ferroelectric thin films working at microwave frequency for reconfigurable devices: performances comparison of BST, PST," International Journal of Materials Engineering Innovation. 2014, Vol. 5, no 4, pp. 327-335, 2014.
- [2] F.H. Wee and F. Malek, "Gain Enhancement of a Microstrip Patch Antenna using Array Rectangular Barium Strontium Titanate(BST)," The 2011 Loughborough Antennas and Propagation Conference, November 14-15, 2011, Loughborough, UK.
- [3] Thèse de doctorat en génie électronique, électrique et informatique, Xiang Gao, 'Antenna Designs Based On Metamaterial-Inspired Structures', Université de Birmingham, Septembre 2016.
- [4] F. Chetouah, N. Bouzit, I. Messaoudene, S. Aidel, M. Belazzoug, B. Hammache, 'Miniaturized rectangular dielectric resonator antenna for WCS', 12th International Conference on Innovations in Information Technology (IIT-2016), Pp. 1-4, 28-30 Nov. 2016, Al-Ain, United Arab Emirates.
- [5] Thèse de doctorat en génie électrique et électronique, Shaozhen Zhu, 'Wearable antennas for Personal wireless Networks', université de Sheffield, Janvier 2008.
- [6] Thèse de doctorat en génie électrique et électronique, Shahid Bashir, 'Design and Synthesis of Non Uniform High Impedance Surface based Wearable Antennas', Université de Loughborough, Octobre 2009.
- [7] Yi Huang, Kevin Boyle, 'Antennas From Theory To Practice', Page 14, John Wiley & Sons Ltd, 2008.
- [8] F. H. Wee; F. Malek, 'Barium Strontium Titanate (BST) array antenna covered with dielectric resonator superstrates for high gain and high directive antenna', 9th International Symposium on Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE2010), Pp. 112 – 115, 29 Nov.-2 Dec. 2010, Guangzhou, China.
- [9] Thèse de doctorat en génie électronique, électrique et informatique, Leong Ching Cheng, 'Ferroelectric Microwave Circuits', Université de Birmingham, Juin 2009.
- [10] M. J. Lancaster, J. Powell, and A. Porch, "Thin-film Ferroelectric Microwave Devices," Superconductor Science & Technology, vol. 11, pp. 1323-1334, Nov 1998.
- [11] R. Jakoby, P. Scheele, S. Muller, and C. Weil, "Nonlinear Dielectrics for Tunable Microwave Components," 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, vol. 2, p. 369, 2004.
- [12] A. K. Tagantsev, V. O. Sherman, K. F. Astafiev, J. Venkatesh, and N. Setter, "Ferroelectric Materials for Microwave Tunable Applications," Journal of Electroceramics, vol. 11, pp. 5-66, 2003.
- [13] M. Kamlah, "Ferroelectric and Ferroelastic Piezoceramics – Modeling of Electromechanical Hysteresis Phenomena," Continuum Mechanics and Thermodynamics, vol. 13, p. 219, 2001.
- [14] T. Rimmel, R. Gregory, and B. Baumert, "Characterization of Barium Strontium Titanate Films Using XRD," International Centre for Diffraction Data, 1999.
- [15] B. Acikel, T. R. Taylor, P. J. Hansen, J. S. Speck, and R. A. York, "A New High Performance Phase Shifter Using $BaxSr_{1-x}TiO_3$ Thin Films," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 12, pp. 237-239, 2002.
- [16] B. J. Kim, S. Baik, Y. Poplavko, Y. Prokopenko, J. Y. Lim, and B. M. Kim, "Epitaxial BSTO Thin Films for Microwave Phase Shifters," Asia-Pacific Microwave Conference, pp. 934-937, 2000.
- [17] J. B. L. Rao, D. P. Patel, L. C. Sengupta, and J. Synowezynski, "Ferroelectric Materials for Phased Array Applications," IEEE 1997 Antennas and Propagation Society International Symposium Digest, vol. 4, pp. 2284-2287 vol.4, 1997.
- [18] F. W. Van Keuls, C. T. Chevalier, F. A. Miranda, C. M. Carlson, T. V. Rivkin, P. A. Parilla, J. D. Perkins, and D. S. Ginley, "Comparison of the Experimental Performance of Ferroelectric CPW Circuits with Method-of-Moment Simulations and Conformal Mapping Analysis," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 29, pp. 34-37, 2001.
- [19] P. M. Suherman, T. J. Jackson, Y. Y. Tse, I. P. Jones, R. I. Chakalova, M. J. Lancaster, and A. Porch, "Microwave Properties of $Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO_3$ Thin Film Coplanar Phase Shifters," Journal of Applied Physics, vol. 99, p. 104101, 2006.
- [20] N. M. Alford, S. J. Penn, A. Templeton, X. Wang, J. C. Gallop, N. Klein, C. Zuccaro, and P. Filhol, "Microwave Dielectrics," IEE Colloquium on Electro-technical Ceramics - Processing, Properties and Applications, pp. 9/1-9/5, 1997.
- [21] S. J. Penn, N. McNalford, A. Templeton, N. Klein, J. C. Gallop, P. Filhol, and X. Wang, "Low Loss Ceramic Dielectrics for Microwave Filters," IEE Colloquium on Advances in Passive Microwave Components, pp. 6/1-6/6, 1997.
- [22] S. S. Gevorgian, E. F. Carlsson, S. Rudner, U. Helmersson, E. L. Kollberg, E. Wikborg, and O. G. Vendik, "HTS/Ferroelectric Devices for Microwave Applications," IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 7, pp. 2458-2461, 1997.
- [23] O. G. Vendik, E. Kollberg, S. S. Gevorgian, A. B. Kozyrev, and O. I. Soldatenkov, "1 GHz Tunable Resonator on Bulk Single Crystal STO Plated with YBCO Films," Electronics Letters, vol. 31, pp. 654-656, 1995.

Bibliographie du Chapitre IV

- [24] T. Chakraborty, I. Hunter, R. Kurchania, A. A. B. A. Bell, and S. Chakraborty, "Intermodulation Distortion in Wide-and Dual-mode Bulk Ferroelectric Bandpass Filters," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, p. 4 pp., 2005.
- [25] M. K. Roy, C. Kalmar, R. R. Neurgaonkar, J. R. Oliver, and D. Dewing, "A Highly Tunable Radio Frequency Filter Using Bulk Ferroelectric Materials," 14th International Symposium on Applications of Ferroelectrics IEEE, p. 25, 2004.
- [26] D. M. Kosmin, V. N. Osadchy, and A. B. Kozyrev, "Switching Time of Bulk Ferroelectric Sandwich Varactors," 17th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology, p. 533, 2007.
- [27] J. B. L. Rao, D. P. Patel, and V. Krichevsky, "Voltage-Controlled Ferroelectric Lens Phased Arrays," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 47, p. 458, 1999.
- [28] O. G. Vendik, E. K. Hollmann, A. B. Kozyrev, and A. M. Prudan, "Ferroelectric Tuning of Planar and Bulk Microwave Devices," Journal of Superconductivity, vol. 12, pp. 325-338, 1999.
- [29] L. Sengupta and S. Sengupta, "Novel Ferroelectric Materials for Phased Array Antennas," IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol. 44, pp. 792-797, 1997.
- [30] K. S. K. Yeo, W. F. Hu, M. J. Lancaster, B. Su, and T. W. Button, "Thick Film Ferroelectric Phase Shifters Using Screen Printing Technology," 34th European Microwave Conference, 2004, pp. 1489-1492.
- [31] W. Hu, D. Zhang, M. J. Lancaster, K. S. K. Yeo, T. W. Button, and B. Su, "Cost Effective Ferroelectric Thick Film Phase Shifter based on Screen-Printing Technology," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 591-594, 2005.
- [32] W. Hu, D. Zhang, M. J. Lancaster, T. W. A. B. T. W. Button, and B. A. S. B. Su, "Investigation of Ferroelectric Thick-Film Varactors for Microwave Phase Shifters," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 55, pp. 418-424, 2007.
- [33] P. Scheele, S. Muller, C. Weil, and R. Jakoby, "Phase-shifting Coplanar Stubline-Filter on Ferroelectric-Thick Film," 34th European Microwave Conference, vol. 3, pp. 1501-1504, 2004.
- [34] W. T. Chang, S. W. Kirchoefer, J. A. Bellotti, and J. M. Pond, "(Ba,Sr)TiO₃Ferroelectric Thin Films for Tunable Microwave Applications," Revista Mexicana De Fisica, vol. 50, pp. 501-505, 2004.
- [35] C. L. Chen, J. Shen, S. Y. Chen, G. P. Luo, C. W. Chu, F. A. Miranda, F. W. V. Keuls, J. C. Jiang, E. I. Meletis, and H. Y. Chang, "Epitaxial Growth of Dielectric BSTO Thin Film on MgO for Room Temperature Microwave Phase Shifters," Applied Physics Letters, vol. 78, pp. 652-654, 2001.
- [36] J. Kim, I. K. Yu, S. J. Lee, and K. Y. Kang, "Growth and Characterization of BSTO and YBCO/BSTO Thin Films on MgO (100) Substrates," Journal of the Korean Physical Society, vol. 32, pp. 183-185, 1998.
- [37] J. Zhang, H. Zhang, K. J. Chen, S. G. Lu, and Z. Xu, "Microwave Performance Dependence of BST Thin Film Planar Interdigitated Varactors on Different substrates," in 2nd IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems, 2007, pp. 678-682.
- [38] S. J. Fiedziuszko, I. C. Hunter, T. Itoh, Y. Kobayashi, T. Nishikawa, S. N. Stitzer, and K. Wakino, "Dielectric Materials, Devices, and Circuits", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.50, No. 3, 706-720, 2002.
- [39] J. M. Laheurte, L. P. B. Katehi, G. M. Rebeiz, "CPW-fed slot antennas on multilayer dielectric substrates," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.44, No. 8, 1102-1111, 1996.
- [40] K. M. Luk and K. M. Leung, "Dielectric Resonator Antennas," Research Studies Press LTD. England, 2003.
- [41] <https://www.fcc.gov/wireless/bureau-divisions/broadband-division/wireless-communications-service-wcs>

1. Introduction

Les composants micro-ondes actifs et passifs utilisés dans la production de dispositifs de télécommunication individuels modernes connaissent des progrès importants et graduels dans le domaine de leur miniaturisation de taille. Cependant, la surface de l'antenne, considérée comme l'élément principal pour la transmission et la réception des signaux, occupe toujours le plus grand volume dans les systèmes de communication sans fil. La réduction de la taille de l'antenne permet d'augmenter sa fréquence de résonance et sa bande passante devient étroite et vice versa.

Plusieurs études ont été réalisées jusqu'à présent pour la miniaturisation des antennes ; parmi ces études, on peut citer la technique de structure à défaut dans le plan de masse (DGS). Plusieurs formes de plan de masse ont été étudiées dans la littérature scientifique avec différentes structures DGS.

Pour l'antenne monopôle imprimée, le travail consiste à modifier les lignes d'excitation ainsi qu'à réduire la surface du plan de masse pour créer une inhomogénéité dans le mouvement des ondes électromagnétiques.

Dans ce chapitre, deux antennes microrubans sont fabriquées et testées pour des applications en réseau local sans fil (WLAN). L'étude de la première antenne à bande passante étroite sera discutée dans la section 4, tandis que l'autre à large bande sera présentée dans la section 5. La technique DGS est employée dont le but est d'atteindre la miniaturisation des antennes microrubans ; la structure de plan de masse utilisée a une forme de 'L-inversé'.

A l'issue des sections 4 et 5, une étude paramétrique complète est faite pour chercher les meilleures performances de l'antenne microruban.

2. Réseau local sans fil (WLAN)

Suite d'une décision prise en 1985 par la Commission Fédérale de Communications (FCC) des États-Unis, 802.11 ou Wi-Fi a été mise en lumière en ouvrant plusieurs bandes de spectre sans fil.

L'IEEE 802.11 est un protocole standard pour les systèmes de réseau local sans fil (WLAN). La norme IEEE 802.11a considère les spectres de fréquence; 5,15-5,35 GHz et 5,725-5,825 GHz en tant que bande d'émetteur-récepteur et bande réceptrice, respectivement. De plus, la norme IEEE 802.11bg est adéquate pour 2,4 GHz (2,4-2,484 GHz) pour les réseaux locaux sans fil.

L'IEEE 802.11a fonctionne dans les bandes disponibles de 5 GHz et emploie les bandes de fréquences les plus élevées qui sont principalement utilisées dans le réseau, en raison de son coût plus élevé.

3. Procédure de réalisation et de mesure

3.1. Procédure de fabrication des circuits imprimés par la méthode photogravure

Les antennes microrubans fabriquées dans les travaux de ce chapitre sont des circuits imprimés à double face dont le substrat est un matériau diélectrique FR4.

Parmi les méthodes de fabrication des circuits imprimés, on peut citer la méthode photogravure qui est basée sur quatre étapes essentielles:

a) Impression des schémas d'implantation

Pour l'interface CST Software, les deux plans de design de l'antenne sont exportés vers le logiciel Autocad sous forme 2D d'un fichier d'extension .DXF (figure V.1) et imprimés (avec un format 1x1) sur une feuille transparente (deux masques).

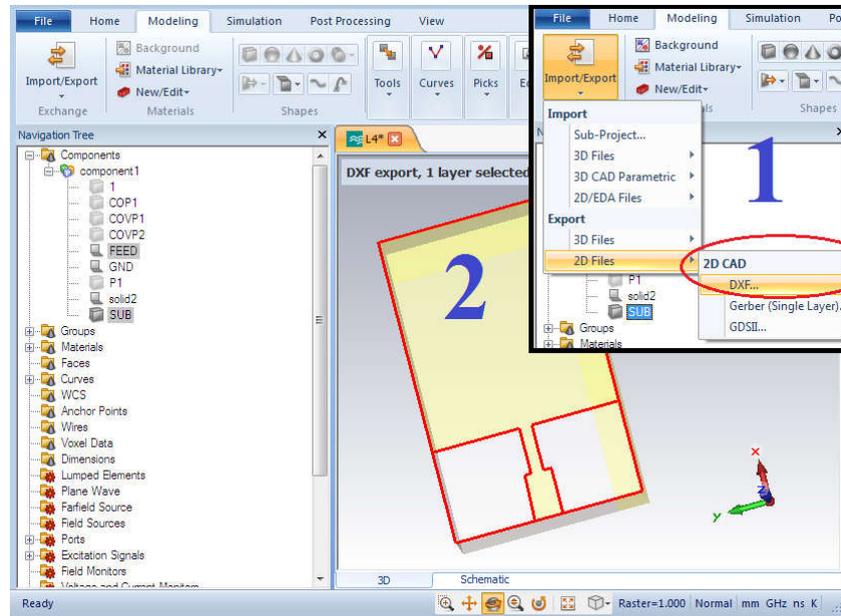


Figure V.1: Exportation de fichier d'extension DXF à travers l'interface de logiciel CST.

b) Insolation du circuit imprimé double face protégé par les deux masques avec les rayons UV (figure V.2).

c) Révélation de la plaque d'époxy exposée à la lumière dans une solution NaOH pour être développée.

d) Gravure de la plaque dans un bain de perchlore de fer, qui enlève le cuivre non protégé.



Figure V.2: Insoleuse UV des circuits imprimés.

3.1.1. Choix de substrat

Le substrat est un support matériel de l'antenne microruban, parmi les critères de choix d'un substrat on peut citer:

- La technique de développement utilisée (photogravure, gravure par laser, impression sur un cuivre nu ...).
- Les valeurs de la constante diélectrique et de la perte.
- L'épaisseur h .
- Le coût et la disponibilité.

3.1.2. Connecteur SMA

Le connecteur SMA (pour: SubMiniature version A) est largement utilisé pour caractériser les dispositifs hyperfréquences. C'est un connecteur coaxial qui a une impédance caractéristique de 50Ω (voir la figure V.3).



Figure V.3: Connecteurs SMA. [1,2]

3.2. Matériels de mesure utilisés

3.2.1. Analyseur de réseau vectoriel

Pour mesurer les paramètres de dispersion (par exemple, le coefficient de réflexion, S_{11}) des antennes microrubans, nous avons utilisé deux types différents d'analyseur de réseau vectoriel:

- Le N5224A qui est disponible dans le centre CDTA (Centre de Développement des Technologies Avancées) de Baba Hassen, Alger.
- L'Agilent 8719ES de l'école EMP (Ecole Militaire Polytechnique) de Bordj El Bahri, Alger.

a) Analyseur de réseau PNA N5224A [3]

L'instrument de mesure PNA N5224A (figure V.4) de la technologie Keysight à haute performance est un analyseur de réseau vectoriel comprenant un ensemble de test de paramètres S intégré, un lecteur SSD, une souris, un clavier (style américain), des interfaces USB et un écran tactile ACL 10,4 ". Le modèle N5224A possède des ports d'essai robustes de 2,4 ohms de 50 ohms. Le N5224A a une plage de fréquence de balayage entre 10 MHz et jusqu'à 43.5 GHz, ce qui est largement suffisant pour les applications micro-ondes de notre étude.

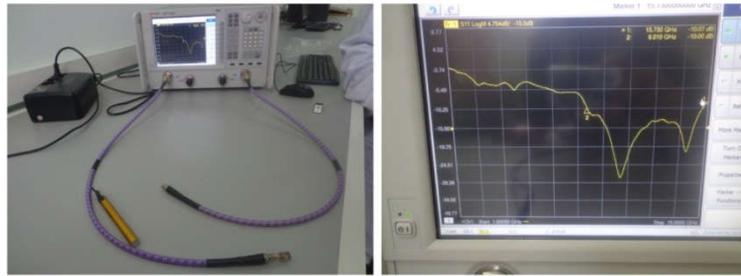


Figure V.4: L'analyseur de réseau PNA N5224A.

b) Analyseur de réseau Agilent 8719ES [4]

L'analyseur de réseau vectoriel Keysight Agilent 8720ES (figure V.5) permet une caractérisation complète des composants RF et micro-ondes. L'Agilent 8720ES comprend une source synthétisée intégrée, un ensemble de test et un récepteur accordé. L'ensemble de test du paramètre S intégré fournit une gamme complète de mesures de module et de phase dans les directions avant et arrière.



Figure V.5: L'analyseur de réseau Agilent 8719ES.

c) Caractéristiques techniques des analyseurs N5224A et 8719ES

Les caractéristiques techniques des deux analyseurs de réseau N5224A et 8719ES sont indiquées sur le tableau V.1.

Tableau V.1: Caractéristique technique des analyseurs de réseaux: N5224A et 8719ES [5,6]

Caractéristiques	N5224A	8719ES
Fréquence minimale /maximale	10 MHz/43,5 GHz	50 MHz/13,5 GHz
Plage dynamique	127 dB	100 dB
Puissance de sortie	13 dBm	10 dBm
Trace de bruit	0.003 dBrms	-
Nombre de ports intégrés	2 ou 4 ports	2 ports
Harmoniques	-60 dBc	-
Niveau de bruit	-114 dBm	-
Meilleure vitesse à 201 points, 1 balayage	5,5 ms	-
Composants	Antennes Mélangeur / convertisseur de fréquence Amplificateurs	Antennes Amplificateurs
Ecran tactile	Oui	Non

d) Calibrage de l'analyseur N5224A

Avec un calibrage précis à l'avance dans la configuration de plage de fréquence, l'analyseur de réseau peut fournir des résultats graphiques en termes de coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne testée en fonction de la fréquence. L'analyseur de réseau peut également fournir la mesure S_{21} en utilisant l'un de ses ports comme transmission et l'autre comme réflexion. Le calibrage (ou l'étalonnage) de l'analyseur de réseau vectoriel N5224A se fait automatiquement par le module de calibration électronique N4691B (voir la figure V.6).



Figure V.6: Module de calibration électronique N4691B.

Le module N4691B doit être branché entre deux ports (A et B) de l'analyseur de réseau par deux sondes HF, comme indiquée sur la figure V.7. Après une configuration de la plage de fréquence ainsi que le nombre d'itération utilisée durant les mesures de l'antenne, l'opération peut être lancée:

- Une diode électro luminescente témoin 'WAIT' s'allume au cours de l'examen d'étalonnage et un balayage plus rapide s'applique aux normes (standards) de réflexion (OPEN, SHORT, LOAD) qui sont connectées au port source à étalonner.
- Après quelques minutes (écoulement d'une durée entre 3 et 5 min), le calibrage se termine par l'allumage de la diode témoin 'READY'.



Figure V.7: Calibrage de l'analyseur N5224A par le module N4691B.

3.2.2. La chambre anéchoïque [7]

Dans ce chapitre, les caractéristiques de rayonnement de l'antenne microruban ont été mesurées dans une chambre anéchoïque électromagnétique avec un système de mesure d'antenne à champ lointain.

La figure V.8 représente une vue intérieure de la chambre anéchoïque du laboratoire d'hyperfréquence au niveau de l'Institut Nationale de la Recherche Scientifique (INRS), Montréal – Canada.

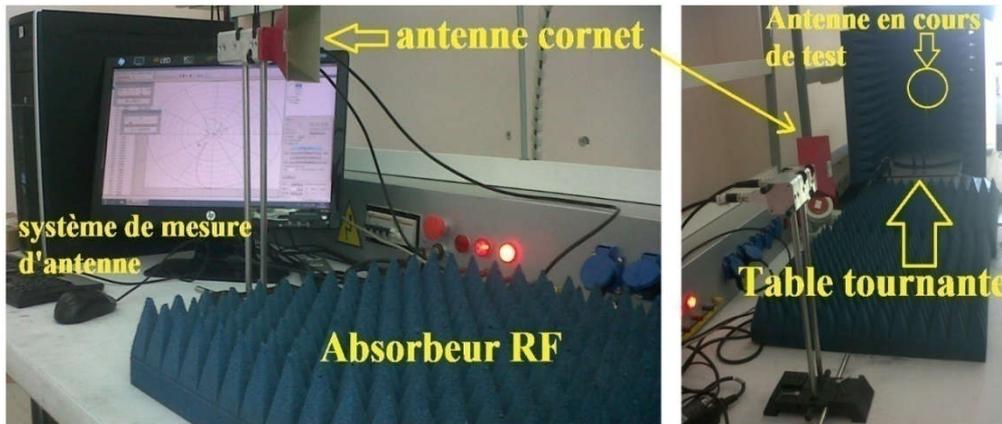


Figure V.8: Vue intérieure d'une chambre anéchoïque de l'INRS. [8]

Les chambres anéchoïques ont été développées aux essais en plein air sont utilisées pour caractériser les performances de rayonnement de l'antenne. L'essai est effectué à l'intérieur d'une chambre dont les parois sont recouvertes d'un absorbeur RF pour minimiser les interférences électromagnétiques.

La configuration illustrée à la figure V.9 comprend une antenne d'émission, une table tournante azimutale et un boîtier de montage d'antenne. Une antenne cornet à gain standard à polarisation linéaire (plage de fréquences de travail: 900 MHz-18 GHz) a été utilisée comme antenne d'émission. L'antenne en cours de test est montée sur la table tournante dans la zone de distance éloignée de l'émetteur. Pendant la mesure, la table rotative est automatiquement commandée par le logiciel pour tourner sur 360° (via un moteur pas à pas) et le niveau de puissance reçu est enregistré en fonction de la phase de rotation.

Il est important de noter que l'emplacement de l'antenne mesurée doit être aligné sur le centre de la table tournante, de sorte que les résultats testés peuvent être symétriques. Les données mesurées sont enregistrées par l'analyseur de réseau en fonction de la fréquence et de l'angle azimutal. Les données sont ensuite transférées à l'ordinateur et tracées sous forme de diagrammes de rayonnement 2D. Les tracés 2D sont pris pour les coupes Θ et Φ pour les polarisations verticales et horizontales dans le plan azimutal dans cette étude.



(a)



(b)

Figure V.9:(a) Configuration de la chambre pour la mesure du diagramme de rayonnement, (b) Table rotative.

4. Antenne monopole miniaturisée à bande étroite [9]

4.1. Configuration de la conception

La structure d'antenne de base se compose d'un patch rectangulaire excité par une ligne de transmission microruban et imprimé sur un substrat FR-4 ($\epsilon_r = 4.4$, $\tan\delta = 0.02$), tandis que le plan de masse est imprimé de l'autre côté du substrat diélectrique, comme illustré à la figure V.10.a. Afin d'atteindre la miniaturisation de l'antenne, nous avons étudié la même structure d'antenne, avec un plan de masse partiellement imprimé et avec une fente dans la ligne d'excitation, comme illustré à la figure V.10 (b et c) et figure V.10.d, respectivement. Les détails des quatre cas sont les suivants:

- **Cas 1**: une antenne monopôle rectangulaire avec un plan de masse complet.
- **Cas 2**: une antenne monopôle rectangulaire avec un demi-plan de masse imprimé.
- **Cas 3**: une antenne monopôle rectangulaire avec un plan de masse imprimé d'une forme L inversée.
- **Cas 4**: une antenne monopôle rectangulaire avec une fente sur la ligne d'excitation.

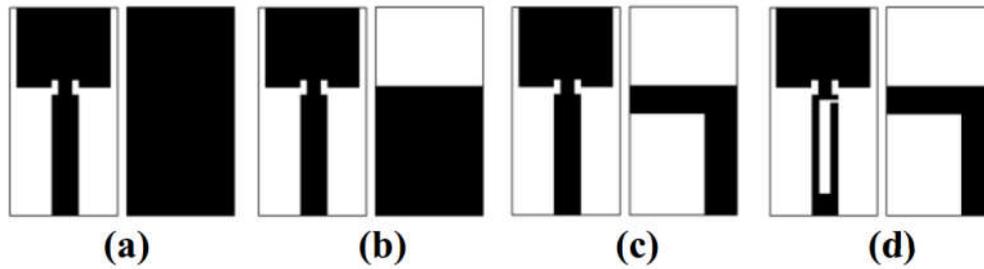


Figure V.10: L'évolution de la conception de l'antenne. (a) cas1, (b) cas2, (c) cas3, (d) cas4.

Les quatre modèles sont simulés dans l'environnement CST Microwave Studio. Les coefficients de réflexion simulés de ces cas sont présentés à la figure V.11. À partir de ces courbes, les performances des antennes, en termes de fréquence de résonance et du spectre de bande passante, sont extraites et listées dans le tableau V.2. On peut voir dans ce tableau que les fréquences opérationnelles de la conception du cas 4 sont déplacées vers la fréquence du spectre inférieur, par rapport au cas initial 1, de 16.356 - 19.913 GHz à 5.134 - 5.684 GHz.

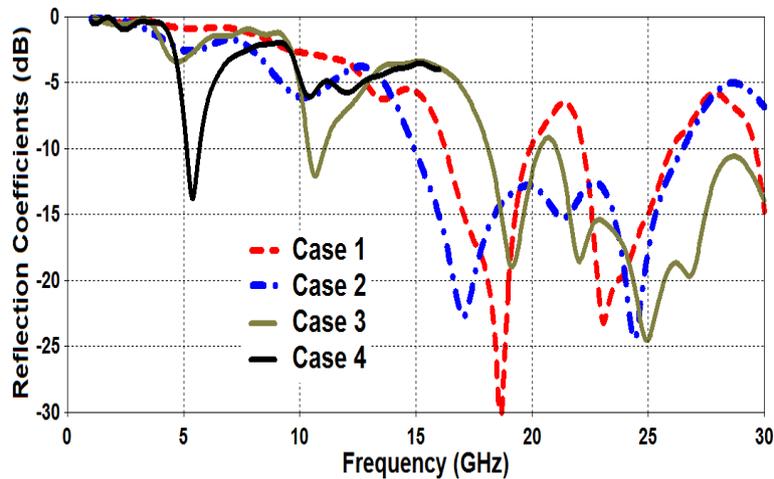


Figure V.11: Coefficient de réflexion simulé pour les quatre cas.

Tableau V.2: Résultats simulés des quatre cas d'antenne.

Antenne	f_r (GHz)	Bande passante (GHz)
Cas 1	18.632	16.356 – 19.913
Cas 2	17.037	14.93 – 26.488
Cas 3	10.657	10.374 – 11.056
Cas 4	5.38	5.134 – 5.684

4.2. Géométrie de l'antenne

Les dimensions optimales de l'antenne finale, présentées dans la figure V.12, sont résumées dans le tableau V.3.

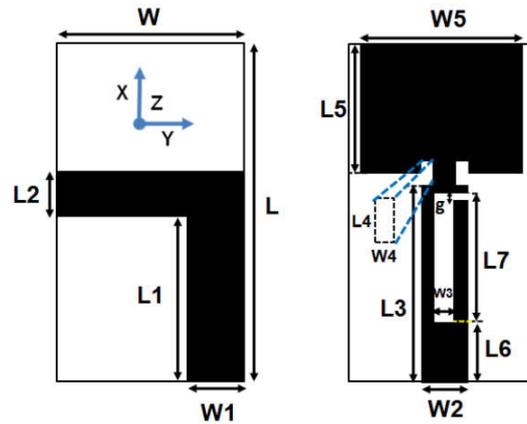


Figure V.12: Géométrie de la conception finale.

Tableau V.3: Dimensions optimales de l'antenne proposée.

paramètre	(mm)	paramètre	(mm)	paramètre	(mm)
W	8	W ₅	7	L ₄	1
W ₁	2.5	L	14.5	L ₅	5.5
W ₂	2	L ₁	7	L ₆	2.5
W ₃	0.8	L ₂	2	L ₇	5.5
W ₄	0.5	L ₃	8.5	g	0.1

4.3. Etude paramétrique

Pour analyser l'effet de la permittivité de substrat, des dimensions de la ligne d'excitation et son ouverture (paramètre g), la géométrie de plan de masse et la géométrie du patch sur la performance de l'antenne, une étude paramétrique s'effectue par le même logiciel de simulation dans cette partie, en agissant sur les paramètres du tableau V.3.

4.3.1. Effet de la permittivité du substrat

L'effet de la permittivité sur le coefficient de réflexion est représenté sur la figure V.13. À partir des courbes de cette figure, on peut voir clairement que l'augmentation de la permittivité du substrat peut décaler à gauche (vers les fréquences les plus basses) la fréquence de résonance de l'antenne microruban.

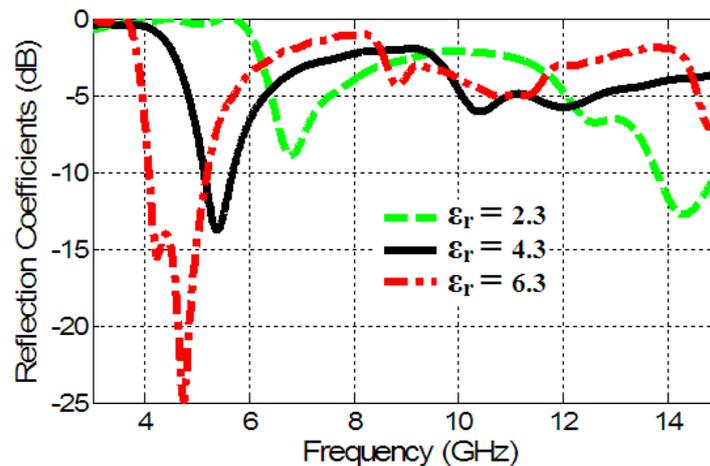


Figure V.13: Effet de la permittivité de substrat sur le coefficient de réflexion.

4.3.2. Effet de géométrie de la ligne d'excitation

Les figures V.14 et V.15 représentent l'effet de la longueur (paramètre L_3) et la largeur (paramètre W_2) de la ligne d'alimentation microruban, respectivement, sur le coefficient de réflexion.

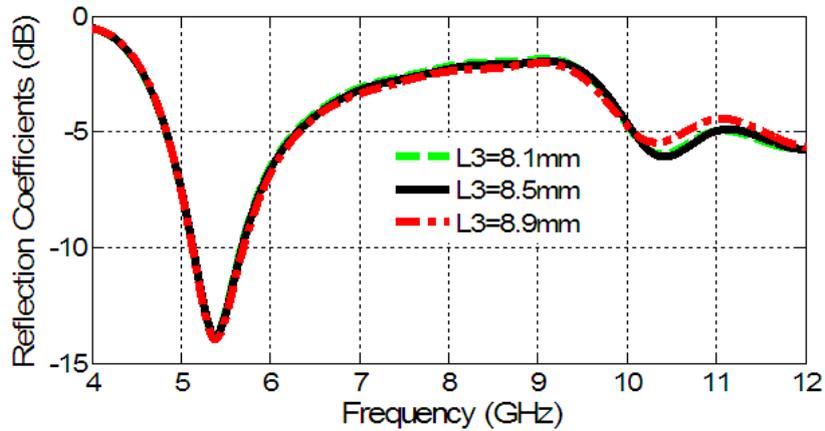


Figure V.14: Effet du paramètre L_3 sur le coefficient de réflexion.

Une petite variation de 0.4 mm de la longueur de la ligne d'excitation ne change pas la fréquence de résonance, ceci est confirmé dans la figure V.14 dont les trois courbes sont identiques. Contrairement pour la largeur de la ligne, où on remarque un décalage important de la fréquence de résonance en fonction d'une variation de 1 mm du paramètre W_2 (figure V.15).

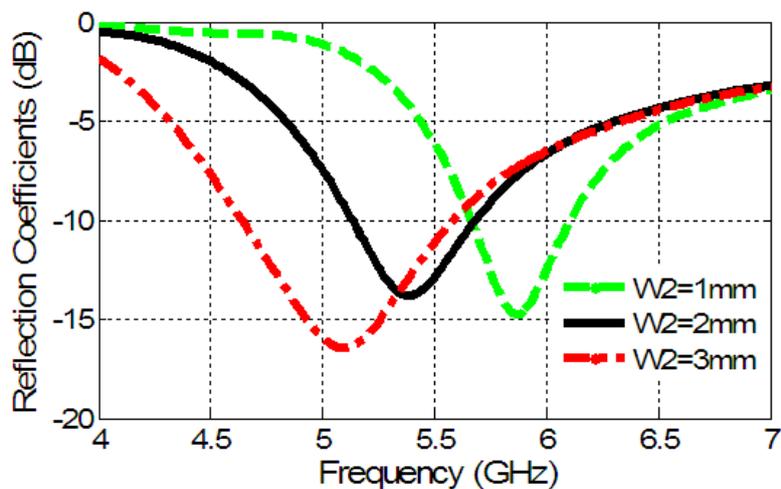


Figure V.15: Effet du paramètre W_2 sur le coefficient de réflexion.

4.3.3. Effet de géométrie des fentes dans la ligne d'excitation

L'effet de l'ouverture g -au niveau supérieur de la ligne d'alimentation- sur le coefficient de réflexion est illustré dans la figure V.16. On peut voir que la valeur optimale qui garantit que le projet couvre la bande souhaitée (application WLAN) est $g = 0,1$ mm.

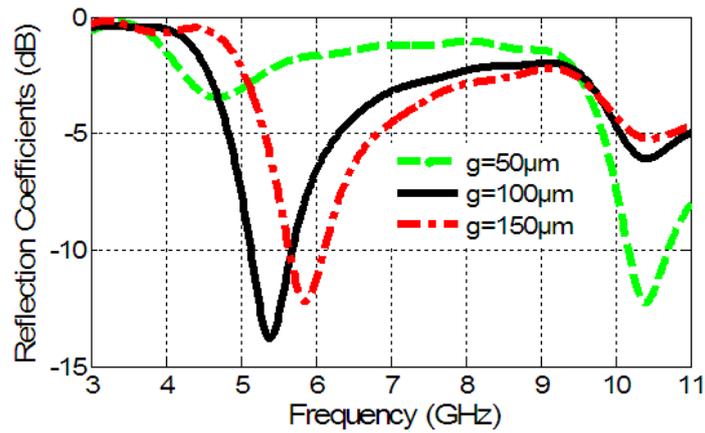


Figure V.16: Effet du paramètre g sur le coefficient de réflexion.

L'effet de la géométrie de la fente rectangulaire intérieure (les paramètres L_7 et W_3) gravée dans la ligne d'alimentation- sur le coefficient de réflexion est illustré dans les figures V.17 et V.18. D'après les courbes de ces figures, on peut constater que l'augmentation de la surface de la fente rectangulaire (longueur ou largeur) provoque une dégradation de la fréquence de résonance de l'antenne microruban.

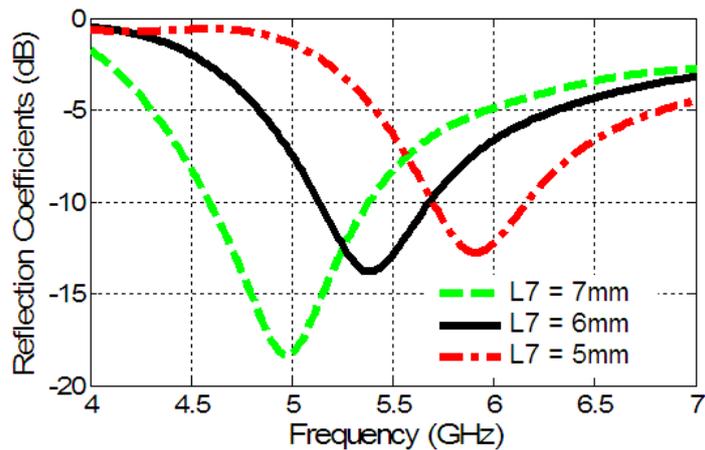


Figure V.17: Effet du paramètre L_6 sur le coefficient de réflexion

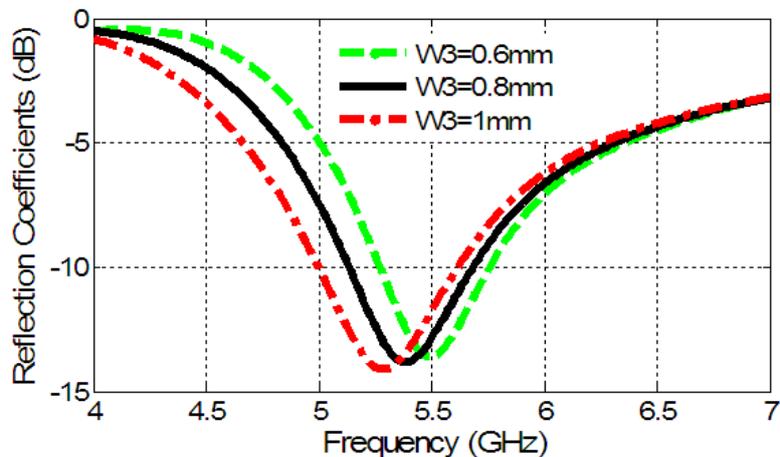


Figure V.18: Effet du paramètre W_3 sur le coefficient de réflexion

4.3.4. Effet de géométrie de l'élément rayonnant (patch)

Les figures V.19 et V.20 représentent l'effet de la longueur (paramètre L_5) et la largeur (paramètre W_5) de l'élément rayonnant (patch), respectivement, sur le coefficient de réflexion.

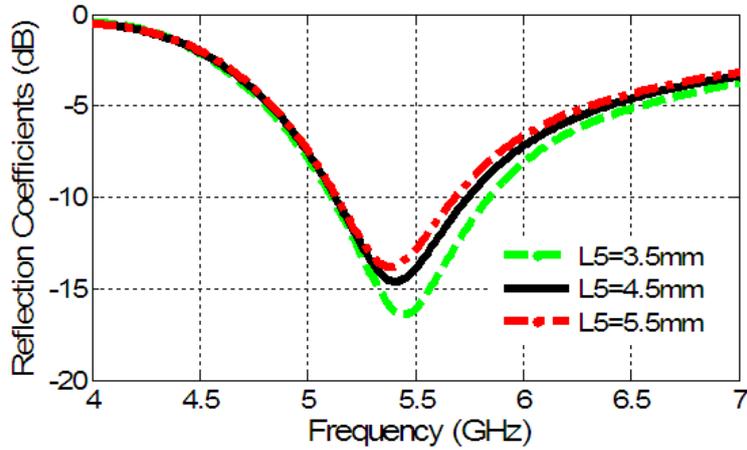


Figure V.19: Effet du paramètre L_5 sur le coefficient de réflexion

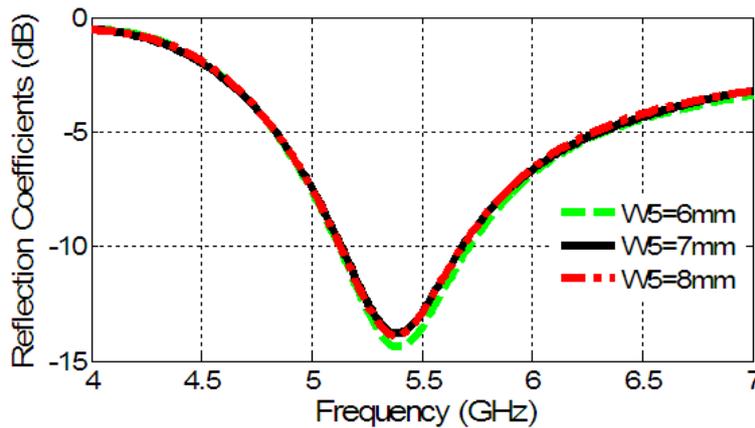


Figure V.20: Effet du paramètre W_5 sur le coefficient de réflexion.

Lorsqu'on revient aux courbes de ces figures, on variant par 1 mm la longueur ou la largeur de l'élément rayonnant, on remarque que la fréquence de résonance n'est pas beaucoup changée et les courbes de chaque figure sont presque identiques.

4.3.5. Effet de géométrie de plan de masse

L'effet de la géométrie de la forme 'L-inversé' du plan de masse sur le coefficient de réflexion est illustré dans les figures V.21 et V.22.

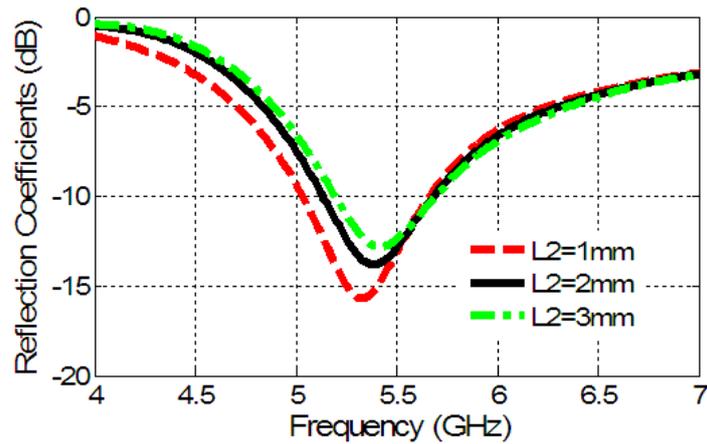


Figure V.21: Effet du paramètre L_2 sur le coefficient de réflexion.

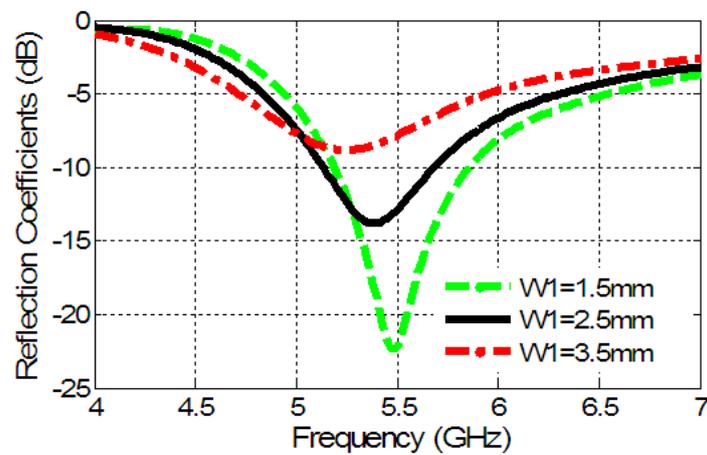


Figure V.22: Effet du paramètre W_1 sur le coefficient de réflexion.

D'après les courbes de la figure V.21, on peut voir que l'augmentation ou la diminution de 1 mm de la longueur de plan de masse (paramètre L_2), n'a pas un effet considérable sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée. Par contre dans la figure V.22, la même variation par 1 mm de la largeur de plan de masse (paramètre W_1) peut modifier complètement la bande passante de l'antenne (adaptation).

4.4. Résultats et discussion

Afin de valider les résultats numériques, la version finale de l'antenne est fabriquée et mesurée, comme illustré dans la figure V.23.

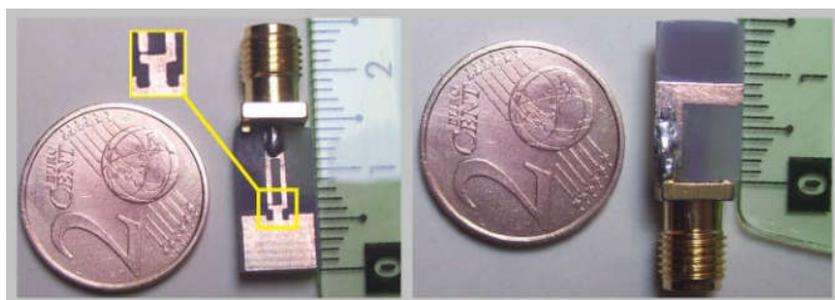


Figure V.23: Photographie du prototype fabriqué.

4.4.1. Coefficient de réflexion

Les coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne proposée sont tracés ensemble dans la figure V.24. À partir de cette figure, on peut voir que l'antenne monopôle rectangulaire fournit une bande passante d'impédance de 4,926 GHz et 5,198 GHz (S_{11} inférieure à -10 dB) pour les mesures et entre 5,144 et 5,684 GHz pour les simulations.

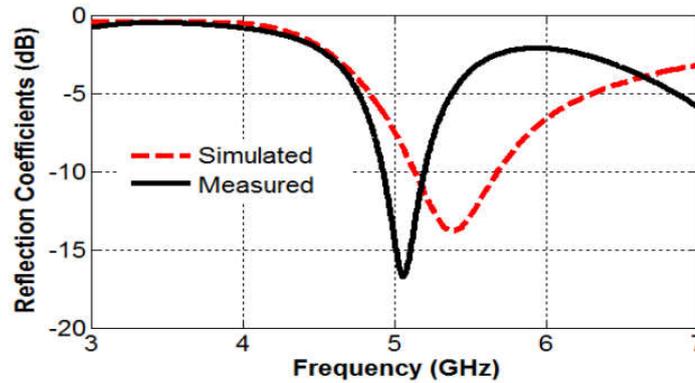


Figure V.24: Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne proposée.

L'écart observé entre les résultats mesurés et simulés est dû à l'effet de la soudure incorrecte du connecteur SMA ou à des erreurs de branchement sur le connecteur SMA et le câble VNA (sonde HF de l'analyseur). Les défauts de fabrication peuvent également être la cause de cette déviation dans le résultat de mesure.

La figure V.25 représente des photos de paramètre S_{11} mesuré par l'analyseur de réseau vectoriel N5224A.

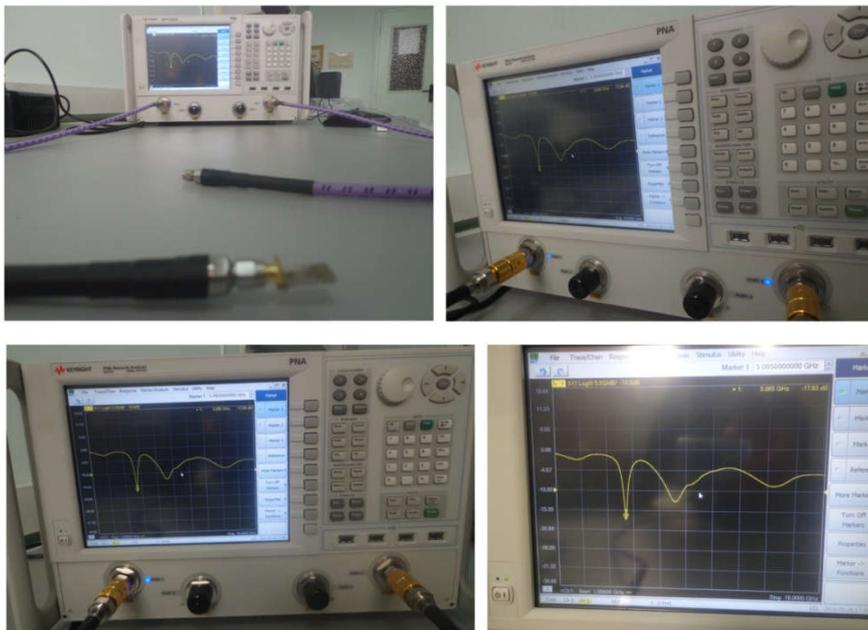


Figure V.25: Photographies du paramètre S_{11} mesuré par l'analyseur de réseau.

4.4.2. Distribution des lignes de champs magnétique

La figure V.26 montre la distribution du champ de l'antenne proposée à 5,38 GHz entre les deux conducteurs. À cette fréquence, l'intensité maximale du champ est concentrée sur le côté droit du plan de masse, sa longueur électrique augmente ce qui explique la miniaturisation par la technique du DGS.

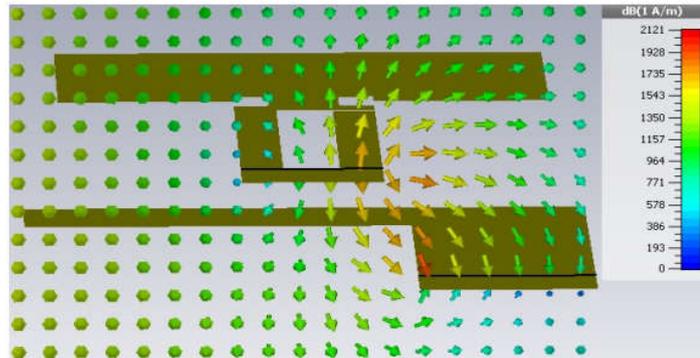


Figure V.26: Distribution du champ de l'antenne proposée simulée par le logiciel CST à 5,38 GHz.

4.4.3. Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement de la conception proposée sont calculés dans les deux plans principaux (plan XZ et YZ) à la fréquence de 5,38 GHz et représentés sur la figure V.27. Le diagramme de rayonnement de l'antenne est bidirectionnel dans le plan XZ et omnidirectionnel dans le plan YZ.

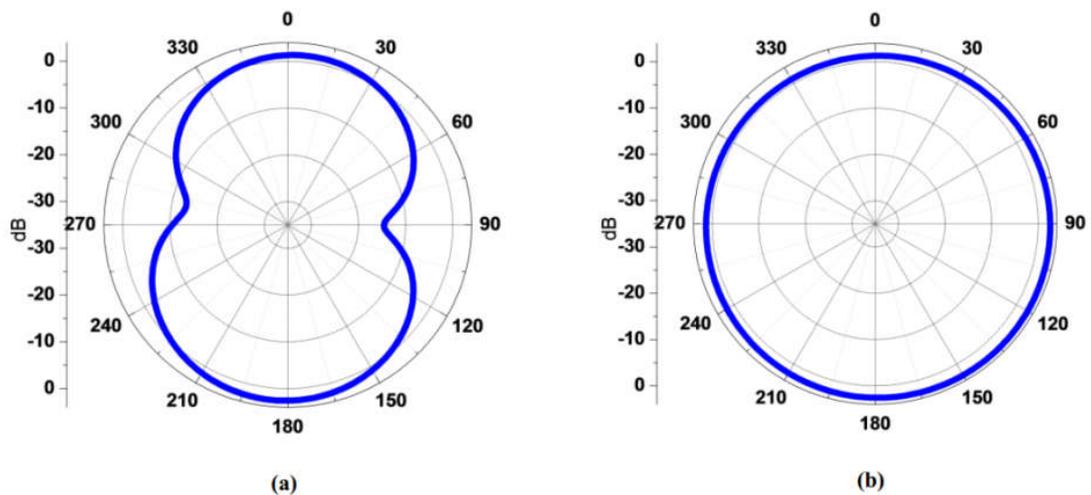


Figure V.27: Les diagrammes de rayonnement simulés à 5,38 GHz ; (a) plan XZ, (b) plan YZ.

Le diagramme de rayonnement en 3D simulé à 5,38 GHz est illustré dans la figure V.28.

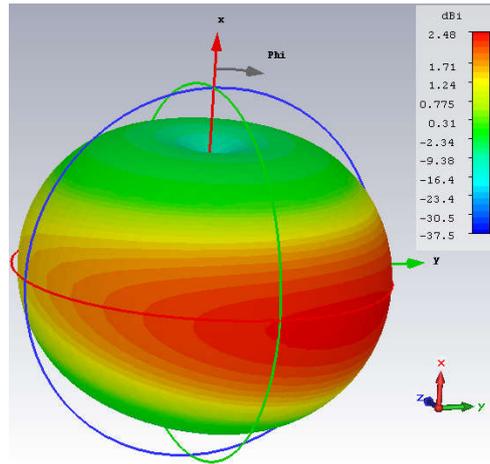


Figure V.28: Le diagramme de rayonnement en 3D simulé à 5,38 GHz.

4.4.4. Gain et efficacité

Les figures V.29 et V.30 montrent, respectivement, le gain réalisé et l'efficacité totale de l'antenne proposée simulés à 5,38 GHz. À partir des courbes de ces figures on peut conclure que le gain réalisé de l'antenne proposée est d'environ 2,1 dBi pour 5,4 GHz. En outre, l'efficacité est presque de 84.67 % à la fréquence de résonance.

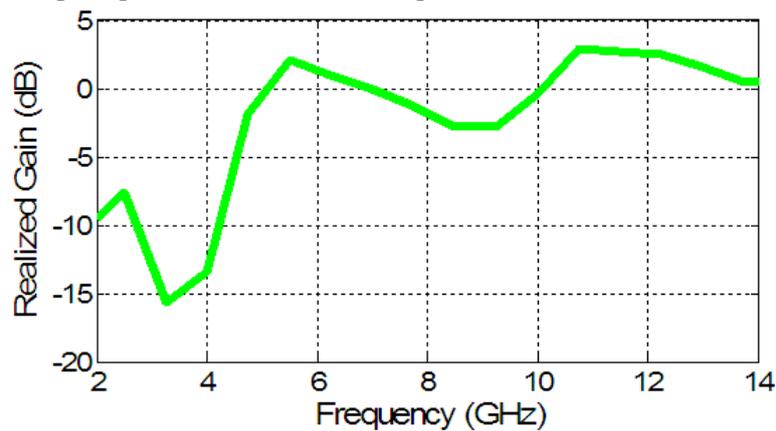


Figure V.29: Gain simulé de l'antenne en fonction de la fréquence.

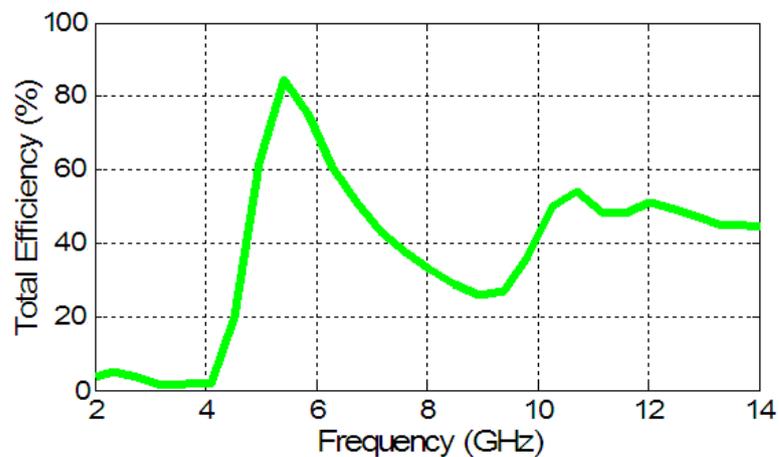


Figure V.30: L'efficacité totale simulée de l'antenne en fonction de la fréquence.

5. Antenne monopole miniaturisée à large bande [10]

Dans ce travail, une antenne monopole rectangulaire imprimée très petite et compacte est présentée. La taille totale de l'antenne est de $10 \times 6 \text{ mm}^2$ et consiste d'un patch rectangulaire et un plan de masse en L-inversé alimenté par une ligne de transmission microruban. La technique de structure DGS est utilisée pour obtenir la miniaturisation.

5.1. Conception de l'antenne

Le prototype initial est constitué d'une antenne patch rectangulaire imprimée sur un substrat diélectrique avec un matériau FR-4 (Fire Retardant) avec une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 4,4$, une épaisseur $h = 1,6 \text{ mm}$ et une tangente de perte $\tan\delta = 0,02$. La ligne d'alimentation et le plan de masse complet sont imprimés au-dessus et en dessous du substrat, respectivement, comme illustré sur la figure V.31.a. Pour réaliser la miniaturisation de l'antenne, on étudie la même structure d'antenne avec un plan de masse partiellement imprimé (en forme de L-inversé), comme indiqué sur la figure V.31.b.

Les détails des deux cas sont les suivants:

- **Cas1:** une antenne patch rectangulaire avec un plan de masse complet.
- **Cas2:** une antenne patch rectangulaire avec une structure DGS (en forme de L inversé).

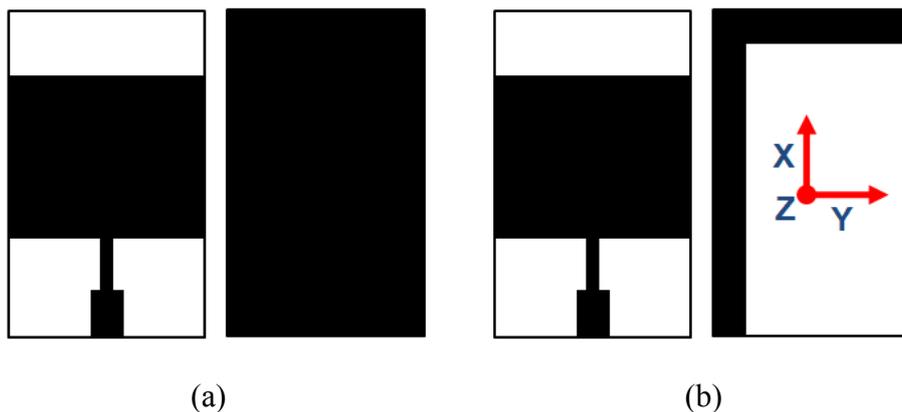


Figure V.31: Conception de l'antenne pour; (a) cas1, (b) cas2.

5.2. Considération théorique

Pour calculer analytiquement la fréquence de résonance du mode dominant, la formule citée par C. Balanis dans [11] est appliquée:

$$f_r(\text{cas1}) = \frac{C}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.1)$$

Où ; C est la célérité, W est la largeur de l'élément rayonnant, et ϵ_r est la permittivité relative du substrat.

La valeur de fréquence obtenue est d'environ 12 GHz.

La structure de la figure V.31.a est une antenne patch classique qui résonne à une demi-longueur d'onde ($\lambda / 2$), tandis que la même antenne résonne à environ un quart de longueur d'onde ($\lambda / 4$) lorsque le plan de masse est réduit à une forme en L-inversé (figure V.31.b).

Ceci explique que la fréquence de résonance dans le cas 1 soit presque le double de celle obtenue dans le cas 2, comme le montre la figure V.32.

Pour l'antenne monopôle à plan de masse modifié, la fréquence de résonance peut être donnée par l'expression suivante [12]:

$$f_r(\text{cas2}) = \frac{C}{4W\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{f_r(\text{cas1})}{2} \quad (5.2)$$

La nouvelle valeur calculée de la fréquence de résonance est fermée à 5,96 GHz.

5.3. Analyse numérique

Pour comparer les performances de différents cas d'antennes, les deux conceptions ont été simulées à l'aide du logiciel CST Studio. Toutes les caractéristiques électromagnétiques (coefficient de réflexion, bande passante, diagramme de rayonnement, gain et efficacité du rayonnement) sont analysées et discutées dans cette section.

5.3.1. Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion des deux cas est représenté sur la figure V.32.

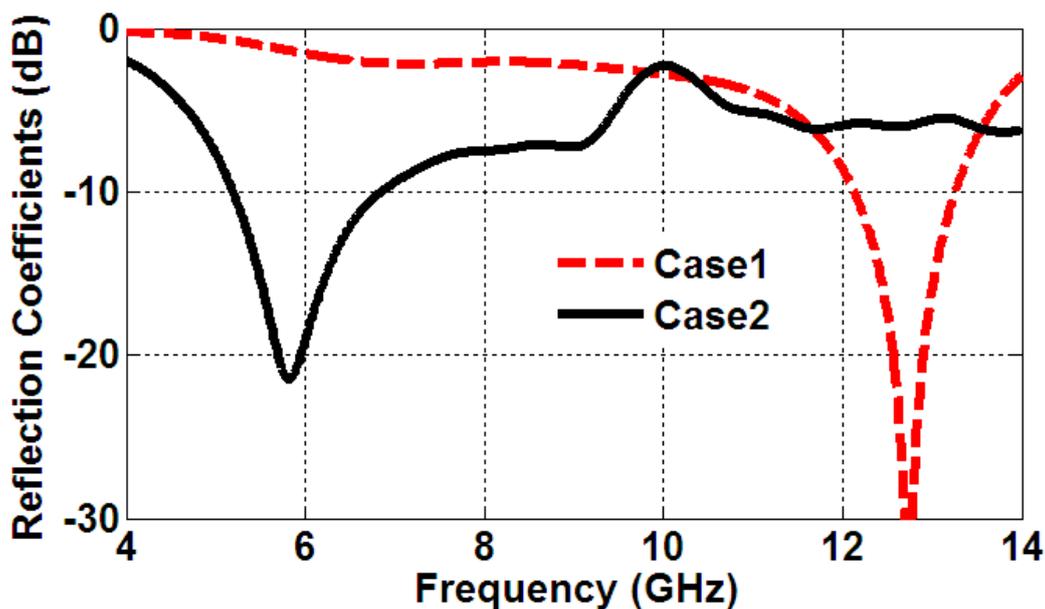


Figure V.32: Coefficients de réflexion simulés pour les deux cas.

À partir de ces courbes, les performances des antennes, en termes de fréquence de résonance et du spectre de bande passante, sont extraites et répertoriées dans le tableau V.4. On peut voir dans ce tableau que la fréquence de fonctionnement de la conception du cas2 est décalée vers la fréquence la plus basse par rapport à la conception initiale, de 12,1 - 13,3 GHz à 5,2 - 6,8 GHz. Le facteur de miniaturisation est identifié par 2.18. Il est également noté dans le tableau V.4 que la bande passante est encore augmentée de 1,12 GHz à 1,65 GHz avec une différence de 531 MHz. Cette amélioration est due à l'effet de l'impédance d'entrée et du flux de courant de l'antenne.

Tableau V.4: Résultats simulés de deux cas d'antennes.

Antenne	f_r (GHz)	Bandwidth (GHz)	BW%(GHz)	Gain/Efficacité Totale (dBi/%)
Cas 1	12.74	12.13 – 13.25	8.82(1.12)	4.58/70.62
Cas 2	5.82	5.2 – 6.85	28.4(1.65)	2.34/97.55

5.3.2. Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement simulés des deux antennes sont représentés sur la figure V.33 à leurs fréquences de résonance (à 12,7 GHz pour le cas 1 et à 5,8 GHz pour le cas 2). À partir de cette figure, on peut voir que la courbe de rayonnement dans le cas 2 est améliorée par rapport au premier cas.

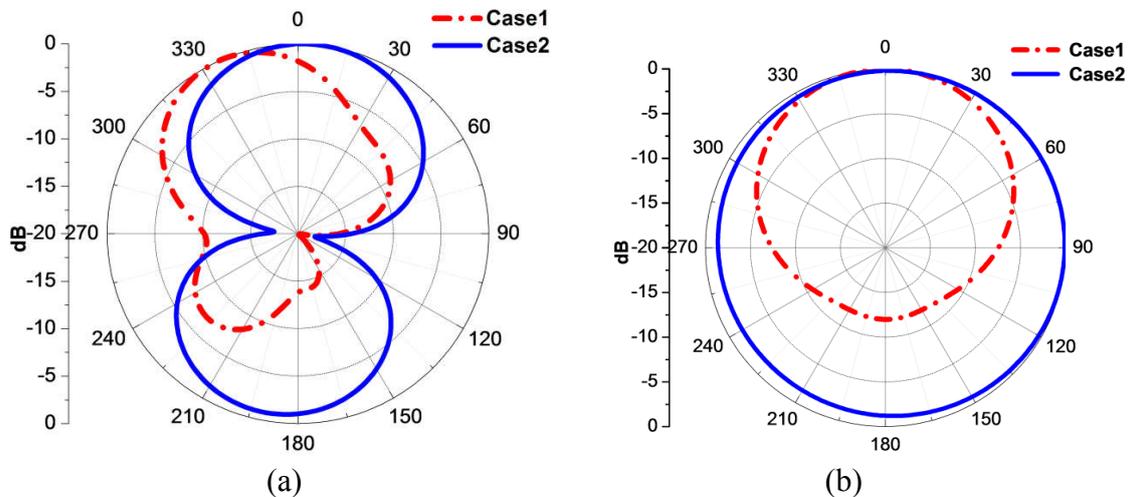


Figure V.33: Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas en; (a) Plan XZ, (b) Plan YZ.

Les diagrammes de rayonnement en 3D simulés des deux antennes sont représentés sur la figure V.34 à leurs fréquences de résonance.

Pour la figure V.34.a, la structure est constituée d'une antenne patch où le plan de masse est complètement gravé sur la face inférieure du substrat. Dans ce cas, le patch rayonne uniquement dans la direction + z provoquée par la réflexion des ondes électromagnétiques sur le plan de masse. Avec la présence du connecteur SMA, le rayonnement de l'antenne patch est incliné dans sa région. Cependant, pour la conception finale où le plan de masse est partiellement enlevé, ce qui permet d'avoir un rayonnement dans les deux directions + z et -z (pas de réflexion), il est clair qu'il n'y a pas de ce phénomène d'inclinaison (voir la figure V.34.b).

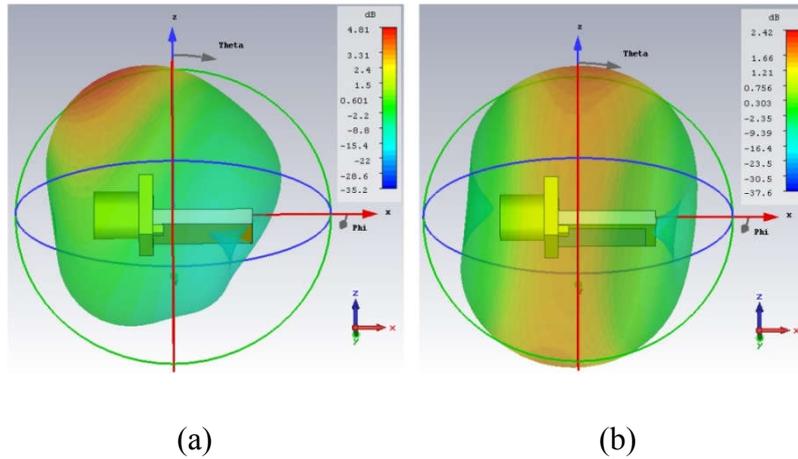


Figure V.34: Diagramme de rayonnement simulé en 3D pour ; (a) cas1, (b) cas2.

5.3.3. Gain et efficacité

Les figures V.35 et V.36 montrent le gain réalisé et l'efficacité totale simulés pour les deux cas, respectivement.

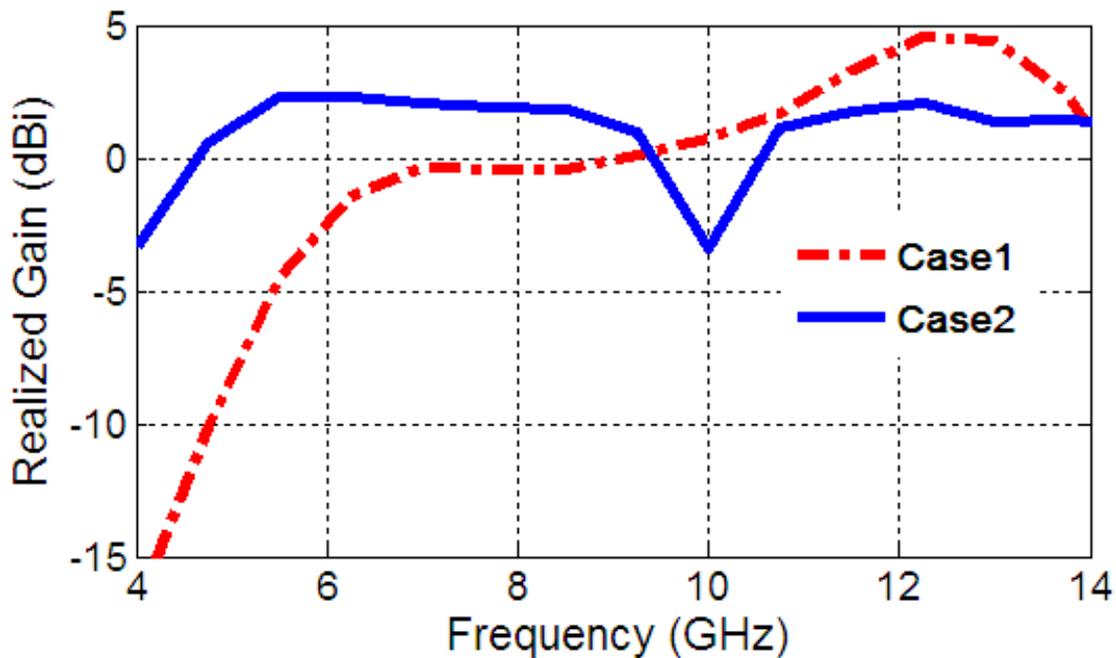


Figure V.35: Gain réalisé simulé pour les deux cas.

À partir des courbes de la figure V.35, on peut observer que le gain dans le cas 2 est de 2,34 dBi à la fréquence de 5,8 GHz et se divise presque en deux par rapport au cas initial. D'après la figure V.36, l'efficacité maximale pour le cas 1 est de 70,62% à la fréquence de 12,5 GHz et de 97,55% à la fréquence de 6 GHz pour le cas 2. Cette augmentation s'explique par la configuration de l'antenne monopôle, où la perte diélectrique du substrat ne joue pas un rôle majeur.

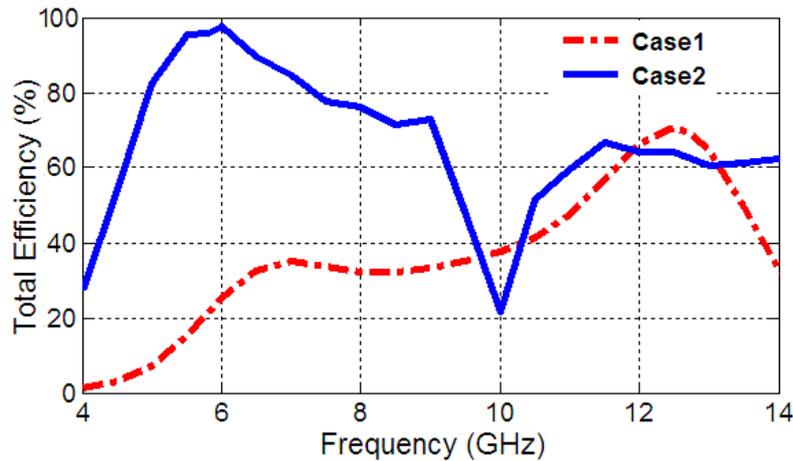


Figure V.36: Efficacité simulée pour les deux cas.

5.3.4. Distribution de champ

La distribution du champ magnétique de la conception originale et nouvelle entre les deux conducteurs est adressée et représentée sur la figure V.37 à leurs fréquences de résonance.

La distribution du champ magnétique est homogène sur la figure V.37.a, les lignes de champ émergent d'un côté du substrat et se déplacent vers l'autre extrémité, se propageant en haut et en bas du patch vers le plan de masse global. D'autre part, pour le plan de masse partiel (figure V.37.b), les lignes de champ ne prennent qu'une direction, avec un chemin long, donc la longueur d'onde augmente, ce qui explique la miniaturisation par la technique DGS.

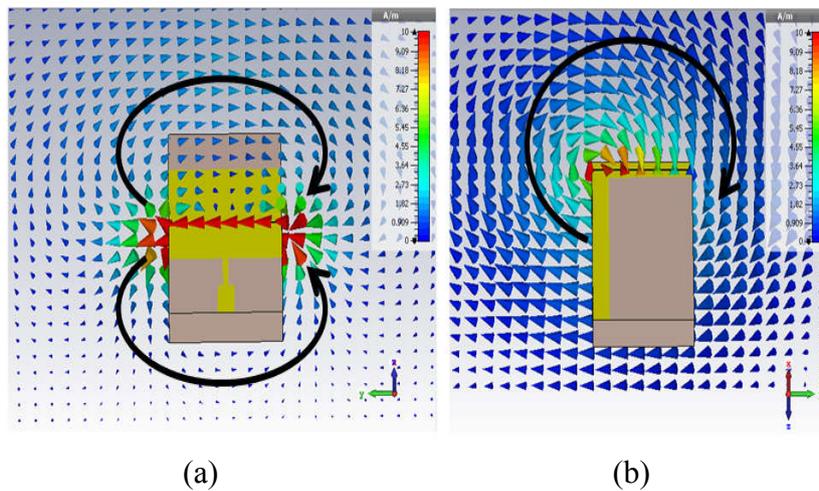


Figure V.37: Distribution des champs magnétiques simulée pour: (a) cas 1 à 12,7 GHz, et (b) cas 2 à 5,8 GHz.

5.4. Géométrie de l'antenne

Les dimensions optimales de l'antenne finale sont présentées sur la figure V.38 et résumées dans le tableau V.5.

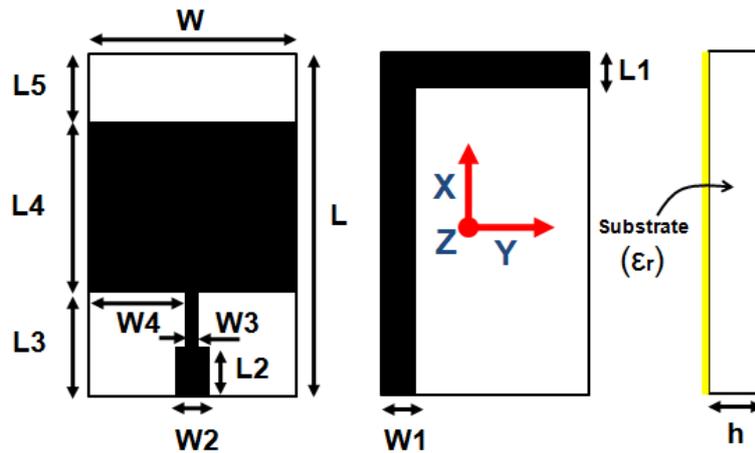


Figure V.38: Géométrie de la conception finale.

Tableau V.5: Dimensions optimales de l'antenne proposée.

paramètre	valeur(mm)	paramètre	valeur(mm)	paramètre	valeur(mm)
L	10	L ₁	1	L ₂	1.5
L ₃	3	L ₄	5	L ₅	2
W	6	W ₁	1	W ₂	1
W ₃	0.4	W ₄	2.8	h	1.6

5.5. Etude paramétrique

Avant d'effectuer la fabrication du prototype, une analyse de performance de l'antenne proposée a été effectuée pour offrir les meilleurs résultats d'optimisation. Le même logiciel est utilisé pour étudier l'effet de la permittivité et l'effet de la géométrie du plan de masse en forme de L inversé, la ligne d'alimentation et la géométrie de l'élément rayonnant sur les performances de l'antenne.

5.5.1. Effet de la permittivité de substrat

L'effet de la permittivité sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée est représenté sur la figure V.39. À partir des courbes de cette figure, on peut dire qu'aucun décalage de la fréquence de résonance n'est remarqué avec l'augmentation de la permittivité du substrat, mais seulement la valeur de coefficient de réflexion est modifiée (adaptation de l'antenne).

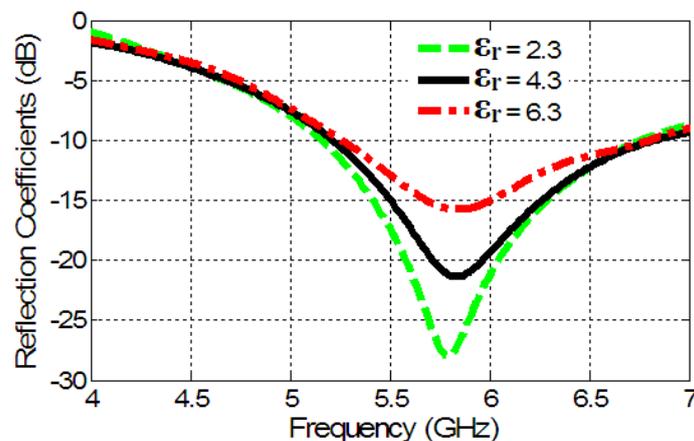


Figure V.39: Effet de la permittivité de substrat sur le coefficient de réflexion.

5.5.2. Effet de géométrie de la ligne d'excitation

L'effet de la géométrie de la ligne d'alimentation (la longueur L_2 et la largeur W_3) sur le coefficient de réflexion est illustré dans les figures V.40 et V.41.

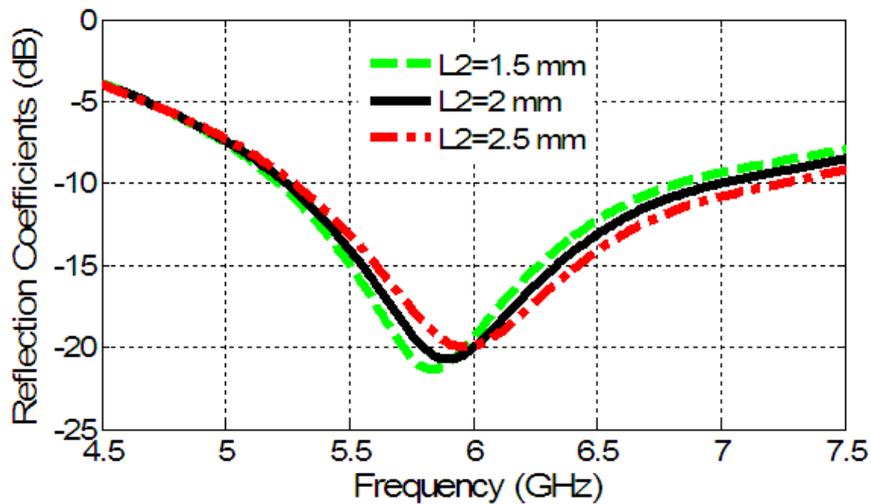


Figure V.40: Effet du paramètre L_2 sur le coefficient de réflexion.

D'après les courbes de ces figures, on peut constater que les deux paramètres n'ont pas un grand effet sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée.

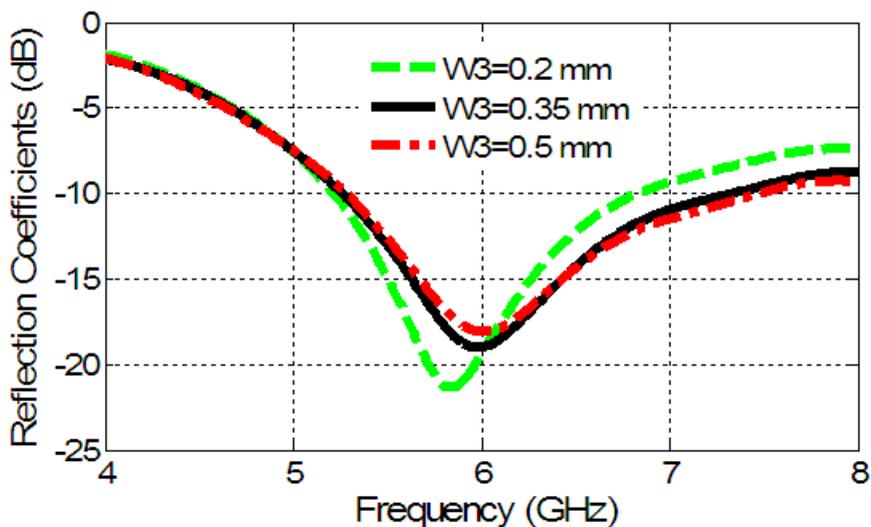


Figure V.41: Effet du paramètre W_3 sur le coefficient de réflexion.

5.5.3. Effet de géométrie de l'élément rayonnant (patch)

Les figures V.42 et V.43 représentent l'effet de la longueur (paramètre L_4) et la largeur (paramètre W) de l'élément rayonnant, respectivement, sur le coefficient de réflexion.

Une augmentation de 2 mm de la longueur de patch peut décaler à droite la fréquence de résonance (voir la figure V.42). Au contraire pour la figure V.43, dont l'augmentation de 2 mm de la largeur W provoque un décalage à gauche de la fréquence de résonance.

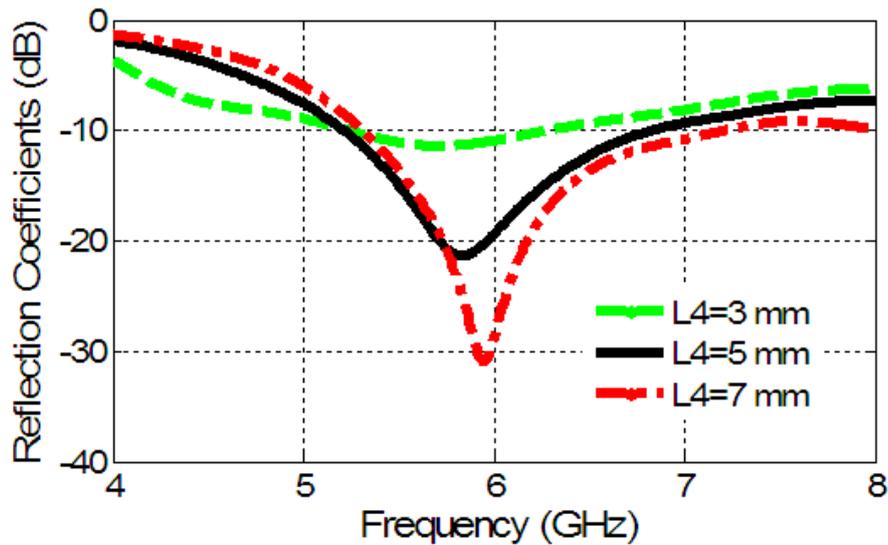


Figure V.42: Effet du paramètre L_4 sur le coefficient de réflexion.

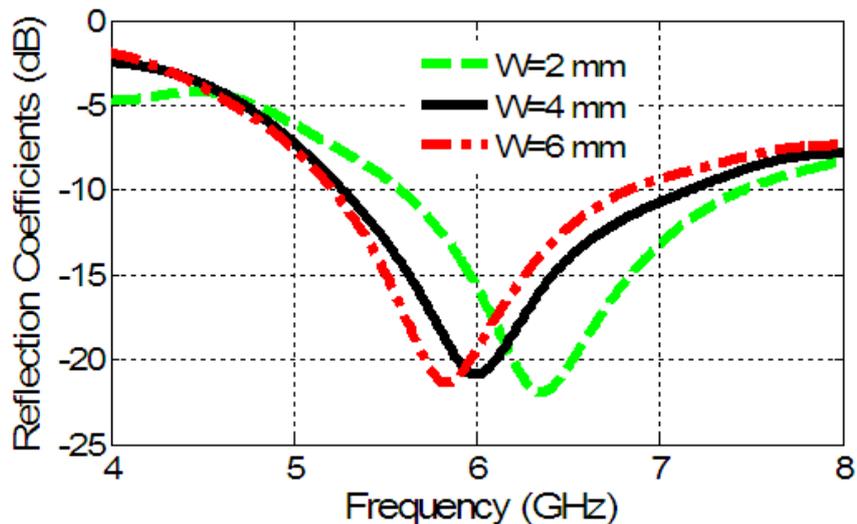


Figure V.43: Effet du paramètre W sur le coefficient de réflexion.

5.5.4. Effet de géométrie de plan de masse

Les figures V.44 et V.45 montrent l'effet de la longueur et de la largeur du plan de masse en forme de L-inversé sur le coefficient de réflexion. Il est clair de ces courbes que pour obtenir une fréquence de résonance centrée à 5,8 GHz (dédiée à l'application WLAN), il faut choisir la longueur $L_1 = 1$ mm et la largeur $W_1 = 1$ mm.

On note également que l'effet de la largeur W_1 est plus grand que de la longueur L_1 , sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée.

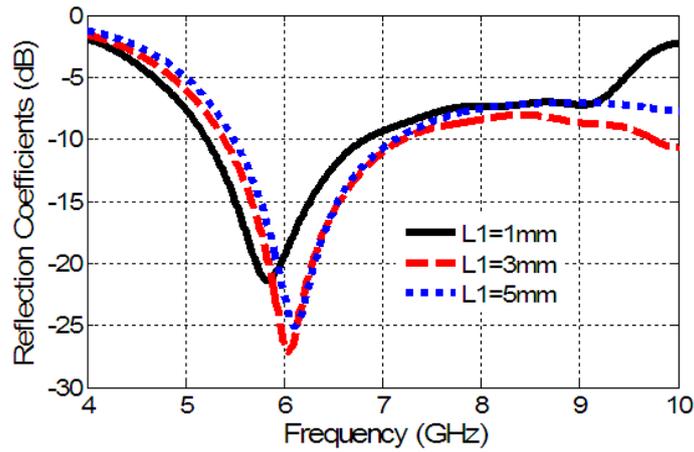


Figure V.44: Effet du paramètre L_1 sur le coefficient de réflexion.

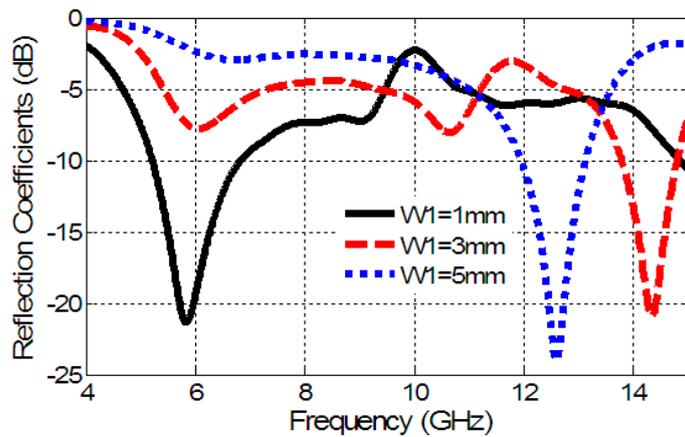


Figure V.45: Effet du paramètre W_1 sur le coefficient de réflexion.

5.6. Résultats mesurés et discussion

Pour analyser expérimentalement les caractéristiques électromagnétiques de la conception d'antenne proposée, l'antenne finale de l'antenne a été fabriquée (la figure V.46 montre la photographie du prototype fabriqué) et testée en utilisant un analyseur de réseau vectoriel Agilent 8719ES.



Figure V.46: Photographie du prototype fabriqué.

5.6.1. Coefficient de réflexion

Les coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne proposée sont représentés sur la figure V.47. On peut voir sur cette figure que l'antenne monopôle rectangulaire fournit une large bande passante comprise entre 5,26 GHz et 6,28 GHz pour les résultats mesurés (coefficient de réflexion moins de -10 dB) et entre 5,2 GHz et 6,85 GHz pour les résultats simulés.

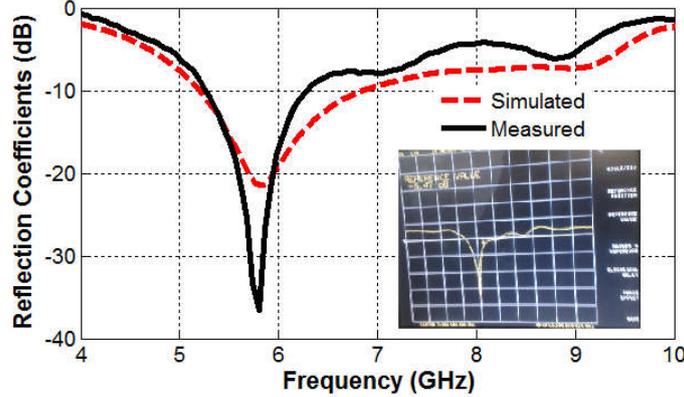


Figure V.47: Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne proposée.

La figure V.48 représente une photo de paramètre S_{11} mesuré par l'analyseur de réseau vectoriel Agilent 8719ES.



Figure V.48: Photographie du paramètre S_{11} mesuré par l'analyseur RV.

5.6.2. Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement de la conception proposée sont calculés et mesurés dans les deux plans principaux (plan XZ et plan YZ) à la fréquence centrale de 5,8 GHz et représentés sur la figure V.49. Le comportement de rayonnement de l'antenne est presque bidirectionnel dans le plan XZ et omnidirectionnel dans le plan YZ.

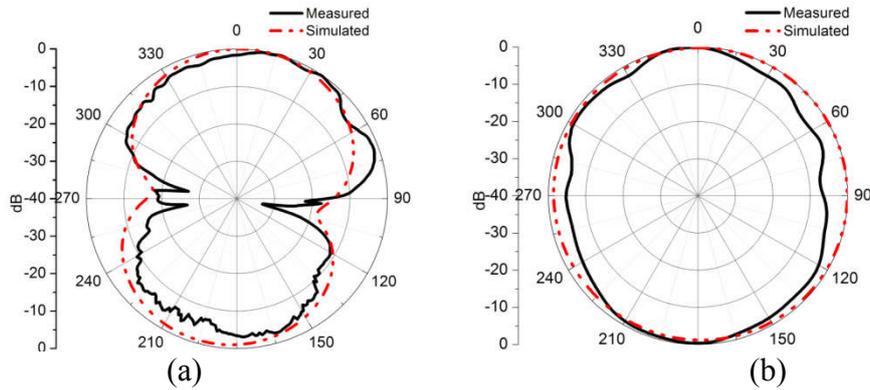


Figure V.49: Diagramme de rayonnement simulés et mesurés à 5,8 GHz dans; (a) plan XZ, (b) plan YZ.

5.6.3. Gain

La figure V.50 montre le gain réalisé de l'antenne proposée obtenu à partir de la simulation et des mesures. À partir de ces courbes, on peut voir que le gain réalisé est presque stable dans la bande de fréquences de fonctionnement et que la valeur maximale de gain fournie par l'antenne proposée est d'environ 2,5 dB à la fréquence de résonance de 5,8 GHz.

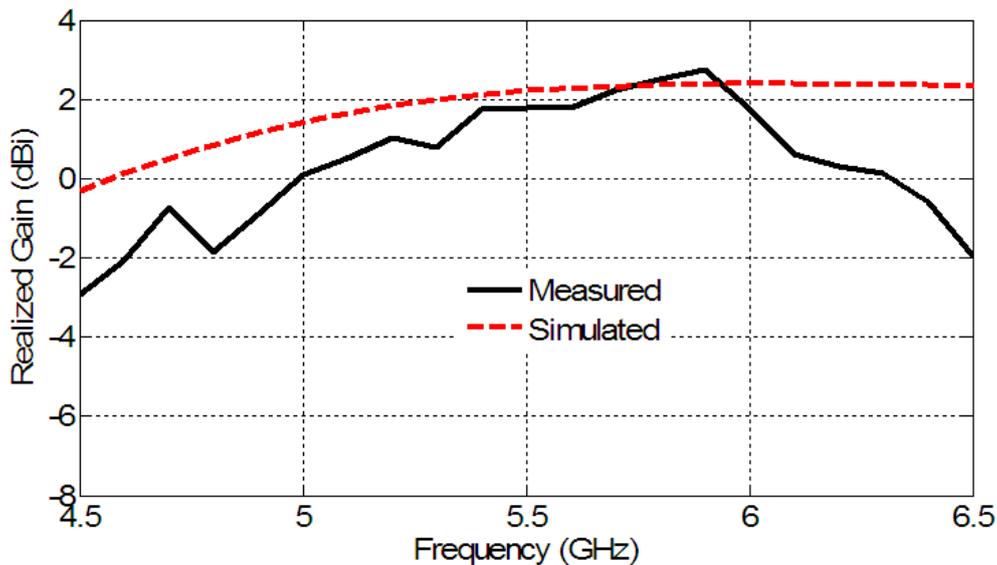


Figure V.50: Gain réalisé simulé et mesuré de l'antenne proposée.

5.7. Comparaison avec des conceptions d'antennes récentes

Dans cette section, la structure d'antenne proposée est comparée (bande passante et taille) avec les conceptions d'antenne mono / bi-bande existantes pour l'application WLAN 5.2 / 5.8 GHz et publiées récemment (à partir du coefficient de réflexion mesuré inférieur à -10 dB).

Le tableau V.6 montre une comparaison entre l'antenne proposée et d'autres conceptions d'antennes récentes. À partir de ce tableau, on peut conclure que l'antenne proposée est la plus compacte par rapport aux autres et qu'elle offre une largeur de bande passante de 1 GHz qui couvre la bande WLAN de la norme 802.11a.

Tableau V.6: Comparaison entre l'antenne proposée et les conceptions récentes d'antennes.

Référence	f_r /Gain (GHz/dBi)	Bande passante (GHz)	Taille inclus le plan de masse (mm ²)	Largeur de bande à la fréquence la plus basse
[13] ^a	5.6/8.18	5.2–6.1	40 × 40	0.746 λ_0 ×0.746 λ_0
[14] ^a	5.1/-	4.7–6.2	20 × 20	0.34 λ_0 ×0.34 λ_0
[15] ^b	6.2/1.8	5 –7.2	15 × 15	0.31 λ_0 ×0.31 λ_0
[16] ^b	5.2/8.2	5 – 5.2	36 × 30	0.624 λ_0 ×0.52 λ_0
[17] ^a	5.8/14	5 – 6	23 × 23	0.444 λ_0 ×0.444 λ_0
[18] ^b	5.2/1.71	5.1–5.4	24 × 16	0.416 λ_0 ×0.277 λ_0
[19] ^a	5/6.5	4.8 – 6.6	π (32) ²	0.945 λ_0 ×0.945 λ_0
[20] ^a	5.8/5.1	5.1–6.83	11 × 13	0.213 λ_0 ×0.251 λ_0
[21] ^b	6.3/<0	6.1–6.5	11 × 15	0.231 λ_0 ×0.315 λ_0
[22] ^a	5.8/3.1	5.4–6	13 × 19.8	0.251 λ_0 ×0.383 λ_0
Ce travail	5.8/2.5	5.2–6.2	10 × 6	0.193λ_0×0.116λ_0

^a) bande unique, ^b) double ou multi-bande

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté et fabriqué deux antennes monopoles rectangulaires imprimées (à bande étroite et à large bande) et miniaturisées par la technique DGS:

Pour la première antenne qui a été discutée dans la section 4, l'utilisation de la forme L inversée dans le plan de masse et la fente dans la ligne d'alimentation fournit la miniaturisation et réduit la fréquence de résonance par un facteur de 3, approximativement. Le résultat donne pour la mesure une bande passante étroite entre 4,926 et 5,198 GHz et entre 5,144 et 5,668 GHz pour les simulations (S_{11} inférieur à -10 dB). La taille de l'antenne proposée est de 14,5 x 8 mm² imprimée sur 1,6 mm d'épaisseur du substrat de matériau FR-4. Pour la deuxième antenne présentée dans la section 5, la technique de structure à défaut dans le plan de masse (DGS) est utilisée avec succès pour réduire le plan de masse en coupant une grande fente pour atteindre la miniaturisation (la fente rectangulaire gravée représente une réduction de 75% de la surface du plan de masse imprimé qui fournit une miniaturisation élevée). La structure du plan de masse consiste en une forme de L-inversé. L'élément rayonnant rectangulaire a une taille de 6 × 5 mm² et est connecté à une ligne d'alimentation microruban. La fréquence de résonance simulée et mesurée de l'antenne mono-bande est d'environ 5,8 GHz et peut couvrir une largeur de bande plus de 1 GHz pour la mesure et 1,65 GHz pour la simulation. Les données simulées et mesurées sont en bon accord. L'antenne proposée est très compacte (10 × 6 mm²).

La bande passante obtenue pour les deux antennes couvre le spectre de la bande WLAN 802.11a.

Bibliographie du Chapitre V

- [1] https://media.rs-online.com/t_large/F5265757-01.jpg
- [2] https://media.rs-online.com/t_large/F1939117-01.jpg
- [3] <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5990-7745EN.pdf?id=2052675>
- [4] <http://vi.raptor.ebaydesc.com/ws/eBayISAPI.dll?ViewItemDescV4&item=142396198652&category=40004&pm=1&ds=0&t=1516404847000&ver=0>
- [5] <https://www.keysight.com/en/pdx-x201876-pn-N5224A/pna-microwave-network-analyzer-435-ghz?pm=spc&nid=-32497.1150216&cc=DZ&lc=eng>
- [6] https://www.testworld.com/wp-content/uploads/user-guide-keysight-agilent-hp-8719et-8720et-8722et-8719es-8720es-8722es-network-analyzers_new.pdf
- [7] Thèse doctorat en génie électronique et électrique, Shaozhen Zhu, 'Wearable Antennas For Personal Wireless Networks', Université de Sheffield, Janvier 2008.
- [8] http://www.s3m-faraday.fr/mediastore/1/35107_1_FR_110_x.jpg
- [9] Farouk Chetouah, Nacerdine Bouzit, Idris Messaoudene, Salih Aidel, Massinissa Belazzoug, Youcef Braham Chaouche, 'Miniaturized printed rectangular monopole antenna with a new DGS for WLAN applications', International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC2017), Pp. 1-4, Marrakech, Morocco, 16-18 May 2017.
- [10] Farouk Chetouah, Salih Aidel, Nacerdine Bouzit, Idris Messaoudene, 'A miniaturized printed monopole antenna for 5.2-5.8 GHz WLAN applications', International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2018.
- [11] antenna Theory: Analysis Design, Third Edition, Constantine A. Balanis, Chapter 14: Microstrip Antennas, Pp. 826–831, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [12] J. Yang, H. Wang, Z. Lv, and H. Wang, "Design of Miniaturized Dual-Band Microstrip Antenna for WLAN Application", Sensors, Vol. 16, No. 7, Jul. 2016.
- [13] Elsdon M, Yurduseven O, Dai X. *Wideband metamaterial solar cell antenna for 5 GHz Wi-Fi communication*. Prog Electromagn Res C. 2017 ;71:123 – 131. Vol.
- [14] Ojaroudi Y, Ojaroudi N, Ghadimi N. *Circularly polarized microstrip slot antenna with a pair of spur-shaped slits for WLAN applications*. Microw Opt Technol Lett. 2015 ;57(3):756 – 759.
- [15] Alibakhshi-Kenari M. *Miniaturized printed monopole antenna with applying the modified conducteur-backed plane and three embedded strips based on CPW for multi-band telecommunication devices*. Int J Microw Wireless Technol. 2016 ;8(08):1 – 5
- [16] Yang H-L, Yao W, Yi Y, Huang X, Wu S, Xiao B. *A dual-band low-profile metasurface-enabled wearable antenna for WLAN devices*. Prog Electromagn Res C. 2016 ;61:115 – 125.
- [17] Liu L, Li Y, Zhang Z, Feng Z. *Compact helical antenna with small ground fed by spiral-shaped microstrip line*. Electron Lett. 2014 ;50(5):336 – 338.
- [18] Chakraborty U, Kundu A, Chowdhury SK, Bhattacharjee AK. *Compact dual-band microstrip antenna for IEEE 802.11a WLAN Application*. IEEE Antenna Wireless Propag Lett. 2014 ;13:407 – 410.
- [19] Wong H, So KK, Gao X. *Bandwidth enhancement of a monopolar patch antenna with V-shaped slot for car-to-car and WLAN communications*. IEEE Trans Vehic Technol. Mar. 2016;65(3):1130 – 1136.
- [20] Liu W-C, Hu Z-K. *Broadband CPW-fed folded-slot monopole antenna for 5.8 GHz RFID application*. Electron Lett. 2005 ;41 (17):937 – 939.
- [21] Alam MJ, Faruque MRI, Islam MT. *Split quadrilateral multiband microstrip patch antenna design for modern communication system*. Microw Opt Technol Lett. 2017 ;59(7):1530 – 1538.
- [22] Pandeewari R, Raghavan S. *Meandered CPW-fed hexagonal split-ring resonator monopole antenna for 5.8 GHz RFID applications*. Microw Opt Technol Lett. 2015 ;57(3):681 – 684.. No.

Conclusion générale

Cette thèse fait la présentation de l'analyse, de la conception et de la modélisation de nouvelles structures hyperfréquences planaires pour des applications des systèmes de communication. Notre motivation a été le défi d'améliorer la bande passante des antennes de petites tailles, à faible coût et dont la fabrication est facile à réaliser.

Dans ce travail, les caractéristiques électriques et électromagnétiques des antennes planaires ont été discutées en comparant les deux technologies ; microruban et résonateur diélectrique.

Ainsi, plusieurs approches théoriques pour des antennes (ESA) avec les différentes techniques de miniaturisation et les travaux de recherche les plus pertinents ont été décrits.

Une nouvelle antenne à résonateur diélectrique miniaturisée a été étudiée numériquement et analysée à l'aide de deux simulateurs électromagnétiques: Ansoft HFSS et CST. La structure étudiée est constituée d'un résonateur diélectrique rectangulaire empilée d'une couche épaisse du matériau diélectrique qui a une permittivité très élevée. Avec cette technique, la réduction de l'élément rayonnant atteint 90%.

Le matériau céramique BST à haute permittivité diélectrique est utilisé pour réaliser cette miniaturisation. Leurs propriétés diélectriques (constante diélectrique dépendante du champ, accordabilité et tangente de perte), et les techniques de développement des couches minces BST sont présentées.

Les résultats obtenus sont exprimés en termes de coefficients de réflexion et de caractéristiques de rayonnement de l'antenne proposée avec les effets des paramètres du résonateur diélectrique sur le coefficient de réflexion. L'antenne proposée fonctionne autour de 2,31 GHz et fournit une bande passante d'impédance de 20 MHz comprise entre 2,31 GHz et 2,33 GHz. Avec ces caractéristiques, l'antenne RD proposée peut être un candidat approprié pour les systèmes de service de communications sans fil (WCS).

La description des matériels de mesure utilisés et la procédure de fabrication des prototypes d'antennes ont été discutées. Une étude et une analyse numérique et expérimentale de deux antennes microrubans connectées à une ligne d'alimentation microruban miniaturisées par la technique DGS de forme 'L inversé' ont été menées. Les avantages de ces antennes fabriquées sont: la conception simple avec un matériau de faible coût, la taille de patch miniaturisée et le spectre de la bande WLAN 802.11a.

D'après les résultats obtenus, on constate que la deuxième antenne qui a une surface de patch plus petite et une taille globale de $10 \times 6 \text{ mm}^2$ présente une bande passante large et supérieure de 1 GHz. Par contre, la première antenne peut couvrir un spectre étroit de 272 MHz, malgré sa taille globale qui est supérieure ($14,5 \times 8 \text{ mm}^2$). Ceci est expliqué par l'effet de la taille du plan de masse et son emplacement (position de la forme 'L inversé') sur la miniaturisation et la bande passante de l'antenne microruban.

Conclusion générale

Les trois projets discutés montrent clairement l'importance de la technique de chargement d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par film mince de matériau à très hautes permittivité et la technique de structure à défaut dans le plan masse (DGS) dans la miniaturisation des antennes planaires.

Enfin, notre travail de recherche présente un intérêt certain dans le domaine de la miniaturisation des antennes planaires, et va sans nul doute d'enrichir les applications sans fil, notamment les WLAN. Il peut être élargi par des travaux avec les perspectives suivantes:

- Conception des antennes planaires en utilisant d'autres techniques de miniaturisation.
- L'application de ces techniques sur les antennes à plusieurs ports (antennes MIMO).
- L'amélioration du gain des antennes électriquement petites (ESA).