

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان
Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –
Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Télécommunication

Spécialité : Systèmes de télécommunications

Par :

HAOUZI Amel

KRICHE Kawther

Sujet

CONCEPTION D'ANTENNES IMPRIMEES MINIATURES

Soutenu, le 19 / 09 / 2020, devant le jury composé de

| | | | |
|------------------|------------|---------------|--------------|
| Mme. MELIANI. M | Professeur | Univ. Tlemcen | Présidente |
| Mme. BELHADEF. Y | MCA | Univ. Tlemcen | Examinatrice |
| Mme. SELADJI. N | MAA | Univ. Tlemcen | Encadrante |

Année Universitaire 2019 / 2020

Remerciements

En tout premier lieu, nous tenons à remercier le bon Dieu, tout puissant et miséricordieux, de nous avoir donné la volonté, la force, ainsi que le courage pour dépasser toutes les difficultés afin d'accomplir ce travail.

Nous voudrions également exprimer notre profonde gratitude, notre considération, et nos grands remerciements à notre encadrante **Mme. SELADJI Nawel**, Maître-assistante à l'université Abou Bekr-Belkaïd – Tlemcen d'avoir accepté de diriger ce travail et d'en assurer le suivi avec une attention soutenue. Nous la remercions sincèrement pour nous avoir fait bénéficier de ses connaissances ainsi que pour sa générosité et ses qualités scientifiques et humaines qui nous ont énormément aidés et guidés tout au long de notre travail.

Nos vifs remerciements vont également à **Mme. MELIANI. M**, professeur à l'université de Tlemcen pour avoir bien voulu accepter de présider le jury de cette soutenance.

Toutes nos gratitude vont à **Mme. BELHADEF. Y**, Maître de conférences à l'université de Tlemcen, pour avoir accepté d'examiner notre travail et de l'enrichir par ses propositions.

Nous voudrions adresser nos remerciements à tous les enseignants du département des télécommunications et le personnel de la faculté de Technologie de Tlemcen qui ont contribué de près ou de loin à notre formation.

Enfin, nous ne voudrions pas oublier de remercier toute personne qui nous a aidées à la réalisation de ce modeste mémoire.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à

Mon cher père et ma chère mère,

Qui n'ont jamais cessé, de m'encourager durant ces années d'études, de me soutenir et de m'épauler pour que je puisse atteindre mes objectifs, que dieu les garde et les protège.

Mes chers frères, Hichem et Farid,

Mes chères sœurs Badra, Nesrine et son mari Abdelbassat,

Pour ses soutiens moraux et leurs conseils précieux tout au long de mes études.

Toute ma famille et ma grande famille,

Ma chère binôme, Kawther

Qui m'a aidée et supportée dans les moments difficiles.

Mes chères amies, Nour el houda et Sarra.

***Tous mes enseignants et toute la promotion Master II – Système de
Télécommunication 2020.***

Amel

Dédicaces

A mes très chers parents, la source de tendresse,

Je vous dois ce que je suis aujourd'hui grâce à votre amour, votre patience et vos innombrables sacrifices. Que ce modeste travail, soit pour vous une reconnaissance envers tout ce que vous avez fait pour moi. Que dieu, le tout puissant vous préserve et vous procure santé et longue vie, afin que je puisse à mon tour vous combler.

A mes frères « Ilias et Mohammed » et mes chères sœurs «Fatima et Ikram»

Aucune dédicace ne serait exprimer profondément ce que je ressens envers vous. Je vous dirais tout simplement merci, je vous aime.

A Toute ma famille KRICHE et KAIDARI.

A ma chère binôme «Amel»,

Je te dis merci pour tes efforts avec tous mes vœux de bonheur, de santé et de réussite dans ta vie personnelle et professionnelle.

Mes chères amies, Narimene, Djamila, Kawther, Lamia, Imene, Madjda, Nour el houda et Hanene.

A tous mes enseignants et toute la promotion Master II - Système de Télécommunication 2020.

Kawther

Résumé

L'évolution technologique actuelle dans le domaine des télécommunications sans fil et de l'électronique a mené vers des dispositifs de communication de plus en plus compacts. Pour répondre à cette exigence, de nouvelles générations d'équipements font appel à des antennes de plus en plus performantes en imposant la notion de miniaturisation pour faire face aux besoins des divers systèmes d'applications.

Nous nous intéressons dans le cadre de ce projet à la miniaturisation des antennes imprimées, en appliquant des solutions originales qui permettent l'intégration de ces antennes dans des espaces alloués de plus en plus petits. Les techniques les plus usuelles, utilisées pour la miniaturisation des antennes imprimées sont multiples. Nous pouvons citer : l'insertion de fentes, l'utilisation de plans de masse partiels, l'insertion de court-circuit, les géométries fractales et l'usage de certains matériaux spécifiques comme support à la structure antennaire.

Notre étude aura pour objectif d'étudier et de concevoir des structures d'antennes compactes en appliquant certaines de ces techniques pour servir les exigences de plusieurs standards des télécommunications. Les simulations sont effectuées sous environnement CST Microwave Studio, qui est un logiciel de conception électromagnétique basé sur la méthode intégrale (FIT). Les résultats obtenus sont très satisfaisants et comparables à ceux présentés dans la littérature.

Mots clés : Antennes imprimées, techniques de miniaturisation, Conception et simulation sous CST.

Abstract

Current technological developments in wireless telecommunications and electronics have led to increasingly compact communication devices. To meet this requirement, new generations of equipment are using efficient antennas by imposing the notion of miniaturization to meet the needs of various application systems.

Within this project, we are interested by microstrip antennas' miniaturization by applying original solutions that allow the integration of these antennas in increasingly small allocated spaces. The most common techniques used for the miniaturization of microstrip antennas are numerous. We can cite: the insertion of slots, the use of partial ground planes, the insertion of short-circuits, fractal geometries and the use of certain specific materials as support for the antenna structure.

Our study will aim to study and design compact antenna structures by applying some of these techniques to serve the requirements of several telecommunications standards. The simulations are carried out by CST Microwave Studio, which is an electromagnetic design software based on the Finite integral method (FIT). The results obtained are in good agreement with those presented in the literature.

Keywords: Microstrip antennas, miniaturization techniques, Design and simulation with CST-MWS.

ملخص

أدت التطورات التكنولوجية الحالية في الاتصالات اللاسلكية والإلكترونيات إلى ظهور أجهزة اتصالات مدمجة وصغيرة الحجم. لتلبية هذا الغرض، تستخدم المعدات الجديدة هوائيات ذات كفاءة متزايدة من خلال فرض مفهوم التصغير لتلبية احتياجات أنظمة الاتصالات المختلفة.

في إطار هذا المشروع، نحن مهتمون بتصغير الهوائيات المطبوعة، من خلال تطبيق حلول أصلية التي تسمح بدمج هذه الهوائيات في مساحات مخصصة صغيرة جداً. التقنيات المستخدمة الأكثر شيوعاً لتصغير الهوائيات المطبوعة متنوعة. يمكننا ذكر بعضها فيما يلي: استخدام الفتحات، مستويات أرضية جزئية، الدارات قصيرة، الهندسة الكسورية، واستخدام بعض المواد المحددة كدعم للهيكل الهوائي.

تهدف دراستنا إلى دراسة وتصميم هياكل الهوائيات المدمجة من خلال تطبيق بعض هذه التقنيات لخدمة متطلبات العديد من معايير الاتصالات. يتم إجراء عمليات المحاكاة باستعمال CST Microwave Studio ، و هو برنامج كهرومغناطيسي يعتمد على الطريقة المتكاملة. النتائج التي تم الحصول عليها مرضية للغاية وقابلة للمقارنة مع تلك المقدمة في الأدبيات.

الكلمات المفتاحية: الهوائيات المطبوعة، تقنيات التصغير، التصميم والمحاكاة باستخدام CST-MWS

Table des matières

| | |
|-----------------------------|-----|
| Remerciements..... | i |
| Dédicaces | ii |
| Résumé..... | iv |
| Abstract | v |
| ملخص | vi |
| Table des matières | vii |
| Liste des figures | x |
| Liste des tableaux | xiv |
| Liste des abréviations..... | xv |
| Introduction générale..... | 1 |

CHAPITRE I : La technologie des antennes imprimées

| | |
|--|----|
| I.1 Introduction..... | 3 |
| I.2 Présentation générale des antennes imprimées | 3 |
| I.2.1 Historique..... | 3 |
| I.2.2 Structure d'une antenne imprimée..... | 4 |
| I.2.3 Différentes formes des antennes imprimées | 5 |
| I.2.4 Avantages et inconvénients | 6 |
| I.2.5 Domaines d'applications..... | 6 |
| I.3 Principe de fonctionnement | 7 |
| I.4 Caractéristiques | 7 |
| I.4.1 Impédance d'entrée | 8 |
| I.4.2 Coefficient de réflexion et rapport d'ondes stationnaires..... | 9 |
| I.4.3 Bande passante..... | 10 |
| I.4.4 Directivité et gain..... | 11 |
| I.4.5 Polarisation de l'onde | 12 |
| I.4.6 Diagramme de rayonnement..... | 13 |
| I.5 Techniques d'alimentation..... | 14 |
| I.5.1 Alimentation par contact..... | 15 |
| I.5.1.a Alimentation par ligne de transmission microruban..... | 15 |

| | | |
|---------------------------|--|-----------|
| I.5.1.b | Alimentation par sonde coaxiale | 15 |
| I.5.2 | Alimentation sans contact | 16 |
| I.5.2.a | Alimentation par couplage de fente | 16 |
| I.5.2.b | Alimentation couplée par proximité | 17 |
| I.6 | Méthodes d'analyses | 18 |
| I.6.1 | Méthodes analytiques..... | 18 |
| I.6.1.a | Modèle de la ligne de transmission | 18 |
| I.6.1.b | Modèle de cavité | 19 |
| I.6.2 | Méthodes rigoureuses | 19 |
| I.6.2.a | Méthode des éléments finis (FEM) | 19 |
| I.6.2.b | Méthode des différences finies (FDTD)..... | 20 |
| I.6.2.c | Méthode des moments (MoM)..... | 21 |
| I.7 | Conclusion | 21 |
| Bibliographie..... | | 22 |

**CHAPITRE II : Techniques de miniaturisation des antennes
imprimées**

| | | |
|-------------|--|-----------|
| II.1 | Introduction | 24 |
| II.2 | Antenne miniature | 24 |
| II.2.1 | Définition..... | 25 |
| II.3 | Limites fondamentales des antennes miniatures..... | 26 |
| II.3.1 | Facteur de qualité..... | 26 |
| II.3.2 | Facteur de miniaturisation | 28 |
| II.3.3 | Efficacité de rayonnement..... | 28 |
| II.4 | Techniques de miniaturisation des antennes imprimées..... | 29 |
| II.4.1 | La miniaturisation par structuration | 30 |
| II.4.1.a | Insertion de fentes ou d'encoches..... | 30 |
| II.4.1.b | Méandres | 32 |
| II.4.1.c | Chargement par éléments passifs | 33 |
| II.4.1.d | Insertion des courts circuits | 34 |
| II.4.1.e | Les antennes fractales..... | 35 |
| II.4.2 | Miniaturisation par ondes lentes..... | 37 |
| II.4.2.a | Substrat à matériau diélectrique à haute permittivité..... | 38 |

| | |
|---|-----------|
| II.4.2.b Substrat à matériau magnéto-diélectrique | 39 |
| II.5 Conclusion..... | 40 |
| Bibliographie..... | 41 |

CHAPITRE III : Conception et simulation des antennes

imprimées miniatures

| | |
|---|-----------|
| III.1 Introduction..... | 44 |
| III.2 Présentation du logiciel CST | 44 |
| III.3 Conception et simulation d'antennes imprimées miniatures | 45 |
| III.3.1 Antenne miniature avec plan de masse à géométrie fractale | 45 |
| III.3.1.a Présentation de la structure initiale..... | 46 |
| III.3.1.b Antenne à plan de masse partiel | 49 |
| III.3.1.c Plan de masse partiel avec la 1 ^{ère} itération fractale | 51 |
| III.3.1.d Plan de masse partiel avec la 2 ^{ème} itération fractale | 54 |
| III.3.2 Antenne monopôle miniature bi-bande en forme de V..... | 61 |
| III.3.2.a Géométrie de l'antenne | 61 |
| III.3.2.b Résultats de simulation et interprétation | 62 |
| • Antenne I..... | 62 |
| • Antenne II | 64 |
| • Antenne proposée | 65 |
| III.3.3 Antenne patch miniature à géométrie fractale de Koch avec court-circuit..... | 69 |
| III.3.3.a Présentation de la structure initiale..... | 70 |
| III.3.3.b Antenne patch microruban avec la 1 ^{ère} itération fractale de Koch..... | 71 |
| III.3.3.c Antenne patch microruban avec la 2 ^{ème} itération fractale de Koch | 72 |
| III.3.3.d Antenne patch microruban à 2 ^{ème} itération de Koch avec court-circuit... | 74 |
| III.3.4 Antenne patch miniature avec plan de masse modifié (DGS) | 79 |
| III.3.4.a Antenne patch conventionnelle | 79 |
| III.3.4.b Antenne patch à court-circuit..... | 82 |
| III.3.4.c Antenne miniature court-circuitée à fente..... | 83 |
| III.4 Conclusion | 89 |
| Bibliographie..... | 91 |
| Conclusion générale | 92 |

Liste des figures

Chapitre I : La technologie des antennes imprimées

| | | |
|---------------------|---|-----------|
| <i>Figure I. 1</i> | <i>Présentation d'une antenne imprimée.....</i> | <i>4</i> |
| <i>Figure I. 2</i> | <i>Les différentes formes d'élément rayonnant.</i> | <i>5</i> |
| <i>Figure I. 3</i> | <i>Autres formes d'antennes imprimées.</i> | <i>5</i> |
| <i>Figure I. 4</i> | <i>Densité de courant et distribution des charges sur antenne microruban.</i> | <i>7</i> |
| <i>Figure I. 5</i> | <i>Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....</i> | <i>10</i> |
| <i>Figure I. 6</i> | <i>Différents types de polarisation.</i> | <i>12</i> |
| <i>Figure I. 7</i> | <i>Diagrammes de rayonnement en 2-D cartésien.</i> | <i>13</i> |
| <i>Figure I. 8</i> | <i>Diagrammes de rayonnement en 3-D.....</i> | <i>13</i> |
| <i>Figure I. 9</i> | <i>a) Diagramme dit «isotrope», b) Diagramme dit « omnidirectionnel » et c) Diagramme dit « directif ».....</i> | <i>14</i> |
| <i>Figure I. 10</i> | <i>Alimentation par ligne Microruban (a) transformateur quart d'onde, (b) axiale avec encoches.....</i> | <i>15</i> |
| <i>Figure I. 11</i> | <i>Alimentation par sonde coaxiale.....</i> | <i>16</i> |
| <i>Figure I. 12</i> | <i>Alimentation par couplage de fente.....</i> | <i>17</i> |
| <i>Figure I. 13</i> | <i>Alimentation couplée par proximité.....</i> | <i>17</i> |
| <i>Figure I. 14</i> | <i>(a) Méthode de la ligne de transmission, (b) Lignes de champ.....</i> | <i>19</i> |

Chapitre II : Techniques de miniaturisation des antennes imprimées

| | | |
|----------------------|--|-----------|
| <i>Figure II. 1</i> | <i>Sphère de Chu d'une antenne.</i> | <i>25</i> |
| <i>Figure II. 2</i> | <i>Exemple des courants dans une antenne sans fente et avec des fentes et des entailles.</i> | <i>31</i> |
| <i>Figure II. 3</i> | <i>Exemple de méandres appliqués à un dipôle.....</i> | <i>32</i> |
| <i>Figure II. 4</i> | <i>a) Dipôle droit ; b) Dipôle méandre ; c) Antenne méandre enroulée sur les faces d'un substrat diélectrique.....</i> | <i>32</i> |
| <i>Figure II. 5</i> | <i>a) Monopôle replié et b) monopôle chargée et leurs circuits équivalents.....</i> | <i>33</i> |
| <i>Figure II. 6</i> | <i>Représentation vectorielle du champ E au mode fondamental.....</i> | <i>34</i> |
| <i>Figure II. 7</i> | <i>Géométrie d'une antenne PIFA.....</i> | <i>34</i> |
| <i>Figure II. 8</i> | <i>Antenne quart d'onde.....</i> | <i>35</i> |
| <i>Figure II. 9</i> | <i>Exemple de fractales avec deux itérations.....</i> | <i>36</i> |
| <i>Figure II. 10</i> | <i>Monopoles à géométries fractales de Koch.....</i> | <i>36</i> |

Chapitre III : Conception et simulation des antennes imprimées miniatures

| | |
|--|----|
| Figure III. 1 Géométrie de l'antenne patch rectangulaire conventionnelle [4]. | 46 |
| Figure III. 2 Coefficient de réflexion présenté par l'article. | 48 |
| Figure III. 3 Etude paramétrique sur la longueur de la ligne de transmission. | 49 |
| Figure III. 4 Etude paramétrique sur la largeur de la ligne de transmission. | 49 |
| Figure III. 5 Géométrie de l'antenne patch rectangulaire à plan de masse partiel, (a) face supérieure, (b) face inférieure [4]. | 50 |
| Figure III. 6 Les variations du coefficient de réflexion. | 50 |
| Figure III. 7 Coefficients de réflexion pour les deux structures présentées par l'article. | 51 |
| Figure III. 8 Les deux premiers itérations de la fractale en forme d'arbre- H [4]. | 52 |
| Figure III. 9 Géométrie de l'antenne patch avec la première itération de la structure fractale, (a) face supérieure, (b) face inférieure [4]. | 52 |
| Figure III. 10 Le coefficient de réflexion après l'insertion de la première itération fractale en H sur le plan de masse modifié. | 53 |
| Figure III. 11 Comparaison des coefficients de réflexion. | 53 |
| Figure III. 12 Comparaison de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. | 54 |
| Figure III. 13 Géométrie de l'antenne patch rectangulaire à plan de masse modifié avec la deuxième itération de la structure fractale de l'arbre H, (a) face supérieure, (b) face inférieure [4]. | 55 |
| Figure III. 14 Structure simulée de l'antenne, (a) antenne patch, (b) plan de masse modifié avec deuxième itérations fractale en H. | 56 |
| Figure III. 15 Le coefficient de réflexion après l'insertion de la deuxième itération fractale en H sur le plan de masse modifié. | 56 |
| Figure III. 16 Coefficients de réflexion pour les trois structures simulées sous CST. | 57 |
| Figure III. 17 Coefficients de réflexion pour les trois structures selon [4]. | 57 |
| Figure III. 18 La variation de gain total en fonction de la fréquence. | 58 |
| Figure III. 19 Diagrammes de rayonnement polaires de l'antenne aux fréquences 1.8, 2.4, 3.56 et 3.86 GHz. | 60 |
| Figure III. 20 Etapes de conception d'une antenne miniature proposée par [6]. | 61 |
| Figure III. 21 Structure simulée de l'antenne I, (a) face supérieure, (b) face inférieure. | 63 |
| Figure III. 22 Le coefficient de réflexion $ S_{11} $ en fonction de la fréquence. | 63 |
| Figure III. 23 Structure simulée de l'antenne II, (a) la face supérieure, (b) la face inférieure. | 64 |
| Figure III. 24 Le coefficient de réflexion $ S_{11} $ en fonction de la fréquence. | 64 |
| Figure III. 25 Structure simulée d'antenne proposée, (a) face supérieure, (b) face inférieure. | 65 |

| | | |
|-----------------------|--|----|
| Figure III. 26 | <i>Etude paramétrique sur la longueur des stubs inférieurs.</i> | 65 |
| Figure III. 27 | <i>Le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de l'antenne proposée.</i> | 66 |
| Figure III. 28 | <i>Les variations de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence présentées par l'article [6].</i> | 66 |
| Figure III. 29 | <i>Les résultats de trois antennes simulées.</i> | 67 |
| Figure III. 30 | <i>La variation de gain d'antenne simulée en fonction de fréquence.</i> | 67 |
| Figure III. 31 | <i>Les diagrammes de rayonnement polaire de l'antenne en plan E et H, pour les deux fréquences de résonance.</i> | 68 |
| Figure III. 32 | <i>Le rapport d'onde stationnaire (VSWR) en fonction de la fréquence.</i> | 69 |
| Figure III. 33 | <i>Géométrie de l'antenne patch rectangulaire conventionnelle [7].</i> | 70 |
| Figure III. 34 | <i>Coefficient de réflexion de l'antenne initiale.</i> | 71 |
| Figure III. 35 | <i>Géométrie de l'antenne patch rectangulaire microruban avec la 1^{ère} itération fractale de Koch [7].</i> | 71 |
| Figure III. 36 | <i>Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.</i> | 72 |
| Figure III. 37 | <i>Géométrie de l'antenne patch rectangulaire avec la deuxième itération de la structure fractale de Koch [7].</i> | 72 |
| Figure III. 38 | <i>Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.</i> | 73 |
| Figure III. 39 | <i>Résultats de la simulation de S_{-11} des antennes fractales de Koch à leurs trois niveaux, (a) par le HFSS, (b) par le CST.</i> | 74 |
| Figure III. 40 | <i>Géométrie de l'antenne proposée [7].</i> | 74 |
| Figure III. 41 | <i>Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.</i> | 75 |
| Figure III. 42 | <i>Résultats de l'étude paramétrique sur la position de la tige métallique.</i> | 76 |
| Figure III. 43 | <i>Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne avec les deux simulateurs (a) HFSS, (b) CST.</i> | 77 |
| Figure III. 44 | <i>Diagramme de rayonnement polaire de l'antenne à la fréquence 0.73 GHz.</i> | 77 |
| Figure III. 45 | <i>Structure simulée de l'antenne, (a) antenne patch, (b) plan de masse.</i> | 79 |
| Figure III. 46 | <i>Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.</i> | 80 |
| Figure III. 47 | <i>Diagramme de rayonnement en 3D à la fréquence 2.4 GHz.</i> | 81 |
| Figure III. 48 | <i>Impédance d'entrée de l'antenne patch à plan de masse total à la fréquence 2.4 GHz.</i> | 81 |
| Figure III. 49 | <i>Structure simulée de l'antenne, (a) face supérieure, (b) face inférieure.</i> | 82 |
| Figure III. 50 | <i>Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.</i> | 82 |
| Figure III. 51 | <i>Géométrie de l'antenne proposée, (a) face supérieure, (b) face inférieure [8].</i> | 83 |
| Figure III. 52 | <i>Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence sous CST.</i> | 85 |
| Figure III. 53 | <i>Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence selon [8].</i> | 85 |
| Figure III. 54 | <i>Résultats de l'étude paramétrique.</i> | 86 |
| Figure III. 55 | <i>Le paramètre S obtenu pour l'antenne miniature.</i> | 86 |
| Figure III. 56 | <i>Diagramme de rayonnement polaire de l'antenne à 2.4 GHz et 5.16 GHz.</i> | 87 |

Liste des figures

| | |
|--|----|
| <i>Figure III. 57</i> Diagrammes de rayonnement en 3D à la fréquence, (a)2.4 GHz, (b) 5.16 GHz. | 88 |
| <i>Figure III. 58</i> Impédance d'entrée de l'antenne miniature à 2.4 GHz et 5.1585 GHz. | 88 |

Liste des tableaux

| | | |
|------------------------|--|-----------|
| <i>Tableau III. 1</i> | <i>Les différents paramètres géométriques de la structure initiale.....</i> | <i>48</i> |
| <i>Tableau III. 2</i> | <i>Les dimensions de l'antenne patch à plan de masse modifié [4].....</i> | <i>50</i> |
| <i>Tableau III. 3</i> | <i>Les dimensions de la structure avec la première itération.</i> | <i>52</i> |
| <i>Tableau III. 4</i> | <i>Les dimensions de la structure avec la deuxième itération [4].</i> | <i>55</i> |
| <i>Tableau III. 5</i> | <i>Comparaison des résultats de la simulation avec de l'article.</i> | <i>58</i> |
| <i>Tableau III. 6</i> | <i>Paramètres géométriques des trois configurations [6].</i> | <i>62</i> |
| <i>Tableau III. 7</i> | <i>Dimensions de la structure initiale.</i> | <i>70</i> |
| <i>Tableau III. 8</i> | <i>Nouveaux dimensions de l'antenne proposée.</i> | <i>75</i> |
| <i>Tableau III. 9</i> | <i>Comparaison des résultats de la simulation sous CST et de l'article.</i> | <i>78</i> |
| <i>Tableau III. 10</i> | <i>Dimensions de l'antenne conventionnelle.....</i> | <i>80</i> |
| <i>Tableau III. 11</i> | <i>Paramètres de l'antenne trouvés dans l'article [8].</i> | <i>84</i> |

Liste des abréviations

| | | | |
|-------------|--|--------------|--|
| | 2 | | M |
| 2D | <i>deux Dimensions</i> | MoM | <i>Method of Moments</i> |
| | 3 | | N |
| 3D | <i>trois Dimensions</i> | NASA | <i>National Aeronautics and Space Administration</i> |
| | 4 | | P |
| 4G | <i>Quatrième génération</i> | PIFA | <i>Planar Inverted-F antenna</i> |
| | C | | R |
| CST | <i>Computer Simulation Technology</i> | Radar | <i>Radio detection and ranging</i> |
| | D | RFID | <i>Radio Frequency IDentification</i> |
| DGS | <i>Defected Ground Structure</i> | ROS | <i>Rapport d'Ondes Stationnaires</i> |
| | E | | S |
| ESA | <i>Electrically Small Antenna</i> | S11 | <i>Coefficient de réflexion</i> |
| | F | | T |
| FDTD | <i>Finite Difference Time Domain</i> | TOS | <i>Taux d'Ondes Stationnaires</i> |
| FEM | <i>Finite Element Method</i> | | U |
| FIT | <i>Finite Integration Technique</i> | UHF | <i>Ultra High Frequency</i> |
| FM | <i>Facteur de Miniaturisation</i> | | V |
| | H | VSWR | <i>Voltage Standing Wave Ratio</i> |
| HFSS | <i>High Frequency Structure Simulator</i> | | W |
| | I | WIMAX | <i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i> |
| IEEE | <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> | WLAN | <i>Wireless Local Area Network</i> |
| | L | | |
| LTE | <i>Long Term Evolution</i> | | |

Introduction générale

Introduction générale

Ces trois dernières décennies ont été témoins d'un spectaculaire essor des télécommunications sans fil grand public dans divers dispositifs de communication et dans différents domaines, tels que la médecine, la défense ou l'aéronautique. Cette évolution a motivé les ingénieurs et les fabricants à développer des systèmes de réception mobiles plus légers, plus transportables et plus compacts.

Les antennes sont les composants les plus volumineux dans une chaîne de communication, elles peuvent être amenées à équiper des objets usuels de toutes sortes. L'apparition des antennes imprimées remonte au début des années 1950, bien que la description de nouvelles structures planaires avec des substrats diélectriques de faibles pertes n'est apparue que dans les années 1970. Les premières réalisations étaient réservées essentiellement à des applications militaires. Aux années 1990, ces antennes ont vu un véritable passage au stade industriel et elles sont devenues essentielles dans les systèmes de radiocommunications. Le besoin de miniaturiser ces antennes afin de permettre leur intégration dans des objets de taille réduite représente un véritable challenge pour les concepteurs de dispositifs de communication.

Les antennes miniatures, c'est-à-dire de petite taille comparée aux longueurs d'ondes de fonctionnement, ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche ces dernières années. Il existe de nombreuses techniques pour la miniaturisation d'antennes telles que: l'utilisation d'un substrat diélectrique de permittivité très élevée, le chargement par des éléments passifs, l'application de court-circuit, l'insertion de fentes, etc. Chacune de ces méthodes est soumise à des restrictions physiques bien identifiées. En effet, la diminution de la taille des antennes n'est pas sans poser de problèmes sur leurs performances. Elle s'accompagne généralement d'une dégradation de leur efficacité et de leur bande passante. Par conséquent les concepteurs doivent trouver un compromis entre les dimensions minimales souhaitées et les performances acceptables en termes de gain, de facteur de qualité, d'efficacité et de bande passante.

L'objectif principal de ce travail est de concevoir différents types d'antennes imprimées à l'aide du logiciel de simulation CST STUDIO et d'étudier diverses possibilités de miniaturisation ainsi que leurs performances.

Introduction générale

Le manuscrit est scindé en trois chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à une présentation générale sur les antennes imprimées, les différentes formes géométriques qu'elles peuvent prendre, ainsi que leurs avantages et inconvénients. Nous allons par la suite exposer les principaux paramètres qui caractérisent les antennes et les différentes techniques utilisées pour leur alimentation. Enfin, nous allons définir quelques méthodes analytiques et numériques utilisées pour analyser ce type d'antennes.

Le deuxième chapitre permet d'introduire les différentes techniques de miniaturisation des antennes imprimées. Ces techniques peuvent être classées en deux grandes familles : miniaturisation par structuration et miniaturisation par modification du substrat. Avant de développer ces techniques, nous allons tout d'abord définir ce qu'est qu'une antenne électriquement petite ainsi que les limites de la miniaturisation et son impact sur les performances de l'antenne.

Le troisième chapitre est consacré à la conception de différentes antennes patch auxquelles sont appliquées certaines techniques de miniaturisation. Tout d'abord nous allons présenter brièvement le logiciel de simulation CST. Ce dernier sera utilisé pour concevoir et analyser quatre structures d'antennes miniatures présentées dans la littérature ce qui va nous permettre de comparer les résultats obtenus et de valider notre étude.

L'étude menée servira à dévoiler l'effet de chaque technique de réduction de la taille d'une antenne sur son fonctionnement et ses performances, comme par exemple l'usage d'un plan de masse partiel et la géométrie fractale. Ceci va nous aider à concilier entre les dimensions d'une antenne et les spécifications de rayonnement requises.

CHAPITRE I

*La technologie des antennes
imprimée*

I.1 Introduction

La croissance sans limites dans la technologie actuelle a fait apparaître la nécessité de réaliser des dispositifs microondes planaires fins, à faible volume et peu encombrants. Actuellement, il existe de nombreuses applications militaires et commerciales, telles que la radio mobile et les communications sans fil modernes qui ont accru la demande d'une nouvelle génération d'antennes permettant de répondre à de nombreuses contraintes imposées par ces systèmes de transmission grâce à leur capacité d'intégration sur de nombreux mobiles (avion, portable, missile,....).

Les antennes imprimées assurent toutes ces exigences par leurs excellentes caractéristiques, telles que leur légèreté et la facilité de leur fabrication. Elles peuvent être adaptées et intégrées dans différents types d'objets sans fil.

Ce chapitre sera consacré à la présentation des antennes imprimées, d'abord par leur structure, leurs différentes formes, leurs avantages et inconvénients. Par la suite, nous exposerons leurs caractéristiques, leur principe de fonctionnement et les différentes techniques d'alimentations utilisées. Nous clôturons ce chapitre par quelques méthodes d'analyse de ces antennes.

I.2 Présentation générale des antennes imprimées

I.2.1 Historique

En 1953, l'américain Deschamps a développé le concept des antennes imprimées. Après trois ans en France, une conception microruban a été brevetée par Gutton et Baissinot. Cette dernière a reçu plus d'intérêt en tant que ligne de transmission planaire. En 1960, Lewin fait une observation et une étude sur le phénomène de rayonnement provenant des discontinuités dans les strip-lines [1].

Dans la même année, Wheeler, Purcel et Al ont développé les méthodes et la conception des lignes de transmission à microbandes. En 1969, Denlinger a noté que les résonateurs à microbande rectangulaires et circulaires pouvaient émettre de manière plus efficace, en expliquant le mécanisme de rayonnement [2].

Un peu plus tard dans l'année 1970, le développement des applications aérospatiales a poussé les chercheurs à étudier des antennes imprimées conformées. Byron a décrit une structure planaire qui se compose d'une plaque conductrice imprimée sur un substrat

diélectrique avec une permittivité relative $\epsilon_r \leq 10$ posée sur un plan de masse [1]. En 1972, John Howell a produit une antenne imprimée avec polarisation linéaire et circulaire dans les bandes L et UHF pour la NASA. Dans le même temps, Robert Munson de "Aerospace Systems" a conçu une antenne imprimée formée sur toute la circonférence du missile [3]. Ses premières réalisations étaient principalement réservées aux applications militaires, et le véritable passage au stade industriel a eu lieu en 1990.

I.2.2 Structure d'une antenne imprimée

L'antenne imprimée ou plaquée, appelée aussi antenne patch, est un transducteur qui convertit un signal électrique d'une ligne de transmission en une onde électromagnétique dans l'espace libre à l'émission et l'inverse à la réception, ce qui représente le principe d'une antenne en général [3].

Dans sa configuration de base, l'antenne imprimée est constituée d'un plan de masse métallique conducteur recouvrant la partie inférieure d'un substrat diélectrique, soit d'une manière totale ou partielle (**Figure I.1**).

Une ou plusieurs couches de substrat pouvant avoir des permittivités relatives égales ou différentes, d'épaisseur h et de tangente de pertes $\text{tg } \delta$, peuvent être appliquées. Il est plus judicieux d'utiliser des matériaux à faible permittivité ($\epsilon_r < 3$) pour éviter les pertes dans le diélectrique qui causent une réduction des performances de l'antenne [4].

Sur la partie supérieure, nous trouvons un élément rayonnant qui a un volume et une forme selon l'application. Les dimensions de cet élément conditionnent la fréquence de résonance de l'antenne. Le rectangle et le cercle sont les formes les plus usuelles en pratique, car elles sont faciles à analyser [5].

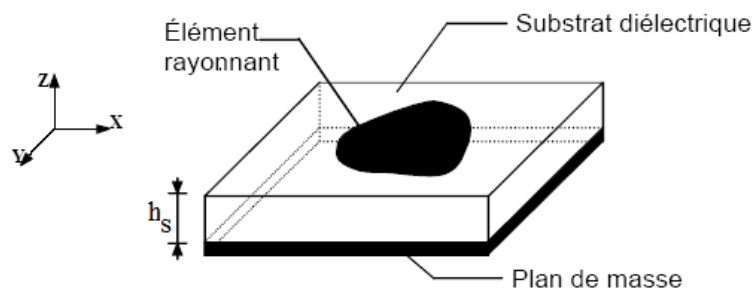


Figure I.1 Présentation d'une antenne imprimée.

I.2.3 Différentes formes des antennes imprimées

L'élément imprimé peut prendre une variété infinie de formes, selon le type d'application visé et les paramètres caractéristique à optimiser. Ceci nous donne une grande souplesse dans la conception des antennes imprimées.

Les formes les plus souvent rencontrées, sont les éléments rectangulaires, carrés, circulaires et elliptiques, car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication avec un diagramme de rayonnement très intéressant. La **Figure I.2** montre ces différentes formes [6] :

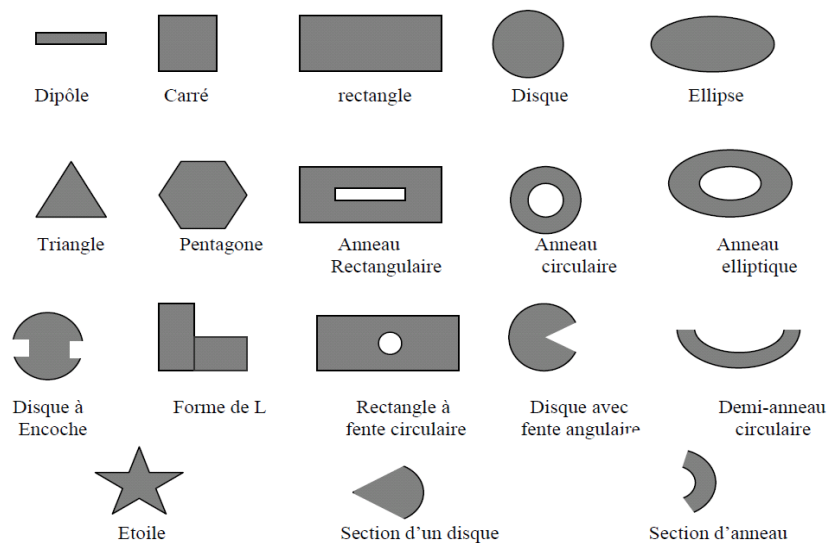


Figure I. 2 Les différentes formes d'élément rayonnant.

Nous pouvons trouver d'autres types d'antennes imprimées où le patch se présente sous forme de lettres (L, H, E, S, V...etc.). Nous trouvons également des formes spirales ou des méandres (**Figure I.3**). Toutes ces modifications au niveau de la surface de l'élément rayonnant ont pour but d'améliorer les performances de rayonnement et de rendre les antennes de taille plus petite.

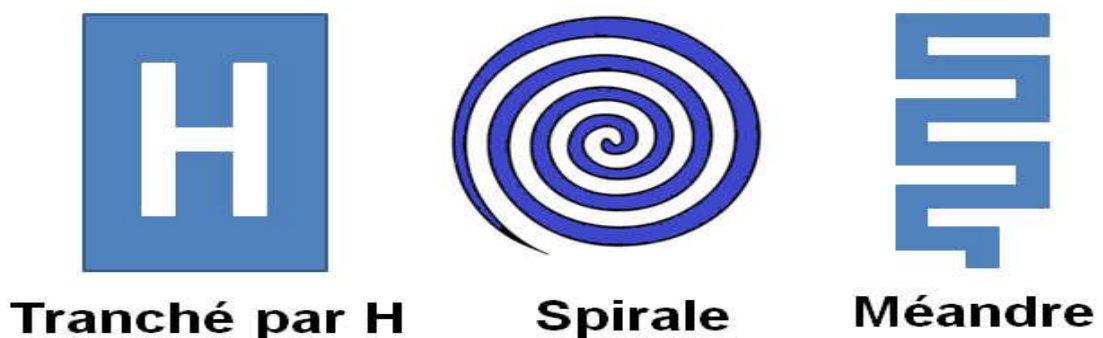


Figure I. 3 Autres formes d'antennes imprimées.

I.2.4 Avantages et inconvénients

La recherche dans le domaine des antennes imprimées n'a cessé de s'intensifier afin d'exploiter les nombreux avantages des antennes imprimées [4,7,8] , à savoir :

- Leur légèreté et faible poids ;
- Petit volume et une configuration plane à faible profil ;
- Facilité de fabrication avec un faible coût en utilisant les techniques standards de gravure des circuits imprimés ;
- Facilité d'intégration dans les circuits électroniques microondes ;
- Uniformité et facilité d'adaptation sur les surfaces non planes et courbées ;
- La possibilité d'être polarisées en linéaire et en circulaire ;
- Le fonctionnement multifréquences sur deux ou trois bandes ;
- Souplesse en termes de fréquence de résonance.

Néanmoins, les antennes imprimées souffrent de quelques inconvénients qui limitent leurs performances [4, 6,7], il s'agit d' :

- Une bande passante étroite ;
- Un gain et rendement faible à cause des pertes au niveau de diélectrique ;
- Une difficulté d'avoir une pureté de polarisation élevée ;
- Une faible capacité de traitement de la puissance ;
- Une sensibilité aux facteurs environnementaux tels que la température et l'humidité ;
- Un rayonnement parasite d'alimentation ;
- Une faible performance de balayage.

I.2.5 Domaines d'applications

En vue des nombreux avantages d'antennes imprimées, elles sont utilisées dans diverses applications [4];

- Les systèmes Radar ;
- Les communications par satellite ;
- La téléphonie mobile ;
- La sécurité (armes intelligentes) ;

- Les applications militaires ;
- Les applications biomédicales ;
- Les systèmes d'aéronautique (avions, moteurs de fusée, missiles).

I.3 Principe de fonctionnement

La structure géométrique de l'antenne patch permet de comprendre et d'analyser son mécanisme de rayonnement. Le patch rayonne des champs autour de ses bords. Lorsque le patch métallique est excité par l'alimentation, une distribution de charge s'établit entre le plan de masse et le côté inférieur de l'élément rayonnant. La répartition des charges positives sous l'élément et la répartition des charges négatives sur le plan de masse introduit des forces d'attraction (**Figure I.4**) [5].

La concentration des lignes de champ est liée aux dimensions de l'élément rayonnant et de l'épaisseur du substrat. Le champ présent entre les bords du patch et le plan de masse va déborder et contribuer à générer le champ électromagnétique rayonné [5].

Une antenne imprimée est considérée comme une ligne de transmission ouverte à ses extrémités. Ces deux discontinuités se comportent comme deux extrémités rayonnantes. Ce modèle d'analyse est celui de la ligne de transmission. L'autre manière de traiter une antenne patch est de la considérer comme une cavité résonante, formée par le patch, le plan de masse et quatre murs magnétiques. Il s'agit du modèle de la cavité. Ces deux modèles sont très utilisés et permettent la détermination de formules analytiques du rayonnement du patch et son impédance d'entrée.

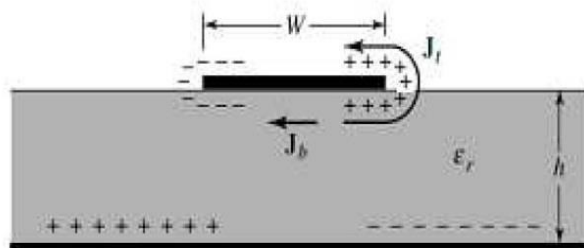


Figure I. 4 Densité de courant et distribution des charges sur antenne microruban.

I.4 Caractéristiques

Les antennes sont des structures qui permettent de recevoir et de transmettre les ondes électromagnétiques dans l'espace libre [9]. Lorsque l'antenne est utilisée en émission, le générateur est constitué par le circuit de sortie de l'émetteur et l'antenne constitue la charge qui

rayonne les signaux électromagnétiques. A l'inverse en mode réception, l'antenne constitue le générateur qui collecte les signaux électromagnétiques et le circuit d'entrée du circuit récepteur constitue la charge [10]. Toutefois, les antennes respectent le principe de réciprocité. Donc nous pouvons distinguer les paramètres standardisés par la norme IEEE d'une antenne réceptrice en caractérisant ses performances en émission et vice versa. Dans ce qui suit, nous allons présenter les différentes caractéristiques de rayonnement d'une antenne.

I.4.1 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée est le rapport de la tension au courant aux bornes à l'entrée de l'antenne [6]. Cette impédance est complexe et comporte une partie résistive et une partie réactive qui varient en fonction de la fréquence [11]. On présente l'impédance vue à l'entrée de l'antenne par (I.1) :

$$\mathbf{Z}_{in} = \mathbf{R}_A(f) + j\mathbf{X}_A(f) \quad (\text{I. 1})$$

La résistance R_A représente la dissipation de la puissance rayonnée et aussi de la puissance perdue par effet de joule [12], donnée par (I.2) :

$$\mathbf{R}_A = \mathbf{R}_r + \mathbf{R}_j \quad (\text{I. 2})$$

D'autre part, la réactance X_A est liée à la puissance réactive au voisinage de l'antenne.

Généralement, l'antenne est alimentée par une ligne de transmission ayant une impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$. Afin d'améliorer les performances de l'antenne en terme de rayonnement, il faudrait assurer l'adaptation d'impédance entre l'antenne et le système qui l'alimente. L'efficacité d'une antenne est définie par le rapport de la puissance rayonnée à la puissance d'émission de l'antenne [12], comme suit :

$$\eta = \frac{P_r}{P_e} \quad (\text{I. 3})$$

Avec la puissance rayonnée est donné par (I.4):

$$P_r = \frac{1}{2} R_r I^2 \quad (\text{I. 4})$$

Le rendement est exprimé par rapport aux différentes résistances [12], par l'expression suivante :

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_j} \quad (\text{I. 5})$$

I.4.2 Coefficient de réflexion et rapport d'ondes stationnaires

On définit la qualité d'adaptation d'une antenne au circuit qui l'alimente par le niveau du coefficient de réflexion S_{11} qui est le rapport entre l'onde réfléchie, d'amplitude V_0^- et l'onde incidente, d'amplitude V_0^+ [12];

$$S_{11} = \frac{V_0^-}{V_0^+} \quad (\text{I. 6})$$

Lorsqu'une onde incidente change de milieu de propagation ou rencontre une nouvelle interface, une partie de cette onde incidente est réfléchie et l'autre partie est transmise dans le nouveau milieu. Le coefficient de réflexion ' Γ ', et le coefficient de transmission ' T ' quantifient ces deux phénomènes, respectivement [10]. Ces deux coefficients sont reliés par l'expression suivante :

$$|T|^2 + |\Gamma|^2 = 1 \quad (\text{I. 7})$$

Le coefficient de réflexion ' S_{11} ' ou ' Γ ' est un paramètre important sur lequel nous nous basons lors de la conception d'une antenne. Il sert à mettre en évidence l'absorption de l'énergie par l'antenne.

D'autre part, il dépend de l'impédance caractéristique de la ligne Z_c et l'impédance d'entrée de l'antenne Z_{in} et exprimé par l'équation (I.8);

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (\text{I. 8})$$

Plus ce coefficient est faible, plus l'adaptation de l'antenne est meilleure. Le coefficient de réflexion en décibel s'exprime par (I.9) et (I.10):

$$S_{11}(dB) = 20 \cdot \log \left(\frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \right) \quad (\text{I. 9})$$

$$S_{11}(dB) = 20 \cdot \log \left(\frac{\text{onde réfléchie}}{\text{onde incidente}} \right) \quad (\text{I. 10})$$

Dans le cas d'une antenne résonante, pratiquement on néglige la partie imaginaire [13].

$\Re_e(Z_{in}) \approx Z_c \Rightarrow S_{11} \rightarrow 0$, dans ce cas, il n'y a pas d'onde réfléchie, on parle de l'adaptation de l'impédance d'entrée à la ligne.

Nous pouvons également déterminer le taux d'onde stationnaire (TOS) ou le VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) à partir de coefficient de réflexion [14]:

$$\mathbf{TOS} = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad (\text{I.11})$$

L'adaptation d'impédance est assurée lorsque la valeur de $\text{VSWR} \leq 2$.

I.4.3 Bande passante

La largeur de bande, appelée aussi bande passante, d'une antenne définit le domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises [13].

La largeur de bande Δf (**Figure I.5**) est la différence entre la fréquence maximale f_{max} et la fréquence minimale f_{min} pour une valeur de $S_{11} < -10$ dB, 30% de la puissance fournie à l'antenne est transmise [14], tel que

$$\Delta f = f_{max} - f_{min} \quad (\text{I.12})$$

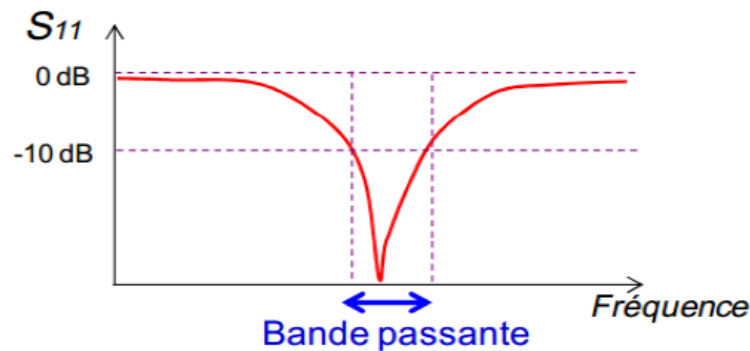


Figure I. 5 Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Par commodité nous parlons de bande relative, qui représente le rapport entre la bande passante et la fréquence centrale f_c , elle est donnée par l'expression suivante :

$$\mathbf{B} (\%) = \mathbf{100} \times \frac{\Delta f}{f_c} \quad (\text{I.13})$$

Avec

$$\mathbf{f_c} = \frac{f_{max} + f_{min}}{2} \quad (\text{I.14})$$

On peut définir à l'entrée de l'antenne, la largeur de bande par le rapport d'onde stationnaire TOS [11], par la formule suivante :

$$\Delta f = \frac{TOS-1}{Q_T \sqrt{TOS}} \quad (I.15)$$

Traditionnellement, le TOS < 2 une valeur acceptable pour la plupart des antennes et la bande passante en pourcent décrit en fonction de facteur de qualité Q_T par (I.16) :

$$\Delta f(\%) = \frac{1}{\sqrt{2}Q_T} \times 100 \quad (I.16)$$

Le facteur de qualité Q_T est défini comme étant le rapport entre l'énergie stockée et l'énergie dissipée avec l'énergie rayonnée. Donc, ce paramètre est évalué par la relation (I.17);

$$Q_T = 2\pi \frac{\text{énergie stockée}}{\text{énergie rayonnée} + \text{énergie dissipée}} \quad (I.17)$$

I.4.4 Directivité et gain

La directivité est l'un des paramètres les plus significatifs des antennes. C'est une mesure de la concentration de rayonnement d'une antenne dans certaines directions dans l'espace. Elle est définie comme le rapport entre l'intensité de rayonnement dans une direction donnée et l'intensité moyenne de rayonnement sur l'ensemble de la sphère [14]. Elle s'exprime par (I.18) :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} \quad (I.18)$$

Tel que U_0 représente l'intensité de rayonnement de la source isotrope, exprimée par (I.19) :

$$U_0 = \frac{P_{ray}}{4\pi} \quad (I.19)$$

Cette directivité est maximale lorsque nous considérons la direction où l'intensité de rayonnement est maximale. Elle est donnée par (I.20) :

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_0} = 4\pi \frac{U_{max}}{P_{ray}} \quad (I.20)$$

La directivité étant égale à un rapport de puissances, elle peut être exprimée soit sur une échelle linéaire, soit sur une échelle logarithmique [12]. Dans ce dernier cas, elle s'exprime en décibel (dB) :

$$D_{max}(dB) = 10 \cdot \log D_{max} \quad (I.21)$$

La directivité est caractérisée par l'angle d'ouverture à -3 dB. Le gain d'une antenne est le rapport entre la densité de puissance moyenne rayonnée par l'antenne dans une direction

donnée et la densité de puissance à rayonnement isotrope, les 2 antennes étant alimentées par la même puissance P_0 , puissance d'alimentation de l'antenne [12].

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_0} \quad (\text{I.22})$$

Le gain tient compte du rendement de transformation entre la puissance d'alimentation et la puissance rayonnée [12] ;

$$G(\theta, \varphi) = \eta \times D(\theta, \varphi) \quad (\text{I.23})$$

I.4.5 Polarisation de l'onde

L'onde électromagnétique émise par une antenne est composée d'une variation dans le temps et dans l'espace du champ électrique et du champ magnétique ayant des axes orthogonaux. Le champ électrique détermine le plan de polarisation de l'onde. Donc si la polarisation de l'antenne de réception n'est pas accordée sur la polarisation de l'antenne d'émission, la puissance reçue ne sera pas maximale. Les différents types de polarisation sont (**Figure I.6**) :

- Polarisation linéaire
- Polarisation circulaire
- Polarisation elliptique.

Les polarisations linéaires et circulaires sont des cas particuliers de la polarisation elliptique.

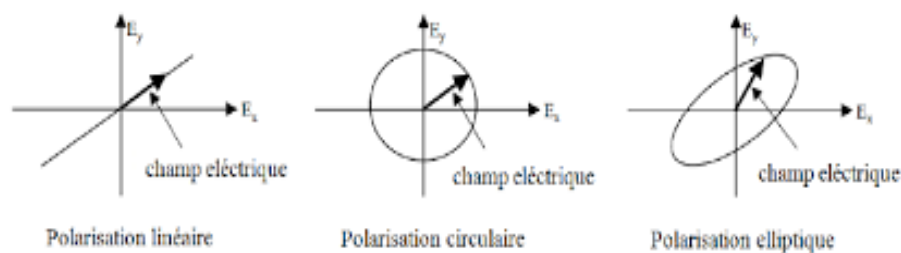


Figure I. 6 Différents types de polarisation.

En tout point de la sphère d'observation, il est possible d'observer deux polarisations orthogonales. Nous parlons alors de co-polarisation pour la polarisation principale et cross-polarisation pour la polarisation orthogonale. Dans le cas de la polarisation linéaire, la co-polarisation est le plan formé par la direction de propagation et celle du champ électrique de l'antenne et la cross-polarisation celui formé par la direction de propagation et celle du champ

magnétique de l'antenne. Dans les cas des polarisations circulaire et elliptique nous parlons de polarisation circulaire/elliptique *gauche* et *droite*. La polarisation est dite *droite* lorsque la direction du vecteur champ électrique se déplace dans le sens horaire. Elle est dite *gauche* si le vecteur se déplace dans le sens trigonométrique [9].

I.4.6 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne représente la variation des propriétés de rayonnement par une antenne en fonction des coordonnées spatiales du point d'observationnel long d'un chemin ou d'une surface de rayon constant. Généralement, il est représenté par une fonction mathématique ou par une représentation graphique 2D ou 3D de l'évolution du gain d'une antenne dans une direction donné ou du champ rayonné par l'antenne (**Figure I.7**). Il caractérise la répartition de l'énergie rayonné ou reçue dans l'espace [12].

Il est plus fréquent de représenter les diagrammes des champs dans deux plans principaux perpendiculaires l'un à l'autre, qui sont : **le plan E et le plan H**. Verticalement, Le plan E représente le plan contenant le champ électrique et la direction de rayonnement maximal. Par contre, à l'horizontale le plan H représente le plan contenant le champ magnétique et la direction de rayonnement maximal [15].

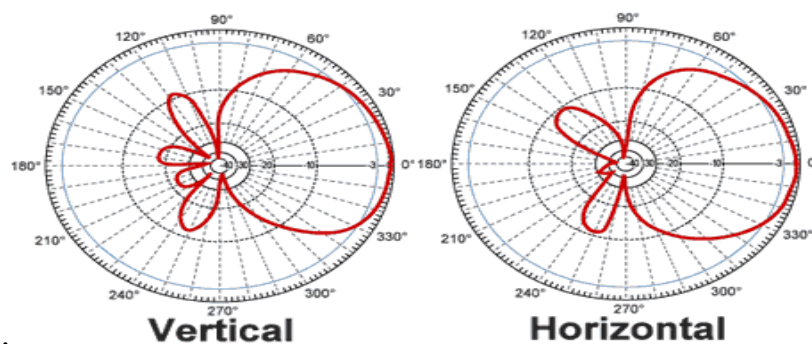


Figure I. 7 Diagrammes de rayonnement en 2-D cartésien.

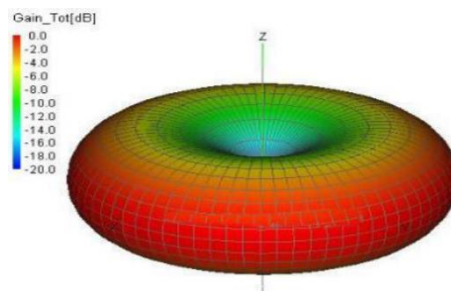


Figure I. 8 Diagrammes de rayonnement en 3-D.

Nous pouvons identifier trois types de diagrammes :

- Le diagramme dit *isotropique* si le diagramme de rayonnement de l'antenne est une sphère. Le rayonnement isotrope est uniforme dans toutes les directions de l'espace et sert de référence pour calculer la directivité et le gain du rayonnement des antennes. En pratique l'antenne isotrope parfaite n'existe pas.
- Les diagrammes dits *omnidirectionnels* pour lesquels le rayonnement s'effectue dans de manière isotrope mais dans un seul plan de l'espace. Il existe des directions dans lesquelles l'antenne rayonne avec moins d'énergie. Pour certaines antennes omnidirectionnelles il existe des directions dans lesquelles l'antenne ne rayonne pas. Ces directions sont dites *aveugles*.
- Les diagrammes dits *directifs* où la plus grande partie de la puissance rayonnée est concentrée dans un lobe appelé *lobe principal* (**Figure I.9**). Le reste de la puissance est distribuée dans de multiples lobes [9]. Ainsi qu'il est idéal pour des applications nécessitant une liaison point à point ou des applications exploitant une sélectivité spatiale.

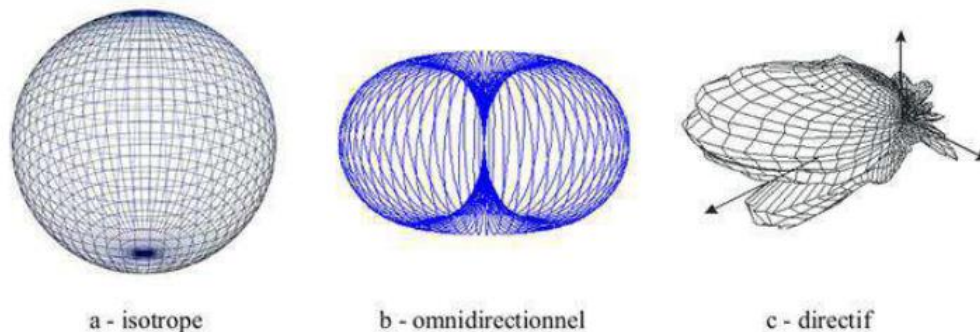


Figure I. 9 a) Diagramme dit «isotrope», b) Diagramme dit « omnidirectionnel » et c) Diagramme dit « directif ».

I.5 Techniques d'alimentation

Le choix de la technique d'alimentation est l'une des parties les plus importantes dans le processus de la conception des antennes imprimées. L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont celle-ci est intégrée dans le dispositif.

Dans le but d'atteindre les meilleures performances des antennes imprimées avec un minimum de pertes, nous venons de préciser que l'adaptation en impédance est un point fondamental dans la conception des antennes.

Les différentes techniques d'alimentations utilisées dans la technologie des antennes microbandes sont regroupées en deux grandes catégories :

- Alimentation par contact (par ligne micro ruban et par sonde coaxiale).
- Alimentation sans contact (couplage électromagnétique, couplage à ouverture (fente) dans le plan de masse).

I.5.1 Alimentation par contact

I.5.1.a Alimentation par ligne de transmission microruban

La technique la plus simple pour exciter l'élément rayonnant est de connecter une ligne microruban au bord du patch, en assurant que les deux éléments soient gravés sur le même substrat. Il en résulte une structure plane qui a pour avantage de faciliter la réalisation et la mise en œuvre [3].

La largeur de la ligne de transmission est plus petite par rapport aux dimensions de l'élément rayonnant [3]. Au bord d'un patch, l'impédance est généralement beaucoup plus élevée que 50 ohms. Pour éviter la désadaptation des impédances, on utilise l'alimentation axiale avec encoches ou par insertion d'un transformateur quart d'onde (inverseur d'impédance) [16], illustrées dans la **Figure I.10**:

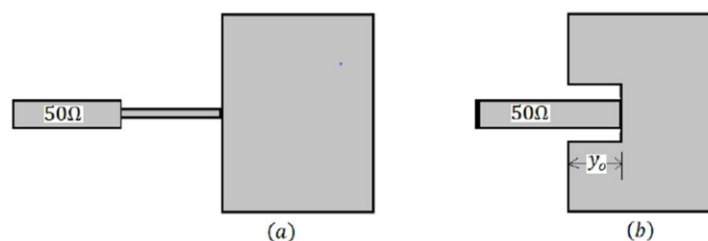


Figure I. 10 Alimentation par ligne Microruban (a) transformateur quart d'onde, (b) axiale avec encoches.

Cette méthode est favorisée pour certaine application en réseau d'antenne, mais dans ce cas, les pertes de couplage par ondes de surface augmentent ce qui génère des parasites perturbant le rayonnement de l'antenne [17].

I.5.1.b Alimentation par sonde coaxiale

Elle est effectuée par connexion directe de l'élément rayonnant avec le câble de la sonde traversant le plan de masse et le diélectrique. Le conducteur central est soudé en un point situé

à la plaque rayonnante, tandis que le conducteur externe (tresse) est connecté au plan de masse [17], la **Figure I.11** présente le schéma correspondant.

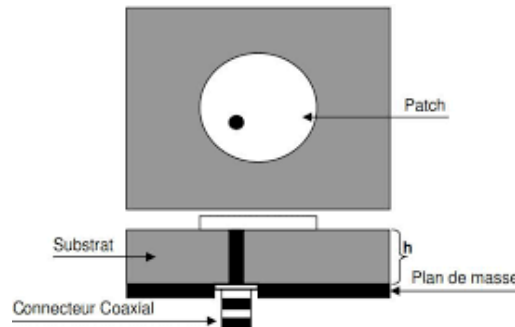


Figure I. 11 Alimentation par sonde coaxiale.

Les avantages de cette alimentation est qu'elle peut être placée à n'importe quel endroit à l'intérieur du patch assurant une meilleure adaptation, la facilité de sa mise œuvre et son rayonnement parasite faible.

Cependant, cette méthode présente certains inconvénients, notamment une bande passante étroite et la difficulté de modélisation pour les substrats épais ($h > 0.02\lambda_0$) [3].

I.5.2 Alimentation sans contact

I.5.2.a Alimentation par couplage de fente

Pour éviter la connexion par soudure et les interférences du rayonnement parasite des lignes, on utilise l'alimentation par couplage à travers une fente. Dans ce type d'alimentation, l'élément rayonnant est la ligne d'alimentation sont séparés par le plan de masse sur deux couches différentes. La fente centrale gravée dans le plan de masse assure le transfert d'énergie par couplage magnétique entre la ligne microruban et le patch (**Figure I.12**). Le matériau du substrat inférieur possède une forte permittivité, ce qui limite les pertes par rayonnement et optimise le transfert d'énergie des lignes de transmission. Le substrat supérieur possède une faible permittivité et une épaisseur plus importante pour augmenter la largeur de la bande passante ainsi que le gain de l'antenne [4].

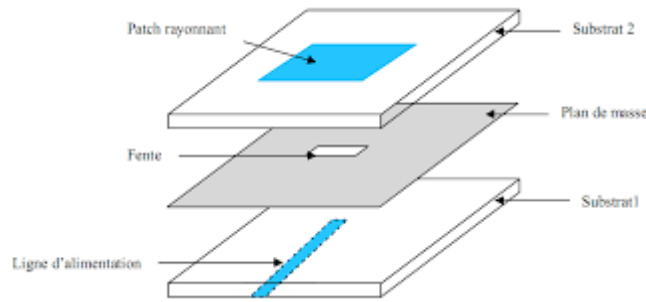


Figure I. 12 Alimentation par couplage de fente.

Le degré de couplage entre la ligne d'alimentation et le patch est déterminé par la taille, la forme et l'emplacement de l'ouverture [3].

1.5.2.b Alimentation couplée par proximité

Dans certains cas, on utilise le couplage électromagnétique tel que la ligne d'alimentation est insérée entre le patch et le plan de masse, qui est séparé par deux milieux diélectriques qui n'ont pas nécessairement la même permittivité relative et épaisseurs. La ligne d'alimentation est placée sur le substrat inférieur et le patch est gravé sur le substrat supérieur [3]. La **Figure I.13** représente le schéma correspondant.

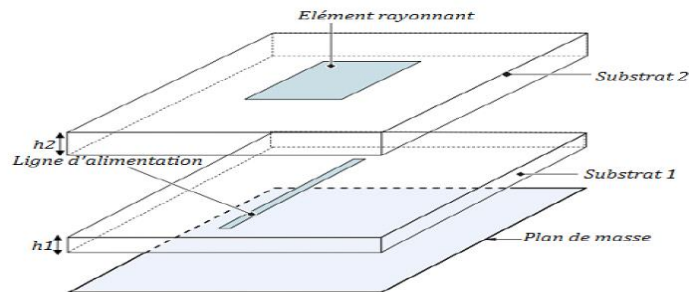


Figure I. 13 Alimentation couplée par proximité.

L'adaptation d'impédance d'entrée dépend de la longueur de la ligne d'alimentation et du rapport entre la largeur du patch et la largeur de la ligne [3].

Les avantages de cette configuration d'alimentation comprennent l'élimination des rayonnements parasites. L'absence de contact entraîne un couplage capacitif, nous permettant d'avoir des bandes passantes beaucoup plus larges [4].

Le principal inconvénient de cette structure d'alimentation est la difficulté de fabrication car les deux couches diélectriques doivent être correctement alignées [17].

I.6 Méthodes d'analyses

Les antennes imprimées caractérisées par un élément rayonnant imprimé sur un substrat de faible permittivité, sont analysées par différentes méthodes allant des méthodes analytiques simples jusqu'aux méthodes numériques rigoureuses.

- Les méthodes analytiques sont basées sur une distribution équivalente du courant autour des bords du patch. Les modèles plus appropriés sont :
 - Le modèle de la ligne de transmission
 - Le modèle de la cavité

Les méthodes rigoureuses sont basées sur la distribution du courant électrique sur le conducteur de la plaque et le plan de masse. Nous pouvons citer :

- La méthode des éléments finis
- La méthode des différences finies
- La méthode des moments

I.6.1 Méthodes analytiques

Ces techniques moins rigoureuses mais beaucoup plus simples, consistent à utiliser des hypothèses simplificatrices pour réduire la complexité de l'analyse de l'antenne. Il existe deux modèles de base.

I.6.1.a Modèle de la ligne de transmission

Le modèle de la ligne de transmission est le plus simple et le plus utilisé pour l'analyse des antennes imprimées. A l'origine, ce modèle a été spécialisé pour les patches rectangulaires, mais il a été étendu pour des formes de patches plus généralisées.

Cette méthode considère l'antenne imprimée comme étant deux fentes parallèles séparées par une ligne de transmission de longueur égale à la demi-longueur d'onde [17]. Ce modèle donne une bonne interprétation physique mais modélise difficilement le couplage entre les fentes [11].

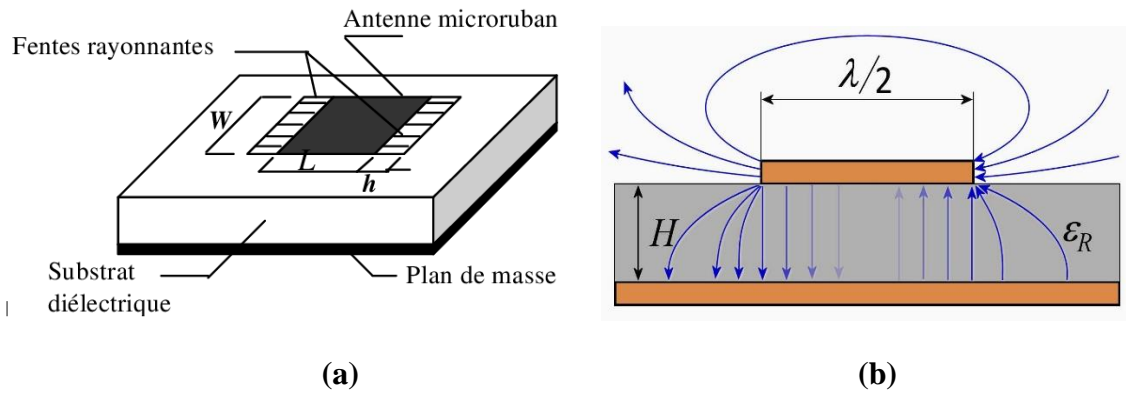


Figure I. 14 (a) Méthode de la ligne de transmission, (b) Lignes de champ.

I.6.1.b Modèle de cavité

Dans le modèle de la cavité, nous définissons l'antenne imprimée par une cavité résonnante. La région limitée par le plan de masse et l'élément rayonnant est traité comme une cavité entourée par des parois magnétiques sur les bords de l'élément et des parois électrique sur le côté supérieur de l'élément et le côté inférieur du plan de masse [14].

La nature des modes à l'intérieur de la cavité dépend de la forme du patch. Ce modèle a été développé pour le patch rectangulaire, mais l'étude analytique peut être étendue aux patches ayant la forme d'un disque ou d'un anneau.

I.6.2 Méthodes rigoureuses

Le principe de ces méthodes électromagnétique repose sur la résolution numérique des équations de Maxwell sous forme différentielle ou intégrale et la détermination de la distribution de champs électrique sur la surface du patch. Les méthodes numériques remplacent les méthodes analytiques, notamment lorsque la configuration de l'antenne est plus complexe [14].

Ces méthodes sont les plus précises et peuvent traiter n'importe quelle géométrie d'antenne, en se basant sur la modélisation électromagnétique, afin de calculer leurs performances. Les techniques d'équations différentielles sont très efficaces pour résoudre des géométries volumétriques 3D complexe avec des milieux non homogènes [14].

Il existe plusieurs méthodes, parmi ces méthodes nous citons :

I.6.2.a Méthode des éléments finis (FEM)

La méthode des éléments finis s'applique aux dispositifs microondes de formes quelconques. Elle est basée sur la résolution et la discrétisation des équations de Maxwell aux dérivées partielles. Elle est adaptée aux structures complexes et volumétriques [14]. Cette

méthode consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode.

Cette méthode permet de calculer, en chaque point des éléments divisant l'espace, les champs électriques qui minimisent la fonction d'énergie, cette dernière s'écrit sous forme matricielle :

$$[\mathbf{J}] = [\mathbf{Y}] \cdot [\mathbf{E}] \quad (\text{I.24})$$

Où $[\mathbf{J}]$ représente les sources de courant et $[\mathbf{E}]$ les champs électriques inconnus. La matrice $[\mathbf{Y}]$ qui décrit la géométrie et les contraintes de frontières, est généralement clairsemée car chaque élément n'interagit qu'avec ses voisins. Les autres grandeurs comme le champ magnétique et les courants induits sont calculés à partir des champs électriques.

L'avantage de la méthode des éléments finis est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, donne au maillage une très grande souplesse. Cette méthode permet de simuler des structures géométriques complexes mais avec des gros moyens informatiques [18].

1.6.2.b Méthode des différences finies (FDTD)

La méthode des différences finies dans le domaine temporel (ou FDTD, pour Finite Difference Time Domain) est fondée sur le schéma explicite de Yee, présenté en 1966. Elle permet de résoudre des équations spatio-temporelles à l'aide de calculateur puissant. Cette méthode consiste à calculer à chaque instant discret de l'espace, les composantes du champ électromagnétique dans chaque cellule élémentaire du volume tridimensionnel. On applique la transformée de Fourier à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système [18].

Les avantages de cette dernière sont la formulation relativement facile, la possibilité de simuler sur une large bande de fréquences, les calculs s'effectuant directement dans le domaine temporel. Cette méthode présente une grande capacité de diversité de calcul permettant ainsi de modéliser l'antenne désirée [19]. Mais son principal inconvénient est lié au fait que le maillage de la structure doit être uniforme et elle est donc peu adaptée au traitement des dispositifs comportant des éléments ayant des ordres de grandeurs très différents [18].

I.6.2.c Méthode des moments (MoM)

Dans la méthode des moments, les courants de surface sont utilisés pour modéliser la plaque microbande. On peut formuler les courants sur la plaque et la ligne d'alimentation par une équation intégrale [17]. Cette technique numérique permet de résoudre le système d'équations intégrales bidirectionnelles, qui introduit l'utilisation des fonctions de Green dans une géométrie plane et qui peut être étendue aux structures multicouches [8].

La méthode des moments présente la solution sous forme matricielle avec une grande précision. Elle est utilisée dans le domaine fréquentiel [14].

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un bref historique sur les antennes imprimées, leurs structures géométriques ainsi que leurs avantages et inconvénients. Nous avons également décrit leurs performances en énumérons leurs différentes caractéristiques de rayonnement.

Nous avons présenté les différentes techniques utilisées pour l'alimentation de ces antennes, ainsi que les méthodes d'analyses les plus utilisées pour analyser et concevoir ce type d'antennes.

La problématique à laquelle nous nous intéressons est de pouvoir intégrer ces antennes imprimées dans des dispositifs qui deviennent de nos jours de plus en plus petits. L'antenne imprimée étant de l'ordre de la demi-longueur d'onde, il est envisageable d'avoir recours à des techniques de miniaturisation pour arriver à cet objectif. Les principales techniques de miniaturisation feront l'objet du prochain chapitre.

Bibliographie

- [1] I. J. Bahl, P. E. Bhartia « Microstrip Antennas » Dedham, MA : Artech House.1980.
- [2] Bancroft et Randy, Microstrip and Printed Antenna Design, 2nd Edition. SciTech Publishing, 2009.
- [3] G. Kossiavas, R. Staraj, C. Luxey, A. Papiernik, "Antennes imprimées- Bases et principes", Technique de l'ingénieur, Référence E3310, 05/ 2007.
- [4] A. Pandey, Practical Microstrip and Printed Antenna Design, Hardcover. Artech House,
- [5] J.-M. Laheurte, Éd., Compact Antennas for Wireless Communications and Terminals: Theory and Design, 1 edition. London : Hoboken, NJ: Wiley-ISTE, 2011.
- [6] J. Volakis, Antenna engineering handbook, 4e éd. McGraw-Hill Professional, 2007.
- [7] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 4e éd. Wiley, 2016.
- [8] S. Drabowitch, A. Papiernik, H. Griffiths, J. Encinas, et B. L. Smith, Modern Antennas, 2nd ed. Springer, 2005.
- [9] VALLEAU Jérémy, « Miniaturisation d'antenne très large bande pour applications spatiales », thèse de doctorat, Université de Toulouse, Decembre 2016.
- [10] NIANG Anna, « Antenne miniatures et structures electromagnetiques avec circuits non-Foster », thèse de doctorat, Université Paris SACLAY, France, Janvier 2017.
- [11] D. Guha et Y. Antar, Microstrip and PrintedAntennas: New Trends, Techniques and Applications, 1re éd. John Wiley and Sons, 2011.
- [12] O. Picon et Collectif, Les antennes : Théorie, conception et applications. Dunod, 2009.
- [13] ADJILA Fatima et MELATI Nadia, « Etude et conception d'une antenne fractale reconfigurable en fréquence », mémoire de fin d'étude, Université 8 Mai 1945, Guelma, Juillet 2019.
- [14] H. Lau, PracticalAntenna Design For Wireless Products. Artech House, 2019.
- [15] CHETOUAH Farouk, « Etude et modélisation des antennes miniatures basées sur des matériaux diélectriques », thèse de doctorat, UNIVERSITE FERHAT ABBAS -SETIF-1-, Octobre 2018.
- [16] C. A. Balanis, Éd., Modern AntennaHandbook, 1re éd. Wiley, 2008.

[17] G. Kumar et K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*. Artech House Print on Demand, 2002.

[18] L. CHOUTI, Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage ' thèse de Magister', Institut d'électronique, Université de Constantine, 2009.

[19] M. Diblang, " Développement du concept de l'antenne a résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire," Université de Limoges. Thèse de doctorat 20 mars 2006.

CHAPITRE II

*Techniques de
miniaturisation des antennes
imprimées*

II.1 Introduction

Au cours des dernières décennies, la technologie a connu une évolution importante. Le monde des communications sans fil se développe rapidement avec un rythme exponentiel en raison de la progression de la technologie radiofréquence. Le besoin d'une zone de couverture plus large et d'une meilleure qualité de transmission se fait de plus en plus sentir, ce qui provoque une limitation de ressources fréquentielles et nécessite un débit et une efficacité de transmission beaucoup plus grande [1].

Les besoins actuels de systèmes multifonctionnels poussent encore plus loin les exigences en allant vers des terminaux mobiles de taille réduite, notamment les téléphones portables, les équipements sans fil, les dispositifs de communication à courte et longue portée, les dispositifs RFID (identification par radiofréquence), etc.

De ce fait, tous les appareils électroniques grand public, destinés aux communications sans fils, sont devenus plus légers, plus transportables et plus compactes. Les antennes étant des éléments clés de ces appareils doivent être miniaturisées afin de permettre leur facilité d'intégration sur de petits composants aux diverses fréquences. Cette intégration doit se faire sur la base d'un compromis entre la taille, la largeur de la bande passante et l'efficacité du rayonnement. En effet, le processus de miniaturisation d'une antenne dégrade son efficacité et sa largeur de bande de manière significative [2].

Le but de ce chapitre est de faire un état de l'art sur diverses techniques utilisées dans la conception des antennes miniatures, en particulier les antennes imprimées. En premier lieu, nous définirons ce qu'est qu'une antenne électriquement petite avec ses caractéristiques, ses limites physiques, les compromis à faire. Nous détaillerons également quelques méthodes de miniaturisation des antennes imprimées qui existent dans la littérature.

II.2 Antenne miniature

Généralement, la majorité des antennes qui permettent d'associer une forte compacité et un rayonnement efficace sont des structures résonnantes électromagnétiques permettant de réaliser le mode fondamental.

La structure de base de l'antenne résonante en mode fondamental (comme c'est le cas pour les antennes imprimées) est définie par ses dimensions qui sont généralement de l'ordre de la demi-longueur d'onde $\frac{\lambda}{2}$ [3].

Cette dernière est définie par la relation de (II.1) :

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (\text{II. 1})$$

Où c : est la vitesse de la propagation dans le milieu, f est la fréquence de travail.

Le principe des antennes miniatures résulte d'une action de réduction de leurs dimensions, leurs surfaces, leurs volumes à une fréquence de résonance précise et de les intégrer à l'aide des circuits d'adaptation pour avoir un bon fonctionnement.

II.2.1 Définition

Les dimensions de l'antenne sont toujours exprimées en fonction de la longueur d'onde liée à sa fréquence de travail. Il y a plusieurs manières de définir une antenne miniature ou ce que l'on appelle une antenne électriquement petite (ESA : Electrically Small Antenna).

Les premiers travaux les plus remarquables sur la théorie et la compréhension des petites antennes électriques sont ceux de Wheeler et de Chu [4].

En 1947, Wheeler a défini l'antenne électriquement petite comme une antenne dont le diamètre de la sphère de Chu qui l'englobe est inférieure à $\frac{\lambda_0}{2\pi}$, λ_0 étant la longueur d'onde dans le vide. Cette valeur est communément nommée *radianlength* [2].

Pour définir la limite du domaine des antennes miniatures, on s'intéresse à la définition de la sphère de Chu illustrée dans la **Figure II.1**. Cette dernière, est la plus petite sphère contenant l'intégration d'antenne, elle est définie par le rayon a qui est inversement proportionnel au nombre d'onde k .

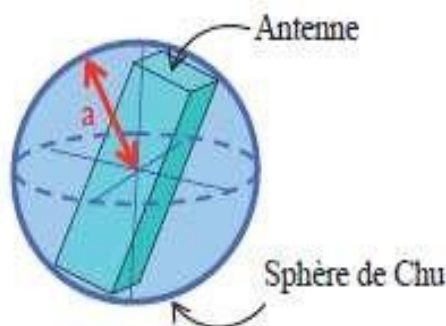


Figure II. 1 Sphère de Chu d'une antenne.

D'après Wheeler, il est préférable de vérifier le produit entre le rayon de la sphère de Chu a et le nombre d'ondes k dans le milieu de propagation (ou $k = \frac{2\pi}{\lambda_0}$). Nous parlons d'une antenne miniature si elle satisfait la condition suivante :

$$k \cdot a < 0.5 \quad (\text{II. 2})$$

Une autre condition a été donnée par Hansen qui considère que l'encombrement minimum que peut prendre une antenne se situe à la distance limite entre le rayonnement en champ proche et le champ lointain [2,5]. La distance correspondant à cette limite est appelée *radian sphère*. Selon Hansen, une antenne est miniature si elle est incluse dans le *radian sphère*, c'est-à-dire si le rayon a de la sphère est égal à la *radianlength*. Autrement dit :

$$k \cdot a < 1 \quad (\text{II. 3})$$

L'objectif de la miniaturisation est de réduire les dimensions d'une antenne tout en conservant ses performances en termes de bande passante et de rayonnement. L'étude du facteur de qualité de l'antenne permet d'évaluer l'impact de la miniaturisation sur ces paramètres [6].

II.3 Limites fondamentales des antennes miniatures

La diminution de la taille des antennes s'accompagne généralement d'une dégradation de leurs efficacités et de leurs bandes passantes. En raison de ces problèmes qui surviennent il convient alors à l'ingénieur ou au chercheur de trouver judicieusement un compromis entre les dimensions minimales souhaitées et les performances acceptables requises.

II.3.1 Facteur de qualité

Le principe de la miniaturisation est de réduire la taille de l'antenne tout en gardant ses caractéristiques électromagnétiques acceptables. Malheureusement, la dégradation des performances (bande passante et gain) est inévitable. Selon les travaux menés par Wheeler et Chu pour exprimer les limites théoriques de la miniaturisation des petites antennes, le critère limitant concerne un paramètre fondamental qui est le facteur de qualité Q .

Ce dernier est défini par le rapport entre l'énergie réactive maximale stockée dans l'antenne et la puissance totale rayonnée [4], il est donné par l'expression (II.4) :

$$Q = \frac{2w_0 \max(W_E, W_M)}{P_{ray}} \quad (\text{II. 4})$$

Où W_E, W_M les quantités moyennes électriques et magnétiques (en temps) d'énergie stockée ; P_{ray} puissance totale rayonnée ; $w_0 = 2\pi f$ est la pulsation de résonance.

Une autre définition du facteur de qualité Q montre qu'il est inversement proportionnelle à la largeur de bande fractionnelle FBP mesurée à -10 dB [4]. Il s'écrit comme suit :

$$Q = \frac{1}{FBP} \quad (\text{II. 5})$$

Etant inversement proportionnel à la bande passante, le facteur de qualité Q devrait être petit si nous voulons élargir la bande de fréquences.

Nous trouvons également une autre formule pour exprimer le facteur de qualité en fonction de la bande passante, en tenant compte du rapport d'onde stationnaire ROS [5]. Celle-ci s'exprime par la relation (II.6) :

$$Q \approx \frac{1}{BP} \left(\frac{ROS - 1}{\sqrt{ROS}} \right) \quad (\text{II. 6})$$

Avec BP bande passante normalisée

Wheeler a été parmi les premiers chercheurs à s'être intéressé aux limites fondamentales des performances des petites antennes [4]. Il a caractérisé la limite fondamentale de la largeur de la bande passante pour une petite antenne en fonction de son facteur de puissance de rayonnement, qu'il a défini comme l'inverse du facteur de qualité Q . Le facteur de puissance maximum réalisable pour une antenne de taille réduite est défini par $(ka)^3$, ce qui conduit à une limite inférieure sur Q donnée par la relation (II.7) :

$$Q = \eta \left(\frac{1}{(ka)^3} \right) \quad (\text{II. 7})$$

Le facteur de qualité peut être aussi évalué en utilisant des circuits RLC parallèles équivalents modélisant les antennes électriquement petites pour calculer l'énergie stockée à l'intérieur de la sphère. Après Wheeler, les travaux de Chu et de McLean ont établi une formulation de la valeur de Q pour le premier mode (TM_{01} ou TE_{01}) pour les antennes à

polarisation linéaire [4] , ce que l'on appelle aujourd'hui la limite de Chu ou la limite inférieure de Q, définie par (II.8) :

$$Q_{min} = \eta \left(\frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka} \right) \quad (\text{II. 8})$$

Lorsque ka diminue, le facteur de qualité Q augmente considérablement.

Le facteur Q minimum pour une antenne électriquement petite, qui est polarisée circulairement est donné par la relation (II.9) [4] :

$$Q_{min} = \frac{1}{2} \eta \left(\frac{1}{(ka)^3} + \frac{2}{ka} \right) \quad (\text{II. 9})$$

II.3.2 Facteur de miniaturisation

Le facteur de miniaturisation (FM), donné par l'équation (II.10), est une valeur mesurée indiquant le degré de miniaturisation exprimée en %. Le but de ce facteur est de réaliser une antenne miniature ressemblant à l'antenne de référence en termes de performance électromagnétique. Il est défini par le rapport entre la grandeur de l'antenne compactée L_{miniat} et celle de l'antenne en espace libre L_{esplib} pour une fréquence précise [2] :

$$FM(\%) = \frac{L_{miniat}}{L_{esplib}} \times 100 \quad (\text{II. 10})$$

Comme on peut l'exprimer par un rapport des fréquences à un niveau de gain réalisé satisfaisant, comme suit (II.11) :

$$FM(\%) = \frac{f_{ref}^{original}}{f_{ref}^{miniaturized}} \times 100 \quad (\text{II. 11})$$

L'utilisateur doit choisir la fréquence de référence en fonction de l'application. Plus le facteur de miniaturisation est grand, plus le degré de miniaturisation est important.

II.3.3 Efficacité de rayonnement

L'efficacité ou encore le rendement d'une antenne est un paramètre critique pour les antennes miniatures, il est défini par le rapport entre la puissance rayonnée et celle reçue par l'antenne [4]. Les pertes au niveau de l'antenne sont modélisées par une résistance de pertes en série R_{Loss} .

Le rendement s'exprime alors par la relation suivante :

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{Loss}} = \frac{R_{rad}}{R_A} \quad (\text{II. 12})$$

D'où ;

$$R_A = R_{rad} + R_{Loss} \quad (\text{II. 13})$$

Avec :

R_A : La partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne.

R_{rad} : La résistance de rayonnement.

R_{Loss} : Résistance de pertes.

D'une autre façon, pour les antennes électriquement réduites, la relation entre le volume occupé par l'antenne et le produit entre l'efficacité de rayonnement η par la bande passante. Selon les deux équations précédentes (II.6) et (II.7), nous trouvons (II.14) :

$$BP \cdot \eta \approx \frac{\Delta f}{f} \cdot \eta \approx \left(\frac{ROS - 1}{\sqrt{ROS}} \right) \cdot (ka)^3 \quad (\text{II. 14})$$

Avec $a \ll \frac{\lambda}{2\pi}$ et $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

En remplaçant la valeur de η par l'équation (II.12) dans (II.14), nous obtenons (II.15):

$$BP \cdot \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{Loss}} \approx \left(\frac{ROS - 1}{\sqrt{ROS}} \right) \cdot (ka)^3 \quad (\text{II. 15})$$

On observe 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 (II.16). Harrington [7] montre que les pertes sont extrêmement importantes pour des valeurs ka plus petites.

II.4 Techniques de miniaturisation des antennes imprimées

Dans ce paragraphe, nous allons présenter diverses techniques de miniaturisation des antennes présentées dans la littérature, est qui ont été utilisées pour réduire les dimensions de l'élément rayonnant.

Ces techniques de miniaturisation peuvent être classées selon deux grandes familles :

- La miniaturisation par structuration, qui consiste à modifier la structure antennaire afin d'allonger le chemin arpenté par le courant
- La miniaturisation par ondes lentes, qui se base sur l'utilisation de matériaux particuliers consistant à limiter la vitesse de phase afin de réduire la longueur physique de l'antenne.

Le principe de fonctionnement ainsi que les avantages et inconvénients respectifs de ces techniques seront présentés dans les sections suivantes.

II.4.1 La miniaturisation par structuration

Cette famille de techniques de miniaturisation s'intéresse à la modification structurelle de l'antenne. La structuration d'une antenne compacte est réalisée par la modification de ses paramètres physiques et géométriques dans le but de réduire sa taille d'une façon significative tout en essayant de garder ses mêmes performances électromagnétiques. Généralement, cette opération se base sur l'augmentation de la longueur électrique de l'antenne et une occupation optimale de l'antenne dans le volume de la sphère de Chu [8].

Le principal inconvénient de cette technique réside dans la diminution du gain et de l'efficacité de rayonnement de l'antenne à cause de la présence des pertes ohmiques. Ceci dit, cette technique de miniaturisation reste très répandue et offre une grande variété de structures et de configurations possibles. Nous énumérons dans cette section, les différentes structures d'antennes miniatures reposant sur la modification géométrique [8].

II.4.1.a Insertion de fentes ou d'encoches

Cette technique est réservée à la miniaturisation des antennes planaires. Elle consiste à placer des fentes où des trous au niveau de la surface métallique de l'antenne imprimée. Les courants surfaciques qui circulent d'un bout à l'autre de ces plaques métalliques seront donc bloqués par les fentes et devront les contourner en empruntant un parcours plus long par rapport au cas d'une antenne sans fentes [8], comme le montre la **Figure II.2**

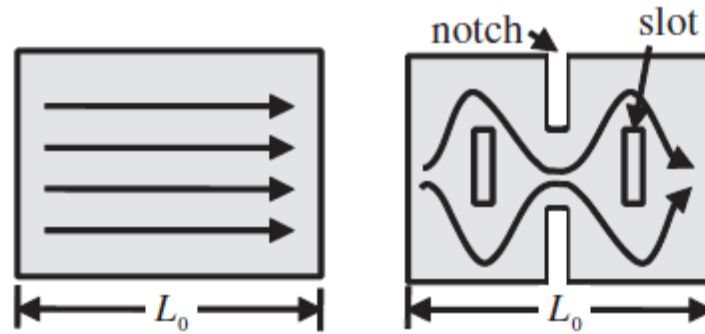


Figure II. 2 Exemple des courants dans une antenne sans fente et avec des fentes et des entailles.

Les fentes ainsi pratiquées sur l'élément rayonnant vont induire des effets capacitifs et inductifs modifiant l'impédance d'entrée de l'antenne ainsi que sa bande passante [9]. D'une manière simple, une fente est équivalente à une capacité, et la ligne à une inductance.

Plusieurs études ont été faites sur l'influence de la taille et la forme des fentes et des entailles sur la réduction de la taille d'antenne. En changeant les paramètres de la fente, la fréquence de résonance est modifiée, il apparaît que la fréquence de résonance diminuera plus la taille de la fente est grande [10].

D'une autre façon, la structure à plan de masse modifiée DGS consiste à employer des fentes pour modifier la distribution de courant sur le plan de masse ayant pour conséquence de réduire la taille [11].

Nous pouvons également réaliser une antenne bi-bande ou multibande en découpant des fentes de formes différentes comme des fentes en U, T, H, I, L, V, rectangulaire, en papillon, en forme de fourche [12], etc.

La mise en œuvre de cette technique peut réduire la taille d'une antenne patch de 50% mais la largeur de bande est diminuée ainsi que l'efficacité de rayonnement de l'antenne [13].

Enfin, il est important de noter que l'augmentation des dimensions latérales de la fente peut entraîner une augmentation de la polarisation croisée des courants.

L'inconvénient de cette technique est l'augmentation du facteur de qualité à cause du nombre des fentes et par conséquent la diminution de la bande passante ainsi que la pureté de polarisation et du gain maximal de l'antenne.

II.4.1.b Méandres

La géométrie de méandre est une technique simple pour la miniaturisation des antennes. Ce type de géométrie est défini par une succession de courbures ou de pliages qui ont une équivalence inductive. Elle permet de réduire la longueur physique d'une antenne sans diminuer sa longueur électrique. L'intérêt de cette structure est l'augmentation de la longueur de courant, tout en conservant la même direction globale des courants rayonnants. Comme présenté sur la **Figure II.3**, un dipôle replié de manière périodique (avec des méandres) aura une fréquence de résonance plus basse qu'un dipôle droit (sans méandre) de la même dimension.



Figure II. 3 Exemple de méandres appliqués à un dipôle.

Plusieurs études ont permis de constater que la forme, la période et le nombre de repliements N ont un impact considérable sur les performances des antennes [14]. Il apparaît que l'efficacité de rayonnement du méandre est fortement liée au nombre de repliements et aux caractéristiques des brins ainsi qu'à la distance entre deux brins successifs.

L'avantage de cette technique repose sur la facilité d'adaptation avec les antennes imprimées. Il est possible d'enrouler l'antenne sur toutes les faces de certains substrats diélectriques et gagner ainsi le maximum de volume. Les antennes méandres planaires sont donc moins encombrantes et plus facilement intégrables dans un terminal mobile. Un exemple de cette méthode est présenté par la **Figure II.4**.

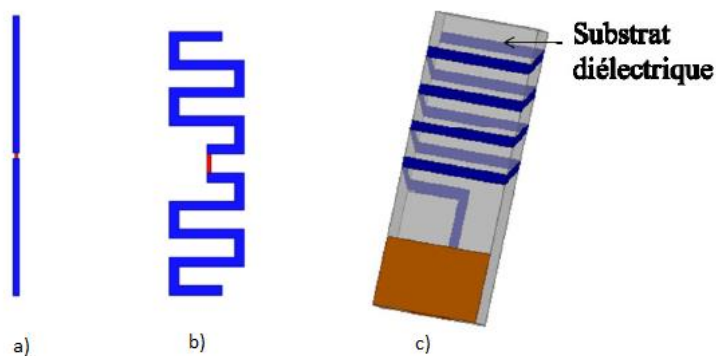


Figure II. 4 a) Dipôle droit ; b) Dipôle méandre ; c) Antenne méandre enroulée sur les faces d'un substrat diélectrique.

L'inconvénient majeur de cette technique est l'augmentation des pertes ohmiques des plaques métalliques et par conséquent l'efficacité de rayonnement est diminuée [15].

II.4.1.c Chargement par éléments passifs

L'idée de cette technique repose sur l'insertion de trois types de composants passifs afin de réduire la taille de l'antenne. Il s'agit de la résistance, la capacité et l'inductance. L'ajout d'une résistance à faible valeur (1 à 2 Ohms) peut être appliqué pour remplacer le court-circuit languette (comme celui d'une antenne PIFA par exemple). Mais, ceci entraîne une baisse de l'efficacité de rayonnement à cause des pertes ohmiques dues à la concentration des courants dans cette résistance [16,17].

L'insertion d'une capacité ou d'une inductance au niveau de la structure de l'antenne permet d'atteindre deux objectifs. Le premier est d'augmenter la longueur électrique de l'antenne sans modifier sa longueur physique. D'un autre côté, ceci permet de modifier la capacité et l'inductance équivalente de l'antenne et donc de faire résonner l'antenne à une fréquence différente [18].

Pour les antennes résonnantes, la fréquence de résonance dépend de la valeur des composants équivalents L et C (inductives et capacitives) par conséquent les effets inductifs et capacitifs permettant d'abaisser la fréquence de résonance, rendant ainsi l'antenne proportionnellement plus petite à la longueur d'onde [3].

D'un autre point de vue, nous pouvons introduire des charges localisées dans le but de réduire l'encombrement. En effet, un monopôle replié est équivalent à un monopôle chargé par une inductance. De même, un monopôle chargé par un toit métallique peut être considéré comme un monopôle chargé par une capacité [15], comme on peut le voir sur la **Figure II.5**,

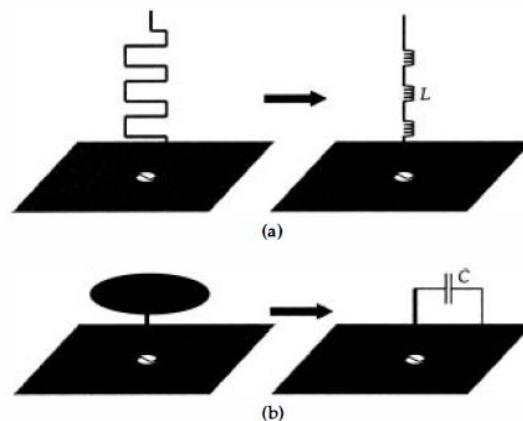


Figure II. 5 a) Monopôle replié et b) monopôle chargée et leurs circuits équivalents.

L'inconvénient de cette technique est l'augmentation du facteur de qualité de l'antenne, ce qui diminue fortement la bande passante et l'efficacité de rayonnement.

II.4.1.d Insertion des courts circuits

Une autre technique qui est très utilisée pour miniaturiser et réduire l'encombrement des antennes imprimées consiste à introduire un ou plusieurs courts circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse. Cette introduction a un effet inductif qui est directement liée aux dimensions du court-circuit. En observant la distribution du champ électrique du premier mode résonant TM_{100} dans la cavité virtuelle, délimitée par des murs électriques et magnétiques dans le cas d'un patch rectangulaire (**Figure II.6**), nous constatons qu'au centre du patch le champ électrique s'annule [19].

Cela signifie qu'en positionnant un mur électrique parfait dans ce plan vertical, la distribution des lignes équipotentielles ne sont nullement affectées. Ainsi, les dimensions de la structure peuvent être réduites de moitié tout en gardant la même fréquence de résonance [13].

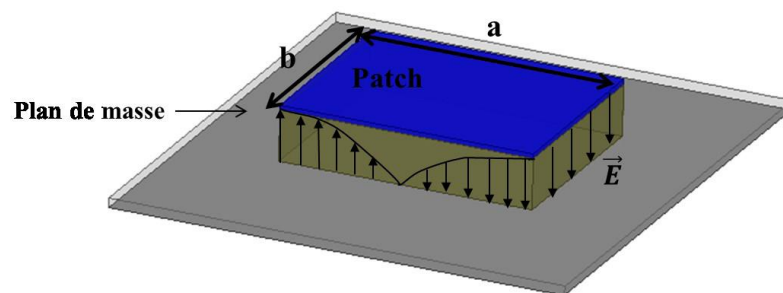


Figure II. 6 Représentation vectorielle du champ E au mode fondamental.

Malheureusement, lorsque le court-circuit est long et fin, l'effet inductif généré devient plus important ce qui entraîne une baisse de l'efficacité de rayonnement. L'exemple d'une telle structure le plus connu est l'antenne PIFA classique [20]. L'acronyme PIFA signifie *Printed Inverted-F Antenna*, car l'antenne, vue de profil, la forme d'une lettre F inversée (**Figure II.7**).

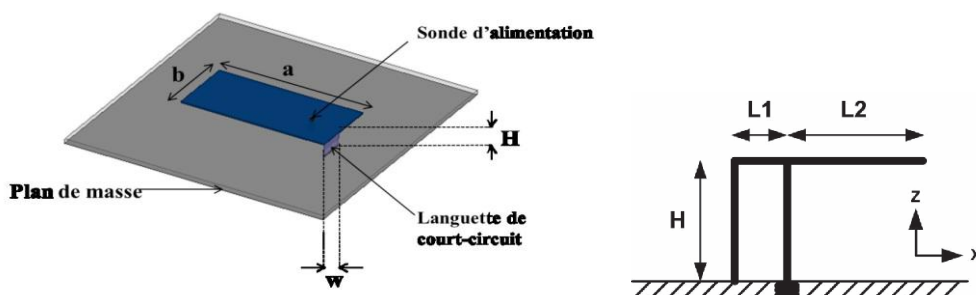


Figure II. 7 Géométrie d'une antenne PIFA.

En pratique, dans une antenne résonnante rectangulaire de longueur $\lambda_g/2$, il est possible de court-circuiter le patch en son centre avec un mur métallique vertical qui le relie au plan de masse [10]. La position du court-circuit est liée au point où le potentiel du mode fondamental s'annule. De plus, la position du point d'alimentation a également une forte influence sur la fréquence de résonance de l'antenne.

Il en résulte un élément rayonnant ayant une longueur physique de $\frac{\lambda_g}{4}$ appelé antenne quart d'onde telle que le représente la **Figure II.8** [19].

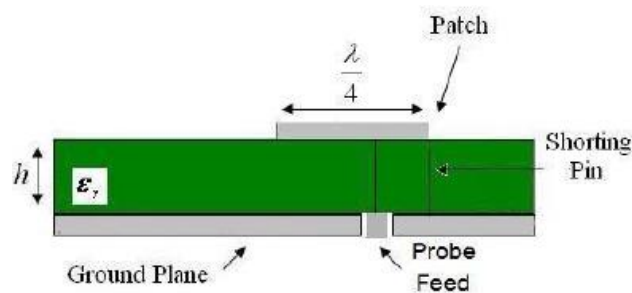


Figure II. 8 Antenne quart d'onde.

En effet, si les trajets de courants sur l'élément rayonnant sont naturellement rallongés alors l'effet de l'inductance effective globale de l'antenne augmente, ce qui entraîne une diminution de la fréquence de résonance, donc pour modifier la fréquence de résonance ainsi que l'impédance d'entrée de l'antenne, il faut jouer sur la position du court-circuit par rapport à l'antenne.

Cette technique de miniaturisation est facilement réalisable mais elle possède deux inconvénients majeurs qui sont généralement observés [19]: une diminution de la bande passante en comparaison à une antenne patch simple et une dégradation du gain de l'antenne et de la pureté de la polarisation.

II.4.1.e Les antennes fractales

Une dernière technique basée sur la modification de la géométrie de l'antenne est l'utilisation de structures fractales qui ont conduit à des améliorations uniques dans la conception des antennes. En 1970, Benoit Mandelbrot a été le premier mathématicien à proposer le terme fractal signifiant fragments brisés [2]. Une fractale est une forme géométrique obtenue par fragmentation régulière d'une figure donnée. Les antennes fractales sont des antennes filaires ou planaires dont les structures sont issues d'un processus mathématique prédéfini basé sur des fonctions itératives, comme présenté sur la **Figure II.9**. En augmentant

le nombre d'itérations, la fréquence de résonance diminue. Une de ces propriétés géométriques est l'augmentation de la longueur électrique de l'antenne et une optimisation maximale de l'occupation de l'espace délimité par la sphère de Chu, ce qui fait que la taille de l'antenne devient très compacte. Les formes fractales peuvent réduire la taille de l'antenne d'environ 20% à 40% [13].

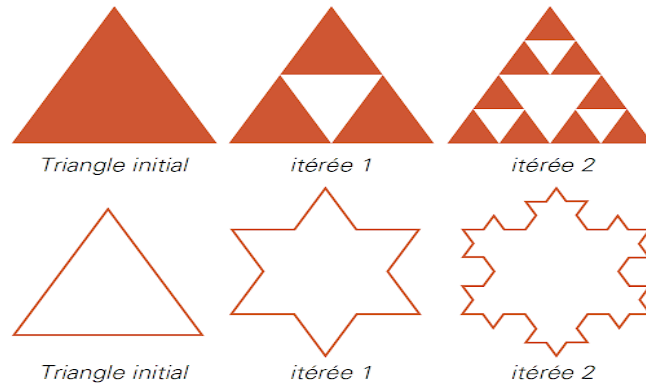


Figure II. 9 Exemple de fractales avec deux itérations.

Ces géométries fractales utilisent la propriété d'autosimilarité, ce qui signifie qu'à partir d'une géométrie de base, plusieurs itérations sont affectées selon le même motif principal mais à une échelle différente. L'intérêt de cette méthode est l'utilisation de leur facteur d'échelle pour augmenter la bande passante. Le principe d'autosimilarité induit également un comportement multibande. Une autre propriété, est le remplissage en espace qui est utilisé pour réduire la taille et augmenter la longueur du courant opérationnel des antennes imprimées par l'intensification du nombre d'itérations dans la même zone [21,22].

Les exemples les plus connus sont les courbes de Hilbert, le tapis de Sierpinsky et la géométrie de Von Koch [23]. Un exemple du modèle de Koch est illustré par la **Figure II.10**

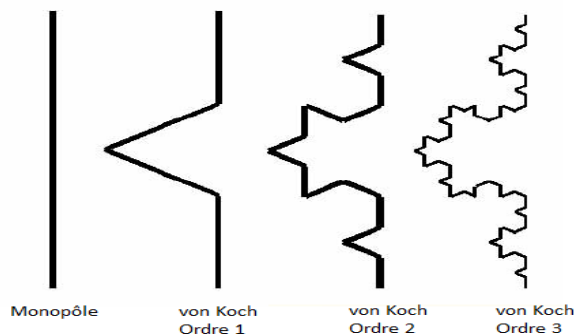


Figure II. 10 Monopoles à géométries fractales de Koch.

Un monopôle de Koch est généré par une procédure itérative qui se répète en remplaçant un tiers de la ligne en son centre par un triangle équilatéral. Cette opération peut être répétée selon un processus d'itérations. Cependant, la bande passante et l'efficacité de ces antennes fractales sont sensiblement dégradées comparées au simple monopole [13].

II.4.2 Miniaturisation par ondes lentes

La modification par structuration n'est pas la seule technique qui permet la miniaturisation des antennes imprimées. En électromagnétisme, les matériaux de permittivité et /ou perméabilité différentes de celle du vide permet de modifier la vitesse de phase des ondes dans le milieu. Ceci implique une réduction de la longueur d'onde guidée et par conséquent une diminution de la longueur physique de l'élément rayonnant.

Pour les antennes miniatures résonnantes [15], la longueur électrique est donnée par l'expression (II.16):

$$L_{eq} = L_{physique} \times n \quad (\text{II.16})$$

Où $L_{physique}$ est la longueur physique de l'antenne et $n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ l'indice de réfraction du milieu (substrat).

Le principe de cette technique appliquée à ce type d'antennes consiste à réduire la vitesse de phase pour réduire la longueur physique de l'antenne.

Pour les matériaux naturels ($\epsilon_r \geq 1$ et $\mu_r \geq 1$), la vitesse de phase ralentie dans le milieu ce qui crée ce qu'on appelle une onde lente ayant pour conséquence l'augmentation des chemins électriques ce qui permet de miniaturiser la structure antennaire [24]. En effet, l'onde lente est caractérisée par sa vitesse de phase qui est inférieure à la vitesse de la lumière. La vitesse de phase d'une onde électromagnétique monochromatique qui se propage dans l'espace [15], est donnée par l'expression (II.17) :

$$v_{\phi} = \frac{w}{k} = \frac{c}{n} \quad (\text{II.17})$$

Où w est la pulsation d'onde ($w = 2\pi f$), k est le nombre d'onde ($k = \frac{2\pi}{\lambda}$) et c vitesse de la lumière dans le vide.

La variation de la vitesse de phase aura une influence directe sur la fréquence de l'onde associée et donc sur la réduction de la taille d'antenne. En effet, d'après la relation (II.16) la longueur physique de l'antenne devient :

$$L_{physique} = L_{eq} \frac{v_{\phi}}{c} \quad (\text{II. 18})$$

Dans le cas d'un dipôle de longueur électrique égale à la demi-longueur d'onde dans l'espace libre, la longueur physique de ce dipôle à la résonance vaudra :

$$L_{physique} = \frac{\lambda_0}{2} \frac{v_{\phi}}{c} \quad (\text{II. 19})$$

La taille des circuits planaires ainsi que leur fréquence de résonance dépendent du matériau utilisé comme substrat. En effet, la longueur électrique de l'élément rayonnant est inversement proportionnelle à l'indice de milieu (substrat) $\sqrt{\epsilon_r \mu_r}$. Il apparaît clairement que le choix des paramètres du substrat, à savoir sa permittivité ϵ_r et sa perméabilité μ_r nous facilite la miniaturisation de l'antenne. Nous pouvons alors utiliser des substrats à matériaux purement diélectriques à haute permittivité ou des substrats à matériaux magnéto-diélectriques [19].

II.4.2.a Substrat à matériau diélectrique à haute permittivité

Les travaux de recherche pour la miniaturisation des antennes, utilisent des matériaux naturels comme les matériaux diélectriques ou magnéto-diélectriques pour des raisons de simplicité et disponibilité.

Les matériaux dits "diélectriques" possèdent intrinsèquement des propriétés électromagnétiques particulières à cause de leurs fortes permittivités. Ils consistent à modifier les caractéristiques radioélectriques de l'environnement proche de l'antenne sans modifier sa géométrie.

Pour la réduction d'encombrement des antennes, il suffit d'utiliser des matériaux à hautes permittivité typiquement de l'ordre de 10 à 20 ce qui va diminuer la longueur d'onde guidée et donc créer une onde lente (v_{ϕ} inversement proportionnel à $\sqrt{\epsilon_r}$) ainsi que la concentration des lignes de champ sous l'élément rayonnant. Ce phénomène peut s'expliquer par le fait qu'un champ électrique appliqué dans un milieu fortement primitif influe sur l'organisation des charges électriques, notamment sur le déplacement des charges et la réorientation des dipôles électriques [25]. En effet, plus on augmente la permittivité du substrat diélectrique et plus la longueur de l'onde guidée devient plus petite, comme nous pouvons le constater par la relation:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (\text{II. 20})$$

Avec λ_0 la longueur d'onde dans l'espace libre, ϵ_r la permittivité et μ_r la perméabilité du substrat.

L'application de cette technique conduit à une baisse de la bande passante car le facteur de qualité est plus élevé [19], selon la relation suivante :

$$BP = \frac{f}{\sqrt{2} Q} \quad (\text{II. 21})$$

Le principal désavantage de ces matériaux est le confinement des lignes de champs électriques dans les zones de forte permittivité, qui génère un fort couplage capacitif entre l'antenne et le plan de masse, entraînant ainsi une baisse des performances notamment l'efficacité et la bande passante. En effet, cette technique engendre un stockage d'une grande quantité d'énergie électromagnétique dans la région champ proche [26,27]. Divers travaux ont proposé une solution, afin de limiter cette augmentation de l'énergie stockée pour les substrats à forte permittivité, basée sur une distribution quasi-uniforme du champ électrique à l'intérieur du diélectrique. Cela consiste à employer un substrat de faible permittivité dans les régions à fort champ électrique et un substrat à forte permittivité dans les régions de faible champ électrique [28], ce qui permet simultanément de réduire la taille de l'antenne et de gagner en bande passante.

D'un autre côté, le facteur de miniaturisation FM dépend de l'épaisseur du substrat [29]. Il a été démontré que les rendements de la miniaturisation diminuent lorsque l'épaisseur du substrat dépasse 0.1λ et sont dérisoires pour des épaisseurs supérieures à 0.2λ [15].

En pratique, dans la miniaturisation des antennes microruban, il convient de choisir un substrat à permittivité relativement élevée ($2 \leq \epsilon_r \leq 30$) ayant une épaisseur raisonnable, comme les céramiques par exemple, afin d'obtenir de bonnes caractéristiques et performances [30].

II.4.2.b Substrat à matériau magnéto-diélectrique

Les matériaux magnéto-diélectriques ont été très étudiés dans le passé. Les matériaux magnéto-diélectriques sont des matériaux caractérisés par une permittivité ϵ_r et une perméabilité μ_r relatives ayant des valeurs supérieures à 1. Ces matériaux améliorent la bande passante et l'adaptation d'impédance [31], en comparaison avec un matériau purement diélectrique. Cependant, des matériaux avec de forte perméabilité ne sont pas réalisables et n'existent pas à l'état naturel. Il existe cependant des matériaux qui ont à la fois une

perméabilité et une permittivité élevées mais qui présentent beaucoup de pertes, comme par exemple les ferrites. Ces derniers sont commercialisés pour leurs propriétés « magnétiques non réciproque » mais ne sont utilisables que pour des fréquences en-dessous du GHz ; au-delà elles présentent des pertes qui les rendent inutilisables [32].

D'après les travaux de recherche publiés par Hansen et Burke [19], la bande passante d'une antenne microruban déposée sur un substrat magnéto-diélectrique est donnée par l'expression suivante :

$$B \approx \frac{96 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \frac{h}{\lambda_0}}{\sqrt{2} (4 + 17 \sqrt{\mu_r \epsilon_r})} \quad (\text{II. 22})$$

Avec h la hauteur du substrat et λ_0 la longueur d'onde dans le vide à la fréquence de travail.

Ainsi pour un facteur de miniaturisation $\sqrt{\mu_r \epsilon_r}$ constant, la largeur de la bande passante de l'antenne pourra être augmentée d'un facteur $\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$. Une antenne patch imprimée sur un matériau magnéto-diélectrique permet donc d'allier miniaturisation et amélioration de la bande passante.

II.5 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la présentation des antennes miniatures ou les antennes électriquement petites ainsi que leurs limites fondamentales physiques. Nous avons également détaillé les différentes techniques de miniaturisation appliquées aux antennes imprimées. Nous avons passé en revue les techniques classiques par structuration (insertion de fente, chargement par éléments passifs, fractales ...) ainsi que les techniques modernes par création d'une onde lente. Nous avons invoqué l'utilisation de nouveaux matériaux naturels, qui se sont intensifiés ces dernières années et qui sont caractérisés par des permittivités et perméabilité relatives élevées. La miniaturisation des antennes imprimées est alors devenue possible en chargeant le volume de l'antenne par des matériaux à haute permittivité et des matériaux magnéto-électriques.

Dans le prochain chapitre, nous proposons plusieurs structures d'antennes imprimées miniatures, présentées dans la littérature, et qui seront simulées sous environnement CST, mettant en évidence certaines des techniques de miniaturisation que nous venons d'exposer.

Bibliographie

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4e éd. Wiley, 2016.
- [2] J. Volakis, C.-C. Chen, et K. Fujimoto, *Small Antennas: Miniaturization Techniques and Applications*, 1re éd. McGraw-Hill Professional, 2010.
- [3] J.-M. Laheurte, Éd., *Compact Antennas for Wireless Communications and Terminals: Theory and Design*, 1 edition. London : Hoboken, NJ: Wiley-ISTE, 2011.
- [4] K. Fujimoto et K. Ito, *Antennas For Small Mobile Terminals*. Artech House, 2018.
- [5] coll, *Microstrip and Printed Antenna Design*, 2nd Edn. .
- [6] Jérémy Valteau. *Miniaturisation d'antennes très large bande pour applications spatiales. Micro et nanotechnologies/Microélectronique*. INP DE TOULOUSE, 2016. Français. tel-01499316
- [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] F. K et M. H, *Modern Small Antennas*. CUP, 2014.
- [9] S. Maci, G. Biffi Gentili, P. Piazzesi, and C. Salvador, 'Dual-band slot-loaded patch Antenna', *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -*, vol. 142, no. 3, pp.225–232, Jun1995.
- [10] Hung Tien Nguyen, Sima Noghianian, Lot Shafai, « Microstrip patch miniaturization by slots loading », *International Symposium Antennas and Propagation Society, IEEE*, pp.215-218,2005.
- [11] 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.
- [12] N. Kumar, P. Kumar, et M. Sharma, « Reconfigurable Antenna and Performance Optimization Approach », *Wirel. Pers. Commun.*, janv. 2020, doi: 10.1007/s11277-020-07145-0.
- [13] NIANG Anna, « Antenne miniatures et structures electromagnetiques avec circuits non-Foster », thèse de doctorat, Université Paris SACLAY, France, Janvier 2017.
- [14] Hisamatsu Nakani, Hitoyuki Tagali, Akihiro Yoshizawa, "Shortening ratios of modified dipole antennas ", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol.32, Issue.4, pp.385-386,1984.

- [15] Mélusine Pigeon, ‘ Etude et réalisation d'antennes ultra-compactes à base de méta matériaux .Application à la réalisation d'une antenne GNSS miniature’, Thèse De Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2011.
- [16] Y. Wang, W. Koh, J. Tan, P. Teo, P. Yeo, and C. Lee, ‘A compact and broadband microstrip patch antenna’, in Radio and Wireless Conference, RAWCON. IEEE, pp. 219– 222, 2001.
- [17] K.-L.Wong and K.-P. Yang, ‘Modified planar inverted f antenna’, Electronics Letters, vol. 34, no. 1, pp. 7–8, Jan 1998.
- [18] C. Rowell and R. Murch, ‘A capacitively loaded pifa for compact mobile telephone handsets’, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 45, no. 5, pp. 837–842, May 1997.
- [19] ARAB Tarek, “ Etude des matériaux composites (Titanate oxyde) : application pour la réalisation des substrats d’antennes miniatures”, Diplôme de Magister, UNIVERSITE SETIF-1, Novembre 2014
- [20] A. A. Naser, K. H. Sayidmarie, and J. S. Aziz, “A meandered line-pifa antenna for lte (band-class-13) handset applications,” in Loughborough Antennas Propag. Conf. (LAPC), Nov. 2015, pp. 1–5.
- [21] S. A. Shandal, Y. S. Mezaal, M. F. Mosleh, et M. A. Kadim, « Miniaturized Wideband Microstrip Antenna for Recent Wireless Applications », Adv. Electromagn., vol. 7, no 5, p. 7-13, sept. 2018, doi: 10.7716/aem.v7i5.806.
- [22] M. Ali. Dorostkar, R. Azim, et M. T. Islam, « A Novel Γ -shape Fractal Antenna for Wideband Communications », Procedia Technol., vol. 11, p. 1285-1291, janv. 2013, doi: 10.1016/j.protcy.2013.12.326.
- [23] S. Bukkawar et V. Ahmed, « Novel Pentagonal Shape Meander Fractal Monopole Antenna for UWB Applications », in Proceeding of the International Conference on Computer Networks, Big Data and IoT (ICCBi - 2018), vol. 31, A. P. Pandian, T. Senjyu, S. M. S. Islam, et H. Wang, Éd. Cham: Springer International Publishing, 2020, p. 400-408.
- [24] Vincent LAQUERBE, “ Étude théorique et expérimentale d’un nouveau concept d’antenne VHF miniature et accordable par décharge plasma”, Doctorat De l’Université De TOULOUSE, Décembre 2017.
- [25] François Grange, Thèse De Doctorat : ‘Matériaux composites pour antenne miniature intégrée’ Université de RENNES 1, le 23 novembre 2010. Français. tel-00601825.
- [26] K. Sarabandi, R. Azadegan, H. Mosallaei, and J. Harvey, ‘Antenna miniaturization techniques for applications in compact wireless transceivers’, in URSI-GA, 2002.
- [27] J. Colburn and Y. Rahmat-Samii, ‘Patch antennas on externally perforated high dielectric constant substrates’, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 47, no. 12, pp. 1785–1794, dec 1999.

- [28] Byungje Lee and Frances J Harackiewicz. Miniature microstrip antenna with a partially filled high-permittivity substrate. *Articles*, page 3, 2002.
- [29] B. A. Kramer, M. Lee, C. Chen, and J. L. Volakis. Uwb miniature antenna limitations and design issues. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 3-8:598_601, 2005.
- [30] I.S. Ghosh, A.Hilgers, T.shlenker, R.Porah, 'Ceramic microwave antennas for mobile applications', *Journal of the European Ceramic Society* 21, 2621-2628, 2001.
- [31] R.C. Hansen et M. Burke, 'Antenna with magneto dielectrics', *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol.26, n°2, pp75-78, juillet 2000.
- [32] Berkat Abdellatif, Thèse De Doctorat : 'Conception et réalisation d'antennes miniatures isotopes dans les bandes C et ISM ', Université de Tlemcen, Mai 2014.

CHAPITRE III

*Conception et simulation des
antennes imprimées miniatures*

III.1 Introduction

Les systèmes de communication modernes se développent rapidement en raison de la progression de la technologie radio fréquence. Les antennes imprimées miniatures nous offrent des géométries, des caractéristiques intéressantes et un volume réduit ce qui les rend facilement intégrables dans les dispositifs de télécommunications mobiles actuelles.

L'utilisation de logiciels de conception électromagnétique nous facilite aujourd'hui l'analyse et la synthèse d'antennes ayant des structures complexes sur la bande de fréquence désirée. Cette conception est une étape importante qui nous permet de prendre en compte les paramètres électriques et diélectriques de ces antennes avant d'aller vers une réalisation qui répond aux exigences d'un cahier de charge prédéfini. Pour cela, nous avons choisi le logiciel de simulation électromagnétique CST MICROWAVE STUDIO (MWS), dans le but d'étudier et d'analyser le fonctionnement de plusieurs structures d'antennes imprimées miniatures ce qui nous a permis de déterminer l'ensemble de leurs performances (coefficient de réflexion, bande passante, diagramme de rayonnement, gain, ...).

Dans ce dernier chapitre, nous commencerons par une présentation du logiciel CST MICROWAVE STUDIO (MWS) avec ses avantages et ses inconvénients. Par la suite, nous abordons la conception de plusieurs antennes imprimées miniatures, proposées dans la littérature. Cette étude va nous permettre de montrer l'impact de diverses techniques de miniaturisation sur le fonctionnement de ces antennes.

III.2 Présentation du logiciel CST

CST Microwave Studio est un logiciel spécialisé dans la conception et la simulation électromagnétique de structures complexes hyperfréquences telles que les filtres, les coupleurs et tous les types d'antenne. Il a été fondé en 1992 par la société allemande CST (Computer Simulation Technology). Ce logiciel est basé sur la technique des intégrales finies (FIT : Finite Integration Technique) pour déterminer les solutions aux problèmes électromagnétiques notamment en hyperfréquences pour une analyse temporelle et fréquentielle [1].

Le principe de l'intégration finie est la reformulation des équations intégrales de Maxwell et leur discrétisation afin de les rendre compatible avec les systèmes informatiques dans le but de résoudre des problèmes à structure complexe. Il est nécessaire, de délimiter le domaine de calcul par un volume fermé et fini afin de faciliter la discrétisation de chaque équation de Maxwell et sa résolution à travers un maillage cubique [2].

Afin de pouvoir répondre à toutes les demandes de simulation concernant le domaine de l'électromagnétisme, CST possède un certain nombre de modules appelés « **solveurs numérique** » pour différents types d'applications.

CST offre plusieurs avantages à l'ingénieur comme [3]:

- la possibilité de traiter toutes sortes de structures homogènes et inhomogènes à trois dimensions.
- Offre une interface graphique conviviale.
- Présentation de plusieurs graphiques pour faciliter l'analyse de la structure étudiée (diagramme de rayonnement, coefficient de réflexion, etc.).
- Visualisation de la densité de courant sur la surface de l'élément rayonnant ainsi que sur sa ligne de transmission.
- Compatibilité avec tous les moyens informatiques.
- Base de données des matériaux.
- Offre à ses clients le choix des modules solveurs.

Mais l'inconvénient de ce logiciel est la dépendance de la durée de simulation par le volume du projet, ce qui veut dire que la simulation prend un temps plus important lorsque le volume est grand.

III.3 Conception et simulation d'antennes imprimées miniatures

III.3.1 Antenne miniature avec plan de masse à géométrie fractale

La première antenne que nous présentons ici est une antenne multibande, proposée par l'article [4]. Cette structure a été conçue et fabriquée en faisant intervenir deux techniques de miniaturisation. La première technique consiste à appliquer un plan de masse qui recouvre partiellement la face inférieure du substrat diélectrique. La seconde technique repose sur l'insertion de fentes fractales en forme de H au niveau du plan de masse résultant.

L'antenne est alimentée par une ligne de transmission microruban, elle est conçue pour servir diverses applications RFID, LTE, PCS et WIMAX, dans une gamme de fréquence allant de 2 à 6 GHz.

Dans le paragraphe suivant, nous présentons la structure initiale de l'antenne microruban classique, pour laquelle nous allons apporter plusieurs modifications géométriques qui vont nous permettre d'atteindre les exigences imposées.

III.3.1.a Présentation de la structure initiale

L'antenne proposée est conçue sur un substrat diélectrique de type FR4 de dimensions $47 \times 47 \text{ mm}^2$ ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$, avec une épaisseur $h = 1.6 \text{ mm}$. L'élément rayonnant est imprimé sur la partie supérieure du substrat et relié directement à la ligne d'alimentation microruban, de largeur W_f et de longueur Y qui seront choisis de façon à assurer une adaptation d'impédance à 50Ω .

En premier lieu, les dimensions du patch rectangulaire vont être calculées en fonction des caractéristiques du substrat utilisé (permittivité relative ϵ_r , l'épaisseur h).

La géométrie de cette antenne est représentée sur la **Figure III.1**.

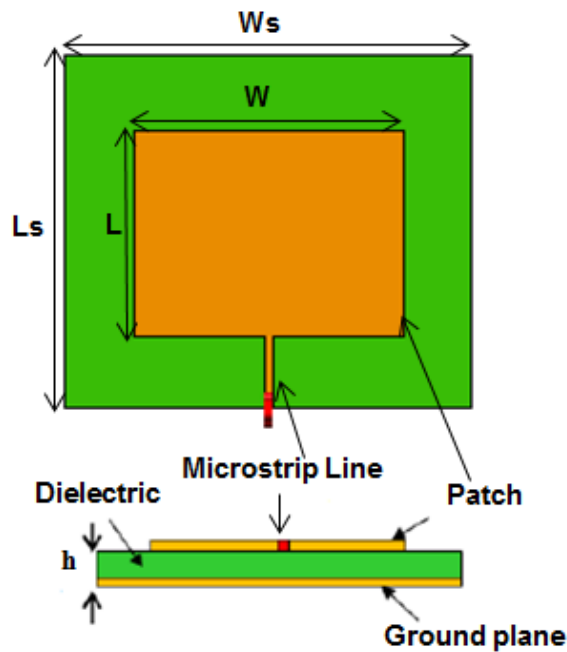


Figure III. 1 Géométrie de l'antenne patch rectangulaire conventionnelle [4].

Pour obtenir une résonance à 3.5 GHz, les dimensions du patch rectangulaire peuvent être calculées à partir d'expressions analytiques données par la référence [5].

La largeur initiale de l'antenne est donnée par l'expression (III. 1) :

$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \tag{III. 1}$$

Avec :

$c = 3.10^8 m/s$; La vitesse de la lumière ;

$\epsilon_r = 4.4$; la permittivité relative ;

$f_r = 3.5 GHz$; la fréquences de résonance désirée.

Pour calculer la longueur initiale de l'antenne patch, nous utilisons les formules suivantes:

- **Calcul de la permittivité relative effective**

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (III. 2)$$

- **Calcul de la longueur effective**

$$L_{eff} = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (III. 3)$$

Où

$$\lambda = \frac{c}{f_r} \quad (III. 4)$$

- **Calcul de l'extension de longueur**

$$\frac{\Delta L}{h} = 0412 \times \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \times \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \times \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (III. 5)$$

La longueur physique de l'antenne peut finalement être extraite à partir de la formule suivant :

$$L_{eff} = L + 2 \times \Delta L \quad (III. 6)$$

Ainsi, les valeurs caractérisant les différents éléments de l'antenne patch rectangulaire initiale sont illustrées dans le **Tableau III.1**.

| Fréquence de résonance (GHz) $f_r = 3.5$ | | | | |
|--|---------------|--------------|-----------------------|-----------------------|
| Substrat | Type | Hauteur (mm) | Permittivité relative | Perméabilité relative |
| | FR- 4 | h = 1.6 | $\epsilon_r = 4.4$ | $\mu_r = 1$ |
| Patch | Longueur (mm) | Largeur (mm) | Matériel | Epaisseur (mm) |
| | L = 19.98 | W = 26.08 | PEC | t = 0.035 |
| Plan de masse | Longueur (mm) | Largeur (mm) | Matériel | Epaisseur (mm) |
| | $L_g = 47$ | $W_g = 47$ | PEC | t = 0.035 |

Tableau III. 1 Les différents paramètres géométriques de la structure initiale.

Les dimensions de la ligne d’alimentation n’étant pas mentionnées par l’article, nous avons mené une étude paramétrique dans le but d’avoir un résultat qui s’approche au mieux à celui présenté par l’article. Ce dernier est représenté par la **Figure III.2**.

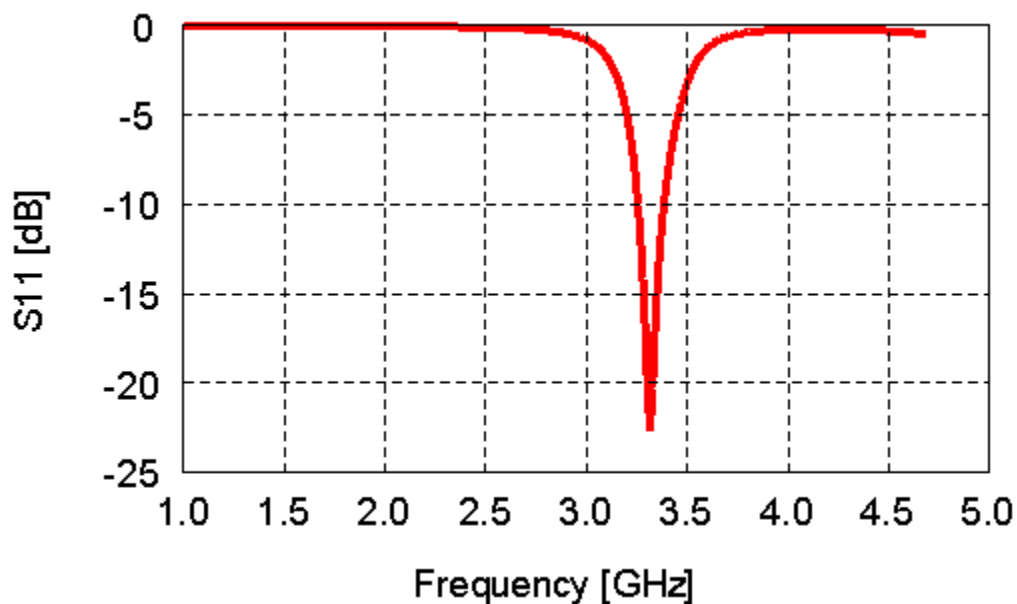


Figure III. 2 Coefficient de réflexion présenté par l’article.

Nous pouvons constater un fonctionnement de l’antenne à la fréquence 3.32 GHz avec un niveau du coefficient de réflexion à -22.88 dB et une bande passante de 164 MHz.

La **Figure III.3** illustre l’effet de la longueur Y de la ligne d’alimentation microruban sur le comportement du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, en maintenant la largeur de la ligne W_f à 0.6 mm.

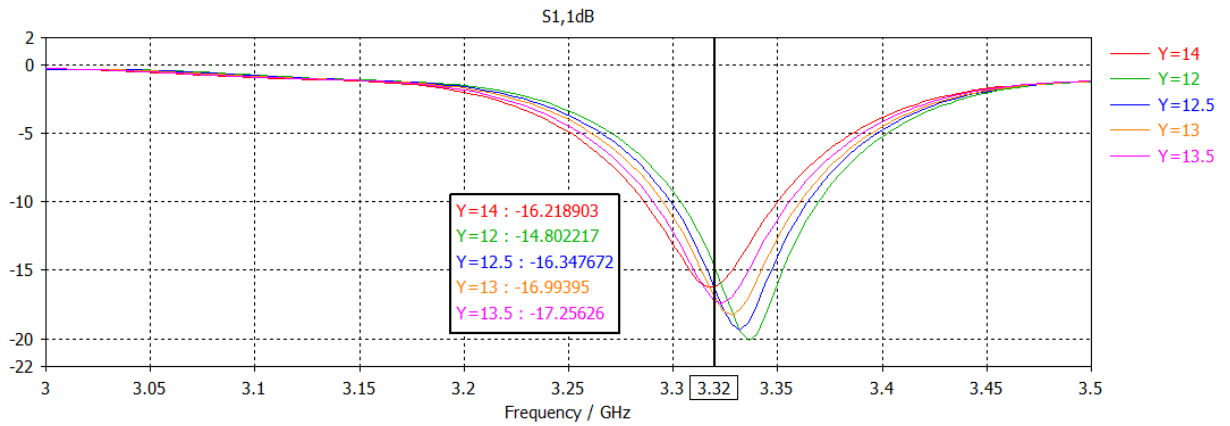


Figure III. 3 Etude paramétrique sur la longueur de la ligne de transmission.

D’après le résultat obtenu, la valeur de Y qui aboutit à la même résonance que l’article est 14 mm. En gardant cette valeur, nous allons prendre différentes valeurs de W_f comme l’illustre la Figure III.4.

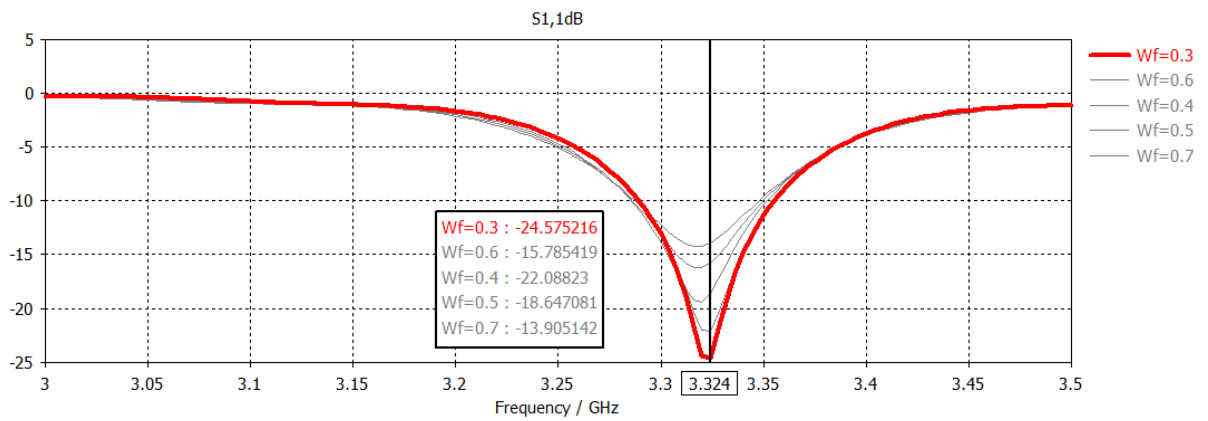


Figure III. 4 Etude paramétrique sur la largeur de la ligne de transmission.

Pour $W_f = 0.3 \text{ mm}$ et un $Y = 14 \text{ mm}$, nous obtenons un résultat comparable à celui de l’article en termes de fréquence 3.324 GHz et de niveau de $S_{11} = -24.57 \text{ dB}$. Cela dit, nous constatons une bande passante de 66 MHz seulement, ce qui peut être causé par la différence entre les simulateurs utilisés.

III.3.1.b Antenne à plan de masse partiel

Dans cette partie, nous appliquons la première technique de miniaturisation basée sur la modification de la géométrie du plan de masse. Ce dernier est à présent partiel, de longueur L_g et de largeur W_s (Figure III.5).

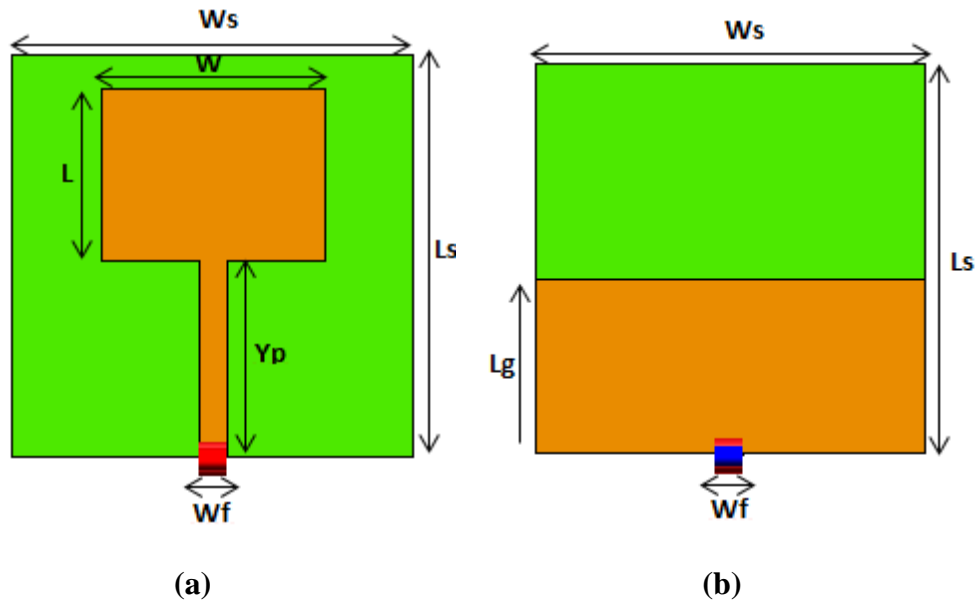


Figure III. 5 Géométrie de l'antenne patch rectangulaire à plan de masse partiel, (a) face supérieure, (b) face inférieure [4].

Les nouveaux paramètres à ce stade de la simulation sont représentés par le **Tableau III.2**, les autres paramètres restent inchangés.

| Paramètres | Dimensions (mm) |
|------------|-----------------|
| L_g | 21 |
| W_f | 4 |
| Y_p | 23 |

Tableau III. 2 Les dimensions de l'antenne patch à plan de masse modifié [4].

La **Figure III.6** montre la comparaison entre le coefficient de réflexion de l'antenne initiale et celui de l'antenne à plan de masse partiel.

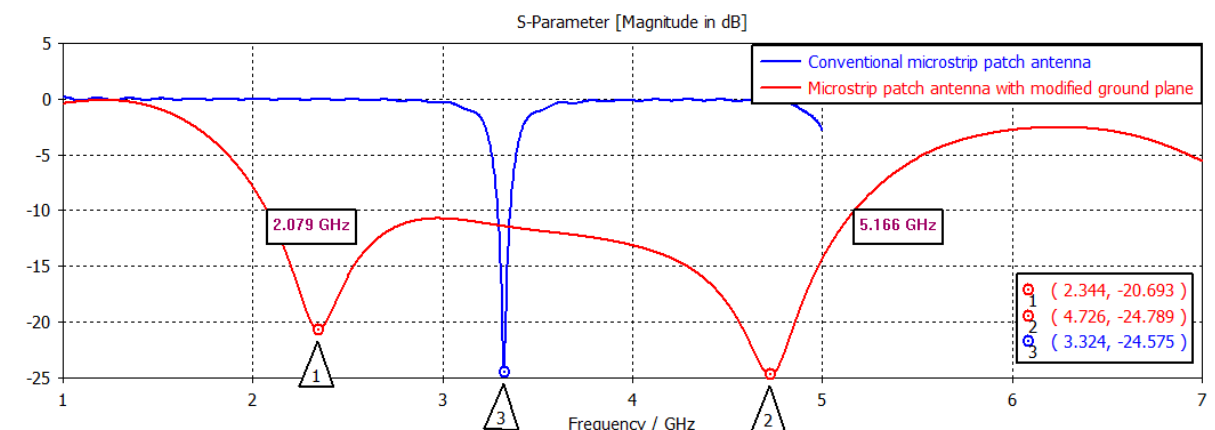


Figure III. 6 Les variations du coefficient de réflexion.

Il ressort clairement que la modification du plan de masse permet de décaler la première résonance de l'antenne conventionnelle à plan de masse total vers une fréquence plus petite. En effet, nous pouvons constater un passage de 3.324 GHz à 2.344 GHz, ce qui signifie que l'objectif de la miniaturisation est atteint. Nous notons également un élargissement de la bande passante de manière considérable attribuant à l'antenne un comportement ULB (Ultra Large Bande). En effet, la bande passante mesurée à -10 dB est de : 3.087 GHz [2.079 – 5.166] GHz.

La **Figure III.7** représente la comparaison des variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour l'antenne patch rectangulaire à plan de masse total et à plan de masse partiel présentées par l'article. Les auteurs ont utilisé le simulateur (FEKO) qui est un solveur basé sur la méthode des moments (MoM).

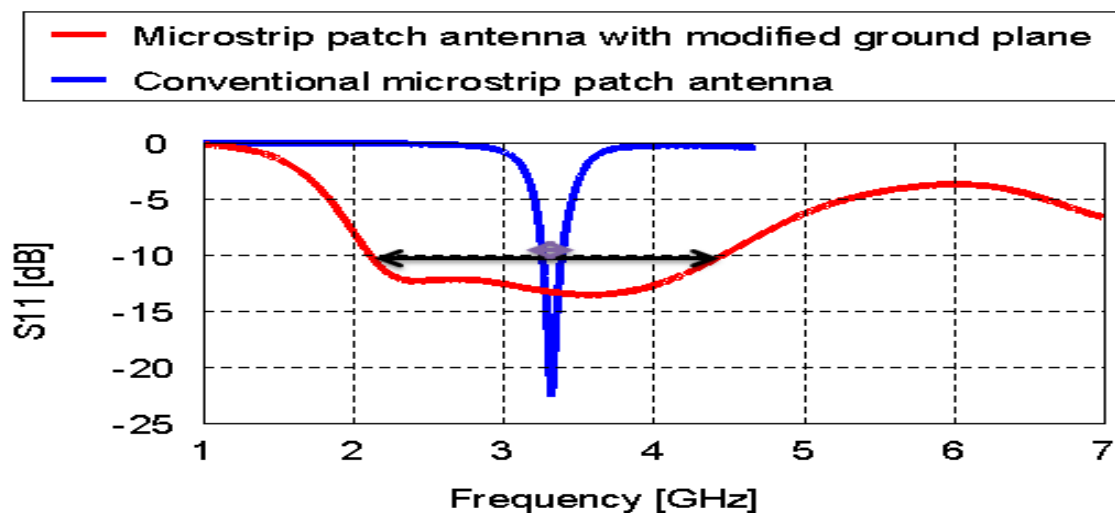


Figure III. 7 Coefficients de réflexion pour les deux structures présentées par l'article.

D'après la Figure ci-dessus, nous constatons que la fréquence la plus basse 3.23 GHz de la bande passante de fonctionnement de l'antenne initiale sera décalée vers une fréquence plus inférieure 2.07 GHz. Ainsi la bande passante obtenue est de : 2,41 GHz : [2.079- 4.490 GHz].

III.3.1.c Plan de masse partiel avec la 1^{ère} itération fractale

Dans cette section, nous décrivons une deuxième technique de miniaturisation basée sur la modification de la structure du plan de masse. Cette technique consiste à insérer des fentes fractales en formes de H sur le plan de masse métallique partiel, d'une manière périodique basée sur le critère d'autosimilarité. La **Figure III.8** montre le modèle de génération de la configuration fractale à partir de la lettre "H" pour les deux premières itérations.

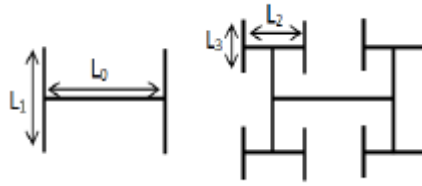


Figure III. 8 Les deux premiers itérations de la fractale en forme d'arbre- H [4].

La Figure III.9 présente la conception d'une antenne microruban avec la première itération fractale de l'arbre H au niveau du plan de masse.

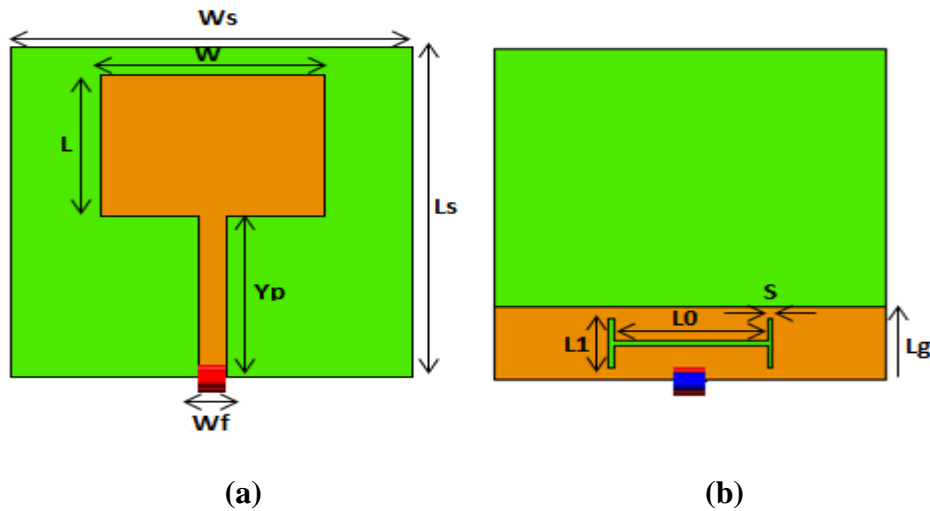


Figure III. 9 Géométrie de l'antenne patch avec la première itération de la structure fractale, (a) face supérieure, (b) face inférieure [4].

Les dimensions adoptées à la structure avec la première itération fractale sont montrés dans le Tableau III.3 ci-dessous :

| Paramètres | Dimensions (mm) |
|------------|-----------------|
| L_g | 11 |
| W_f | 3 |
| Y_p | 27 |
| L_0 | 18.5 |
| L_1 | 9.35 |
| S | 0.8 |

Tableau III. 3 Les dimensions de la structure avec la première itération.

La **Figure III.10** donne le tracé du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne ainsi conçue.

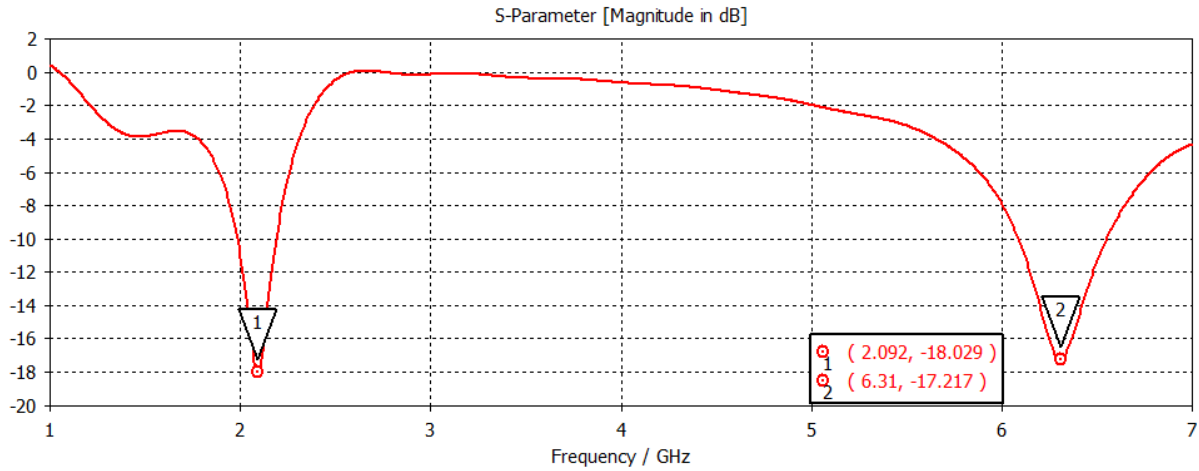


Figure III. 10 Le coefficient de réflexion après l'insertion de la première itération fractale en H sur le plan de masse modifié.

Nous constatons que la mise en -place de la première itération fractale en H dans le plan de masse permet d'avoir deux fréquences de résonances. L'une à $f_{r1} = 2.09 \text{ GHz}$ avec une adaptation de -18.02 dB et l'autre à $f_{r2} = 6.31 \text{ GHz}$ avec un niveau d'adaptation de -17.21dB.

La **Figure III.11** représente la comparaison entre le coefficient de réflexion de l'antenne patch rectangulaire à plan de masse partiel et celui avec la 1^{ère} itération fractale.

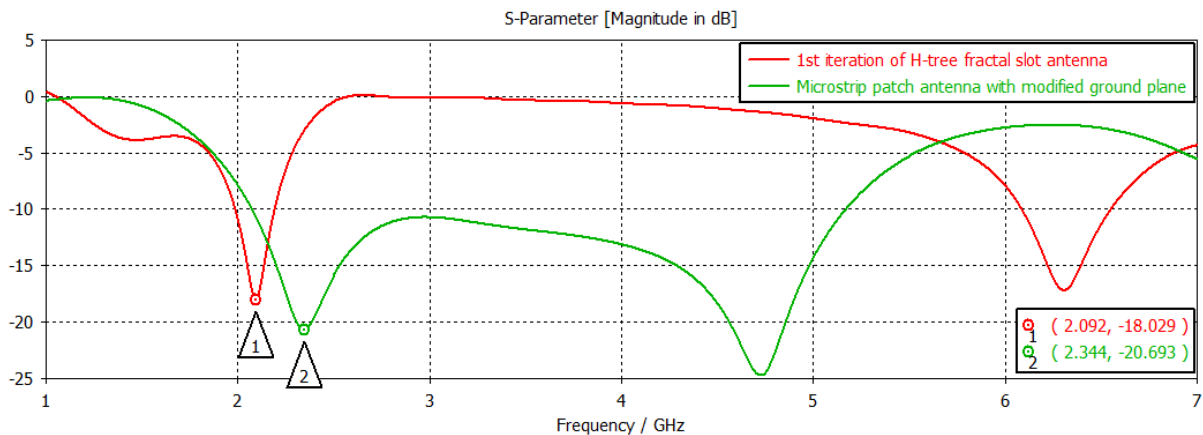


Figure III. 11 Comparaison des coefficients de réflexion.

Nous notons également que la nouvelle fréquence de résonance $f_{r1} = 2.09 \text{ GHz}$ est inférieure à la fréquence de résonance obtenue dans le cas d'une antenne patch à plan de masse modifié (partiel). De plus, les deux bandes passantes à -10 dB obtenues sont de 204 MHz [1985 – 2189] MHz et de 463 MHz [6088 – 6551] MHz.

Lorsque on change les paramètres de la fente, la fréquence de résonance est modifiée, il apparait que la fréquence de résonance diminuera plus la taille de la fente est grande.

La **Figure III.12** montre la comparaison de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour l'antenne à plan de masse partiel et celui avec la 1^{ère} itération fractale présentées par l'article.

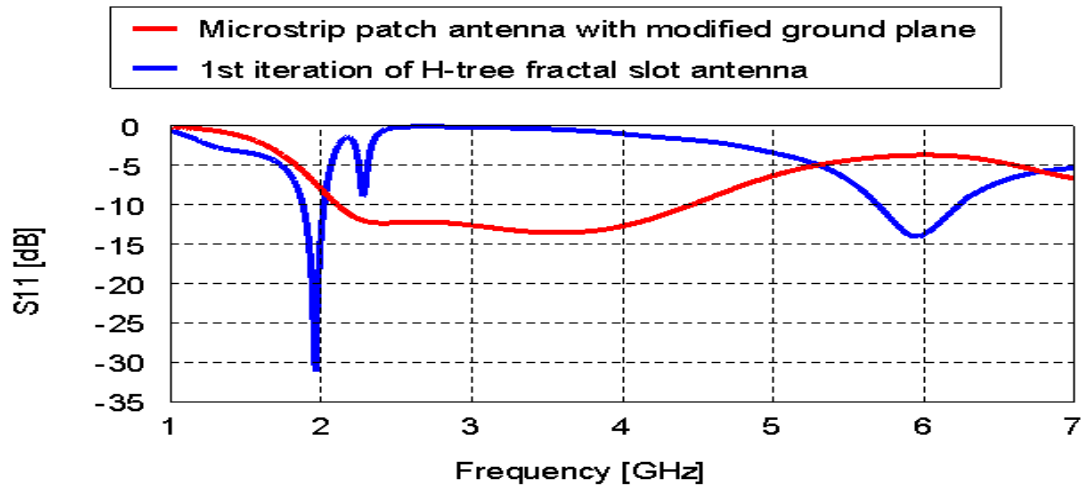


Figure III. 12 Comparaison de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

A partir de **Figure III.12**, nous remarquons deux fréquences de résonance : $f_{r1} = 1.96 \text{ GHz}$ et $f_{r1} = 5.94 \text{ GHz}$. Nous notons également que la nouvelle fréquence de résonance générée ($f_{r1} = 1.96 \text{ GHz}$) est inférieure à celle de l'antenne à plan de masse partiel 3.58 GHz .

De plus, les deux bandes passantes de -10 dB obtenues sont 196 MHz [1850 - 2046] MHz et 588 MHz [5671-6259] MHz.

D'après les deux dernières figures, nous constatons que les résultats obtenues sont comparables.

III.3.1.d Plan de masse partiel avec la 2^{ème} itération fractale

Pour mieux montrer la dépendance de la fréquence de résonance de l'antenne patch à fentes fractales, nous allons passer à l'itération suivante. De ce fait, nous ajoutons des fentes supplémentaires sur les côtés de la fente principale afin d'obtenir la forme d'un arbre en H. La **Figure III.13** illustre la géométrie résultante.

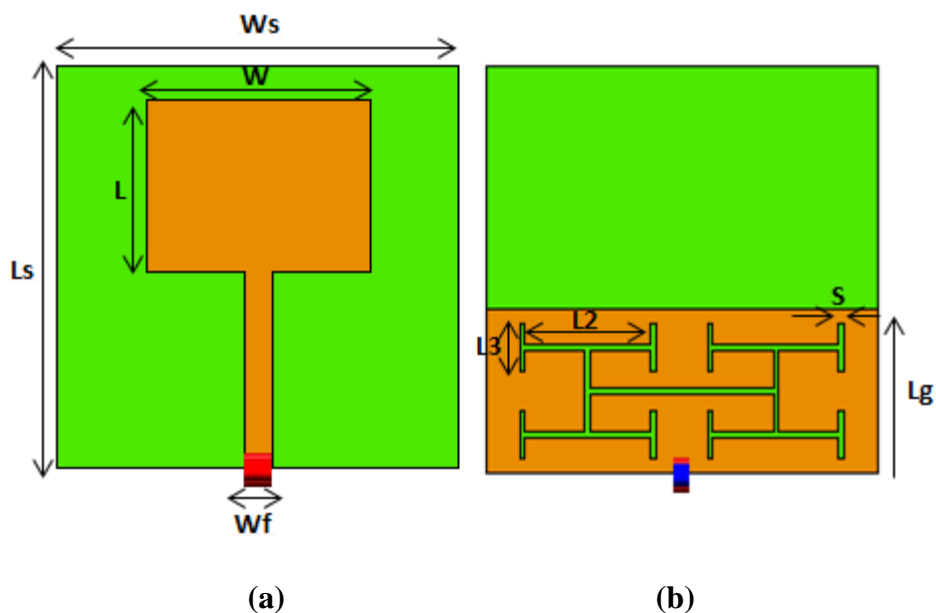


Figure III. 13 Géométrie de l'antenne patch rectangulaire à plan de masse modifié avec la deuxième itération de la structure fractale de l'arbre H, (a) face supérieure, (b) face inférieure [4].

Nous représentons des dimensions adoptées à la structure avec la deuxième itération sur le **Tableau III.4** ci –dessous

| Paramètres | Dimensions (mm) |
|------------|--------------------|
| L_g | 18.5 |
| W_f | 2.5 |
| Y_p | 23 |
| L_0 | 22.5 |
| L_2 | 15.5 |
| L_3 | 5.5 |
| S | 0.8 |

Tableau III. 4 Les dimensions de la structure avec la deuxième itération [4].

La structure finale de l'antenne patch avec la deuxième itération fractale que nous proposons a été simulée, elle est représentée par la **Figure III.14**.

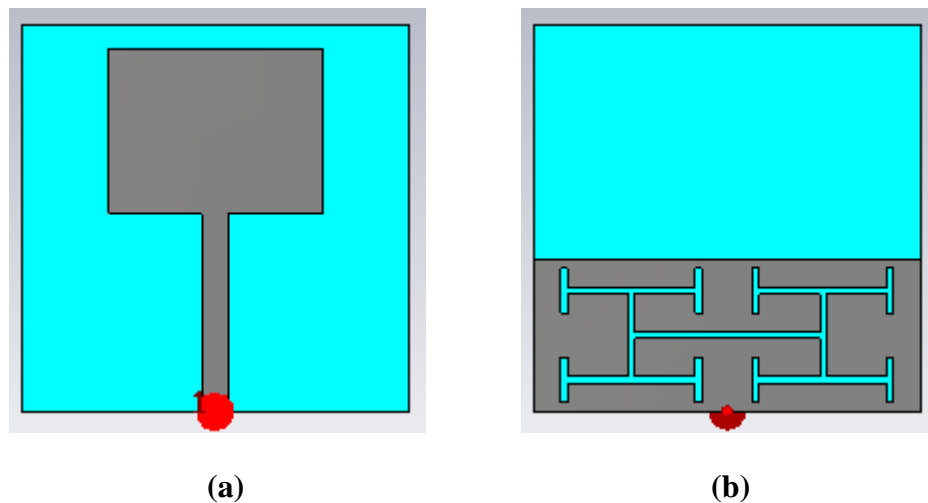


Figure III. 14 Structure simulée de l'antenne, (a) antenne patch, (b) plan de masse modifié avec deuxième itérations fractale en H.

Le tracé représentant la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence est illustré par la **Figure III.15**.

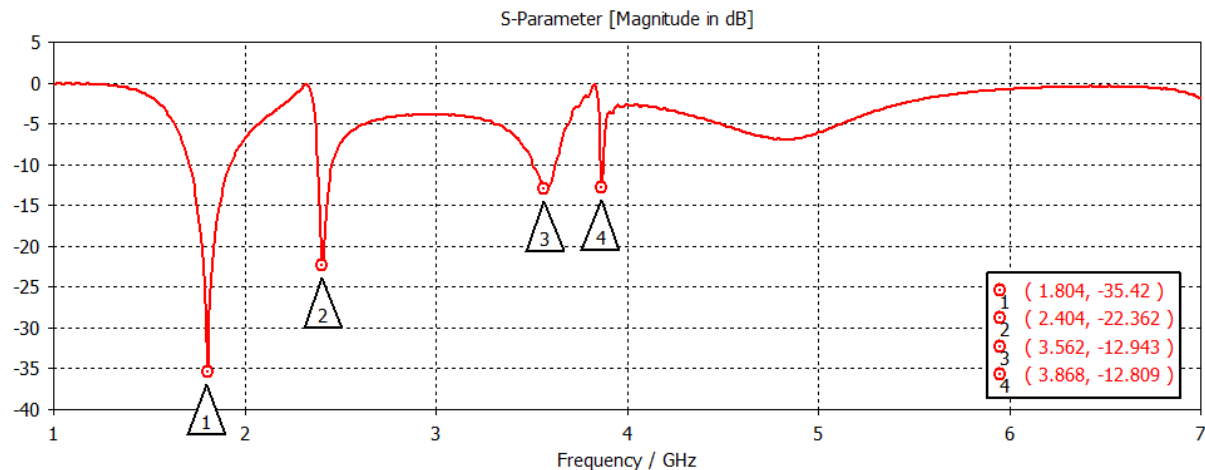


Figure III. 15 Le coefficient de réflexion après l'insertion de la deuxième itération fractale en H sur le plan de masse modifié.

Nous pouvons constater que la mise en place de la deuxième itération fractale d'arbre en H sur le plan de masse permet d'avoir quatre fréquences de résonances, à savoir 1.8 GHz, 2.4 GHz, 3.56 GHz et 3.86 GHz avec des niveaux du coefficient de réflexion de -35.4 dB, -22.36 dB, -12.94 dB et -12.8 dB respectivement. Là aussi, la première résonance est décalée en comparaison avec le cas avec une seule itération. En effet, chaque étape de la conception (plan de masse partiel, 1^{ère} itération fractale en H et la 2^{ème} itération fractale) nous a permis de réduire

la taille de l'antenne initiale. A ce stade, les dimensions de l'élément rayonnant sont $0.12 \lambda_0^*$ $0.15 \lambda_0$.

Un récapitulatif de l'ensemble des résultats est représenté par la **Figure III.16**.

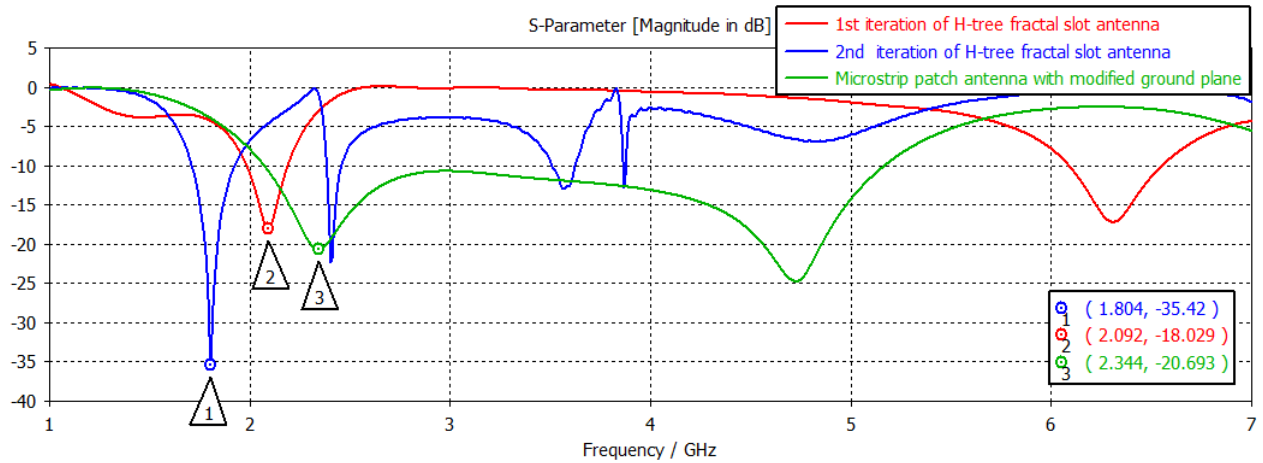


Figure III. 16 Coefficients de réflexion pour les trois structures simulées sous CST.

Nous pouvons comparer ces résultats avec ceux de l'article pour les trois cas de figures, obtenus par le logiciel FEKO qui sont illustrés par la **Figure III.17**.

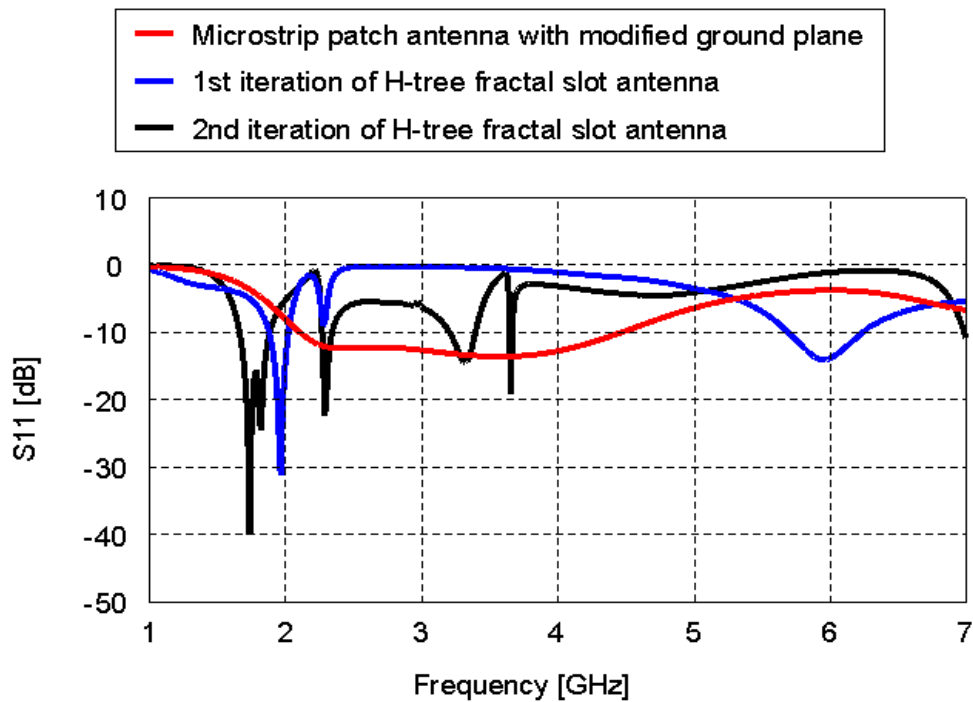


Figure III. 17 Coefficients de réflexion pour les trois structures selon [4].

Le **Tableau III.5** ci-dessous présente la comparaison entre les résultats obtenus de la simulation et les résultats de l'article de référence. Nous pouvons constater une bonne concordance entre eux.

| | Résultats de simulation | Résultats de l'article |
|-------------------------------------|--|--|
| Bande passante (MHz) | 217 : 1700 jusqu'à 1927 75 : 2383 jusqu'à 2458 116 : 3508 jusqu'à 3624 13 : 3863 jusqu'à 3876 | 271:1634 jusqu'à 1905 116:2241 jusqu'à 2357 239:3177 jusqu'à 3416 71 :3616 jusqu'à 3687 |
| Fréquence de résonance (GHz) | 1.804 2.404 3.562 3.868 | 1.72 2.30 3.30 3.65 |

Tableau III. 5 Comparaison des résultats de la simulation avec de l'article.

La **Figure III.18** illustre la variation du gain en fonction de la fréquence de l'antenne finale (avec plan de masse modifié 2^{ème} itération fractale).

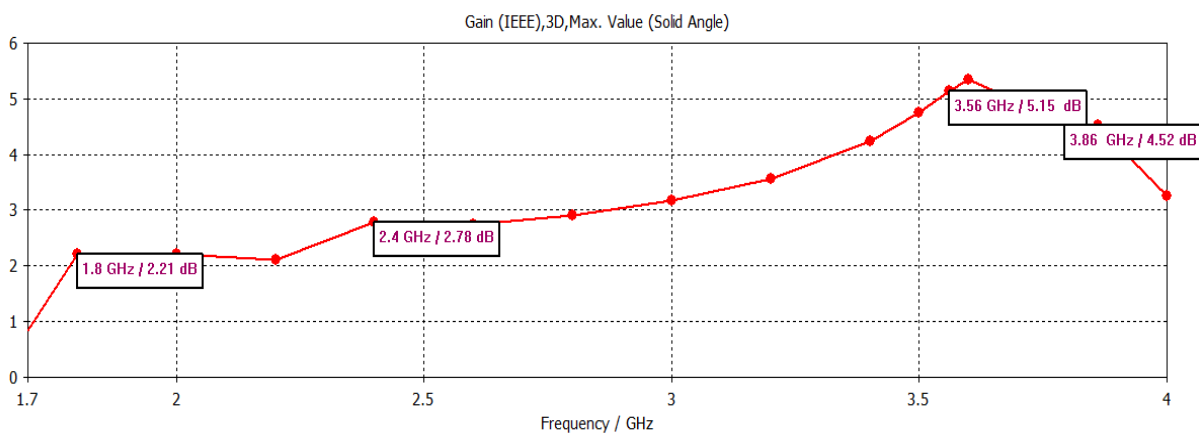
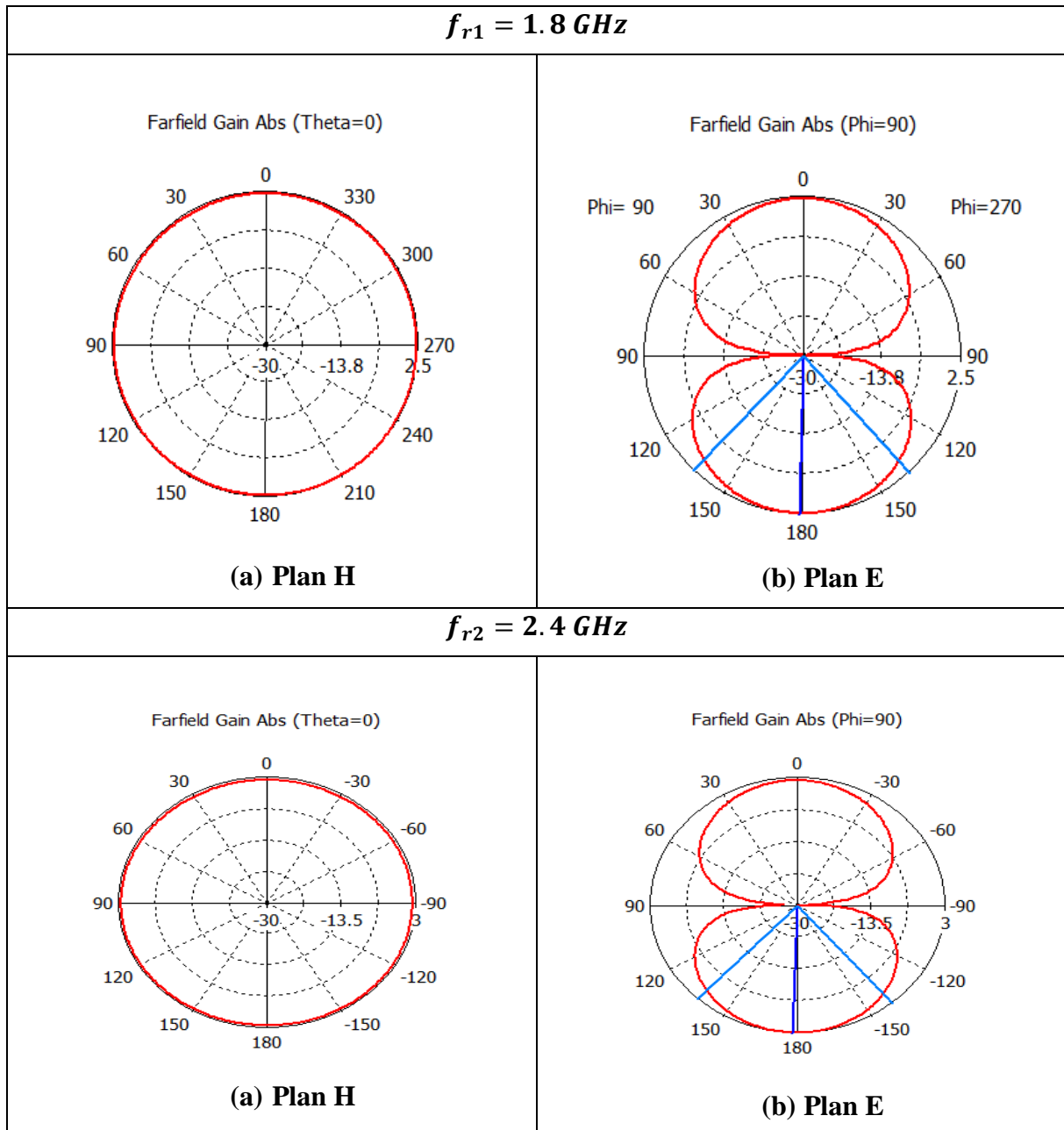


Figure III. 18 La variation de gain total en fonction de la fréquence.

L'antenne proposée est donc adaptée aux applications LTE 1800 MHz, DCS 1800 MHz, WLAN 2,4 GHz et WIMAX 3,6 GHz.

La **Figure III.19** montre les diagrammes de rayonnement de l'antenne en représentation polaire dans les deux plans principaux E et H pour les quatre fréquences de résonance. Nous remarquons un rayonnement quasi-omnidirectionnel.



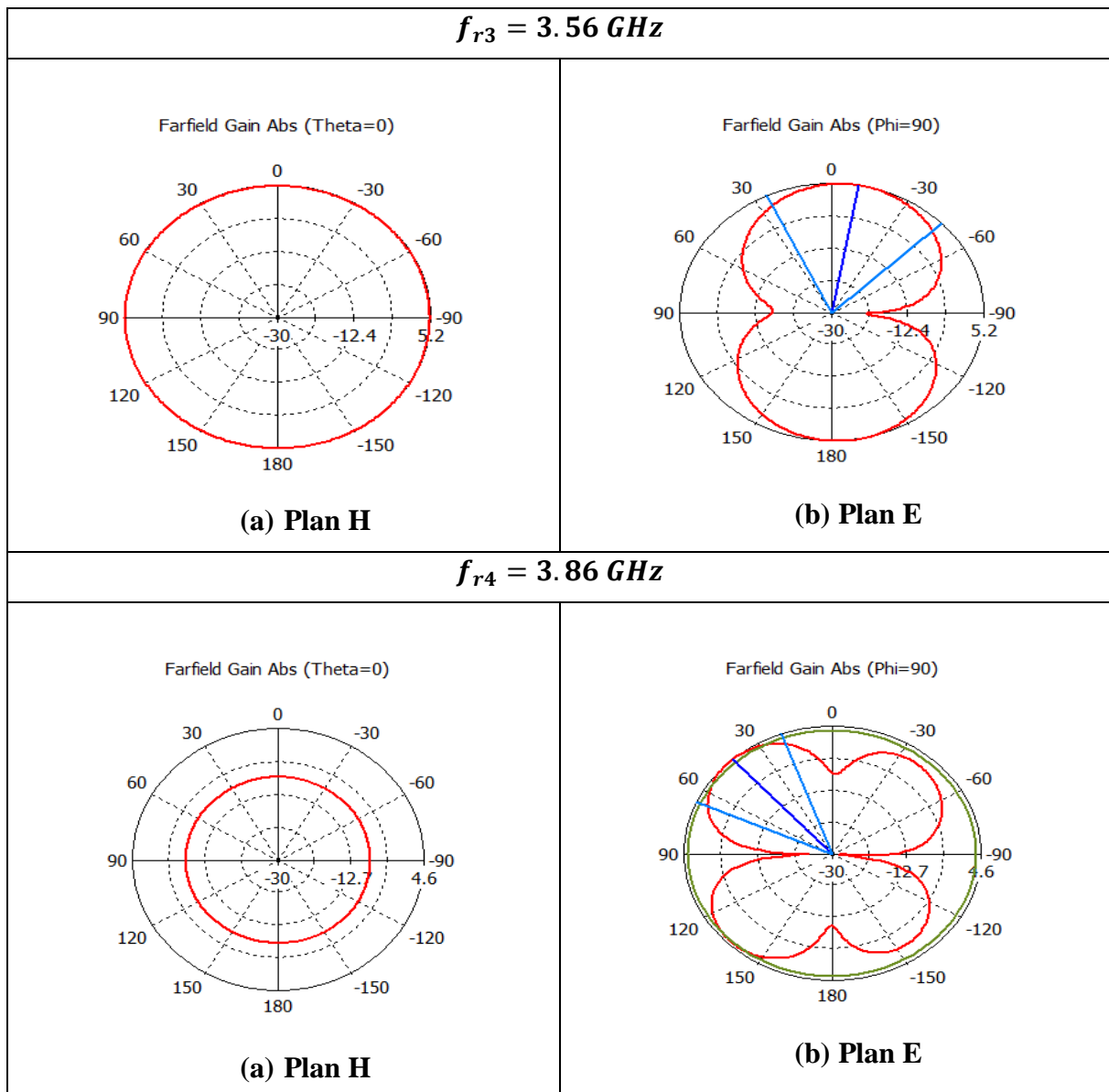


Figure III. 19 Diagrammes de rayonnement polaires de l’antenne aux fréquences 1.8, 2.4, 3.56 et 3.86 GHz.

A travers cette étude, nous avons démontré que l’usage d’un plan de masse partiel est un moyen très efficace dans la miniaturisation d’une antenne imprimée et dans l’élargissement de sa bande passante. Combiné à une deuxième technique qui consiste à insérer des fentes à géométrie fractale au niveau du plan de masse, nous pouvons réduire davantage la taille de l’antenne avec la particularité d’avoir un fonctionnement multi-bandes. Les résultats que nous avons obtenus par simulation sous CST sont très comparables avec ceux de la littérature.

III.3.2 Antenne monopôle miniature bi-bande en forme de V

III.3.2.a Géométrie de l'antenne

L'antenne choisie est illustrée dans la **Figure III.20**, elle été proposée par les auteurs de la référence [6]. Il s'agit d'un monopôle miniature à double bande en forme de V, alimenté par une ligne microruban à laquelle on associe un stub en forme de V également pour des fins d'adaptation. L'antenne est déposée sur un substrat diélectrique de type FR-4, d'épaisseur 1,6 mm et de permittivité relative 4,4. Le plan de masse est un plan partiel imprimé sur la face inférieure du substrat. Pour atteindre l'objectif souhaité, la conception de cette antenne a été réalisée en trois phases. En premier lieu, nous effectuons notre étude sur une antenne à un seul bras supérieur et sans stub. Nous ajoutons par la suite le bras opposé pour former un V. Finalement pour terminer la conception de notre antenne miniature, nous plaçons des stubs dans la brèche qui se situe à une hauteur de 1.5 mm de la ligne d'alimentation.

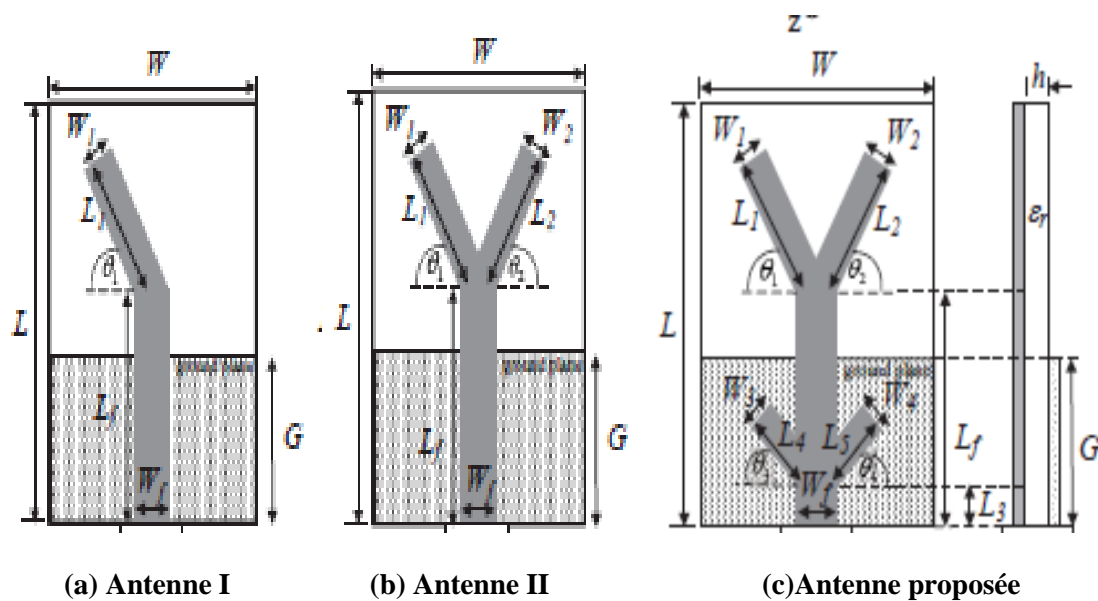


Figure III. 20 Etapes de conception d'une antenne miniature proposée par [6].

Les paramètres géométriques sont regroupés dans le **Tableau III.6** suivant :

| Paramètres | Description | Les valeurs (mm) |
|-----------------------|--|------------------|
| W | La largeur du substrat | 18 |
| L | La longueur du substrat | 26 |
| $W_1 = W_2$ | La largeur des bras supérieurs | 1.5 |
| $L_1 = L_2$ | La longueur des bras supérieurs | 10 |
| $W_3 = W_4$ | La largeur des bras inférieurs | 1.5 |
| $\theta_1 = \theta_2$ | L'angle des bras supérieurs | 50 |
| $\theta_3 = \theta_4$ | L'angle des stubs inférieurs | 30 |
| W_f | La largeur de la ligne d'alimentation | 3 |
| L_f | La longueur de la ligne d'alimentation | 16 |
| L_3 | Longueur de la lacune | 1.5 |
| G | Longueur du plan de masse | 13.5 |
| h | L'épaisseur du substrat | 1.6 |

Tableau III. 6 Paramètres géométriques des trois configurations [6].

III.3.2.b Résultats de simulation et interprétation

Les trois configurations d'antennes, présentées dans le paragraphe précédent vont être conçues et simulées sous logiciel CST MWS. Cette étude nous permettra de montrer l'influence de chaque composant sur les caractéristiques et les performances de l'antenne.

- **Antenne I**

La **Figure III.21** ci-dessous représente la face supérieure et inférieure de l'antenne I, conçue par le logiciel CST MWS.

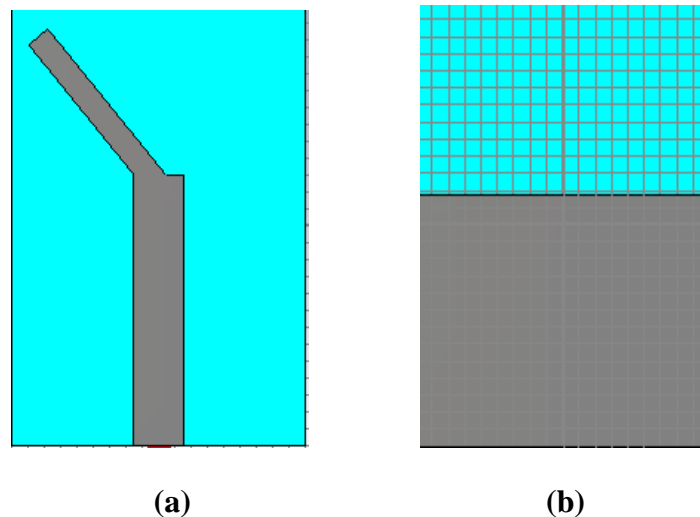


Figure III. 21 Structure simulée de l'antenne I, (a) face supérieure, (b) face inférieure.

En appliquant les dimensions imposées par l'article, nous avons constaté une bande passante plus étroite que celle qui a été présentée. Afin d'améliorer cette bande passante, nous avons été contraints de modifier la longueur du plan de masse G à 14.75 mm au lieu de 13.5 mm. Ceci est illustré par la **Figure III.22**.

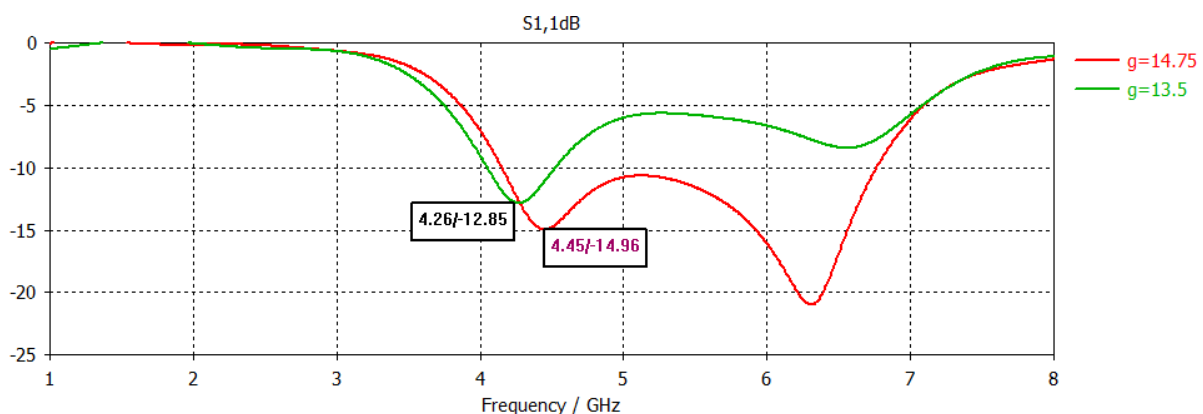


Figure III. 22 Le coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en fonction de la fréquence.

Cette figure présente deux tracés du coefficient de réflexion pour deux longueurs du plan de masse (13.5 mm et 14.75 mm). Pour $G = 13.5$ mm nous remarquons une fréquence de résonance égale à 4.26 GHz avec une bande passante étroite de largeur de 480 MHz, ce résultat est très loin de celui présenté par l'article de référence ($f_r = 2.6$ GHz et BP de 2.4 GHz, allant de 4.15 à 6.55 GHz). Par contre, lorsque nous ajustons la valeur de G à 14.75 mm, nous obtenons une fréquence de résonance de 4.45 GHz ainsi qu'une bande passante mesurée à -10 dB de 2.61 GHz [4.15 – 6.76] GHz. En effet, nous constatons que les derniers résultats sont plus comparables à ceux de l'article.

• Antenne II

Dans cette étape, nous reprenons la même antenne précédente à laquelle nous ajoutons un autre tube supérieur à l'extrémité opposée. La **Figure III.23** montre la structure simulée, le coefficient de réflexion de cette dernière est représenté par la **Figure III.24**.

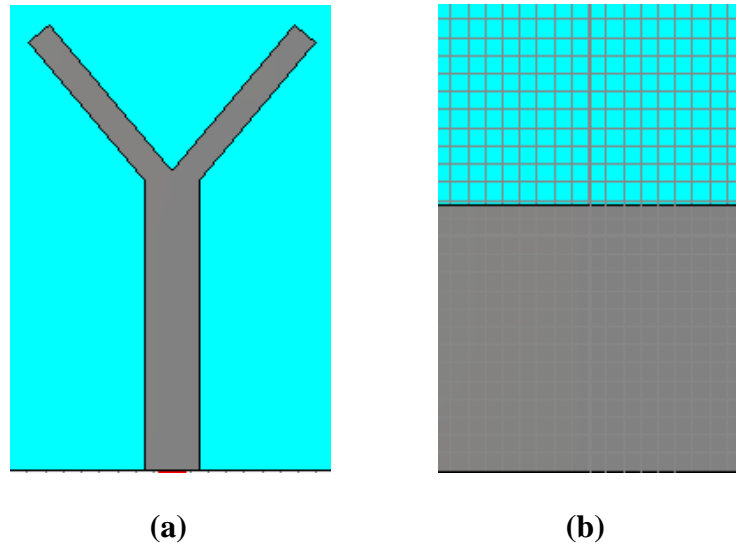


Figure III. 23 Structure simulée de l'antenne II, (a) la face supérieure, (b) la face inférieure.

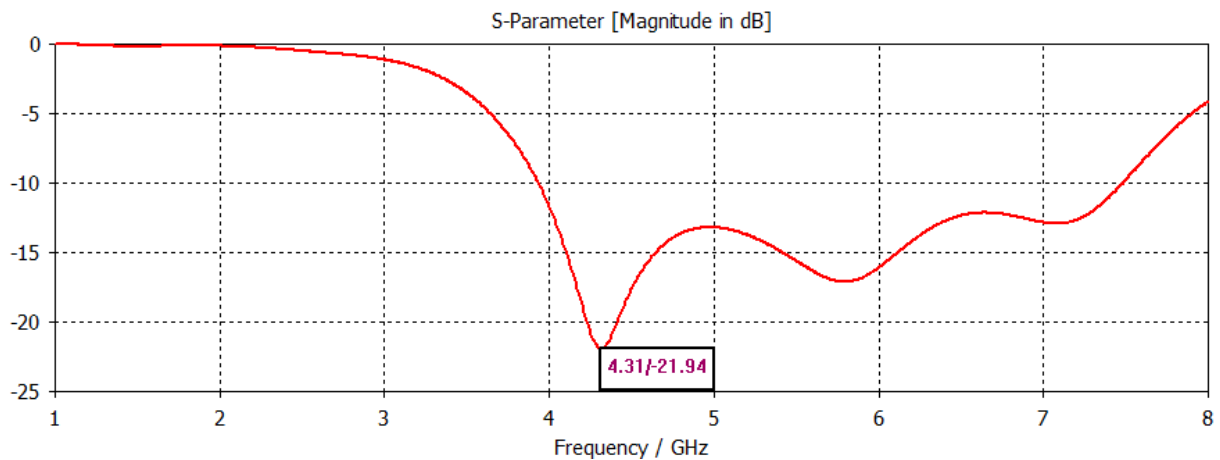


Figure III. 24 Le coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en fonction de la fréquence.

Le résultat du coefficient de réflexion présente une première résonance à 4.31 GHz avec un S11 de -21.94 dB. Nous notons une bande passante mesurée à -10 dB d'une largeur de 3.55 GHz [3.93 – 7.48] GHz. Dans cette étape nous remarquons un élargissement au niveau de la bande passante avec un décalage vers la gauche de la fréquence de résonance par rapport à l'antenne précédente. Les modifications apportées à l'antenne ont eu pour effet d'améliorer ses performances.

• Antenne proposée

Dans cette dernière étape de la conception, nous allons introduire un stub de forme de V sur la ligne d'alimentation comme le montre la **Figure III.25**. Etant donné l'ambiguïté autour des dimensions de ce stub dans l'article, nous avons dû faire plusieurs essais pour atteindre des résultats similaires.

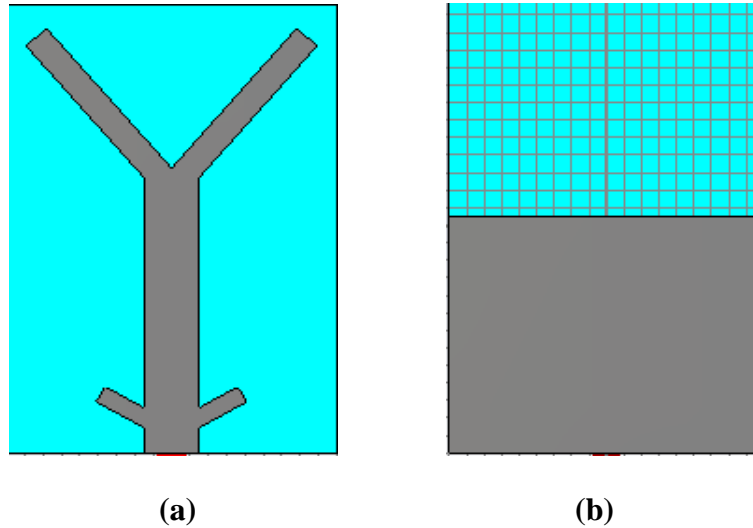


Figure III. 25 Structure simulée d'antenne proposée, (a) face supérieure, (b) face inférieure.

L'étude paramétrique effectuée consiste à prendre plusieurs valeurs de la longueur L_4 du stub, pour une largeur $W_3 = W_4 = 1.5 \text{ mm}$. Les résultats du coefficient de réflexion obtenus par simulation sont représentés par la **Figure III.26**.

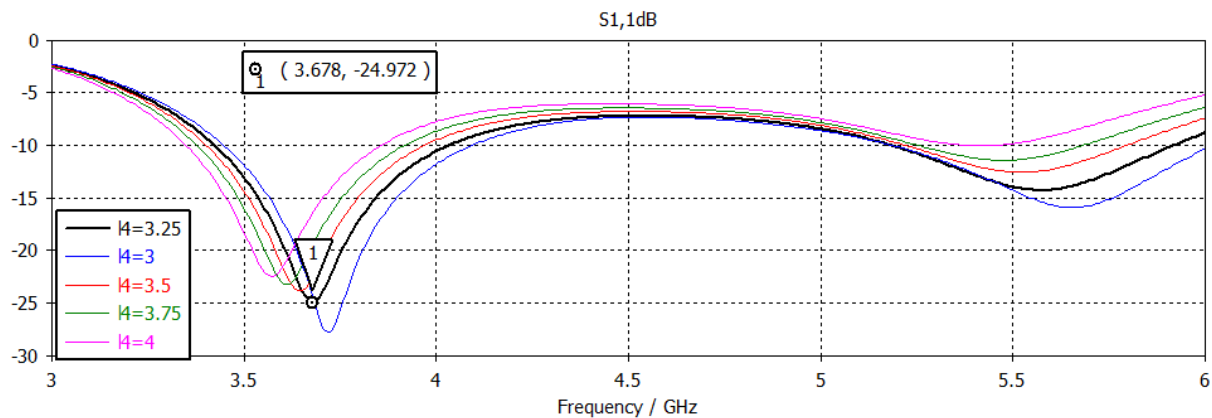


Figure III. 26 Etude paramétrique sur la longueur des stubs inférieurs.

Cette étude paramétrique montre que le résultat le plus proche pour atteindre une bande passante comparable à celle de l'article est $L_4 = 3.25$ mm, tel que l'illustre la **Figure III.27**.

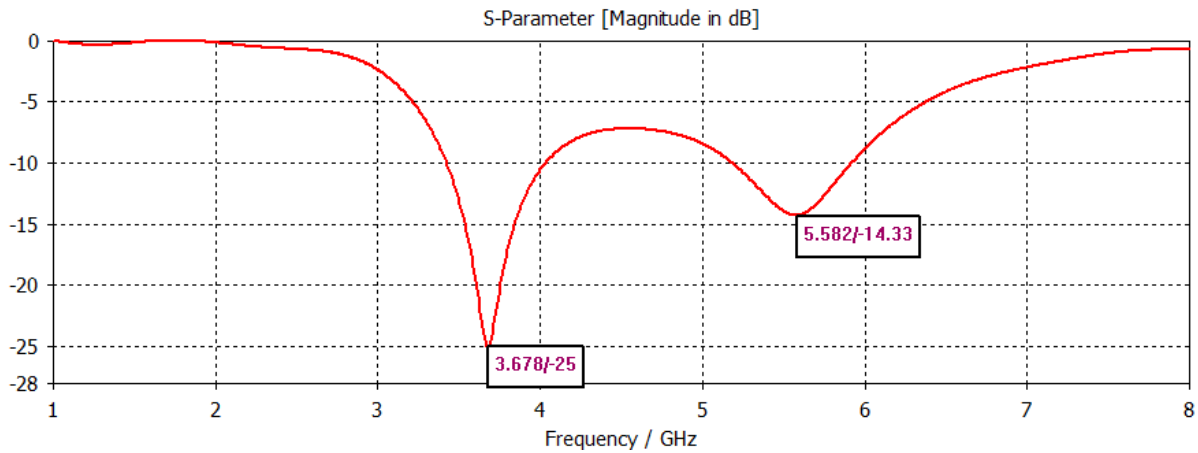


Figure III. 27 Le coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en fonction de la fréquence de l'antenne proposée.

Nous observons deux résonances, la première à 3.678 GHz avec un niveau du coefficient de réflexion -25 dB, la deuxième à la fréquence 5.582 GHz avec un S11 de -14.33 dB. Les bandes passantes autour de ces deux résonances sont 610 MHz (allant de 3.42 à 4.03GHz) et 740 MHz (allant de 5.18 à 5.92 GHz) respectivement.

La **Figure III.28** montre le tracé du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de la dernière antenne présentée par l'article.

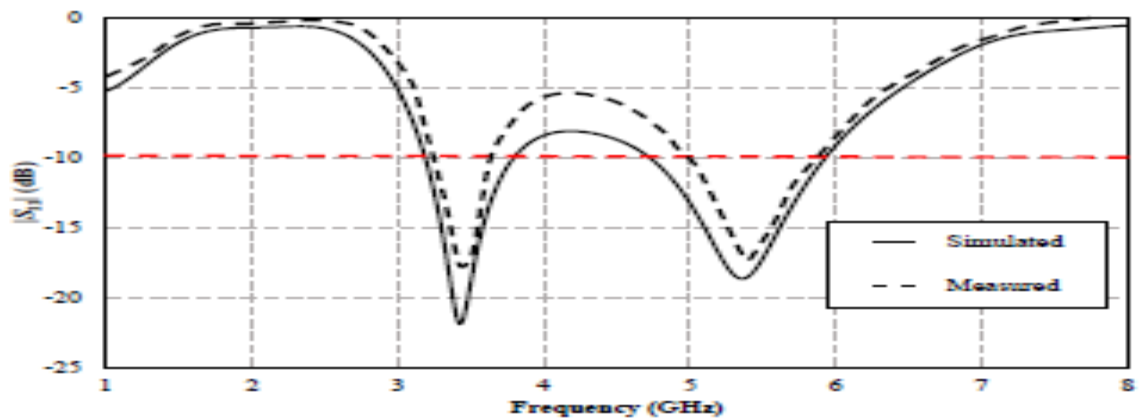


Figure III. 28 Les variations de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence présentées par l'article [6].

A partir cette **Figure III.28**, nous remarquons deux fréquences de résonance : $f_{r1} = 3.5$ GHz et $f_{r2} = 5.5$ GHz. Ces deux fréquences de résonances se trouvent dans deux plages de fréquences de largeurs de 600 MHz et 1190 MHz respectivement.

D'après les deux dernières figures, nous constatons que les résultats obtenus sont comparables avec les résultats présentés par l'article en termes de fréquence de résonance et de bande passante.

La **Figure III.29** illustre une comparaison entre les réponses fréquentielles du coefficient de réflexion pour les trois étapes de la conception.

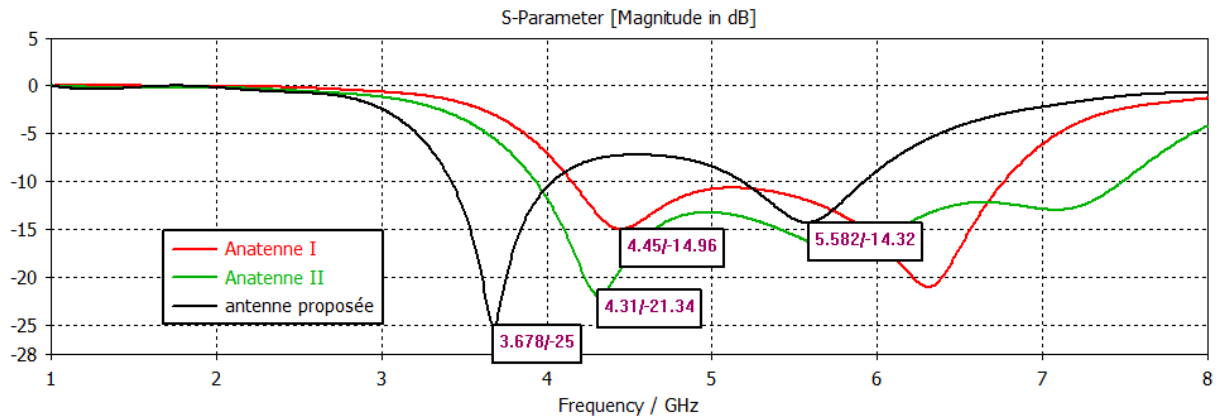


Figure III. 29 Les résultats de trois antennes simulées.

Nous constatons un décalage de la première résonance vers la gauche à chaque étape de la miniaturisation. Nous remarquons également que la bande passante de la dernière antenne est plus étroite en comparaison avec les deux antennes précédentes. Les modifications apportées permettent d'abaisser la fréquence de résonance de l'antenne et par conséquent, de la miniaturiser pour assurer un fonctionnement multibande couvrant toutes les bandes de fonctionnement des systèmes WLAN/ WIMAX.

La variation du gain en fonction de la fréquence pour l'antenne miniature proposée est illustrée dans la **Figure III.30**. Nous remarquons que les gains simulés de l'antenne à la fréquence 3.678 GHz et 5.582 GHz sont de 2.63 dB et 3.50 dB respectivement.

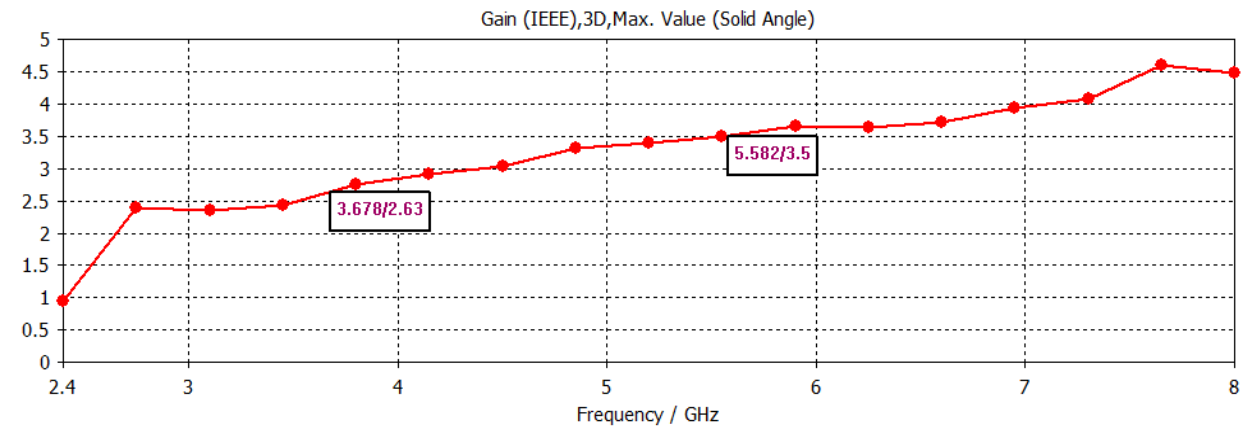


Figure III. 30 La variation de gain d'antenne simulée en fonction de fréquence.

La **Figure III.31** montre les diagrammes de rayonnement de l'antenne en représentation polaire dans les deux plans E et H pour les deux fréquences de résonance. Dans le plan E, nous remarquons que le diagramme de rayonnement est quasi-omnidirectionnel tandis qu'il est omnidirectionnel dans le plan H.

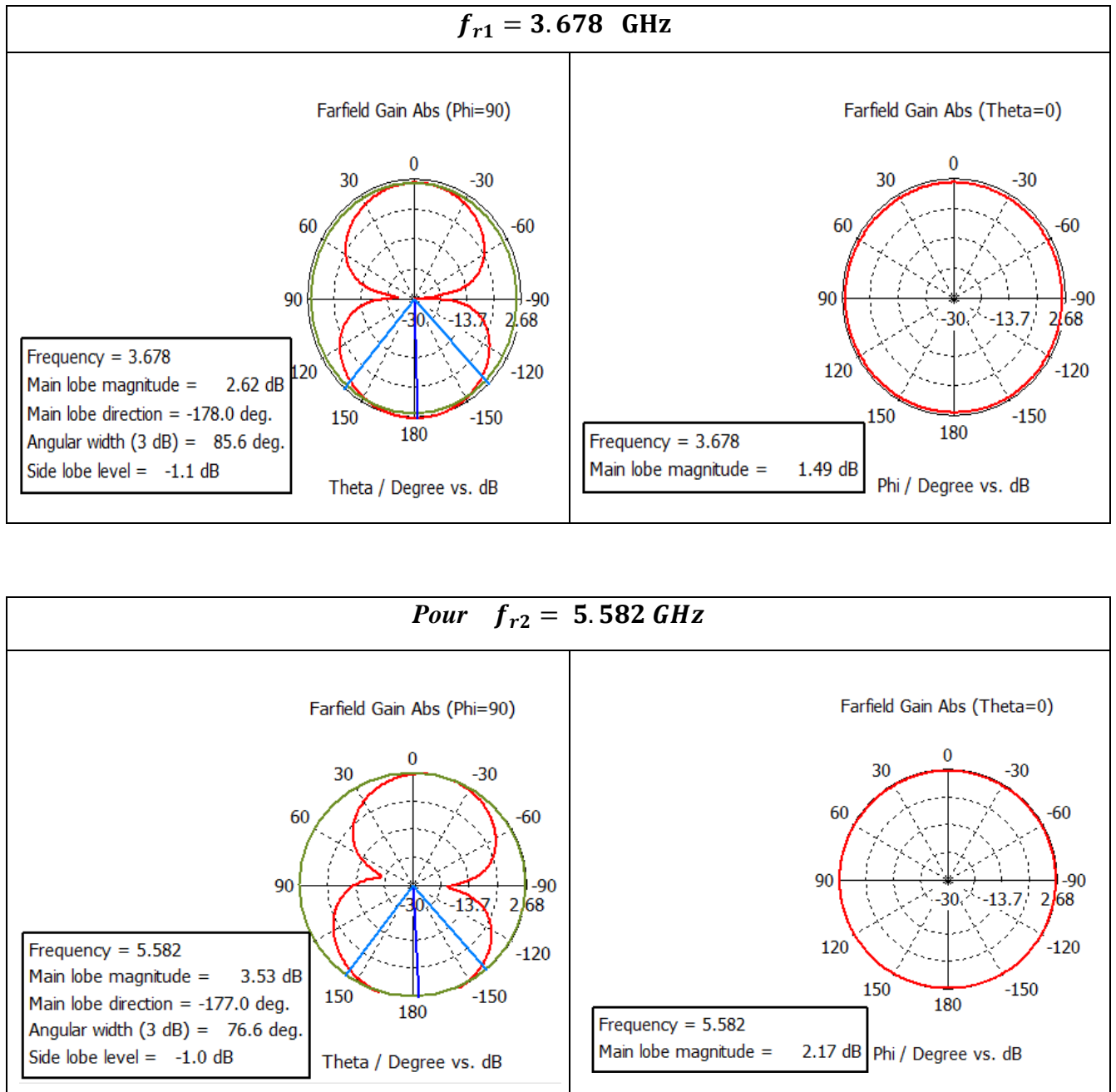


Figure III. 31 Les diagrammes de rayonnement polaire de l'antenne en plan E et H, pour les deux fréquences de résonance.

L'antenne est bien adaptée lorsque le résultat du rapport d'onde stationnaire (VSWR) est inférieur à 2. La **Figure III.32** illustre le rapport d'onde stationnaire de l'antenne obtenu par simulation.

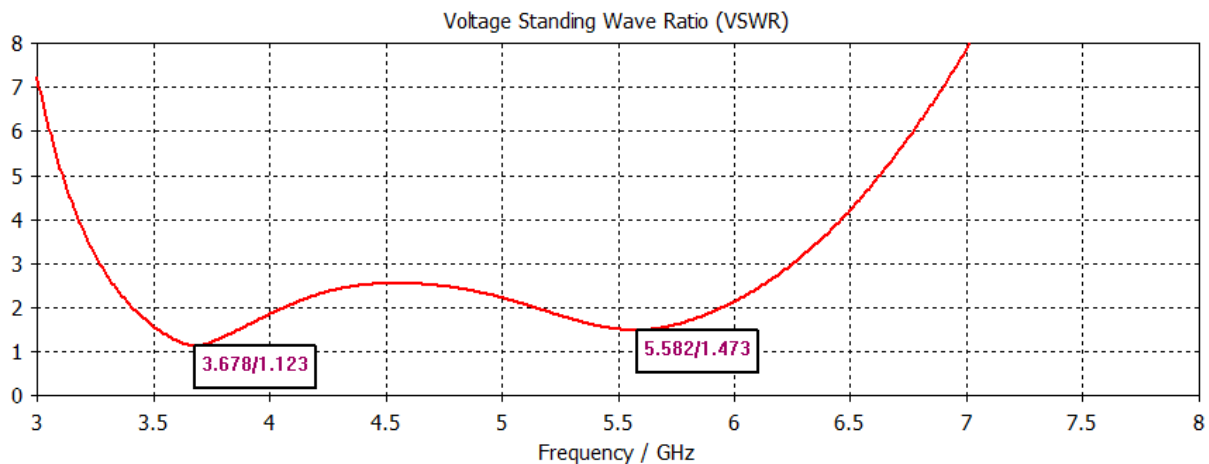


Figure III. 32 Le rapport d'onde stationnaire (VSWR) en fonction de la fréquence.

Nous notons un rapport d'onde stationnaire égale à 1.123 pour la première fréquence de résonance et 1.473 pour la deuxième fréquence, ce qui assure l'adaptation de notre antenne.

Cette section a été consacrée à l'étude d'une antenne miniature double bande en forme de V. Tout d'abord nous avons conçu une antenne à un seul stub supérieur, puis nous avons modifié sa géométrie selon deux autres étapes et étudié l'effet de chaque modification sur les performances de l'antenne. Ce travail a pour but de réduire la taille de l'antenne et obtenir deux bandes de fréquences qui conviennent aux systèmes WLAN et WIMAX. Lors de la conception de cette antenne nous avons rencontré quelques difficultés du fait que certains paramètres géométriques n'étaient pas mentionnés par l'article de référence, ce qui nous a poussé à modifier certains paramètres pour obtenir les résultats souhaités.

III.3.3 Antenne patch miniature à géométrie fractale de Koch avec court-circuit

L'antenne choisie est une antenne patch rectangulaire qui va être miniaturisée par deux techniques : l'application d'une géométrie fractale de Koch et l'insertion d'un fil de court-circuit, proposée par l'article de référence [7]. Ce type d'antenne a été conçu pour les systèmes de communications mobiles 4G dans la gamme de fréquence de 700 à 800 MHz. Premièrement, notre travail consiste à concevoir une antenne microruban de forme rectangulaire. Nous allons par la suite appliquer la géométrie fractale. Pour finir, un fil de court-circuit est inséré entre l'élément rayonnant et le plan de masse dans le but d'obtenir une réduction importante de la fréquence de résonance qui implique une miniaturisation de l'antenne. L'influence de chaque modification de la structure initiale sur ses performances est étudiée et présentée dans ce qui suit.

III.3.3.a Présentation de la structure initiale

La première structure est une antenne patch conventionnelle alimentée par ligne microruban de largeur $W_{TL} = 2.87 \text{ mm}$, à laquelle nous insérons deux encoches de largeur $X_0 = 2.87 \text{ mm}$ et de longueur $Y_0 = 7.84 \text{ mm}$ pour assurer l'adaptation en impédance. La géométrie de cette antenne est illustrée par la **Figure III.33**. L'antenne est déposée sur substrat de type FR-4, de permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$, de tangente de pertes $\tan \delta = 0.02$ et d'épaisseur $h = 1.5 \text{ mm}$. Le plan de masse est un plan total imprimé sur la face inférieure du substrat.

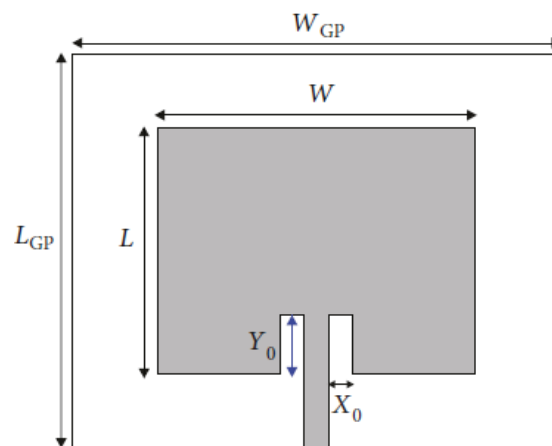


Figure III. 33 Géométrie de l'antenne patch rectangulaire conventionnelle [7].

Les valeurs qui caractérisent les différents éléments de l'antenne patch rectangulaire conçue sont regroupées dans le **Tableau III.7**. Ces dimensions ont été calculées pour que l'antenne en question fonctionne à la fréquence 2.45 GHz.

| | | | | |
|------------------------------|------------------|------------------|-----------------------|----------------------|
| Fréquence de résonance (GHz) | $f_r = 2.45$ | | | |
| Substrat | Type | Hauteur (mm) | Permittivité relative | Tangente de perte |
| | FR- 4 | $h = 1.5$ | $\epsilon_r = 4.4$ | $\tan \delta = 0.02$ |
| Patch | Longueur (mm) | Largeur (mm) | Matériel | Epaisseur (mm) |
| | $L = 29.09$ | $W = 37.34$ | PEC | $t = 0.035$ |
| Plan de masse | Longueur (mm) | Largeur (mm) | Matériel | Epaisseur (mm) |
| | $L_{GP} = 47.47$ | $W_{GP} = 57.34$ | PEC | $t = 0.035$ |

Tableau III. 7 Dimensions de la structure initiale.

La **Figure III.34** représente la variation du coefficient de réflexion de l'antenne patch rectangulaire à plan de masse total en fonction de la fréquence.

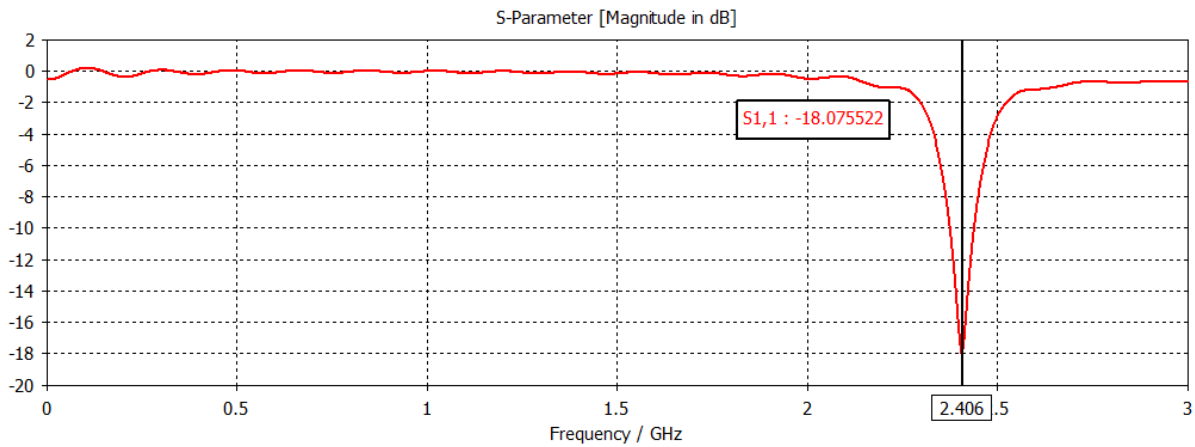


Figure III. 34 Coefficient de réflexion de l'antenne initiale.

Nous remarquons une résonance à la fréquence de 2.406 GHz avec un niveau du coefficient de réflexion de -18.07 dB. La bande passante obtenue à -10 dB est de 63 MHz.

III.3.3.b *Antenne patch microruban avec la 1^{ère} itération fractale de Koch*

Dans cette section, nous appliquons la première itération de la géométrie fractale de Koch sur l'élément rayonnant. A ce stade des itérations fractales, les dimensions des côtés supérieur, inférieur, gauche et droite sont $W_1 = W/3$ et $L_1 = L/3$. L'antenne conçue est illustrée par la **Figure III.35**.

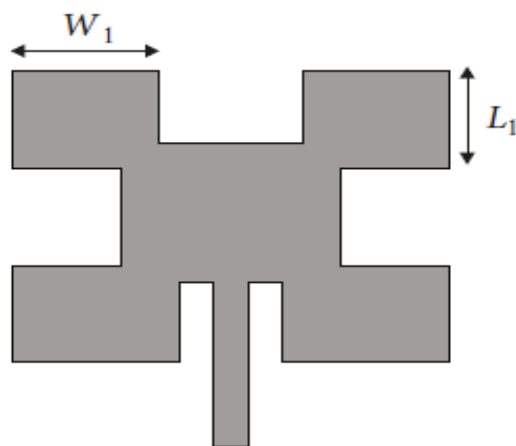


Figure III. 35 Géométrie de l'antenne patch rectangulaire microruban avec la 1^{ère} itération fractale de Koch [7].

La simulation de l'antenne patch avec la première itération de Koch, nous a permis de tracer la variation du module de coefficient de réflexion mesuré en décibels en fonction de la fréquence, représentée par la **figure III.36**.

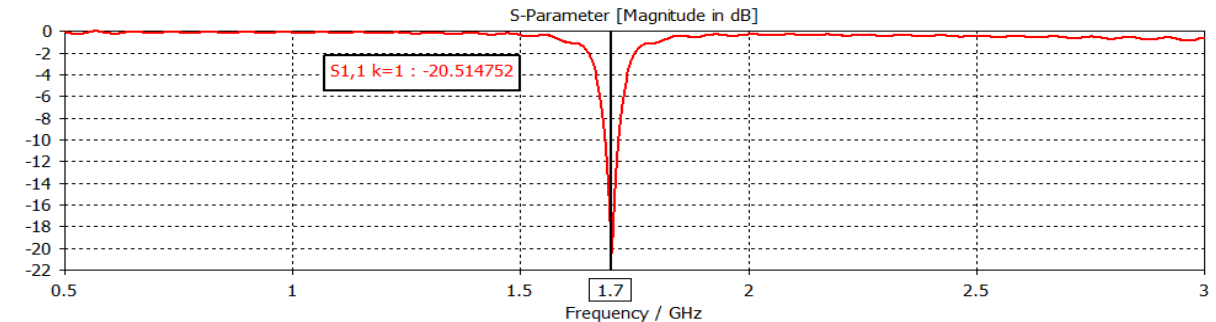


Figure III. 36 Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Nous constatons que la mise en place de la première itération de la fractale de Koch au niveau du patch permet d'avoir une fréquence de résonance $f_{r1} = 1.7 \text{ GHz}$. Cette fréquence (f_{r1}) est inférieure à la fréquence de résonance du patch initial (qui était de 2.406 GHz). Ce décalage de fréquence signifie que l'antenne est de taille plus réduite par rapport à sa nouvelle fréquence de fonctionnement. Nous pouvons également mesurer la bande passante à -10 dB. Cette dernière s'étale de 1684 à 1714 MHz, soit une bande passante de 30 MHz. Nous pouvons constater que lors de la miniaturisation, la bande passante devienne plus étroite.

III.3.3.c Antenne patch microruban avec la 2^{ème} itération fractale de Koch

A ce niveau de la conception, nous appliquons la deuxième itération de la géométrie fractale de Koch sur la structure précédente. L'antenne conçue est illustrée par la **Figure III.37**. Les nouvelles dimensions sont telles que $W_2 = W_1/3$ et $L_2 = L_1/3$.

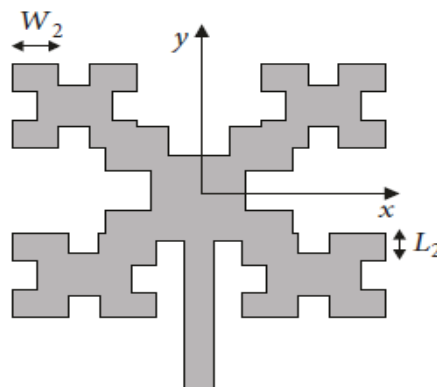


Figure III. 37 Géométrie de l'antenne patch rectangulaire avec la deuxième itération de la structure fractale de Koch [7].

Le tracé représentant la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence est représenté par la **Figure III.38**.

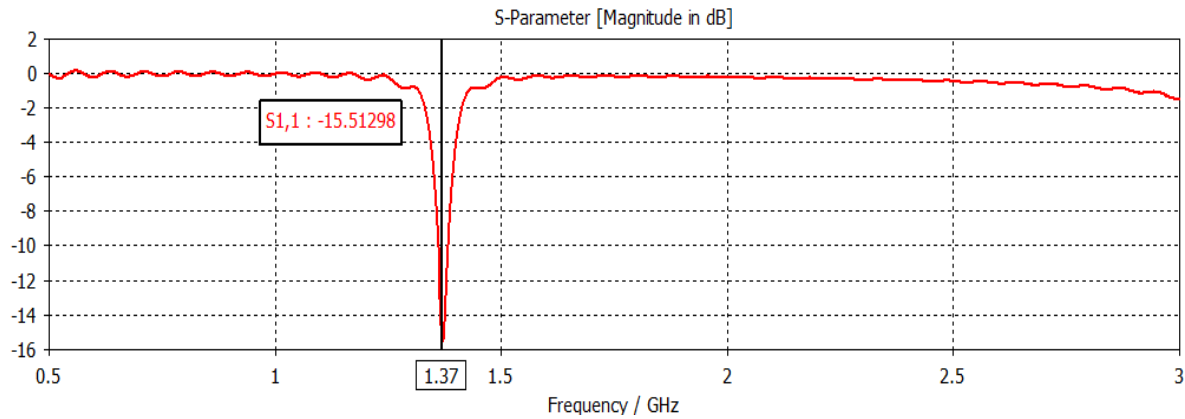
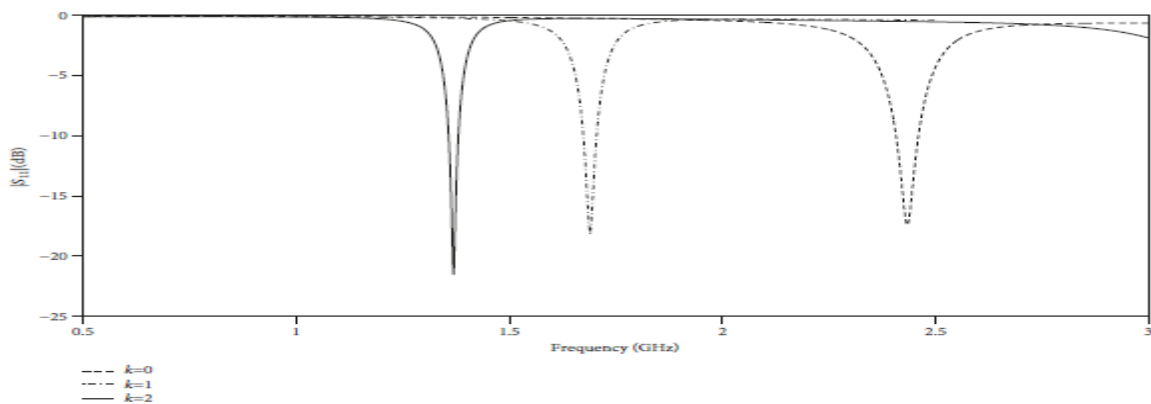


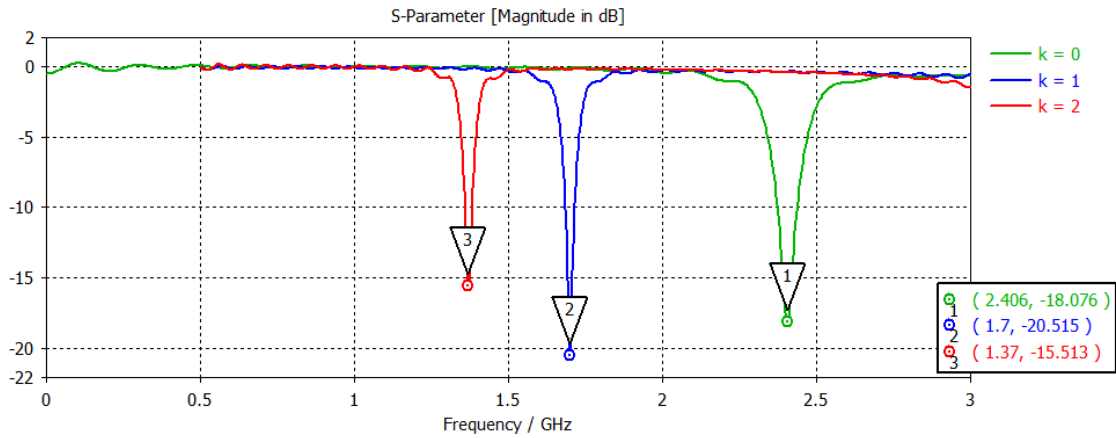
Figure III. 38 Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

La mise en place de la deuxième itération de la fractale de Koch sur la géométrie de l’antenne nous a permis d’avoir une fréquence de résonance $f_{r1} = 1.37 \text{ GHz}$ avec un niveau du coefficient de réflexion de -15.51dB. Cette fréquence de résonance est inférieure à la fréquence de résonance de la première itération (qui était 1.7 GHz) ce qui traduit une réduction de la taille de l’antenne. La bande passante obtenue allant de [1.359 – 1.382] GHz, soit une BP de 23 MHz.

La comparaison des coefficients de réflexion pour les trois antennes fractales de Koch aux niveaux $k = 0$ (initial), $k = 1$, et $k = 2$, simulées par le logiciel HFSS selon la référence [7] et ceux que nous avons obtenu sous environnement CST, est représentée sur la **Figure III.39 (a)** et **(b)** respectivement.



(a)



(b)

Figure III. 39 Résultats de la simulation de S₁₁ des antennes fractales de Koch à leurs trois niveaux, (a) par le HFSS, (b) par le CST.

Chaque itération de la structure fractale a eu pour effet de décaler la fréquence de résonance qui est passée de 2.406 GHz à 1.7 GHz puis à 1.37 GHz, ce qui veut dire qu’après chaque modification, l’antenne sera de plus en plus miniature.

III.3.3.d Antenne patch microruban à 2^{ème} itération de Koch avec court-circuit

Dans cette partie, nous allons étudier l’influence d’un fil de court-circuit sur le comportement de la structure antennaire fractale de Koch précédente. Dans cette géométrie, les dimensions des encoches (X_0, Y_0) ont été modifiées par rapport à précédemment. La tige du court-circuit qui va relier l’élément rayonnant au plan de masse est un cylindre de rayon R_s positionnée à une distance Y_s par rapport au centre de l’antenne. Il en résulte la configuration illustrée par la **Figure III.40**. L’objectif que nous voulons atteindre est un fonctionnement à $f_{goal} = 730 \text{ MHz}$ pour servir les systèmes de communication mobile 4G (LTE).

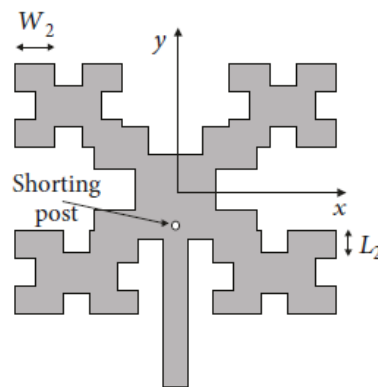


Figure III. 40 Géométrie de l’antenne proposée [7].

Les quatre nouveaux paramètres à ce stade de la simulation sont représentés par le **Tableau III.8**, les autres paramètres restent inchangés.

| Composants | Paramètres | Dimensions (mm) |
|--|------------|-----------------|
| Encoches | X_0 | 3.805 |
| | Y_0 | 8.71 |
| Le poste de court-circuit rayon, point d'excitation) | R_s | 0.04 |
| | Y_s | -4.835 |

Tableau III. 8 Nouveaux dimensions de l'antenne proposée.

La variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, est représentée par la **Figure III.41**.

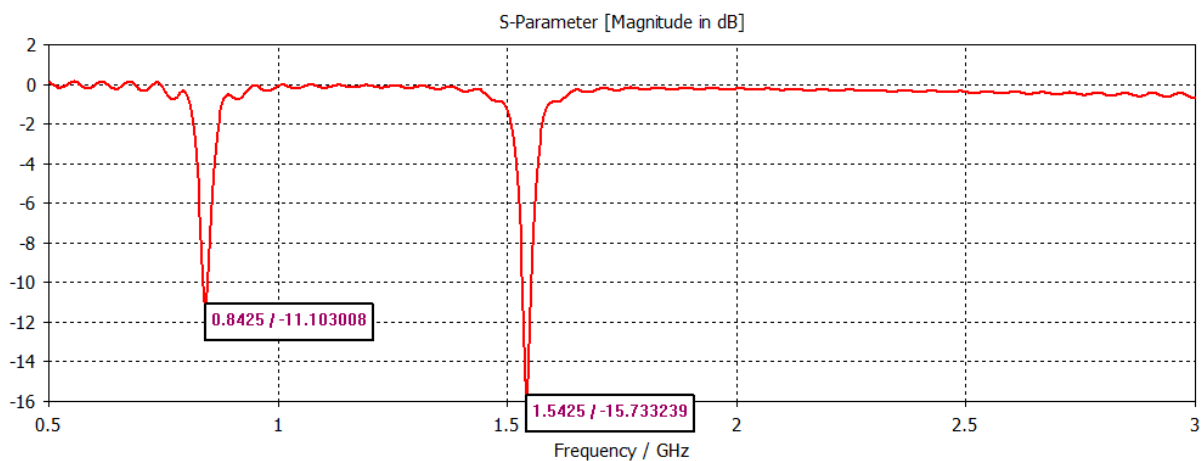


Figure III. 41 Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Nous remarquons une première résonance à la fréquence $f_{r1} = 0.84 \text{ GHz}$. Cette dernière n'étant pas comprise dans la gamme de fréquence que nous désirons [700 – 800] MHz, nous allons varier la position de la tige du court-circuit (Y_s) en gardant les autres paramètres inchangés.

La **Figure III.42** montre les variations du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour les différentes valeurs (Y_s) sous CST.

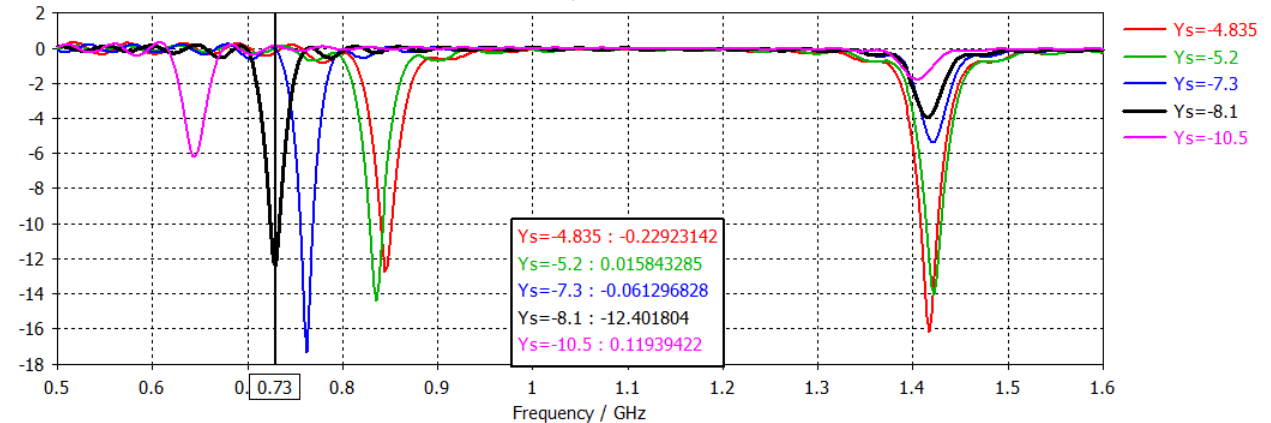
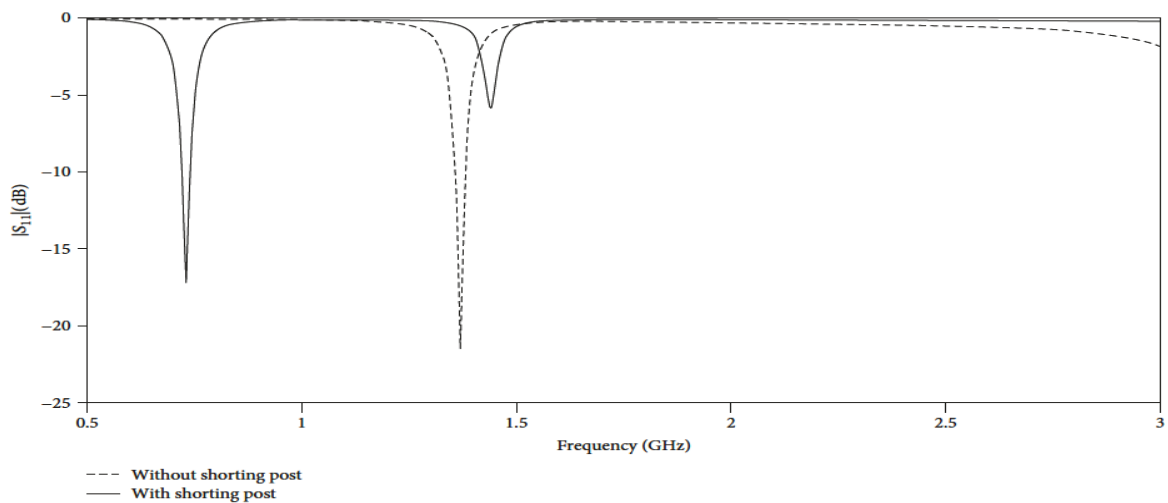


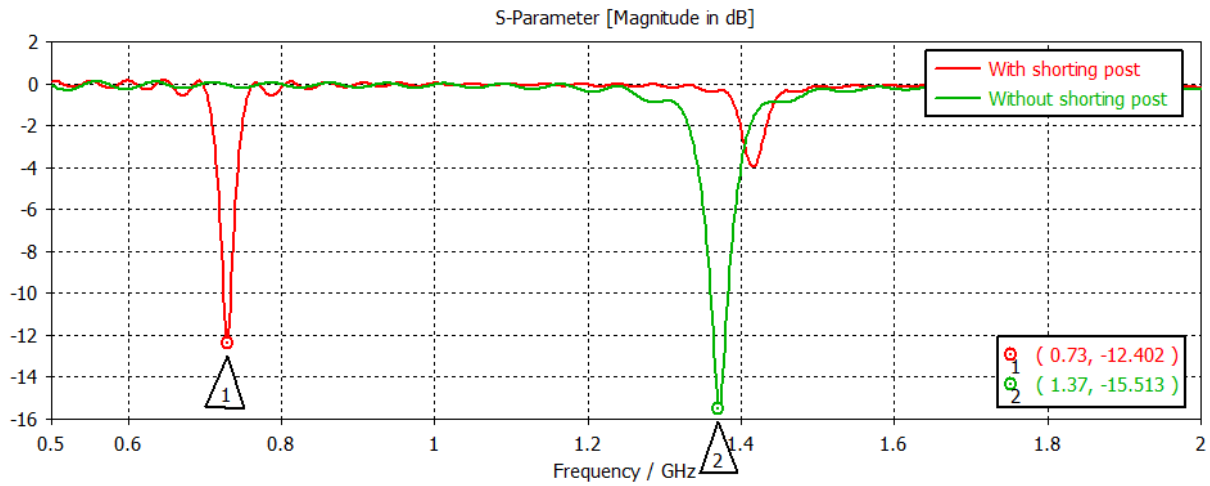
Figure III. 42 Résultats de l'étude paramétrique sur la position de la tige métallique.

D'après cette figure, nous remarquons que la variation de la position du court-circuit a une grande influence sur la variation de la fréquence de résonance. En effet, nous observons que, plus la tige métallique est loin de l'origine de patch plus la fréquence de résonance se décale vers les fréquences basses. La position Y_s qui aboutit à une fréquence de 730 MHz correspond à -8.1 mm, avec un S_{11} de l'ordre de -12.4 dB. La bande passante est de 10 MHz allant de 0.724 GHz à 0.734 GHz.

La **Figure III.43** représente la comparaison du coefficient de réflexion entre les deux antennes patch fractales à la deuxième itération sans et avec court-circuit simulées par les logiciels HFSS (selon l'article) et CST respectivement.



(a)



(b)

Figure III. 43 Coefficient de réflexion S_{11} de l’antenne avec les deux simulateurs (a) HFSS, (b) CST.

Les résultats obtenus sont très comparables. L’ajout du court-circuit a provoqué un décalage de fréquence de 1.37 GHz à 0.73 GHz. Nous constatons que cette technique est très efficace dans la réduction de taille d’une antenne.

La **Figure III.44** représenté le diagramme de rayonnement en présentations polaire de l’antenne fractale de Koch proposée à la fréquence 730 MHz. Nous remarquons que l’antenne présente un rayonnement quasi-omnidirectionnel dans le plan E et omnidirectionnel dans le plan H avec des gains maximaux de -22.5 dB et -27.8 dB respectivement. Cette dégradation du gain est causée par la réduction considérable des dimensions de l’antenne.

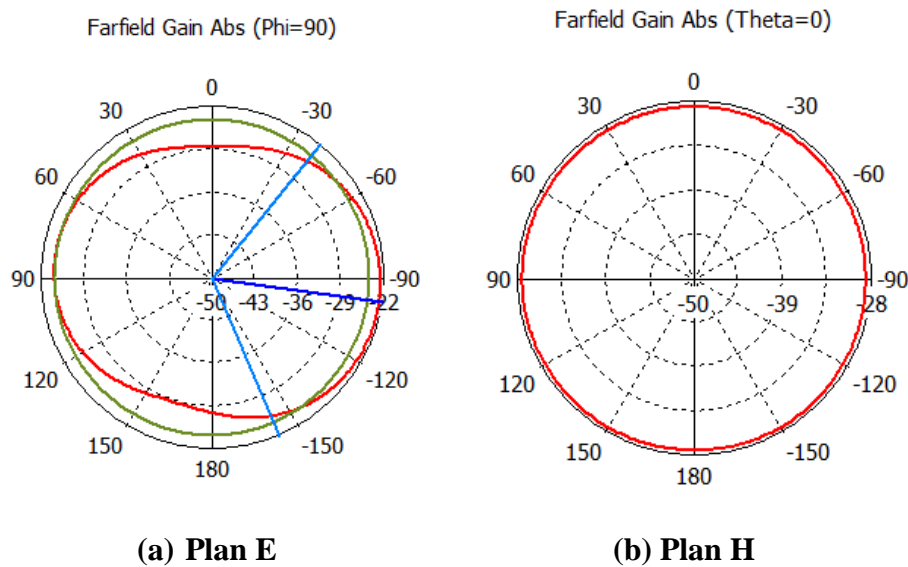


Figure III. 44 Diagramme de rayonnement polaire de l’antenne à la fréquence 0.73 GHz.

Tableau III.9 représente la comparaison entre les résultats de la simulation (fréquence de résonance, bande passante et gain) pour les quatre structures simulées sous logiciel CST et ceux qui sont présentée par l'article de référence [8].

| | Résultats de simulation | | | Résultats de l'article | |
|---------------------|------------------------------|--------------------|-----------|------------------------------|--------------------|
| | Fréquence de résonance (GHz) | Bande passante (%) | Gain (dB) | Fréquence de résonance (GHz) | Bande passante (%) |
| K= 0 | 2.406 | 2.82 | 2.79 | 2.45 | 2.35 |
| K=1 | 1.7 | 1.88 | -7.42 | 1.7 | 1.78 |
| K=2 | 1.37 | 1.64 | -15.1 | 1.37 | 1.77 |
| K=2 (court-circuit) | 0.73 | 1.369 | -22.5 | 0.73 | 1.37 |

Tableau III. 9 Comparaison des résultats de la simulation sous CST et de l'article.

Selon les résultats de la simulation par le logiciel CST –MWS et les résultats de l'article obtenues par logiciel HFSS, nous constatons une similitude en termes de résonance et de bande passante.

Cette étude a permis de montrer l'impact de la technique fractale et du nombre d'itération sur la fréquence de résonance et par conséquent sur le fonctionnement d'une antenne. En effet, l'augmentation du nombre d'itération, diminue la fréquence de résonance, réduisant ainsi la taille de l'antenne. Malheureusement, ceci s'accompagne d'une dégradation au niveau de la bande passante et du gain.

La deuxième technique utilisée consiste à insérer un court-circuit afin de pousser plus loin la miniaturisation. La position du court-circuit a une influence directe sur la variation de la fréquence de résonance.

L'antenne proposée a été miniaturisée d'environ 70 % par rapport à sa taille initiale. En effet, sa longueur est passée de $0.23 \lambda_0$ (pour une résonance à 2.4 GHz) à $0.07 \lambda_0$ (pour une résonance à 730 MHz). Elle est adaptée aux systèmes de communication mobile 4G LTE.

III.3.4 Antenne patch miniature avec plan de masse modifié (DGS)

La nouvelle structure proposée par l'article [8], est une antenne bi-bande conçue pour les applications WLAN aux fréquences 2.4 GHz et 5.2 GHz. Cette antenne est alimentée par un câble coaxial d'une impédance caractéristique 50Ω . Cette antenne est miniaturisée par l'application de deux techniques : plan de masse modifié DGS (Defected Ground Structure) et l'insertion d'un court-circuit.

III.3.4.a Antenne patch conventionnelle

En premier lieu, nous nous intéressons à l'étude d'un patch rectangulaire conventionnel de largeur W_p et de longueur L_p calculées de façon à obtenir une résonance à la fréquence 2.4 GHz. Cet élément rayonnant est déposé sur un substrat diélectrique de type Rogers avec une permittivité relative $\epsilon_r = 3.48$ et une épaisseur $h = 0.76 \text{ mm}$. La face inférieure de ce substrat est entièrement métallisée formant ainsi le plan de masse. La distance de l'alimentation par câble coaxial par rapport au bord du patch est donnée par $L_5 = 25 \text{ mm}$. La **Figure III.45** illustre la structure de cette antenne que nous allons simuler sous CST.

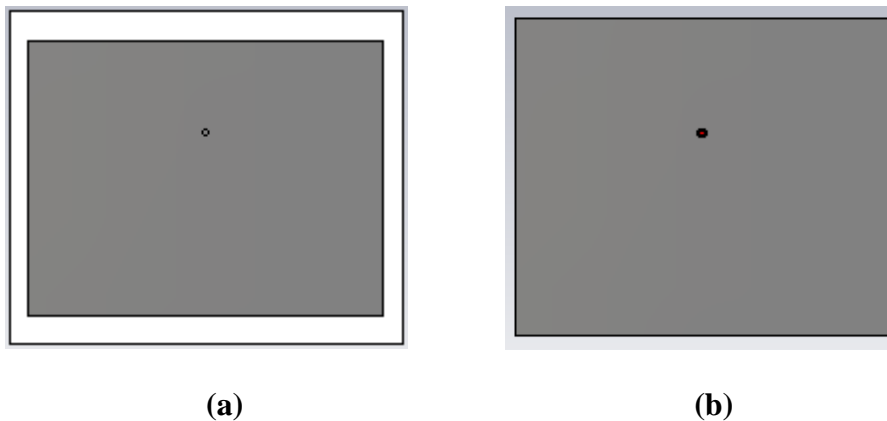


Figure III. 45 Structure simulée de l'antenne, (a) antenne patch, (b) plan de masse.

Les valeurs caractérisant les différents éléments de l'antenne patch rectangulaire sont illustrées dans le **Tableau III.10**. Ces dimensions ont été calculées pour que l'antenne en question fonctionne à la fréquence 2.4 GHz.

| Fréquence de résonance (GHz) | | $f_r = 2.4$ | | |
|------------------------------|-------------------------|-------------------------|-----------------------|-----------------------|
| Substrat | Type | Hauteur (mm) | Permittivité relative | Perméabilité Relative |
| | Rogers | $h = 0.76$ | $\epsilon_r = 3.48$ | $\mu_r = 1$ |
| Patch | Longueur (mm) | Largeur (mm) | Matériel | Epaisseur (mm) |
| | $L_p = 32.45$ | $W_p = 41.76$ | PEC | $t = 0.035$ |
| Plan de masse | Longueur (mm) | Largeur (mm) | Matériel | Epaisseur (mm) |
| | $L_g = L_p + 9 \cdot h$ | $W_g = W_p + 6 \cdot h$ | PEC | $t = 0.035$ |

Tableau III. 10 Dimensions de l'antenne conventionnelle.

La **Figure III.46** représente la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour l'antenne initiale.

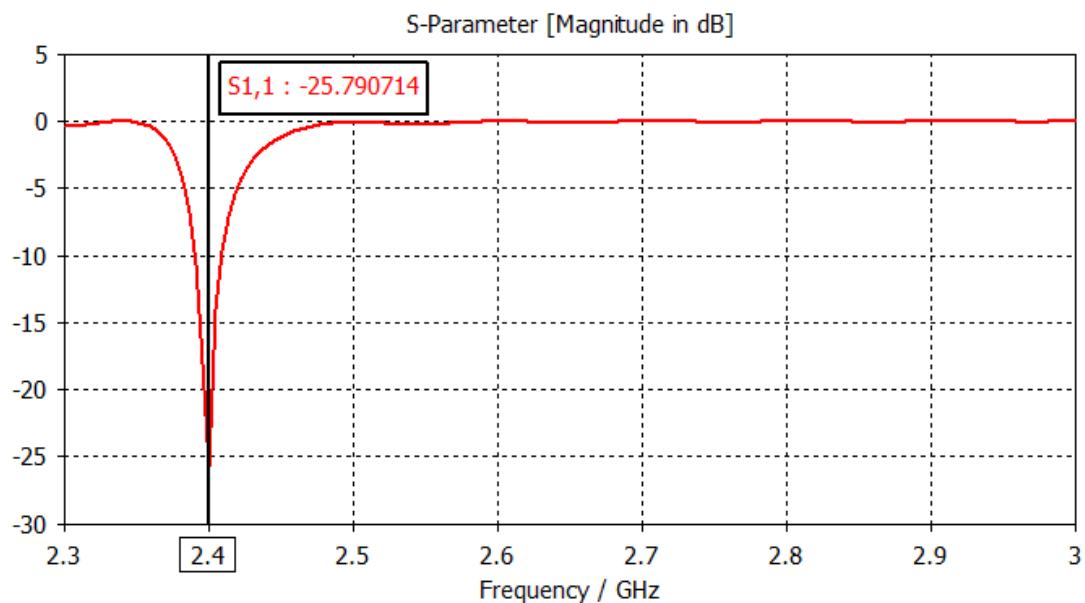


Figure III. 46 Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

D'après ce graphe, l'antenne opère à la fréquence de résonances 2.4 GHz avec un niveau du coefficient de réflexion de -25.8 dB. La bande passante mesurée à -10 dB est de 20 MHz (2390 jusqu'à 2410) soit de 0.83 %. Le gain de l'antenne à cette même fréquence est de 4.5 dB, tel que nous pouvons le voir dans la **Figure III.47**.

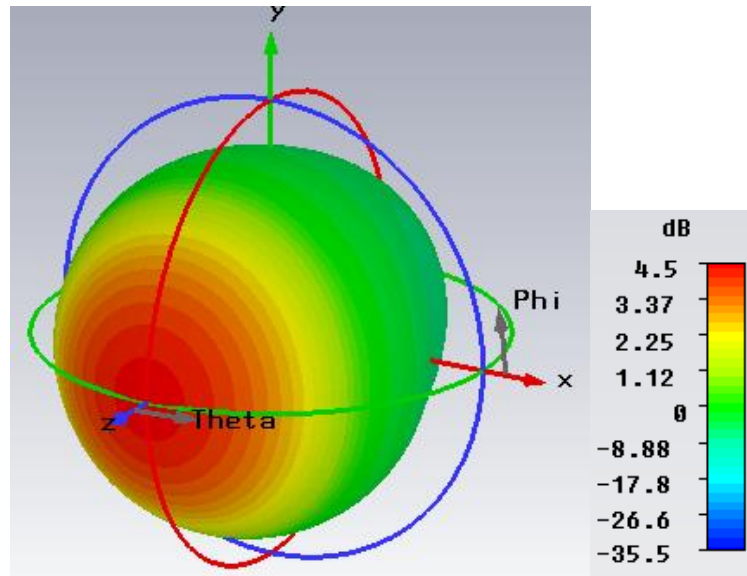


Figure III. 47 Diagramme de rayonnement en 3D à la fréquence 2.4 GHz.

L'impédance d'entrée est également illustrée dans la **Figure III.48**. Nous pouvons constater une adaptation d'impédance satisfaisante qui est très proche à 50 Ohm (49.7 Ω). La partie imaginaire est très faible, c'est-à-dire que les pertes diélectriques sont minimales à la fréquence de résonance de 2.4 GHz.

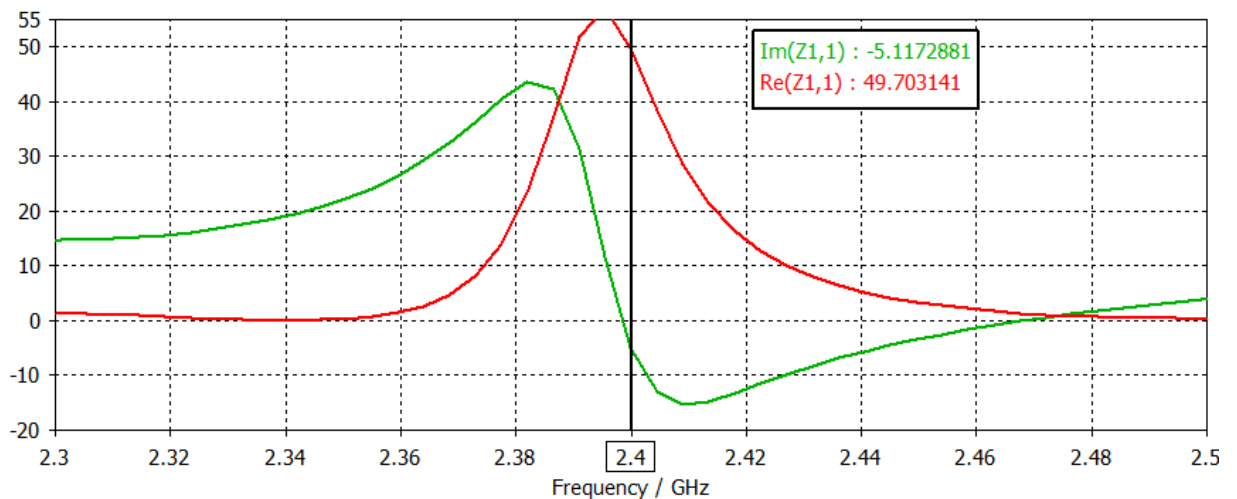


Figure III. 48 Impédance d'entrée de l'antenne patch à plan de masse total à la fréquence 2.4 GHz.

III.3.4.b Antenne patch à court-circuit

Dans cette section, nous présentons l'effet de l'insertion d'une tige de court-circuit de rayon $R_{via} = 0.25 \text{ mm}$ qui va relier l'élément rayonnant au plan de masse, sur le comportement et les performances électromagnétiques de l'antenne étudiée. La distance d entre le point d'excitation et le court-circuit est égale à 1 mm .

La **Figure III.49** suivante présente la structure simulée de l'antenne patch avec la broche de court-circuit.

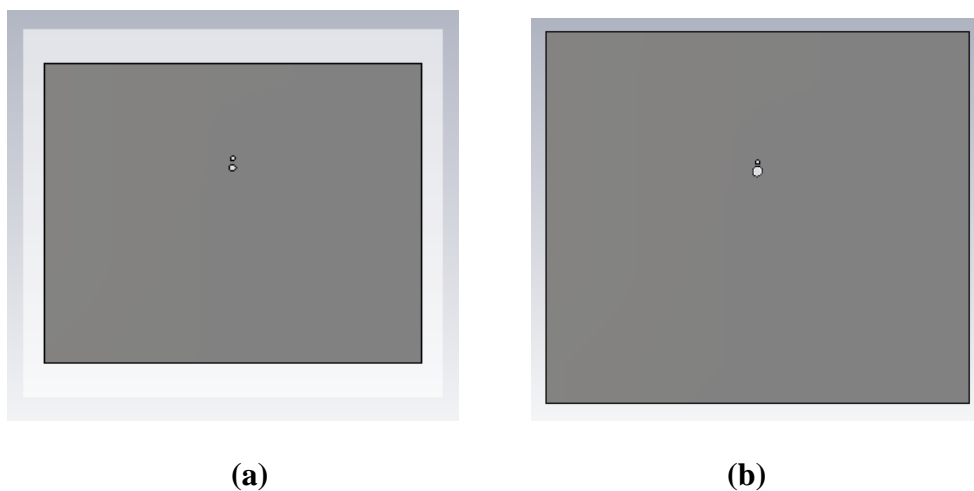


Figure III. 49 Structure simulée de l'antenne, (a) face supérieure, (b) face inférieure.

La simulation de l'antenne donne lieu au coefficient de réflexion dont le tracé est représenté par la **Figure III.50**.

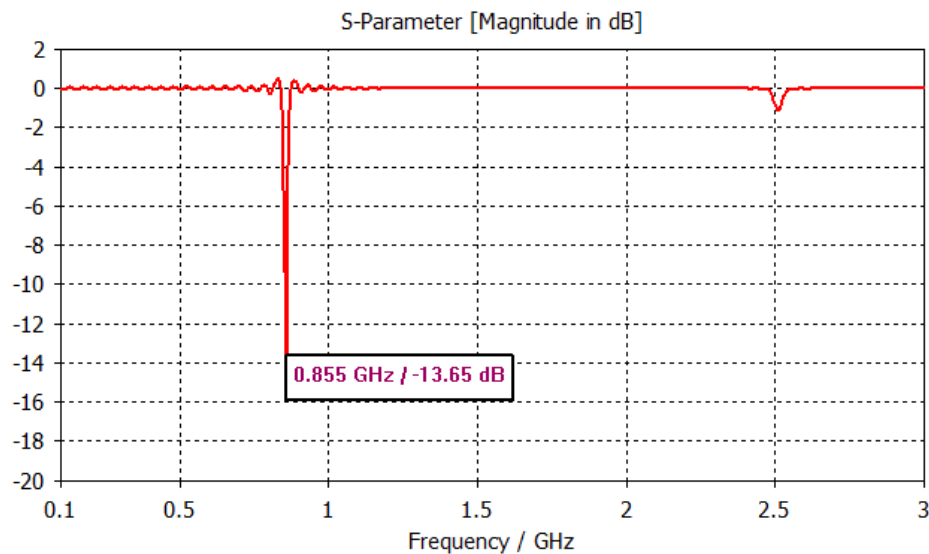


Figure III. 50 Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Nous constatons que l'ajout d'un court-circuit permet d'avoir une fréquence de résonance $f_{r1} = 0.855 \text{ GHz}$ avec un niveau du coefficient de réflexion de -13.65 dB . Cette première résonance est très inférieure à la celle de l'antenne patch conventionnelle précédente (2.4 GHz), ce qui se traduit par une réduction de la taille de l'antenne. Cependant, la bande passante mesurée à -10 dB est très étroite (5 MHz seulement, $[852 - 857] \text{ MHz}$). Le gain de cette antenne est également très faible (-16.4 dB) à cause de la baisse brutale de la fréquence de résonance. Cette technique de miniaturisation doit être combinée à d'autres techniques afin d'améliorer les performances électromagnétique (bande passante et gain). Ceci sera abordé dans le prochain paragraphe.

III.3.4.c Antenne miniature court-circuitée à fente

L'objectif de cette partie est d'améliorer les performances de l'antenne précédente, miniaturisée par l'ajout d'un court-circuit.

Pour atteindre cet objectif, nous allons utiliser une structure à plan de masse modifié DGS (Defected Ground Structure). Ceci consiste à insérer des fentes au niveau du plan de masse. Cette technique est connue pour améliorer la bande passante et le gain d'une antenne. La configuration proposée est d'intégrer une fente en forme de U sur le plan de masse. Nous allons analyser l'effet de cette fente sur le comportement de l'antenne ainsi que sur ses performances. La structure finale proposée est présentée par la **Figure III.51**.

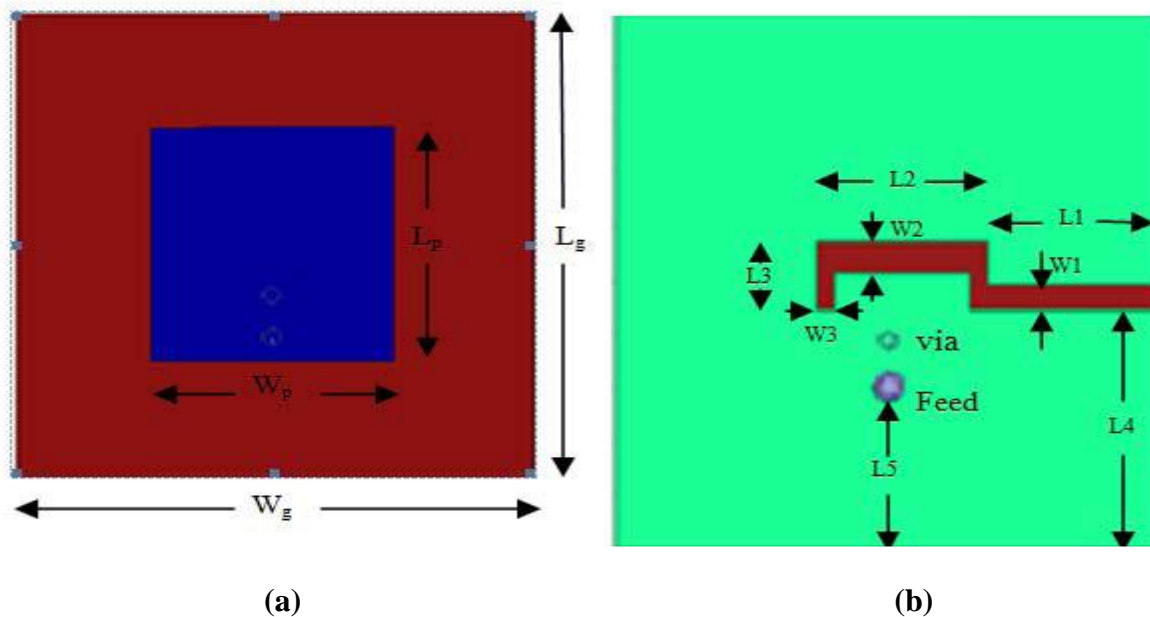


Figure III. 51 Géométrie de l'antenne proposée, (a) face supérieure, (b) face inférieure [8].

Les nouvelles dimensions de l'antenne étudiée, après sa miniaturisation, sont présentées par le **Tableau III.11**, selon la référence [8].

| Composants | Paramètres | Dimensions (mm) |
|---|-------------------|------------------------|
| Plan de masse / Substrat | W_g | 18.8 |
| | L_g | 20 |
| Patch | W_p | 8.8 |
| | L_p | 10 |
| Câble coaxial | R_{in} | 0.35 |
| | R_{out} | 0.5 |
| Tige de court-circuit | R_{via} | 0.34 |
| La distance de l'alimentation par rapport au bord de patch | L_5 | 6 |
| Distance entre le point d'excitation et la tige | d | 1.8 |
| Dimensions de la fente U | L_1 | 6 |
| | L_2 | 5.9 |
| | L_3 | 2.6 |
| | L_4 | 8.9 |
| | W_1 | 1 |
| | W_2 | 1.2 |
| | W_3 | 0.6 |

Tableau III. 11 Paramètres de l'antenne trouvés dans l'article [8].

Le tracé du coefficient de réflexion obtenu par simulation pour cette antenne est représenté sur la **Figure III.52**. Celui présenté par l'article est illustré par la **Figure III.53**.

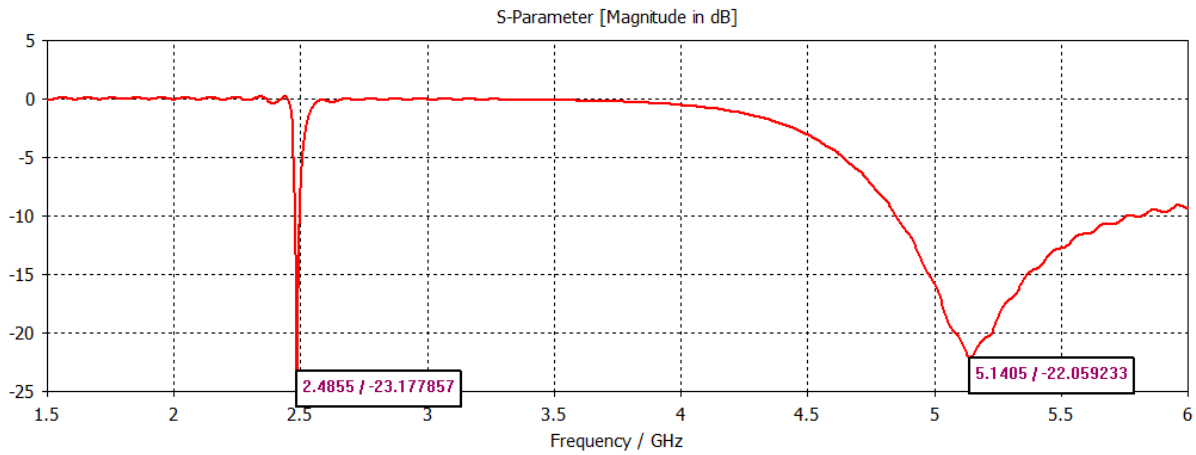


Figure III. 52 Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence sous CST.

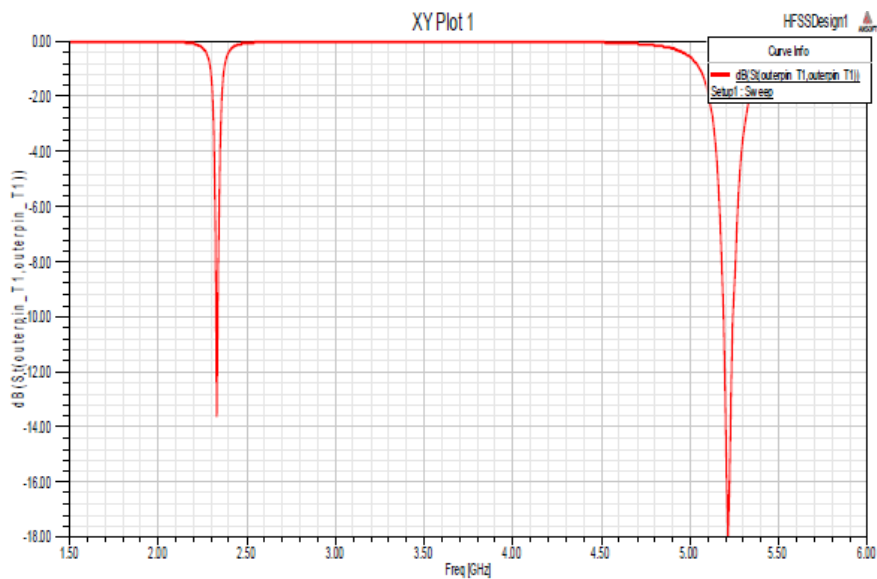


Figure III. 53 Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence selon [8].

D'après ces figures, nous remarquons que les résultats obtenus sont comparables avec un léger décalage dans les fréquences de résonances (2.48 GHz au lieu 2.32 GHz). Ceci est dû à la différence entre les méthodes d'analyse utilisées (méthode intégrale et la méthode des éléments finis). Afin d'obtenir les deux fréquences de résonances souhaitées 2.4 GHz et 5.2 GHz, imposées par le cahier de charge, nous allons mener une étude paramétrique sur la largeur de la fente en U.

Les coefficients de réflexion pour différentes valeurs de la largeur de la fente L_2 sont représentés par la **Figure III.54**.

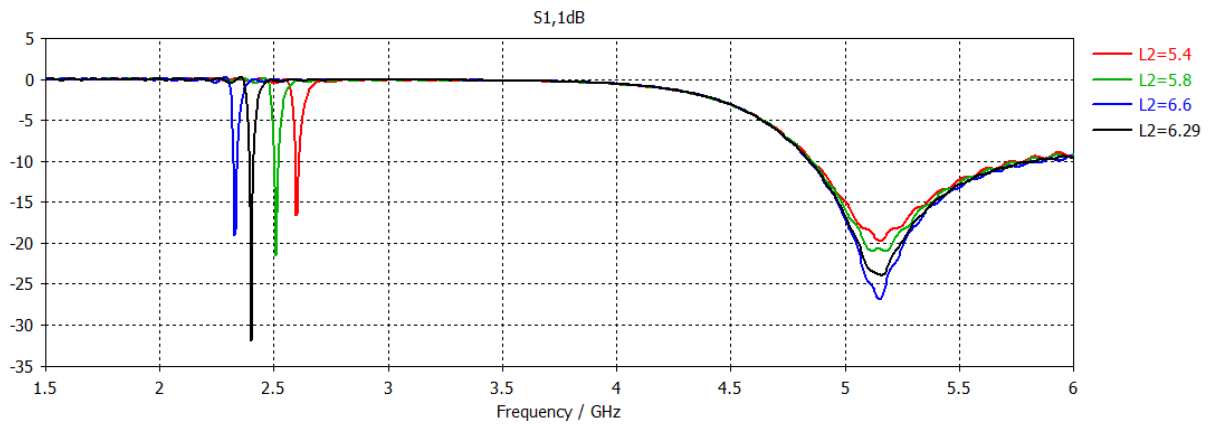


Figure III. 54 Résultats de l'étude paramétrique.

D'après ces tracés, nous pouvons constater que l'augmentation de la longueur de la fente introduit une diminution de la fréquence de résonance de l'antenne. Nous constatons que la valeur qui nous donne les meilleurs résultats est $L_2 = 6.29 \text{ mm}$. Le coefficient de réflexion pour cette valeur est représenté par la **Figure III.55**.

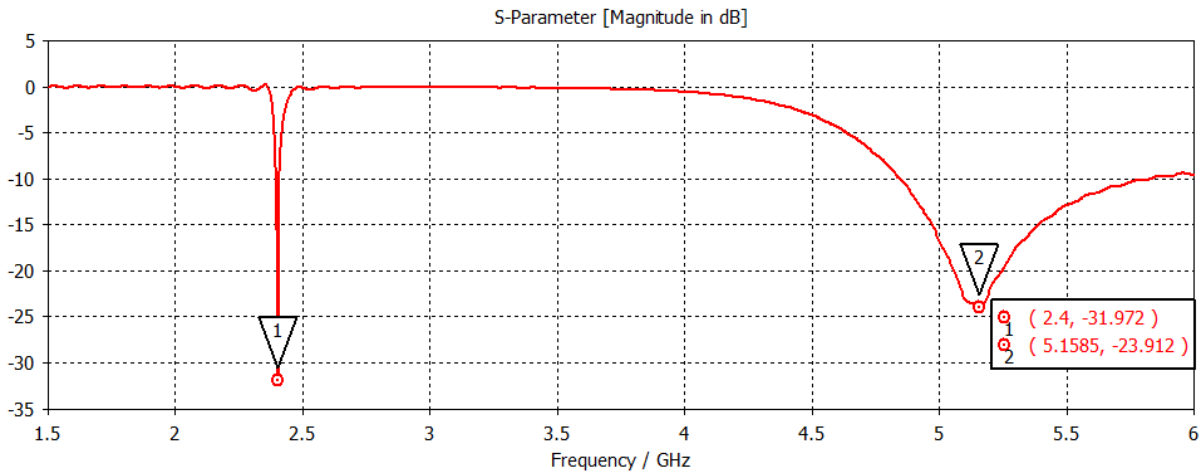


Figure III. 55 Le paramètre S obtenu pour l'antenne miniature.

Cette antenne présente deux pics aux fréquences $f_{r1} = 2.4 \text{ GHz}$ et $f_{r2} = 5.16 \text{ GHz}$, pour des coefficients de réflexions respectifs de -31.97 dB et -23.9 dB . La bande passante est de 16 MHz autour de la première résonance (allant de 2.392 à 2.408 GHz). Elle est de 986 MHz autour de la seconde résonance (de 4.845 à 5.831 GHz). L'introduction des fentes au niveau du plan de masse a amélioré la bande passante de l'antenne miniature finale par rapport à l'antenne conventionnelle, en particulier autour de la deuxième résonance.

Les diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires pour les deux plans E et H de cette antenne aux fréquences 2.4 GHz et 5.16 GHz sont représentés par la **Figure III.56**. Nous remarquons que l'antenne présente un rayonnement quasi-omnidirectionnel dans le plan E et omnidirectionnel dans le plan H.

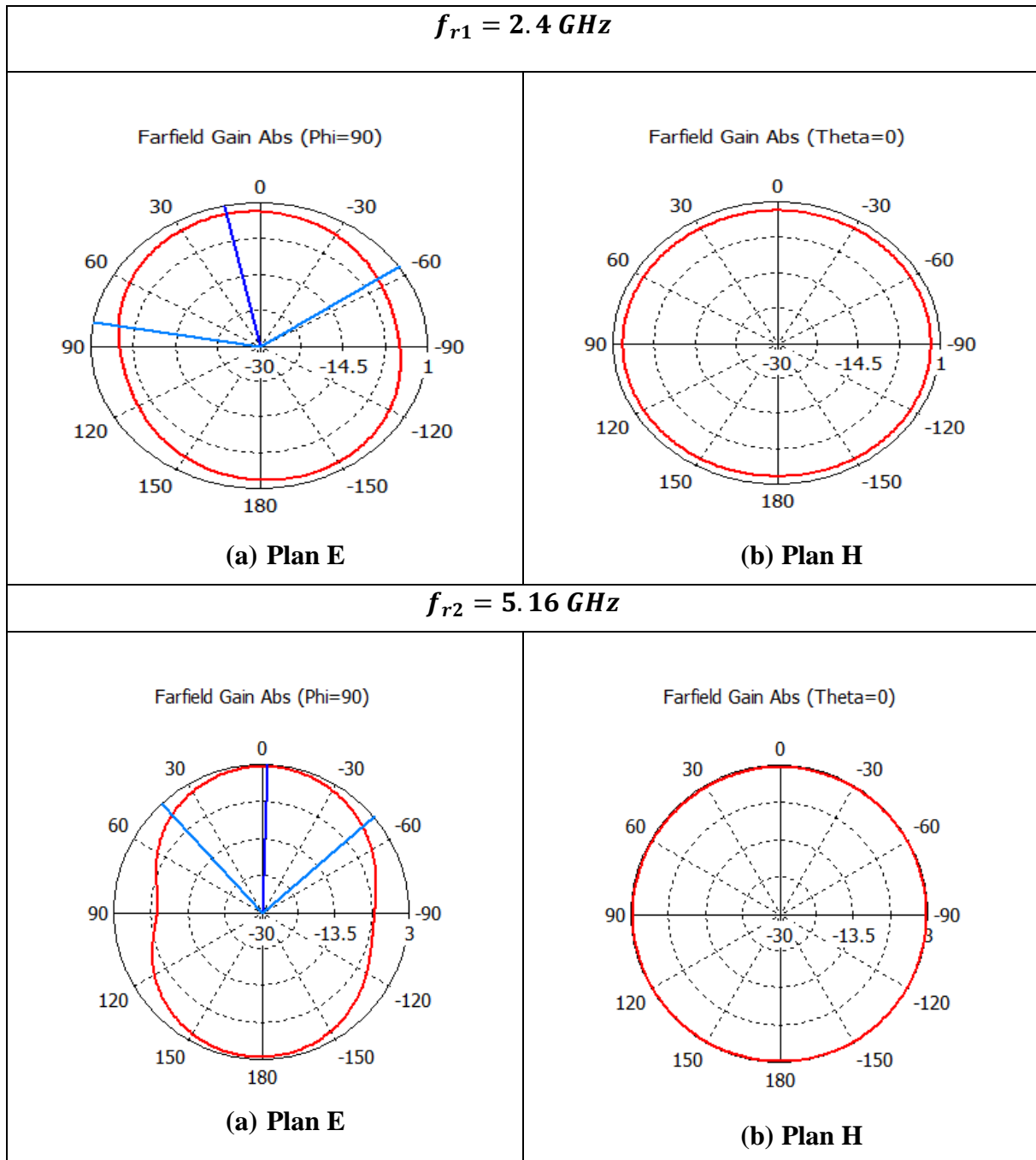


Figure III. 56 Diagramme de rayonnement polaire de l'antenne à 2.4 GHz et 5.16 GHz.

Les diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne miniature proposée aux deux fréquences de résonances sont présentés par la **Figure III.57**. Le gain maximal pour ces fréquences est de -0.06 dB et 2.6 dB respectivement. Bien que négatif, le gain de cette antenne à la fréquence 2.4 GHz est beaucoup plus important que celui d'une antenne à court-circuit.

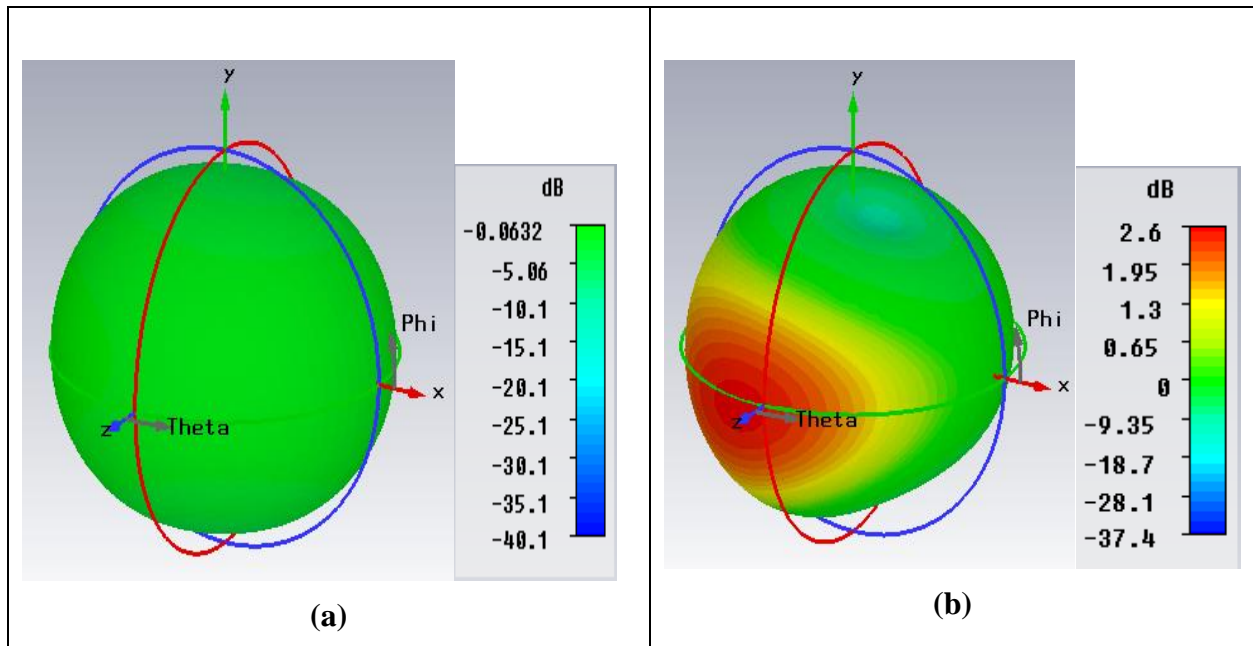


Figure III. 57 Diagrammes de rayonnement en 3D à la fréquence, (a)2.4 GHz, (b) 5.16 GHz.

La **Figure III.58** présente les deux impédances d'entrée de l'antenne avec ses parties réelles et imaginaires pour les deux fréquences de résonance 2.4 GHz et 5.16 GHz. Nous observons que la partie réelle est proche de 50Ω et la partie imaginaire est proche de 0Ω dans la gamme de fonctionnement de l'antenne.

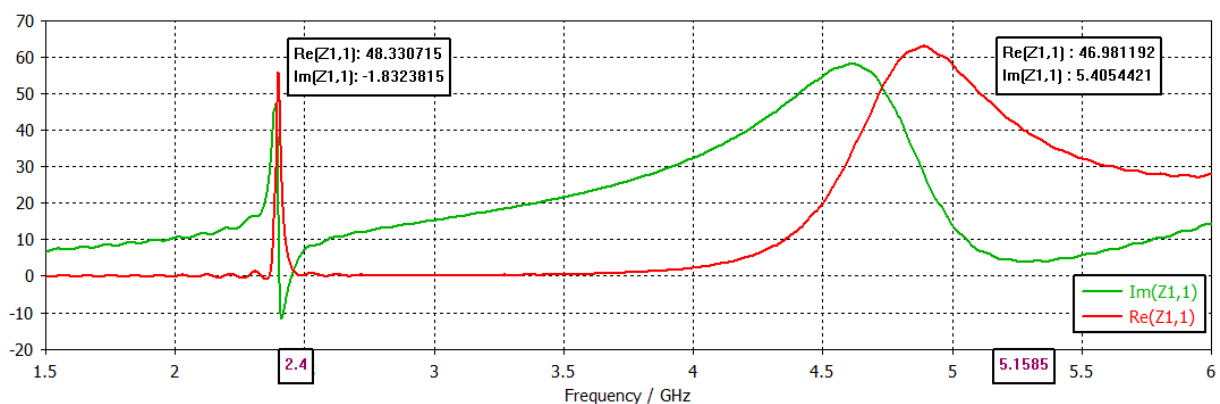


Figure III. 58 Impédance d'entrée de l'antenne miniature à 2.4 GHz et 5.1585 GHz.

Pour conclure, nous pouvons dire que la dernière structure étudiée a été miniaturisée d'environ 70 % et cela par deux techniques de miniaturisation. La première consiste à introduire un court-circuit et la seconde se base sur la structure à plan de masse modifié (DGS) par l'insertion de fentes.

L'ajout d'une tige de court-circuit change la distribution du champ dans l'antenne ce qui entraîne une fréquence de résonance plus petite, ce qui se traduit par une réduction de la taille de l'antenne. Par contre, elle provoque une diminution de la bande passante et du gain.

Afin d'améliorer les performances électromagnétiques de cette antenne, nous avons appliqué une structure DGS par insertion d'une fente en forme de U. Cette antenne est adaptée aux applications WLAN opérant aux fréquences 2.4 et 5.2 GHz.

III.4 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de la conception de quatre géométries d'antennes imprimées miniatures à structures différentes, proposées dans la littérature. Ces antennes sont conçues pour servir divers standards de communications. Toutes les simulations ont été effectuées par le simulateur CST MICROWAVE STUDIO.

En premier lieu, nous avons conçu une antenne miniature avec un plan de masse partiel à géométrie fractale. L'usage d'un plan de masse partiel, nous a permis d'élargir la bande passante de fonctionnement de l'antenne. L'insertion de fentes au niveau du plan de masse modifié implique une réduction de la taille de l'antenne. Nous avons pu constater que le nombre d'itérations avait un impact sur la miniaturisation mais aussi sur le comportement multibande de l'antenne.

En deuxième lieu, nous avons pu démontrer que la modification de la forme de l'élément rayonnant, notamment la forme en V, pouvait aboutir à une réduction de la taille de l'antenne en plus d'un fonctionnement bi-bande pouvant servir les applications WLAN et WIMAX.

En troisième lieu, nous avons étudié une antenne patch miniature basée sur deux techniques : la géométrie fractale de Koch et l'insertion d'une tige de court-circuit. Le nombre d'itérations de la structure fractale implique une diminution de la fréquence de résonance et donc une réduction de la taille. Par contre, nous avons noté une diminution du gain et de la bande passante. Afin d'avoir un degré de miniaturisation plus important, nous avons inséré un court-circuit. L'antenne conçue est adaptée aux systèmes de communication mobile 4G.

En dernier, nous nous sommes intéressés à une antenne patch miniaturisée par l'insertion d'un court-circuit. Malheureusement, cette technique provoque une dégradation en termes de bande passante et de gain. Pour améliorer ces performances, nous avons modifié la structure du plan de masse en insérant une fente de forme U. L'antenne conçue possède un fonctionnement bi-bande, elle est adaptée aux applications des systèmes WLAN.

Bibliographie

- [1] Présentation du logiciel de simulation CST Studio Suite présente par : Mr. MERIAH S.M
- [2] Pierre-Yves Jézéquel, « Simulation d'antennes avec CST-MWS », Rapport de Stage, Université de RENNES 1,2006.
- [3] M. Corriveau « Modélisation et Conception D'une Antenne Micro-Onde De Type Micro Ruban Avec Radome » Université Du Québec.2006.
- [4] M. Tarbouch, A. El Amri, H. Terchoune, et O. Barrou, « A compact microstrip patch antenna based on fractal geometry on the ground plane », en 2018 International Conference of Advanced Communication Technologies and Networking (CommNet), Marrakech, avr. 2018, p. 1-8, doi: 10.1109/COMMNET.2018.8360245.
- [5] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd ed. John Wiley, Hoboken, New Jersey, 2005.
- [6] Z. Fan, S. Qiao, J. T. Huang-Fu, et L.-X. Ran, «A Miniaturized Printed Dipole Antenna with V-Shaped Ground for 2.45 GHz RFID Readers », Prog. Electromagn. Res., vol. 71, p. 149-158, 2007, doi: 10.2528/PIER07022501.
- [7] E. A. M. Souza, P. S. Oliveira, A. G. D'Assunção, L. M. Mendonça, et C. Peixeiro, « Miniaturization of a Microstrip Patch Antennawitha Koch Fractal Contour Using a Social Spider Algorithm to Optimize Shorting Post Position and InsetFeeding », International Journal of Antennas and Propagation, 2019.
<https://www.hindawi.com/journals/ijap/2019/6284830/> (consulté le févr. 20, 2020).
- [8] K. J. Anjali et C. D. Suriyakala, « A highly miniaturized patch antenna », in 2017 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), Kollam, India, avr. 2017, p. 1-6, doi: 10.1109/ICCPCT.2017.8074178.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le développement technologique, notamment dans le domaine de la microélectronique a donné naissance à des équipements de communications mobiles de taille très réduite. Cette évolution a impliqué la miniaturisation des antennes, qui représentent l'élément le plus encombrant en termes de volume dans un système de communication radiofréquence. De part leur faible épaisseur, les antennes imprimées se trouvent être d'excellentes candidates pour les systèmes actuels malgré leur limitations par rapport à leur gain et leur bande passante. Cependant, la longueur de ce type d'antennes est généralement de l'ordre de la demi-longueur d'onde, ce qui rend difficile leur intégration dans un petit espace. Cette problématique a incité les ingénieurs à trouver de nouvelles approches et techniques pour concevoir des antennes imprimées miniatures et performantes.

Dans le cadre de ce travail, nous nous sommes intéressés à la conception sous le logiciel CST de différents types d'antennes imprimées miniatures inspirées de la littérature. Ces antennes sont destinées à servir plusieurs standards de télécommunication notamment LTE, DCS, WIMAX et WLAN.

Dans un premier temps, nous avons établi un état de l'art sur les antennes imprimées, leur fonctionnement ainsi que les paramètres qui les caractérisent. Nous avons également passé en revue les différentes techniques d'alimentation et les méthodes d'analyse utilisées pour ce type d'antennes.

Nous avons ensuite fourni une définition de l'antenne électriquement petite, ses limites fondamentales physiques ainsi que les différentes techniques utilisées pour sa miniaturisation, citées dans la littérature.

L'utilisation du simulateur électromagnétique CST nous a permis par la suite de faire l'analyse et la conception de quatre antennes imprimées miniatures. Chacune d'elles nous a donné la possibilité de découvrir une des techniques de réduction de la taille d'une antenne et de constater son effet sur les performances de l'antenne miniaturisée. En effet, lorsque l'espace occupé par l'antenne devient plus petit, son gain se dégrade de façon assez conséquente et sa bande passante devient plus étroite. Il est alors nécessaire d'assurer un certain compromis entre la taille et les caractéristiques de rayonnement de l'antenne conçue.

Conclusion générale

Parmi les approches que nous avons pu analyser, nous pouvons citer :

- La modification de la structure de l'élément rayonnant : la forme en V et la géométrie fractale de Koch à deux itérations.
- La modification de la géométrie du plan de masse : plan de masse partiel, application de fentes selon une géométrie fractale en H et l'usage d'une structure à plan de masse modifié (DGS).
- L'insertion d'un court-circuit reliant l'élément rayonnant au plan de masse.

Il s'est avéré que le plan de masse partiel pouvait être un moyen très efficace non seulement pour miniaturiser l'antenne mais aussi pour améliorer considérablement sa bande passante. La fractalisation, quant à elle, assure à la fois une réduction de la taille et un fonctionnement multibande, ce qui permet à l'antenne de servir plusieurs standards simultanément. Il est souvent plus judicieux de combiner plusieurs techniques ensemble.

Les antennes conçues sont miniatures, ayant des bandes passantes acceptables et des gains modérés. Les résultats obtenus par simulation sous environnement CST sont très comparables à ceux présentés dans la littérature.

Ce travail nous a ouvert la porte à un domaine de recherche très intéressant et très prometteur, celui des antennes imprimées et de leur miniaturisation. Nous nous intéressons en perspectives à l'application d'autres techniques qui permettent d'améliorer les performances qui se sont dégradées suite à la miniaturisation de l'antenne, à savoir le gain, l'efficacité de rayonnement et la bande passante, comme par exemple les structures à éléments empilés, les superstrats et les métamatériaux.