

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



جامعة محمد بوضياف - المسيلة
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA



كلية التكنولوجيا

FACULTE DE TECHNOLOGIE

قسم الإلكترونيك

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

MEMOIRE DE MASTER

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE

FILIERE : GENIE ELECTRIQUE

OPTION : SYSTEMES DE TELECOMMUNICATION NUMERIQUES

THEME

**Analyse et conception des antennes microrubans
alimentées par guide d'onde coplanaire**

Proposé et dirigé par :

Dr. Djamel KHEDROUCHE

Réalisé par :

Daouia BELGUELLAOUI

N° D'ordre: STN06

PROMOTION: JUIN 2016

Dédicaces

À mes parents.

À ma famille.

À mes amis.

Belguellaoui daouia

Remerciements

Je tiens, en cette agréable occasion, à remercier DIEU de m'avoir aidé à atteindre mon but, et qui m'a prodigué le courage, la volonté, et la patience pour accomplir ce mémoire.

Je tiens à remercier particulièrement mes parents ; mon succès demeure de loin le fruit de leurs longues années de sacrifices et de patience.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et ma reconnaissance envers mon encadreur **Dr. Djamel KHEDROUCHE** pour sa disponibilité et ses précieux conseils qui ont permis à ce travail de voir le jour.

Il n'y a pas de superlatif assez grand pour exprimer ma profonde gratitude à **Mr. Tahar BOUGOUTAIA** pour la documentation, l'accompagnement tout au long de ce travail et les conseils prodigués. Je lui suis très reconnaissante pour tous les conseils, toute l'aide, toute la confiance et pour tous les moyens qu'il a mis à ma disposition.

Mes remerciements s'adressent à tous les membres du jury qui ont accepté de juger mon travail.

Mes remerciements s'étendent également à tous, nos enseignants durant toutes ces années d'études.

Enfin je ne voudrais pas oublier de remercier toute personne qui m'a aidé de loin ou de près à réaliser ce travail.

Merci ...

Table des matières

Dédicace.....	I
Remerciements.....	ii
Table de matières.....	iii
Liste des figures.....	Vi
Résumé.....	ix
Abstract	ix
ملخص.....	x

Introduction générale

Introduction générale.....	02
----------------------------	----

CHAPITRE I

Généralité sur les antennes microrubans

I.1 Introduction.....	05
I.2 Historique.....	05
I.3 Description d'antenne microruban (microstrip).....	06
I.4 Propriétés et caractéristiques d'antenne patch (microruban).....	07
I.4.1 Dimensions de patch.....	08
I.4.2 Propriétés d'adaptation d'impédance.....	09
I.4.3 Diagramme de rayonnement.....	10
I.4.4 Gain de l'antenne.....	11
I.4.5 Polarisation de l'antenne.....	11
I.4.6 Bande passante.....	12
I.5 Avantages et inconvénients des antennes microrubans.....	12
I.6 Les applications des antennes microrubans.....	13
I.7 Les techniques d'excitation.....	13
I.7.1 Excitation avec contact.....	13
I.7.1.1 Sonde coaxiale.....	13
I.7.1.2 Ligne microbande.....	14
I.7.2 Alimentation sans contact (par proximité).....	15
I.7.2.1 Ligne microbande en sandwich.....	15

I.7.2.2 Guide d'onde coplanaire.....	16
I.7.2.3 Couplage par fente.....	16
I.8 Méthodes d'analyses des antennes microbandes.....	18
I.8.1 Méthodes analytiques.....	18
I.8.1.1 Le modèle de la ligne de transmission.....	18
I.8.1.2 Le modèle de la cavité.....	18
I.8.2 Méthodes rigoureuses.....	18
I.8.2.1 La méthode des différences finies.....	19
I.8.2.2 La méthode des éléments finis (FEM).....	19
I.8.2.3 La méthode des moments.....	19
I.8.2.4 Méthode d'analyse spectrale.....	20
I.9 Conclusion.....	20

CHAPITRE II

Présentation de Logiciel HFSS

II.1 Introduction.....	22
II.2 Présentation du logiciel Ansoft HFSS.....	22
II.2.1 La méthode des éléments finis (FEM).....	22
II.2.2 Un projet en HFSS.....	23
II.2.3 Comment commencer HFSS.....	24
II.2.4 Comment ouvrir un nouveau projet.....	24
II.2.5 Sauvegarder le projet.....	24
II.2.6 Insérer une conception de HFSS.....	24
II.2.7 Choix de type de solution.....	25
II.2.8 L'Arrangement des Unités du Modèle de Mesure.....	26
II.2.9 Créer le substrat.....	26
II.2.10 Création du Patch et la ligne d'alimentation.....	28
II.2.11 Création du port (waveguide).....	30
II.2.12 Assigner les conditions aux frontières.....	30
II.2.13 Assigner une excitation au port d'alimentation.....	31
II.2.14 Assigner les conditions aux limites.....	32

II.2.15 Créer une installation d'analyse (analysis setup).....	34
II.2.16 Ajouter le champ de fréquence (AddFrequencySweep).....	34
II.2.17 Analyse.....	35
II.2.18 Créer les rapports.....	35
II.3 Résultats et discussions.....	36
II.3.1 Coefficient de réflexion et impédance d'entrée.....	36
II.3.2 Bande passante.....	38
II. 3.3 Champ rayonné en zone lointaine et distribution de courant.....	39
II.4 Conclusion.....	40

CHAPITRE III

Résultats et discussions

III.1 Introduction.....	42
III.2 Géométrie de base.....	42
III.3 Résultats de simulations.....	44
III.3.1 Etude paramétrique	44
III.3.1.1 Effet de dimensions du substrat.....	45
III.3.1.2 Effet de la largeur du plan de masse.....	46
III.3.1. 3. Effet du gap entre le patch et le plan de masse.....	47
III.3.1.4. Effet de rayon R1.....	48
III.3.1.5. Effet de la largeur de la ligne d'alimentation secondaire.....	49
III.3.2 l'antenne patch forme(C) optimisée.....	50
III.3.3 Le coefficient de réflexion.....	51
III.3.4 Impédance d'entrée	52
III.3.5 Taux d'onde stationnaire (VSWR : Voltage Standing Wave Ratio).....	53
III.3.6 Diagramme de rayonnement en 2D et 3D.....	54
III.4 Conclusion.....	58

Conclusion générale

Conclusion générale.....	60
--------------------------	----

Bibliographie

Bibliographie	62
---------------------	----

Liste des figures

CHAPITRE I

Généralité sur les antennes microrubans

Figure I.1: Structure d'une antenne microruban.....	06
Figure I.2: Différentes formes d'antennes microruban.....	07
Figure I.3: Propriété de base d'antenne patch.	08
Figure I.4: Le diagramme de rayonnement.....	10
Figure I.5: Alimentation du patch par un câble coaxial.....	14
Figure I.6: Alimentation du patch par une ligne microbande.....	14
Figure I.7: L'alimentation par une ligne microbande axiale(a), décalée (b).....	15
Figure I.8: Ligne microbande en sandwich.....	15
Figure I.9: Alimentation du patch par un guide d'onde coplanaire.....	16
Figure I.10: Alimentation du patch par le couplage par fente.....	16

CHAPITRE II

Présentation de Logiciel HFSS

Figure II.1: Organigramme des différentes étapes d'un design HFSS.....	23
Figure II.2: La fenêtre principale du logiciel HFSS.....	24
Figure II.3: Fenêtre de HFSS.....	25
Figure II.4: Boîte de dialogue de Type de Solution.....	26
Figure II.5: Boîte de dialogue des Unités de Modèle.....	26
Figure II.6: Le Substrat diélectrique.....	27
Figure II.7: Le plan de mass.....	28
Figure II.8: Le patch et la ligne d'alimentation.....	29
Figure II.9: Le port.....	30
Figure II.10: Le boîtier d'air.....	31
Figure II.11: Lumped port.....	32
Figure II.12: Assignement de la condition "Conducteur parfait" pour le patch	33

, la ligne microstrip d'excitation et le transformateur d'adaptation.....	
Figure II.13: Assignement de la condition "Conducteur parfait" pour le plan de masse,Pour air choisir right click >AssignBoundary> radiation	33
Figure II.14: Assignement des frontières.....	33
Figure II.15: Le paramètre S en fonction de fréquence.....	37
Figure II.16: L'impédance d'entrée Z, partie réelle et partie imaginaire.....	37
Figure II.17: Détermination graphique de la bande passante.....	38
Figure II.18: Amplitude de la composante normale EZ du champ électrique....	39
Figure II.19: Distribution du courant sur le patch.....	39

CHAPITRE III

Résultats et discussions

Figure III.1: Le patch de forme C étudié dans le papier [21]	42
Figure III.2: La configuration de l'antenne patch en forme C (antenne de ba).	43
Figure III.3: Le coefficient de réflexion S_{11} obtenu dans le papier [21].....	44
Figure III.4: Le coefficient de réflexion S_{11} , pour différents dimensions du substrat simulée sous HFSS.....	45
Figure III.5: Le coefficient de réflexion S_{11} , pour différents valeurs du plan de masse Simulés sous HFSS.....	46
Figure III.6. Le coefficient de réflexion S_{11} , pour différents valeurs de la largeur du gap simulée sous HFSS.....	47
Figure III.7: Le coefficient de réflexion S_{11} , pour différents valeurs de rayon R_1 simulée sous HFSS.....	48
Figure III.8: Le coefficient de réflexion S_{11} , pour différent largeur de la ligne d'alimentation secondaire simulée sous HFSS.....	49
Figure III.9: Structure de l'antenne optimisée.....	50
Figure III.10: Coefficient de réflexion S_{11} de la structure simulée.....	52
Figure III.11: Impédance d'entrée de l'antenne proposée.....	53

Figure III.12: le taux d'onde stationnaire.....	54
Figure III.13: Diagramme de rayonnement à la fréquence 4.31GHZ (a) planE , (b) plan H, (c) 3D.....	35
Figure III.14: Diagramme de rayonnement à la fréquence 8.37GHZ (a) planE ,(b) planH, (c) 3D.....	36
Figure III.15: Diagramme de rayonnement à la fréquence 14.25 GHZ (a) plan E, (b) plan H, (c) 3D.....	37

Résumé

Dans ce travail nous avons réalisé la conception et l'optimisation d'une antenne patch alimentée par guide d'onde coplanaire. Notre conception est basé sur l'étude paramétrique qui nous permet de d'étudier l'influence de tous les paramètres sur les performances de notre antenne. Cette étude paramétrique nous permettra d'aboutir à un élargissement de la bande passante de la structure d'antenne comparé à la structure d'antenne de référence.

Après l'étude paramétrique, nous avons calculé les différents paramètres de l'antenne optimale tels que la bande passante, le taux d'ondes stationnaires (TOS), l'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement.

Mots clés : antenne patch, guide d'onde coplanaire, ULB.

Abstract

This work present the design and the optimization of a microstrip patch antenna excited by coplanar wave guide (CPW), our study is based on the parametric study to determine the influence of all parameters on the performances of our antenna. after an intensive parametric study, we obtained an optimum structure with ultra wideband compared with the reference one.

In a second stage, we presented the calculated parameters of the resulting optimum antenna, such as bandwidth, VSWR, input impedance, and radiation pattern.

Keys words : microstrip antenna, coplanar waveguide CPW, UWB.

ملخص

في هذا العمل ،قمنا بالتصميم والاستغلال الأمثل لهوائي ذي شريط دقيق مغذى عن طريق موجه موجات متحد المستوى. يستند التصميم على دراسة مختلف العوامل المؤثرة على أداء الهوائي. سمحت لنا هذه الدراسة بالوصول إلى اتساع في عرض النطاق الترددي للهوائي المدروس مقارنة بهوائي كلاسيكي.

بعد دراسة العوامل المؤثرة، قمنا بحساب مختلف ميزات الهوائي مثل، النطاق الترددي، نسبة الأمواج المستقرة، ممانعة المدخل و النمط الإشعاعي.

الكلمات الاستدلالية: هوائي ذو شريط دقيق، موجه موجات متحد المستوى، النطاق الترددي العريض.

Introduction générale

I. Introduction générale

La transmission de données à haut débit, liée à la demande toujours croissante des dispositifs mobiles, a généré un grand intérêt pour les antennes microrubans et qui sont probablement les antennes les plus utilisées dans les conceptions commerciales compactes. Les avantages principaux de ces antennes sont le faible poids; volume et épaisseur, le faible coût, la simplicité de fabrication, la possibilité de la mise en réseau, l'intégration d'éléments discrets et la conformabilité facilitant l'implantation sur tout type de support. Cependant, ce type d'éléments présente des limites, notamment la bande passante étroite, le faible gain et la possibilité de résonner avec une seule fréquence [1].

La géométrie la plus simple d'une antenne microruban est constituée d'un seul élément rayonnant appelé patch, gravé sur la façade supérieure d'un substrat diélectrique monocouche, alors que le plan de masse est gravé sur l'autre façade. C'est une configuration facile à fabriquer; mais elle est limitée dans ses performances fonctionnelles [1]. De nombreux travaux de recherches ont été effectués concernant l'amélioration de la bande passante et le gain des antennes microrubans.

Les techniques d'alimentation traditionnelles incluent l'utilisation directe, ou des lignes microruban couplées avec ouverture, les sondes coaxiales, et des guides d'ondes coplanaires. L'utilisation de guides d'ondes coplanaires offre l'avantage de la facilité d'intégration avec des dispositifs actifs en raison de leur conception monoplan.

Notre approche de conception est développée à partir d'un logiciel de simulation, en l'occurrence le HFSS (High Frequency Structure Simulator). Notre étude est centrée sur l'utilisation de ce logiciel pour calculer le coefficient de réflexion, les champs rayonnés, la directivité et le gain.

L'objectif de notre travail est l'analyse et la conception des antennes microrubans alimentées par guide d'onde coplaire, notre travail est basé essentiellement sur la variation de la forme du patch de l'antenne, la taille de substrat et la largeur du plan de masse, afin d'arriver à une meilleure adaptation de la structure étudiée. Ensuite, nous présenterons les résultats de simulation, obtenus par le simulateur HFSS, en termes de coefficient de réflexion, impédance d'entrée, taux d'ondes stationnaires (VSWR), et diagramme de rayonnement.

II. Organisation du mémoire

L'étude présentée dans ce mémoire se place dans le cadre de conception d'une antenne patch microruban. L'utilisation d'un simulateur électromagnétique HFSS (High Frequency

Structure Simulation) permet d'appréhender des lois de comportements sans avoir préalablement recours à un formalisme mathématique.

Le manuscrit est constitué de trois chapitres:

Dans le premier chapitre, nous allons rappeler quelques définitions et historiques des antennes microrubans, ainsi que la technologie de ces antennes. Nous définirons les antennes plaquées et nous donnerons leurs caractéristiques, leurs domaines d'utilisation, leurs avantages ainsi que leurs inconvénients. Nous examinerons ensuite les différents types d'alimentation de ces antennes. Enfin, nous allons présenter quelques méthodes d'analyse les plus utilisées.

Dans le deuxième chapitre nous développons les différents aspects de mise en œuvre d'un projet HFSS (High Frequency Structure Simulation) depuis le dessin de la structure à étudier jusqu'à l'exécution "Analyze".

Le troisième chapitre concerne l'aspect de la conception d'une antenne imprimée avec un simulateur électromagnétique HFSS en comparant nos simulations avec d'autres résultats de la littérature. Une fois la structure d'antenne est introduite dans l'environnement de développement HFSS ainsi que les conditions aux frontières et les paramètres de la solution selon les étapes expliquées dans le chapitre II, nous pouvons alors exécuter une "Analyze" afin d'estimer les performances de l'antenne. On représente les résultats de simulation dans un ordre bien précis, basé sur une étape de simulation : coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement, impédance d'entrée, taux d'onde stationnaire. Enfin des conclusions sur les travaux présentés et des perspectives seront présentées.

Chapitre I

Généralité sur les antennes microrubans

I.1.Introduction

Les communications hertziennes, les télécommunications spatiales et les radars utilisent le plus souvent des antennes à réflecteurs. Ce sont des dispositifs performants qui possèdent un bon rendement, une grande pureté de polarisation et une large bande de fréquences. Dans le cas des applications mobiles, leur poids et leur encombrement deviennent deux inconvénients majeurs. Bien avant d'être appliquée aux antennes micro rubans, dans les années soixante, la technologie dite de circuit imprimé avait été largement mise à contribution notamment dans le domaine de l'électronique. Cette technologie est actuellement appliquée aux antennes microrubans (ou antennes patch).

Dans ce chapitre, nous allons rappeler quelques définitions et historiques des antennes microrubans, ainsi que la technologie de ces antennes. Nous définirons les antennes plaquées et nous donnerons leurs caractéristiques, leurs domaines d'utilisation, leurs avantages ainsi que leurs inconvénients. Nous examinerons ensuite les types de l'alimentation. Enfin, nous allons présenter quelques méthodes d'analyse les plus utilisées.

I.2.Historique

Le concept d'antenne imprimée fut pour la première fois imaginé en 1953 par **Georges Deschamps**. Alors que le premier brevet reprenant ce concept fut déposé en 1956 par **Henri Gutton** et **Georges Boissinot**. Il fallut cependant attendre les années 1970 pour voir apparaître la réalisation des premiers prototypes, notamment grâce à l'amélioration des techniques de photo lithogravure du cuivre et de l'or sur substrat diélectrique, ainsi que des progrès dans la modélisation. En 1972, **John Howell** réalisa des antennes imprimées à polarisations linéaire et circulaire en bandes **L** et **UHF** pour la **NASA**. À la même période, **Robert Munson** de «Ball Aerospace Systems» conçut une antenne imprimée conformée sur toute la circonférence d'un missile [2].

Il n'y a pas, pour le moment, de terme français établi par l'usage pour désigner l'antenne élémentaire dont le nom anglais est « patch » (« pavé » ou « pastille », en français). On utilise le plus souvent « antenne imprimée » ou « antenne microruban » car les premières antennes imprimées rectangulaires étaient constituées par une partie de ligne microruban rayonnante [2].

I.3.Description d'antenne microruban(microstrip)

Une antenne microruban (appelée microstrip ou microbande) est constituée d'une plaque métallique de forme quelconque, appelée élément rayonnant (patch), située sur la face supérieure d'un substrat diélectrique. On considère en général le conducteur comme étant parfait et d'épaisseur négligeable, et on trouve en dessous du substrat diélectrique le plan de masse (figure I.1) [3].

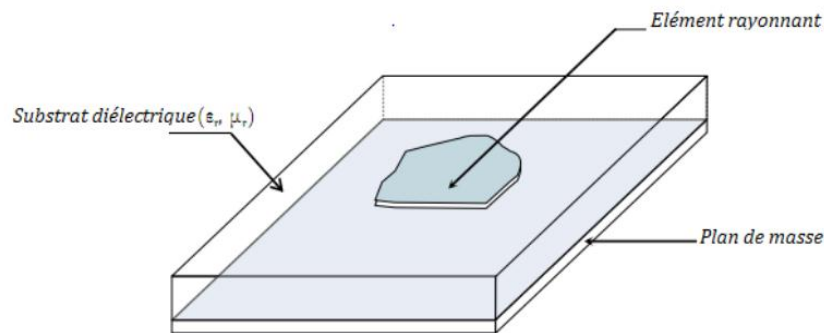


Figure I.1: Structure d'une antenne microruban.

L'antenne microbande est conçue tel que le diagramme de rayonnement est normal à l'élément rayonnant. Cet élément rayonnant peut être rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle. Pour un patch rectangulaire, sa longueur L est généralement $0.3333\lambda_0 < L < 0.5\lambda_0$, où λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre. Le patch est sélectionné de façon qu'il soit très mince ($t \ll \lambda_0$, où t est l'épaisseur du patch). La taille h du substrat diélectrique est habituellement $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$. La permittivité diélectrique du substrat ϵ_r est typiquement dans la gamme $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ [4].

Les ondes dans une ligne microbande se propagent à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air. Du point de vue modélisation, les deux milieux sont remplacés par un seul milieu effectif caractérisé par une constante diélectrique exprimée par :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \left(1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{I.1})$$

La répartition des lignes de champs qui s'étendent autour et dans la structure dépend Essentiellement :

- De la largeur w des circuits de métallisation.
- Des caractéristiques du substrat : à savoir sa constante diélectrique r et son épaisseur h .

Les différentes formes du patch présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication, mais également un diagramme de rayonnement très intéressant, car présentant une faible composante croisée. Les dipôles microrubans ont la particularité de présenter une large bande passante et d'occuper très peu d'espace, ce qui les rend particulièrement adaptés à la réalisation de réseaux d'antennes [5].

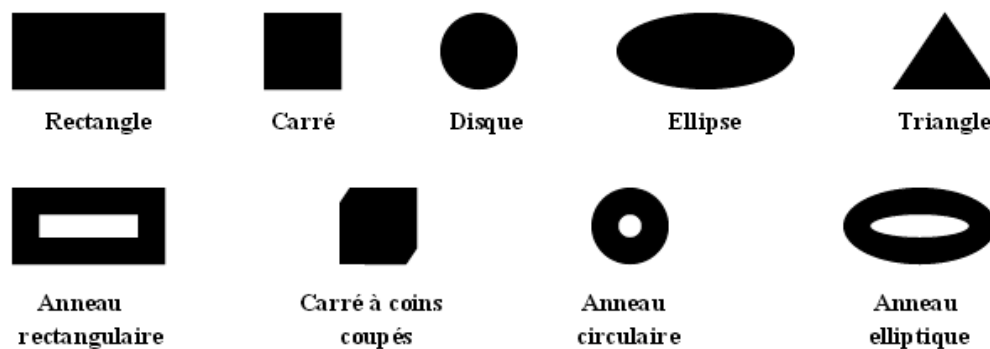


Figure I.2: Différentes formes d'antennes microruban [5].

I.4. Propriétés et caractéristiques d'antenne patch (microruban)

L'illustration suivante (Figure I.3) montre une antenne patch dans sa forme basique, où deux plaques conductrices imprimées sur un milieu diélectrique, en une face on a le patch, alors que dans l'autre face on a un plan de masse (généralement une carte PC).

La ligne d'alimentation raccordée au patch sert de couplage d'énergie électromagnétique à la surface du patch.

La distribution du champ électrique d'un patch de forme rectangulaire excité dans son mode fondamental est également indiquée où L c'est la longueur de patch et W c'est la largeur de patch.

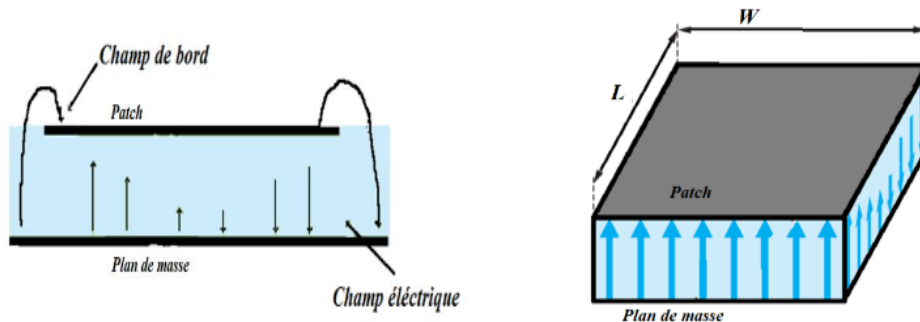


Figure I.3: Propriété de base d'antenne patch.

Le champ électrique est nul au centre du patch, maximale (positive) d'un côté, et minimum (négative) sur le côté opposé. Il convient de mentionner que le minimum et le maximum changent simultanément selon la phase instantanée du signal appliqué.

Le champ électrique ne s'arrête pas brusquement aux bords du patch, mais plutôt, les champs s'étendent de ces extrémités avec une certaine mesure. Ces extensions de lignes de champ sont appelés champs des bords, c'est la cause de rayonnement.

Certaines techniques de modélisation et d'analyse répandus pour les antennes patch sont basées sur le concept de la cavité résonnante, par conséquent, le mode fondamental d'un patch rectangulaire est souvent noté comme le mode TM_{10} [6].

I.4.1. Dimensions de patch

La longueur de résonance est d'environ $\lambda/2$ pour un patch rectangulaire excité dans son mode fondamental. Le patch en fait, est électriquement un peu plus grand que ses dimensions physiques dues aux champs des bords. L'écart entre la taille physique et électrique dépend principalement de l'épaisseur du substrat et la constante diélectrique.

Une meilleure approximation de la longueur de résonance est la suivante:

$$L = 0.49\lambda_d = \frac{0.49\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (I.2)$$

Cette formule inclut une correction de premier ordre pour l'extension aux champs de bords.

L : Longueur du résonateur.

λ_d : Longueur d'onde dans le diélectrique.

λ_0 : Longueur d'onde dans l'espace libre.

ϵ_r : Constante diélectrique du matériau utilisé [6].

I.4.2. Propriétés d'adaptation d'impédance

La condition d'adaptation entre une antenne microruban et sa ligne d'alimentation s'exprime par la relation :

$$Z_a = R_a = Z_c \quad (\text{I.3})$$

Une antenne patch alimentée par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c , l'impédance d'antenne peut être considérée comme une impédance complexe :

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (\text{I.4})$$

Cette impédance dépend bien évidemment de la géométrie de l'antenne mais aussi du couplage entre la ligne et l'antenne. L'impédance d'entrée de l'antenne que l'on souhaite la plus proche possible de 50Ω en partie réelle, et nulle en partie imaginaire, dépend du type d'alimentation[2].

Dans le cas des éléments de géométrie simple réalisés sur un substrat de faible épaisseur, l'antenne peut être considérée comme un circuit résonnant parallèle caractérisé par son facteur de qualité Q lié aux pertes par rayonnement (utiles) et par dissipation thermique (nuisibles). Pour un tel circuit, l'impédance d'entrée autour de la résonance est donnée par la relation :

$$Z_a = R_a + jX_a = \frac{R}{1 + 2jQ\left(\frac{F - F_{res}}{F_{res}}\right)} \quad (\text{I.5})$$

Avec

F : Fréquence d'alimentation.

F_{res} : Fréquence de résonance.

R : Résistance de résonance [2].

I.4.3. Diagramme de rayonnement

Le rayonnement du patch ou les champs de bords met en place un rayonnement dans un certain diagramme de rayonnement en champ lointain, ce diagramme de rayonnement montre que l'antenne rayonne plus de puissance dans une certaine direction que l'autre direction. On dit que l'antenne a une certaine directivité. Ceci est généralement exprimé en dB, et lorsque ce diagramme de rayonnement montre que l'antenne rayonne la même puissance dans toutes les directions, on dit que l'antenne est isotrope [6].

En supposant que tout rayonnement se produit dans l'hémisphère, ceci a comme conséquence une directivité de 3db.

Ce cas est souvent décrit comme un rapport parfait avant-arrière, tout le rayonnement vers l'avant et pas le même rayonnement vers l'arrière. Ce rapport avant- arrière est fortement dépendant de la forme et la taille du plan de masse dans des cas pratiques.

Le patch rectangulaire excité dans son mode fondamental a une directivité maximale dans la direction perpendiculaire au patch. C'est- à- dire le rayonnement est concentré dans un lobe principal orienté vers la verticale du patch ($\theta = 0^\circ$). En raison du plan de masse, le rayonnement ne se fait que dans le demi- plan au-dessus du plan de masse. La directivité diminue lorsque l'on s'éloigne à partir des bords vers des altitudes plus basses [6].

La figure (I.4) illustre le diagramme de rayonnement d'une antenne patch.

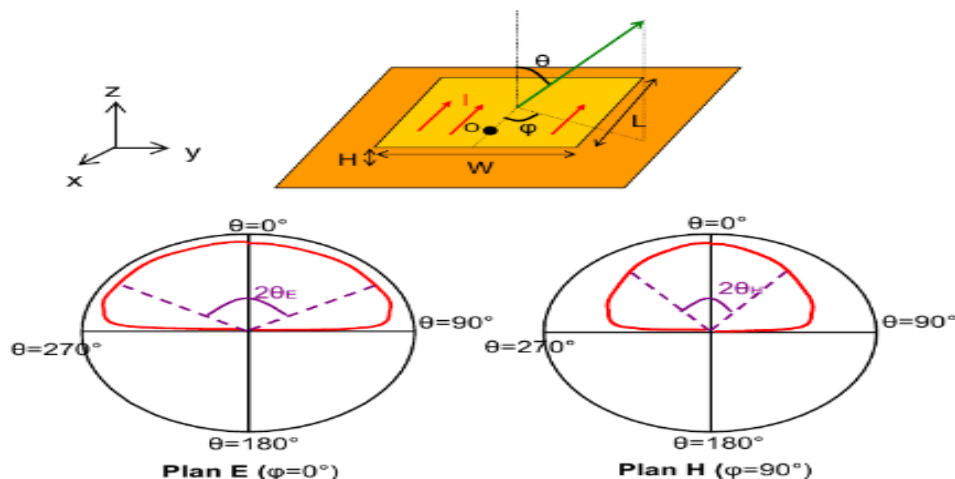


Figure I.4: Le diagramme de rayonnement.

Pour l'instant, la directivité est définie par rapport à une source isotrope et présente donc l'unité dBi, une source isotrope rayonne une quantité d'énergie égale dans tous les sens [6].

I.4.4. Gain de l'antenne

Le gain d'une antenne est défini comme un facteur représentant le rendement de rayonnement, cette efficacité est définie comme le rapport entre la puissance rayonnée (P_r) et la puissance d'entrée (P_e).

La puissance d'entrée est transformée en énergie rayonnée et en puissance des ondes de surface, tandis qu'une petite partie est dissipée en raison d'absorption des conducteurs et de pertes dans les matériaux diélectriques utilisés, les ondes de surface sont des ondes guidées capturées à l'intérieur du substrat, et partiellement rayonnées et réfléchies au niveau des bords de substrat. Les ondes de surface sont plus facilement excités lorsque des matériaux ayant des constantes diélectriques plus élevée sou plus les matériaux utilisé sont épais. Les ondes de surface ne sont pas excitées lorsqu'on utilise l'aire comme un matériau diélectrique, et il y a plusieurs techniques pour prévenir ou éliminer les ondes de surface [6].

I.4.5. Polarisation de l'antenne

Les ondes électromagnétiques propagent des champs vectoriels, on dit qu'elles sont polarisées. Le champ magnétique d'une onde plane se déduit directement du champ électrique qui est le seul à être utilisé pour définir la polarisation [2] :

➤ Polarisation rectiligne

Le champ électrique reste parallèle à une direction fixe, orthogonale à la direction de propagation. Les antennes imprimées de géométrie simple, fonctionnant dans leur mode fondamental, rayonnent en polarisation rectiligne. La direction de polarisation résulte de l'orientation des courants sur la surface de l'élément. La position du point d'alimentation sur l'antenne est très importante pour la détermination de la direction de la polarisation qui est parallèle à la direction des courants sur l'élément. Par conséquent, la polarisation (tout comme l'orientation des courants sur les éléments) est parallèle à l'axe oy [2].

➤ Polarisation circulaire

La polarisation est dite circulaire si l'extrémité du vecteur du champ électrique, en un point de l'espace, décrit un cercle lorsque les ondes se propagent.

Les antennes patch n'ont pas toutes une polarisation rectiligne. Selon leur structure et la manière de l'alimentation, il est possible d'obtenir une polarisation elliptique ou circulaire

(par exemple, en excitant l'antenne en deux points par deux sources égales mais déphasées de 90°) [2].

I.4.6. Bande passante

La bande passante ΔF , pour une certaine valeur du rapport d'onde stationnaire S à l'entrée de l'antenne, est donnée par :

$$\frac{\Delta F}{F_{res}} = \frac{S-1}{Q\sqrt{S}} \quad (\text{I.6})$$

Q : étant le facteur de qualité.

Pour augmenter la bande passante d'une antenne, il faut diminuer Q et donc augmenter les pertes, ce qui, dans certains cas, entraîne une diminution de l'efficacité.

Par ailleurs, il faut aussi noter que lorsque l'on diminue le volume utile de l'antenne, on augmente son facteur de qualité et la bande passante devient alors plus faible. Les bandes passantes des antennes de géométrie simple sont de l'ordre de 0,5 à 5 % [2].

I.5. Avantages et inconvénients des antennes microrubans

Les antennes microrubans sont devenues de plus en plus populaires grâce à leurs applications qui couvrent un large domaine de fréquence : 100MHz à 100 GHz [3]. Une caractéristique qui les rend extrêmement demandées dans les téléphones portables.

Certains avantages sont les suivants [7] :

- Faible poids.
- Volume réduit.
- Faible coût de fabrication, production en masse possible.
- Polarisation linéaire et circulaire pour les télécommunications.
- La tendance à grouper plusieurs patches identiques pour construire des antennes réseaux.
- Peuvent être facilement intégrés dans les circuits micro- ondes intégrés (MIC).
- Capables de fonctionner en double ou triple fréquence.

Toutefois, les antennes microrubans ont également des limitations telles que [8] [9][12] :

- Bande passante étroite.
- Généralement faible gain (6 dB).
- La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi- plan.

- Supportent uniquement des faibles puissances (100 W).

Ces limitations sont connues depuis plusieurs années et des progrès considérables ont été réalisés depuis pour améliorer les performances des antennes patch. Notamment, leur bande passante peut être augmentée jusqu'à 70 % en utilisant une configuration multicouches et leur gain peut s'accroître de 30 % en mettant en réseau plusieurs antennes [3]

I.6. Les applications des antennes microrubans

Vu l'explosion technologique dans la télécommunication et les recherches scientifiques continues concernant les antennes imprimées, et vu les exigences multiples dans le domaine de communication, l'utilisation des antennes micro-ondes classiques devient incapable de répondre à ces exigences. Pour cette raison, les antennes microbandes remplacent les antennes classiques dans la plupart des applications [10], [11], [12]. Parmi ces applications on cite :

- Les télécommunications par satellites.
- La commande et contrôle.
- La télémétrie par missile.
- Les équipements portatifs.
- Les éléments d'alimentation dans les antennes complexes.
- Les antennes d'émission utilisées en médecine.
- Les récepteurs satellite de navigation.

I.7. Les techniques d'excitation

L'alimentation des antennes microbandes, repose essentiellement sur deux classes d'excitation ; excitation avec contact et excitation sans contact. Dans les méthodes d'excitation avec contact, la puissance est acheminée aux patchs rayonnants en utilisant un élément de contact tels le câble coaxial et la ligne microbande. Dans la deuxième classe d'excitation, le couplage électromagnétique est utilisé pour transmettre la puissance de la ligne microbande au patch rayonnant. Les quatre techniques d'alimentation les plus utilisées sont la ligne microbande, sonde coaxiale, couplage par fente et couplage de proximité [3], [7].

I.7.1. Excitation avec contact

I.7.1.1. Sonde coaxiale

Le câble de la sonde coaxiale traverse le plan de masse et le substrat. Le conducteur central est connecté sur l'élément rayonnant, et le conducteur extérieur est connecté au plan de masse [13] comme montré dans la figure I.5, Cette alimentation est très utilisée avec les patchs de formes circulaire et annulaire.

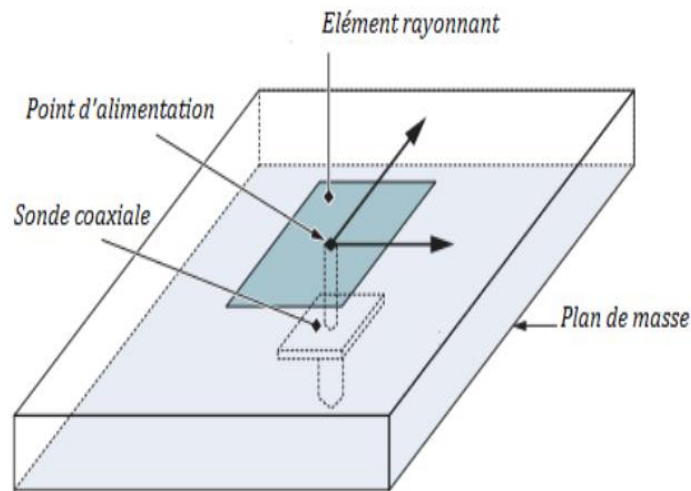


Figure I.5:Alimentation du patch par un câble coaxial.

I.7.1.2.Ligne microbande

Faite par une ligne microbande de largeur plus petite par rapport au patch, cette ligne est gravée avec le patch en même temps (figure I.6). Elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes [13].

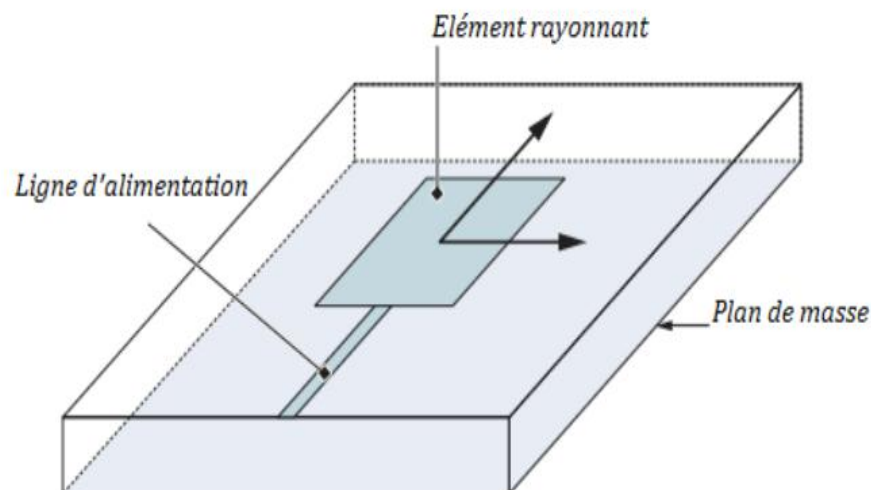


Figure I.6:Alimentation du patch par une ligne microbande.

L'alimentation peut se faire par la connexion directe à une ligne microbande (Figure I.6), dont le point de jonction est situé sur l'axe de symétrie de l'élément ou décalé par rapport à cet axe

de symétrie, si cela permet une meilleure adaptation d'impédance. L'alimentation axiale avec encoche donne de bons résultats [12], [13], [14]. Elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes.

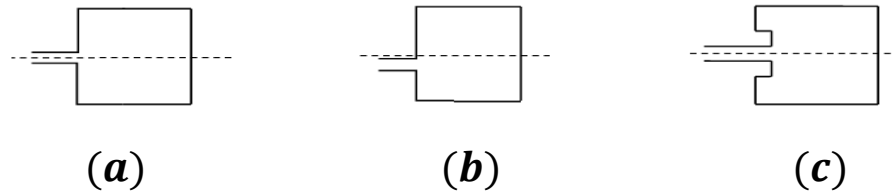


Figure I.7: L'alimentation par une ligne microbande axiale(a), décalée (b) et avec encoche(c).

I.7.2. Alimentation sans contact (par proximité)

I.7.2.1. Ligne microbande en sandwich

Une antenne plaquée peut être aussi alimentée par couplage électromagnétique de la ligne micro-ruban à l'élément rayonnant. Dans ce cas, le résonateur et la ligne d'alimentation sont situés du même côté du plan de masse (Figure I.8). L'antenne est formée de deux substrats, avec une ligne micro-ruban sur le substrat inférieur qui se termine en circuit ouvert sous le patch imprimé sur le substrat supérieur.

Le couplage électromagnétique a l'avantage de permettre la réalisation du patch rayonnant sur un substrat relativement épais, afin d'améliorer la bande passante, pendant que la ligne d'alimentation est imprimée sur un substrat plus mince, afin de réduire les rayonnements et les couplages parasites [5].

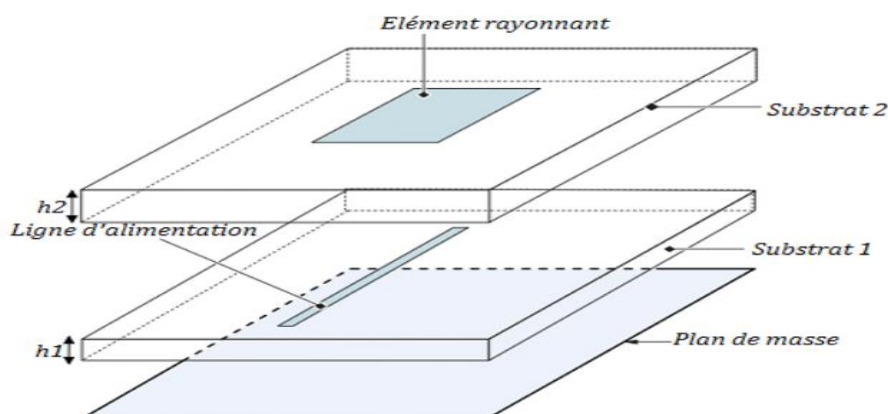


Figure I.8: Ligne microbande en sandwich.

I.7.2.2. Guide d'onde coplanaire

L'élément rayonnant se trouve sur la face supérieure du substrat de fente rayonnante. La ligne d'alimentation et le plan de masse se trouvent à la même façade inférieure du substrat (Figure I.9).

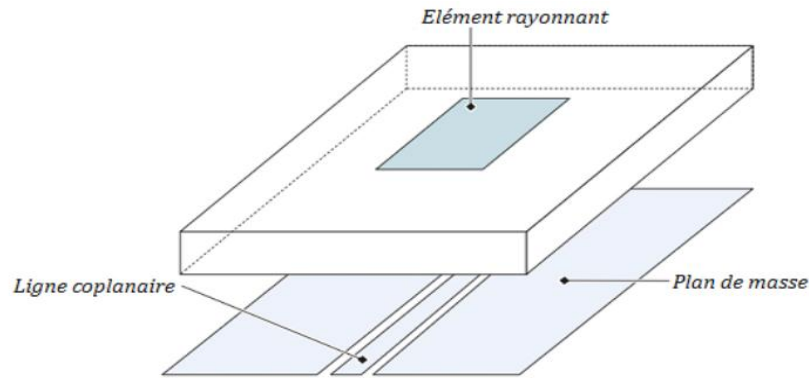


Figure I.9:Alimentation du patch par un guide d'onde coplanaire.

I.7.2.3 Couplage par fente

Une ligne est disposée au- dessus du plan de masse, qui est entaillé d'une fente sous le patch afin que l'énergie amenée par la ligne soit communiquée à l'antenne (Figure I.10).

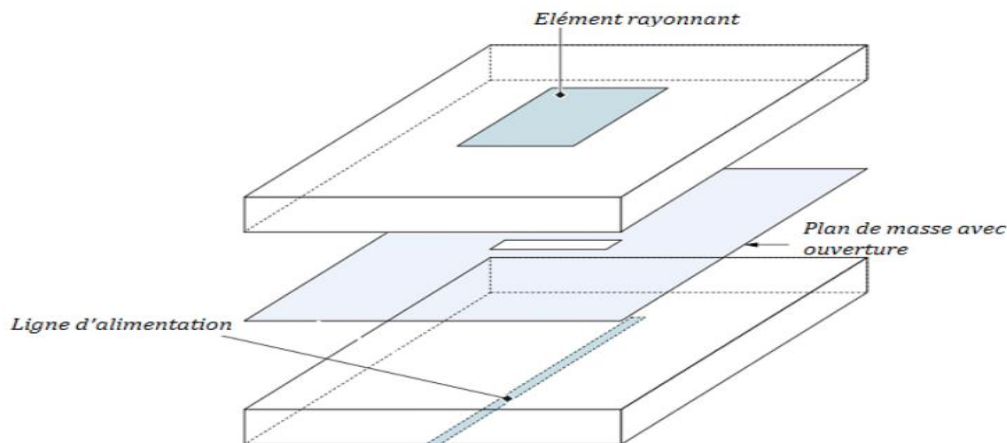


Figure I.10. Alimentation du patch par le couplage par fente.

Une comparaison entre l'alimentation avec contact (sonde coaxiale et la ligne microbande) et l'alimentation sans contact (par couplage, guide d'onde coplanaire, et le couplage par fente), est résumée dans le tableau I.1.

Méthodes		Avantages	Inconvénients
Alimentation avec contact	Sonde coaxiale	-Pas de pertes par rayonnement de ligne -Sélection possible d'un mode privilégié -Obtention d'une impédance d'entrée adéquate par positionnement de la sonde -Prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur -Technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz	-Rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire. -Partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte. -Technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique. -Rapidement cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité.
	Ligne microbande	-Procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation -Adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant	-Rayonnement parasite de la discontinuité ligne aérien -Rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique -Structure figée après gravure
Alimentation Sans contact	Par couplage	-Dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens -Bande passante plus large par augmentation de la hauteur ($h_1+h_2>h_1$)	-Deux couches de substrat requises -Difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur
	Guide d'onde coplanaire	-Procédé technologique simple -Facilités pour intégrer des dispositifs actifs et dissiper la chaleur résultante -Faible rayonnement arrière -Transitions simples pour l'intégration de dispositifs actifs et circuits MMIC	-Génération de modes de propagation parasites sur les guides d'onde coplanaires
	Couplage par fente	-Réalisation du circuit de distribution et de l'aérien indépendantes -Séparation électromagnétique des deux couches -Possibilité d'élargir la bande passante en associant la résonance de l'élément rayonnant à celle de la fente	-Technologie plus couteuse et complexe (positionnement des 2 couches, 4 faces de métallisation) -Intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions -Rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément

Tableau I-1 comparaison entre les méthodes d'alimentation [15].

I.8 Méthodes d'analyses des antennes microbandes

I.8.1 Méthodes analytiques

Les méthodes analytiques prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle en question. Parmi ces méthodes, on peut citer :

- Le modèle de la ligne de transmission.
- Le modèle de la cavité.

I.8.1.1 Le modèle de la ligne de transmission

Ce modèle exploite l'analogie qui existe entre un ruban annulaire d'une antenne microbande et un tronçon d'une ligne de transmission. Le modèle de la ligne de transmission représente l'antenne microstrip par deux fentes séparées par une ligne de longueur L . Pour cela une analyse de réseau d'une ligne de transmission est utilisée pour résoudre le problème, où les inconnues sont la constante de propagation et l'impédance caractéristique. Cette ligne ne peut pas supporter le mode TEM, puisque les vitesses de phase sont différentes dans l'air et dans le substrat [3].

I.8.1.2 Le modèle de la cavité

Un autre modèle qui est le modèle de la cavité utilisant le courant d'alimentation uniforme donne de bons résultats seulement pour les épaisseurs du substrat inférieur à 0.001λ [16].

La structure imprimée peut être assimilée à une cavité limitée en haut par une plaque conductrice, en bas par un plan de masse et entourée par une surface latérale. Les deux plans conducteurs représentent des murs électriques et la surface latérale constitue le mur magnétique.

Dans ce modèle l'inconnu est le système des modes propagatifs et leurs fréquences de résonance [17].

I.8.2 Méthodes rigoureuses

Ces méthodes sont les plus utilisées récemment. Elles sont basées sur la distribution du courant électrique sur le conducteur. Parmi ces méthodes, on peut citer [11] :

- La méthode des différences finies.
- La méthode des éléments finis.
- Le système d'équations intégrales couplées, discrétisées par la méthode des moments.

- La méthode spectrale, qui correspond à la transformée de Fourier de la méthode de l'équation d'intégrale.

I.8.2.1 La méthode des différences finies

La méthode des différences finies dans le domaine temporel, permet la résolution d'équations différentielles spatio-temporelles sur ordinateur.

L'avantage principal de cette méthode est la simplicité de sa formule, le calcul est alors fait dans le domaine temporel sur une large bande de fréquence. Le temps de calcul croît de façon linéaire en fonction des nombres d'inconnues (ce qui n'est pas le cas pour la méthode des éléments finis). 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.8.2.2 La méthode des éléments finis (FEM)

Elle est basée sur la résolution des équations différentielles des champs électromagnétiques dans le domaine spectral. Il s'agit donc de résoudre un système linéaire d'équations, les champs étant les inconnus. Pour cela, on doit discrétiser entièrement en 3D le domaine où le champ à analyser existe: des triangles sont utilisés sur les surfaces et des tétraèdres dans les volumes [2].

Une approche intéressante est l'hybridité de la méthode des éléments finis avec la méthode des moments. Ces méthodes sont très bien utilisées pour l'analyse des antennes microrubans dans les cavités. Comme la majorité des méthodes full-wave, la méthode des éléments finis est implantée dans quelques codes commerciaux tels que HFSS d'Ansoft [7].

I.8.2.3 La méthode des moments

Dans les antennes microbandes, la technique de résolution la plus efficace est l'application de la méthode des moments. Cette méthode opère dans le domaine spectral, et elle est qualifiée comme étant rigoureuse. Cette procédure de résolution consiste à trouver le zéro du déterminant de la matrice impédance. La caractéristique de cette méthode est son indépendance de la source d'excitation [11]. Mais malgré ses avantages cette méthode souffre de quelque inconvénient :

- Le temps de calcul qui est important.
- La précision exigée pour déterminer les éléments de la matrice impédance.
- L'existence des solutions parasites.

I.8.2.4 Méthode d'analyse spectrale

Ce modèle prend en considération l'équation intégrale du champ électrique (EFIE), [11], [16] dans le domaine spectral.

Cette méthode permet de résoudre efficacement les systèmes d'équations intégrales dans le domaine spatial. Elle est basée sur la connaissance des champs électromagnétiques dans chaque région. Le système d'équations intégrales à résoudre peut s'écrire sous la forme matricielle, le choix de la condition de continuité surfacique et le vecteur de courant sur les patches permet de réduire une relation entre les composantes tangentielles des champs électromagnétiques et les courants surfaciques. L'approche de l'équation intégrale dans le domaine spectral est largement utilisée dans l'analyse et la conception de structures imprimées.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'évolution technologique des antennes microbandes où on s'est intéressé au fonctionnement, les propriétés et les caractéristiques, de ces antennes ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients. Nous avons montré également quelques techniques d'alimentation, ainsi que les méthodes d'analyses les plus utilisés pour analyser et concevoir les structures microbandes de forme quelconque.

Chapitre II

Présentation de Logiciel HFSS

II.1.Introduction

Le présent chapitre développe les différents aspects de mise en œuvre d'un projet HFSS depuis le dessin de la structure à étudier jusqu'à l'exécution "Analyze". Les menus et les projets présentés dans ce mémoire sont réalisés dans la version 13 de HFSS (High Frequency Structure Simulation). HFSS est un logiciel de modélisation électromagnétique, il analyse des circuits passifs et les structures tridimensionnels. Il aide le concepteur à observer et analyser les diverses propriétés électromagnétiques de la structure tels que les caractéristiques de rayonnement et de la dispersion. Il est important de comprendre chaque étape du processus de modélisation en détail afin d'obtenir des résultats fiables. Dans ce qui suit, nous présentons la structure physique de l'antenne à étudier et le projet HFSS correspondant avec quelques illustrations graphiques.

II.2.Présentation du logiciel Ansoft HFSS

HFSS (High Frequency Structure Simulator) version 13.0 est un logiciel commercial qui calcule les champs électromagnétiques dans le domaine fréquentiel, et permet d'analyser le comportement électromagnétique d'une structure, pour analyser ce comportement en détails, le logiciel met à notre disposition des outils d'interprétation post-traitement. Il effectue une modélisation électromagnétique par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis. Cette dernière est basée sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode [19].

Un projet HFSS est un dossier qui contient un ou plusieurs modèles appelés design, chaque modèle contient une structure géométrique, ses conditions aux limites et les matériaux utilisés, ainsi que les solutions de champs électromagnétiques et les interprétations post-traitement. Tous ces composants peuvent être atteints par la fenêtre Project Manager dans l'environnement HFSS.

II.2.1. La méthode des éléments finis (FEM)

HFSS utilise La méthode des éléments finis (FEM), cette méthode (parfois appelé aussi l'analyse par élément finis) est une technique numérique pour trouver des solutions par approximation des équations aux dérivées partielles (EDP), ainsi que des équations intégrales.

Elle utilise aussi un maillage adaptatif et du graphisme superbe qui s'apprête à tous les problèmes électromagnétiques 3D. Ansoft HFSS peuvent être utilisé pour calculer des

paramètres tels que les paramètres S, Y, Z, la fréquence de résonance et les champs rayonnés [20].

II.2.2. Un projet en HFSS

Cet exemple est prévu pour montrer comment créer, simuler, et analyser une antenne microruban en utilisant l'environnement de conception d'Ansoft HFSS.

La fenêtre d'Ansoft HFSS a plusieurs panneaux facultatifs:

- ✚ **Le Project Manager:** contient un arbre de conception qui énumère la structure du projet.
- ✚ **Le Message Manager:** permet d'afficher tous les erreurs avant de commencer la simulation.
- ✚ **La fenêtre de Properties:** pour les affichages et permet de changer les paramètres des attributs du modèle.
- ✚ **La fenêtre de Progress:** affiche les progressions de la solution.
- ✚ **La fenêtre de 3D Modeler:** contient le modèle et son arbre pour la conception active.

L'organigramme suivant résume les étapes à suivre:

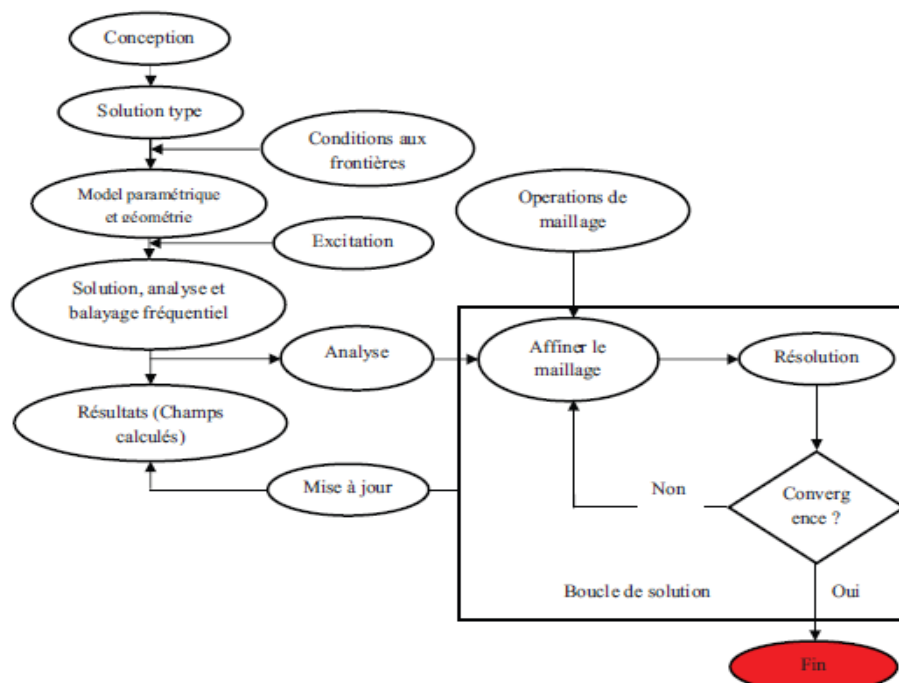


Figure II.1: Organigramme des différentes étapes d'un design HFSS.

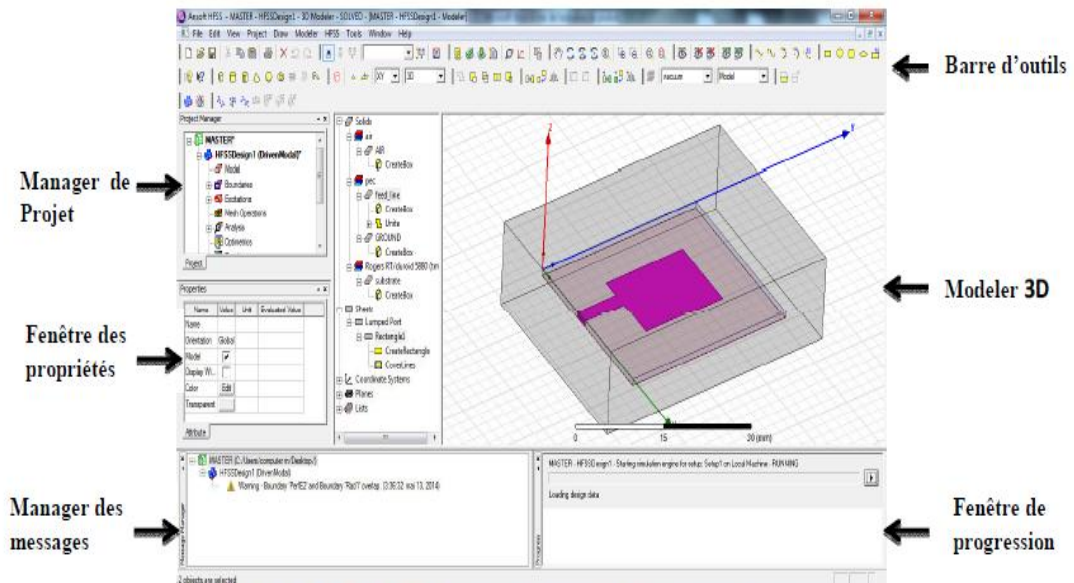


Figure II.2: La fenêtre principale du logiciel HFSS.

II.2.3. Comment commencer HFSS

HFSS devrait être installé sur l'ordinateur que vous travaillez dessus. Il devrait y avoir une icône de HFSS sur l'ordinateur de bureau que vous pouvez double-cliquer dessus pour lancer HFSS.

II.2.4. Comment ouvrir un nouveau projet

Quand vous commencez HFSS v 13, un projet est énuméré dans l'arbre de projet dans la fenêtre de Project Manager et est appelé project1 par défaut. Des définitions de projet, telles que la tâche matérielle, des états de frontière, et des ports d'excitation sont stockées sous le nom de projet.

II.2.5. Sauvegarder le projet

Sur le menu fichier, cliquer **SaveAs**, employer le navigateur de dossier pour localiser le dossier dans lequel vous voulez sauvegarder le projet comme **C:\Ansoft\HFSS13\Projects**, et double-cliquer le nom de dossier, puis cliquer **Save**.

II.2.6. Insérer une conception de HFSS

Sur le menu **Project** cliquer **Insert HFSS Design**. La nouvelle conception est énumérée dans l'arbre de projet, il est appelé **Model** par défaut. La fenêtre **3D Modeler** apparaît à la droite du **Project Manager**.

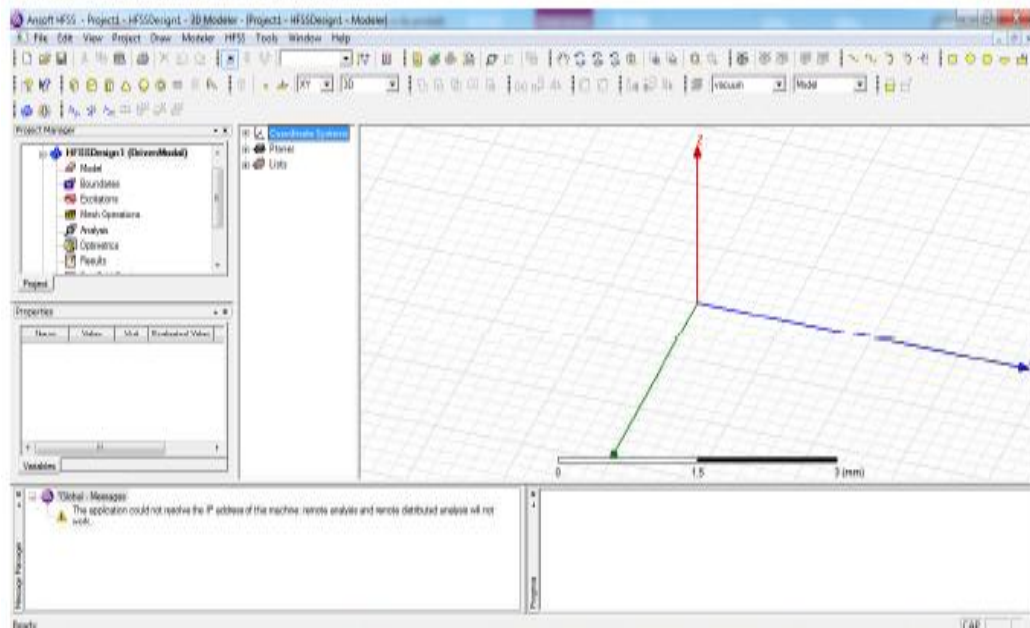


Figure II.3:Fenêtre de HFSS.

II.2.7. Choix de type de solution

Les types de solution

Il existe trois types de solution :

- ✚ **Driven modal**: calcule les paramètres S des modes dans les structures à haute fréquence. Ce mode est utilisé dans le cas de présence d'une excitation.
- ✚ **Driven terminal**: calcule les paramètres S dans les structures hautes fréquence des ports des lignes de transmission multiconducteurs. Cette solution est exprimée en termes de tensions et courants terminaux.
- ✚ **Eigenmode**: pour calculer des modes propres, ou les résonances d'une structure. Cette solution trouve les fréquences de résonance et les champs à ces fréquences de résonance. (la radiation n'existe pas pour la structure simple).

Pour créer une géométrie ou un modèle, il est nécessaire d'insérer un nouveau projet qui apparaît automatiquement sur la fenêtre "**Project Manager**". Nous sélectionnons le type de solution à partir du menu HFSS, en cliquant sur le bouton "**Solution Type**", la boîte de dialogue de Type de Solution apparaît (figure II.4).

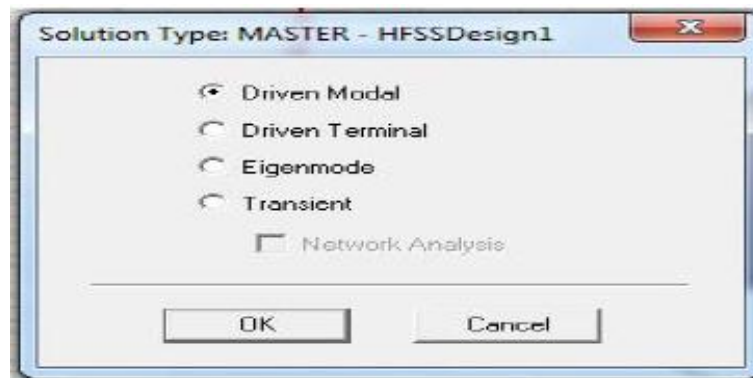


Figure II.4:Boîte de dialogue de Type de Solution.

Dans notre travail, nous utilisons le type "**DrivenModal**" qui nous permet de calculer les paramètres S de mode des structures passives haute fréquence tel que les microrubans, les guides d'ondes et les lignes de transmission excitées par une source.

II.2.8. L'Arrangement des Unités du Modèle de Mesure

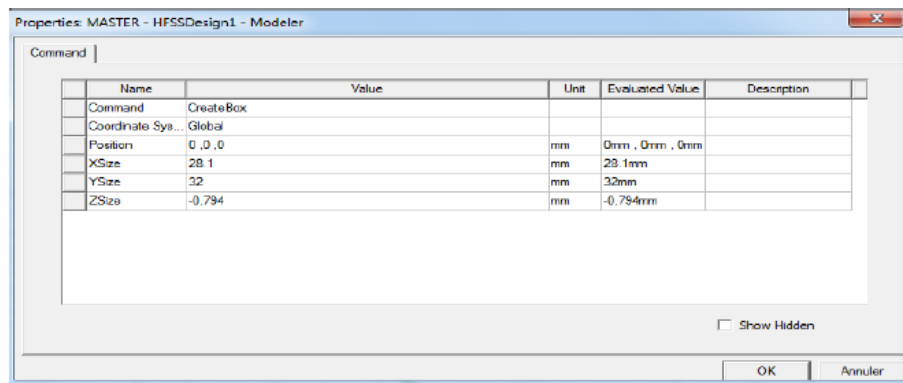
Nous pouvons choisir ou changer les dimensions du modèle à une unité pertinente (mm), par exemple. Sur le menu "**3DModeler**", cliquer sur "**Units**", La boîte de dialogue "**Set Model Units**" apparaît (Figure II-5), dans cette boîte de dialogue, cliquons "mm" à partir de la liste déroulante.



Figure II.5:Boîte de dialogue des Unités de Modèle.

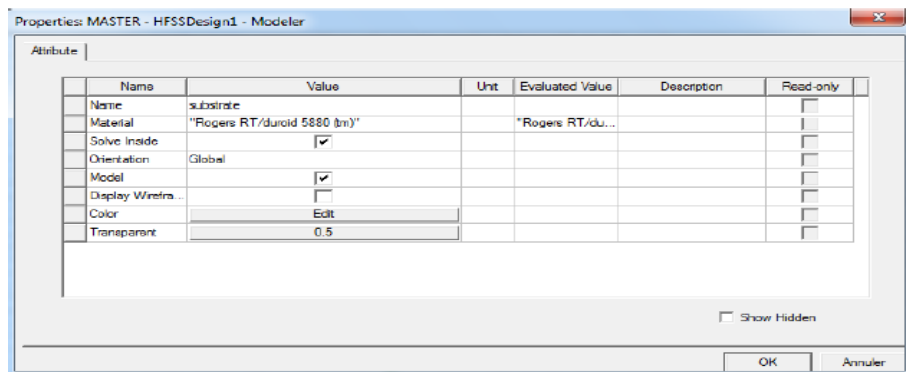
II.2.9 Créer le substrat

Pour dessiner le substrat, cliquer  dans la barre d'outils. Dessiner alors une boîte. En utilisant les surfaces d'entrées du même rang, entrer la position et dimension de **Box** comme montré dans la figure suivante :



Choisir la matière de substrat :

- ✓ Choisir la case Attribut à partir de la fenêtre de **Properties**.
- ✓ Pour la Valeur du type **Name: substrate**.
- ✓ Pour la Valeur du type **Material: (Rogers RT/droid5880 (tm))**.
- ✓ Cliquer sur le Bouton **OK**.



Adapter la vue:

Choisir dans le menu **View> Fit All > Active View**, ou appuyer sur les touches **Ctrl + D** (Raccourci). Le substrat est illustré dans la Figure II.6.

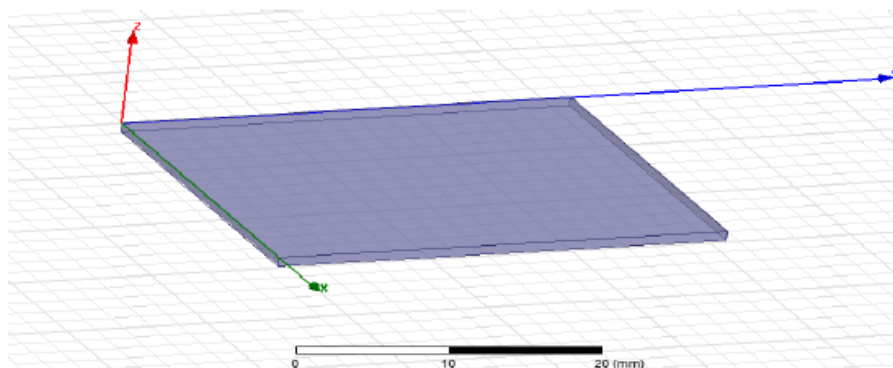


Figure II.6:Le Substrat diélectrique.

On fait la même exécution pour le plan de masse (ground). Le plan de masse est spécifié par la condition aux limites d'un matériau parfaitement conducteur. Les coordonnées sont

assignées comme suit : Le point de départ pour le plan de masse et le substrat est à (0, 0, -0.794). La longueur, L, du substrat et de largeur, W, sont choisies en tant que 28.1 mm et 32 mm et la hauteur 0.05 mm, respectivement. La Figure II-7 ci-dessous représente le plan de masse avec le substrat.

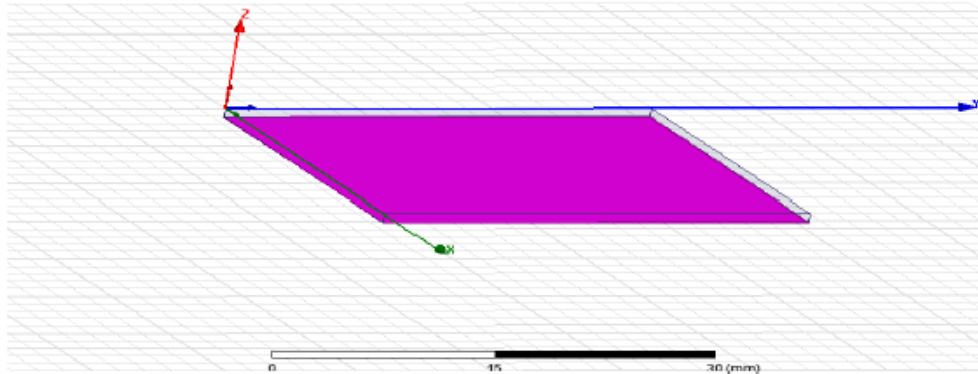
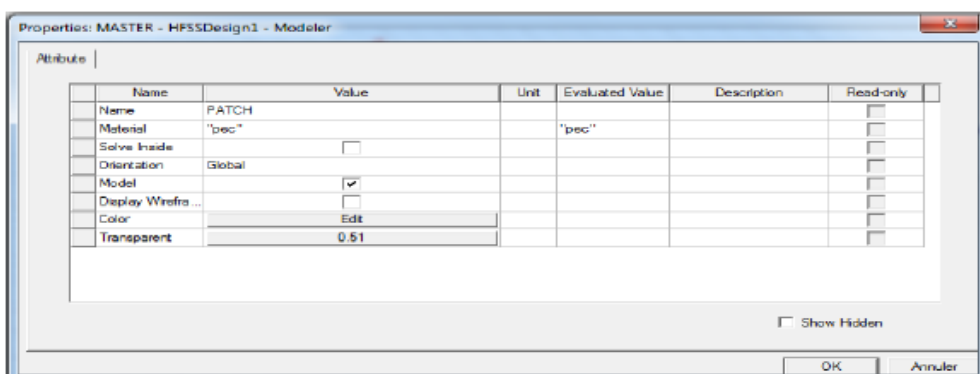
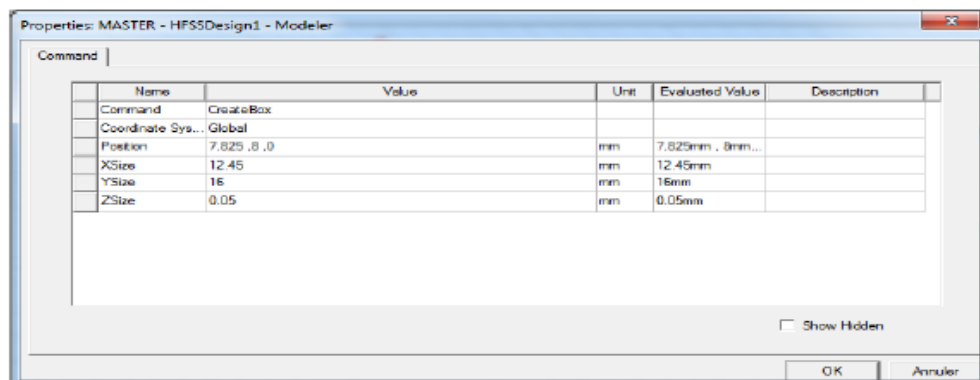


Figure II.7: Le plan de mass.

II.2.10. Création du Patch et la ligne d'alimentation

Premièrement cliquer  dans la barre d'outils pour dessiner le patch. En utilisant les surfaces d'entrées du même rang, entrer la position et dimension de **Box** comme montré dans la figure ci-dessous:



Après, dessiner la ligne d'alimentation et suivre les mêmes étapes avec la position (10.9375, 0, 0). La longueur L est sur la plan $y=8\text{mm}$, la largeur W est sur le plan $X=2.46\text{mm}$ et la hauteur (épaisseur) h sur le plan $Z=0.05\text{mm}$.

La ligne d'alimentation et le patch ne doivent représentés qu'un seul objet. Ainsi, nous devons les unir. Noter que les deux objets sont du même matériau. Cliquer dessus les deux objets que vous devez unir, c.-à-d. patch et ligne d'alimentation dans l'arbre d'historique.

Cliquer dessus l'un des objets, en tenant la clef de CTRL enfoncée, et cliquer dessus sur l'autre objet. Cliquer par la droite **Edit > Boolean > Unite**. Les deux objets sont maintenant unis.

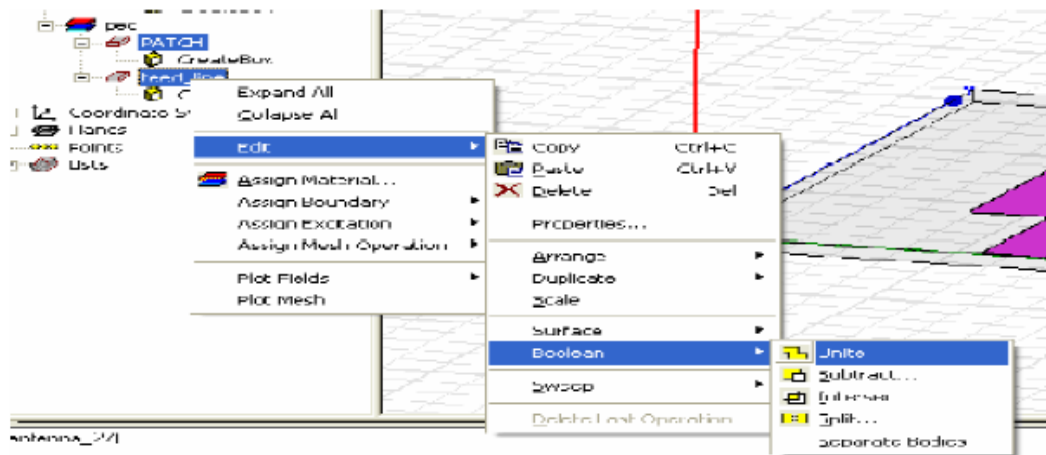


Figure II.8 représente le patch et la ligne d'alimentation représentant un seul objet.

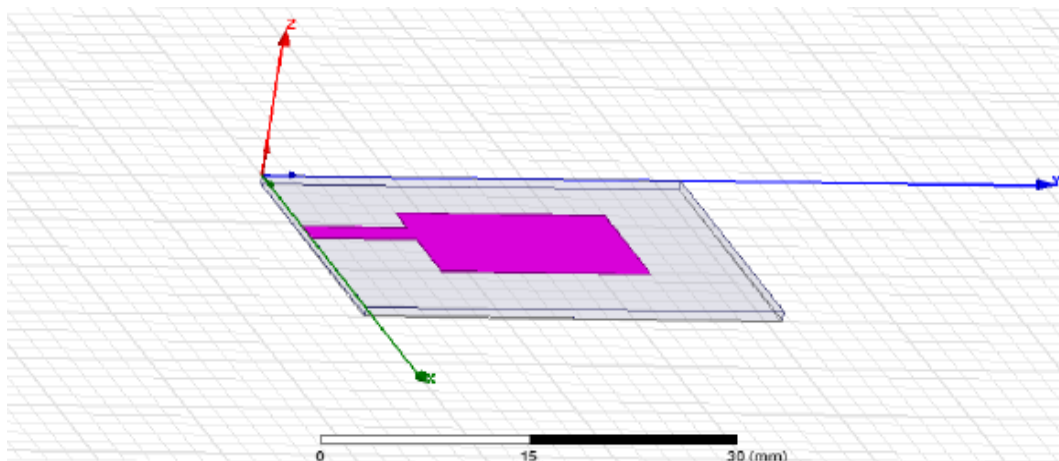
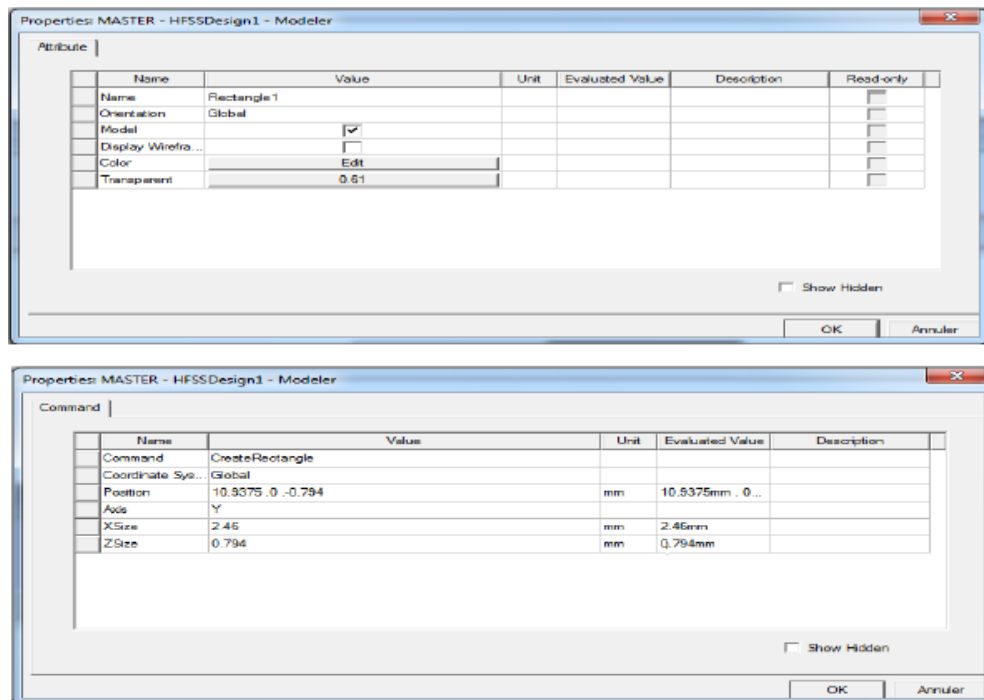


Figure II.9: Le patch et la ligne d'alimentation.

II.2.11. Création du port (wave guide)

On doit maintenant spécifier le port de guide d'ondes au début de la ligne d'alimentation. Le plan de référence de ce port est situé directement au début du plan de rayonnement. Les antennes sont excitées par le port. Pour dessiner le port, cliquer sur  dessus la barre d'outils. Dessiner alors un rectangle en remplissant les données suivantes comme montré ci-dessous.



La Figure II.10 ci-dessous représente le port dans le plan.

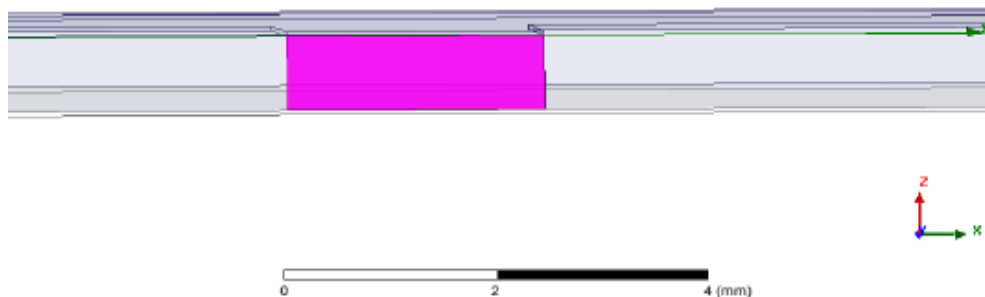


Figure II.10: Le port.

II.2.12. Assigner les conditions aux frontières

Une fois le modèle a été créé, on doit assigner les conditions aux limites de la structure. Dans le HFSS, des frontières rayonnantes sont utilisées pour simuler les problèmes à structure ouverte qui permettent une propagation infiniment lointaine dans l'espace. HFSS absorbe les ondes aux frontières rayonnant, en considérant essentiellement une sphère de rayon infini autour de la structure. Dans notre cas, nôtres frontières absorbantes est un boîtier d'air.

Pour dessiner la boîte d'air, cliquer  dessus la barre d'outils. Dessiner alors une boîte en remplissant les mêmes étapes que précédemment à la position (-5,-5,-5.794). La longueur, L sur le plan y = 45mm, la largeur W sur le plan x = 33.1 mm et la hauteur (épaisseur) h sur le plan z=10.794 mm .la figure II-11 représente l'air dans le 3D Modeler.

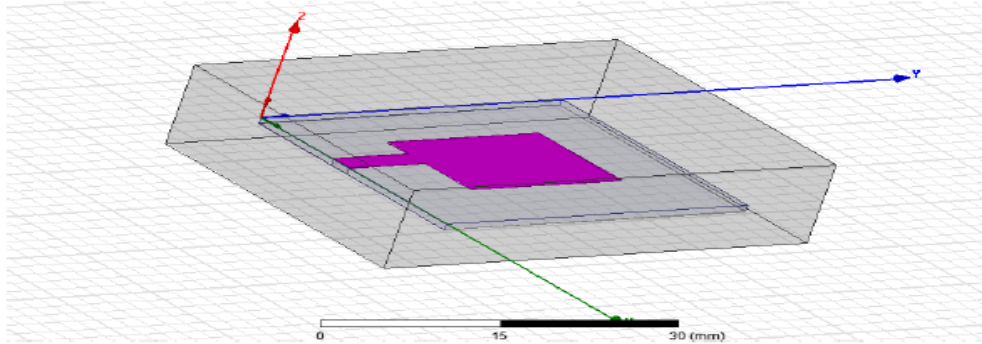


Figure II.11:Le boîtier d'air.

II.2.13.Assigner une excitation au port d'alimentation

Les excitations sont utilisées pour spécifier la source des champs électromagnétiques, des charges, des courants ou des tensions pour les objets ou leurs éléments (un élément ou plus).

Pour le type de solution "Driven Model" nous avons les types d'excitations suivantes :

- **Wave Port** : Représente la surface par laquelle un signal entre ou sort de la géométrie.
- **Onde Incidente** : Représente la propagation d'une onde incidente sur la géométrie.
- **Lumped Port** : Représente une surface interne par laquelle un signal entre ou sort de la géométrie.
- **Incident Wave** : Représente un champ électrique constant à travers les points d'une alimentation.
- **Volotage Source** : Représente un courant électrique constant à travers les points d'une alimentation.
- **MagneticBias**: Utilisé pour définir le champ intérieur net qui influe sur un objet de matériau ferromagnétique en 3D.

Choisir le port d'objet de l'arbre d'historique, cliquer par la droite et **assigner l'excitation**.

Dans notre cas, c'est **Lumped Port**. Cliquer le **Lumped Port**, l'appeler comme votre préférence, puis cliquer après, définir maintenant votre ligne d'intégration. Normalement, la

ligne d'intégration est définie du point moyen inférieur au point moyen supérieur. Garder les autres valeurs en tant que par défaut. Cliquer terminer.

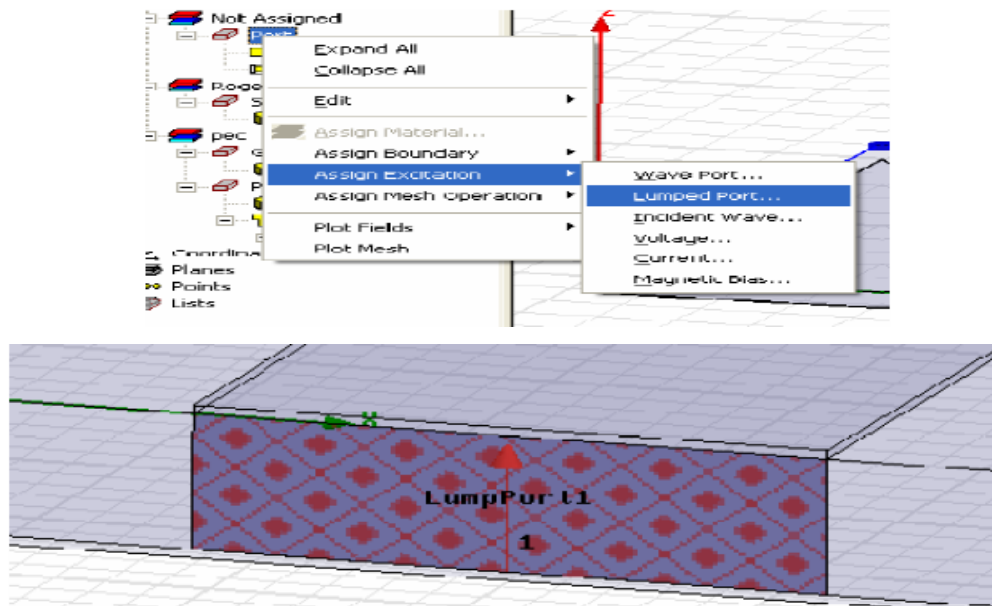


Figure II.12:Lumped port.

II.2.14. Assigner les conditions aux limites

Dans HFSS, les frontières de rayonnement "**Radiation Boundaries**" sont utilisées pour simuler les problèmes à géométries ouvertes avec un rayonnement infini dans l'espace, comme dans le cas des antennes. Elles absorbent les ondes au niveau des 5 faces supérieures du box. Deux types de conditions aux limites seront utilisés pour cette antenne, il s'agit de "**Perfect E**" et "**Radiation**". Nous commençons par le dessin d'un objet virtuel (air box) rayonnant autour de la structure. Toutefois, au lieu de placer un périmètre de rayonnement sur les surfaces, on ajoute les frontières sur les 5 faces supérieures du box afin d'absorber le champ électromagnétique. Le box constitue le domaine de calcul (compilation domain) sur lequel deux types de "**Boundaries**" existent. En effet, sur les quatre faces latérales du box et sur la surface du sommet on assigne la condition aux frontières type "**Radiation**" ou "**Perfect H**".

Pour le patch (le plan de rayonnement) et le plan de masse (ground) choisir **Perfect E**. Choisir dans le menu **HFSS > Boundaries > Assign > Perfect E**.

Les Figure II-13 et II-14 ci-dessous présentent la distribution d'amplitude du champ électrique au voisinage de l'antenne.

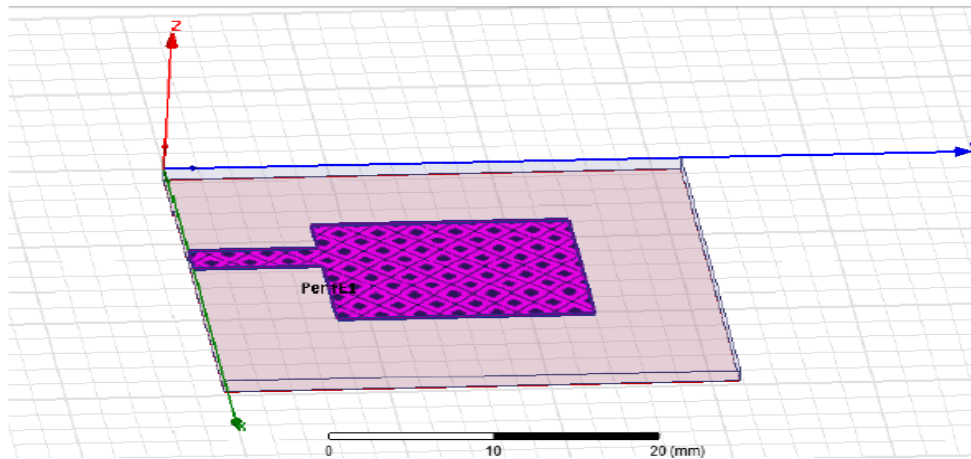


Figure II.12: Assignement de la condition "Conducteur parfait" pour le patch, la ligne microstrip d'excitation et le transformateur d'adaptation.

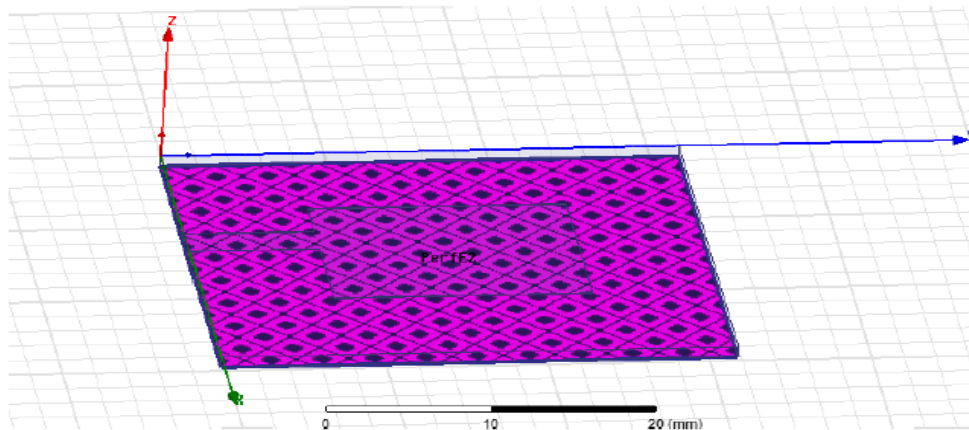


Figure II.13: Assignement de la condition "Conducteur parfait" pour le plan de masse,
Pour air choisir **right click** >AssignBoundary> **radiation**.

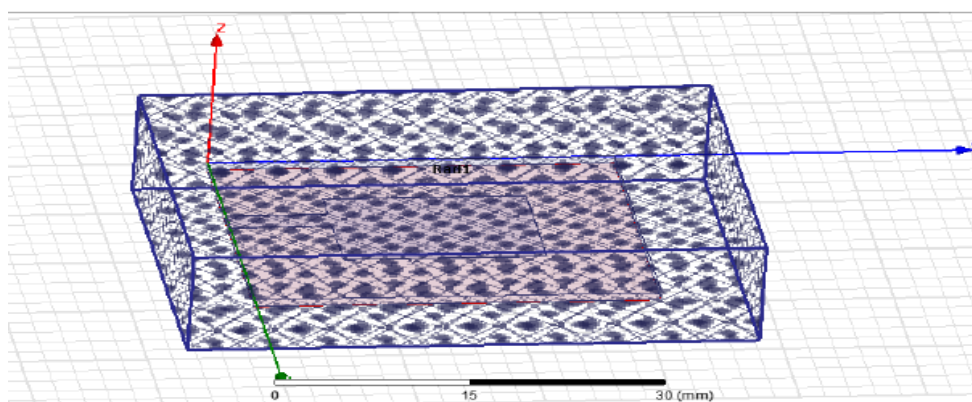
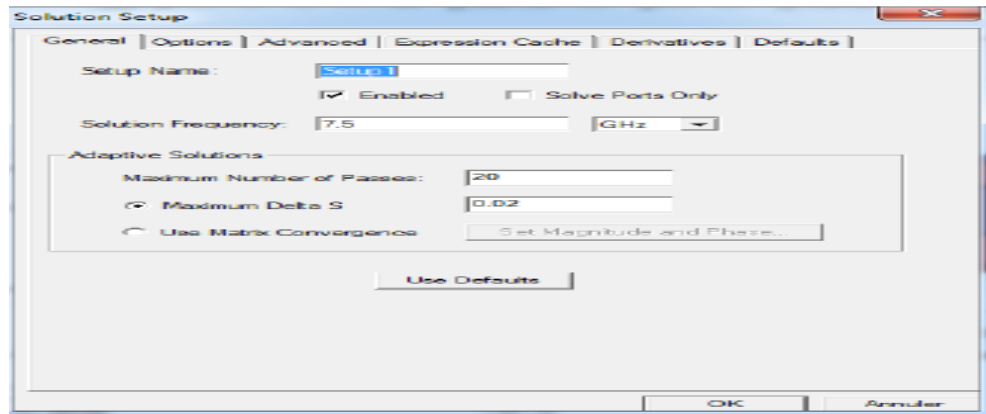


Figure II.14: Assignement des frontières.

II.2.15. Créer une installation d'analyse (analysis setup)

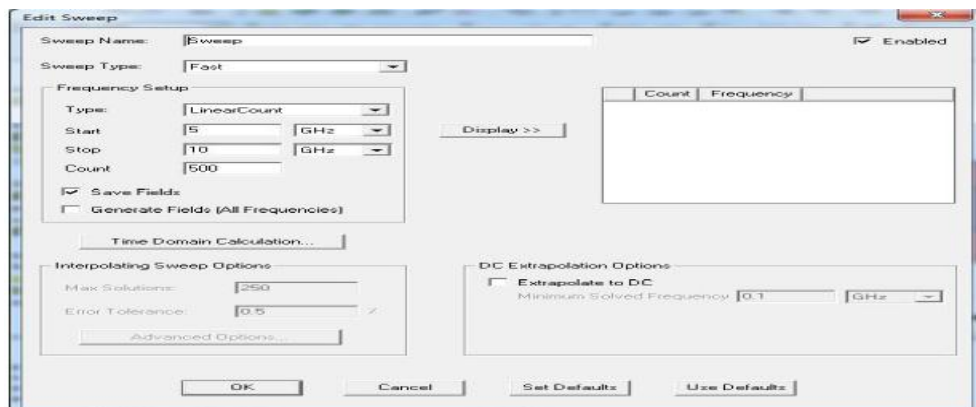
- Choisir **"Add Solution Setup"** dans le menu **HFSS >Analysis Setup >Add Solution Setup**.
- Dans la Fenêtre de **Solution Setup** :
 - Cliquer sur la case **General**.
 - Cliquer sur le Bouton **OK**.



II.2.16.Ajouter le champ de fréquence (AddFrequencySweep)

Pour ajouter un champ de fréquence, choisir **(AddSweep)** dans le menu **HFSS >Analysis**

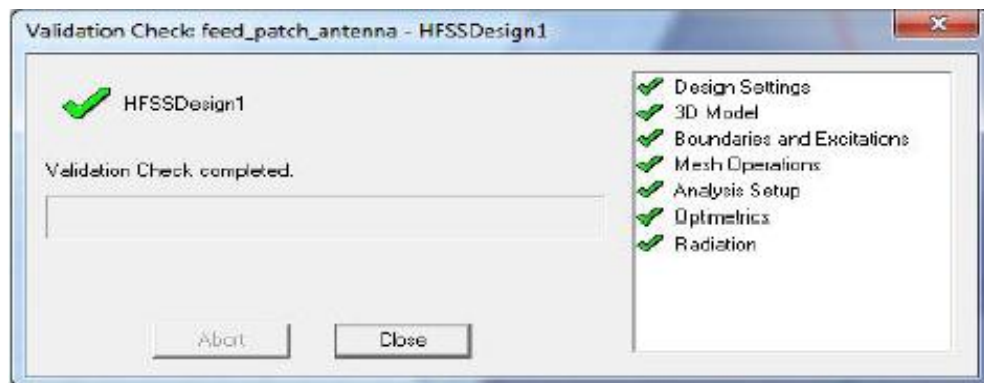
Setup >AddSweep. Choisir la solution pour installer : **Setup1**. Cliquer le bouton **OK**. La fenêtre du type de champ de fréquence s'active alors : **Fast, FrequencyLinear Count**, Start: **5GHz**, Stop: **10 GHz**, Count: **500**. Cliquer **OK**.



II.2.17 .Analyse

Pour valider le modèle:

- Choisir **Check** dans le menu **HFSS > Validation > Check**.
- Cliquer sur le Bouton **Close**.



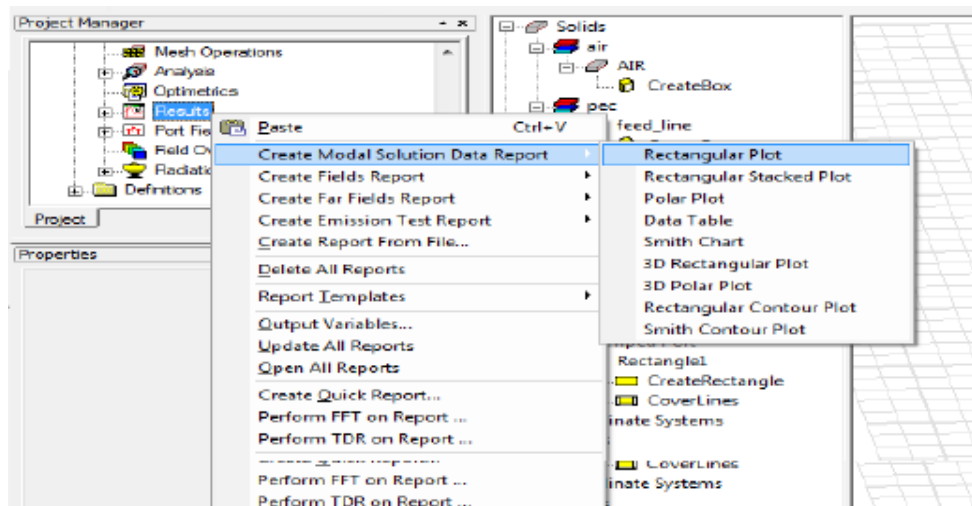
Pour commencer le processus de solution:

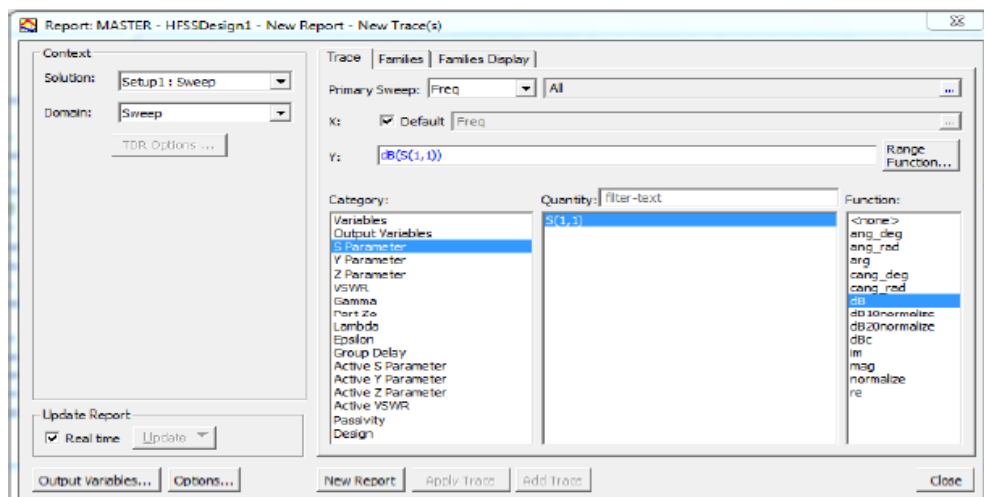
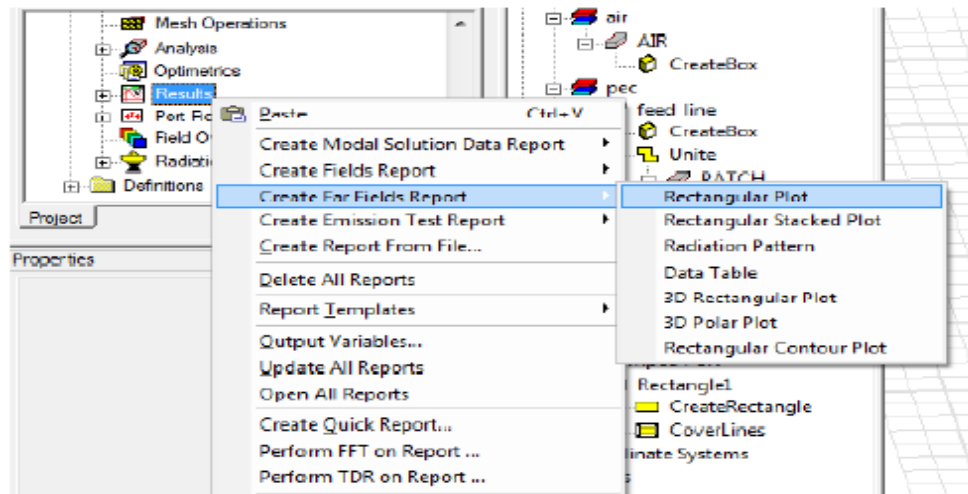
- Choisir dans le menu **HFSS >Analyze All**.



II.2.18. Créer les rapports

Après la simulation, pour créer le rapport de données de solution, il faut suivre les étapes suivantes : **HFSS >Result>CreateRepport** .





II.3.Calcul des Résultats

II.3.1.Coefficient de réflexion et impédance d'entrée

La figure II.15 montre le coefficient de réflexion ou le paramètre S11 en dB tracé en fonction de la fréquence et qui caractérise la quantité de puissance réfléchiée par l'antenne. La fréquence d'opération est en effet fixée à la fréquence 1800 MHz correspondant à la fréquence de la liaison supérieure de la bande GSM1800.

L'impédance d'entrée est donnée en figure II.16. Concernant l'émission et conformément à la théorie des circuits linéaires, l'antenne peut être représentée par un dipôle d'impédance d'entrée complexe $Z_e(f) = R_e(f) + jX_e(f)$ chargeant la sortie du circuit émetteur. La partie réelle de l'impédance d'entrée $R_e(f)$ caractérise la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement et de pertes diverses dans sa structure (effet Joule, onde de surface, etc.) La partie imaginaire $X_e(f)$, d'interprétation plus délicate est liée à la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne et au déphasage.

La valeur maximale de la partie réelle est obtenue pour deux fréquences, à la fréquence de 0.6 GHz et la fréquence 1.8 GHz qui correspondent à une impédance d'entrée d'environ 85Ω et 50Ω respectivement. L'adaptation à d'alimentation coaxiale est atteinte pour la deuxième bande et reste loin pour la première bande de fréquence.

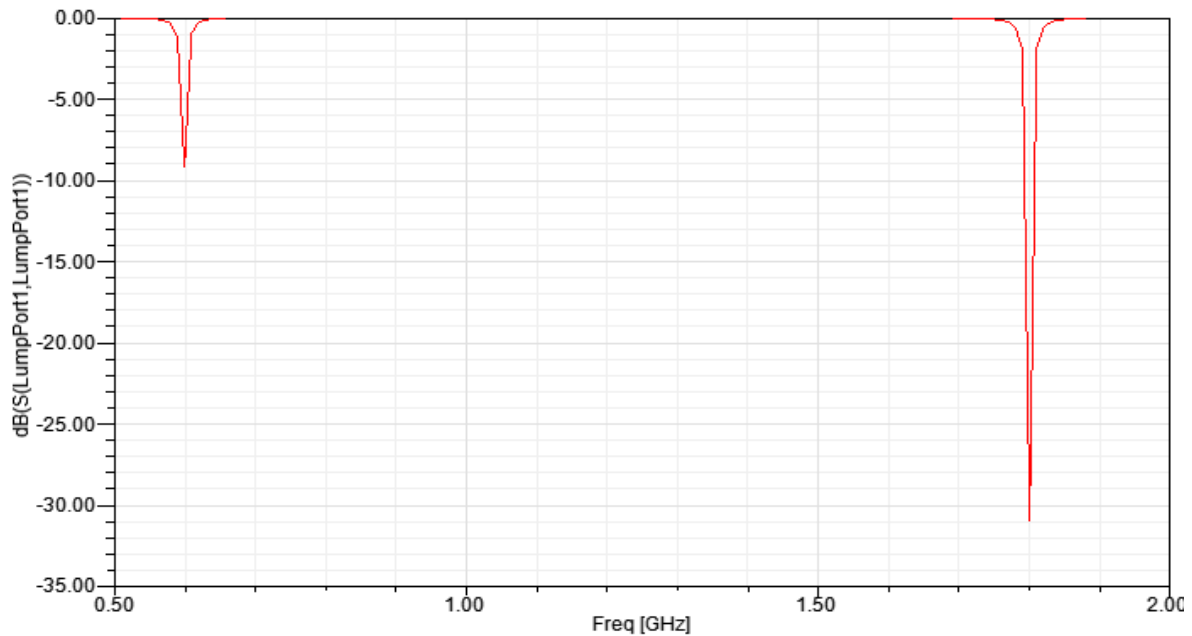


Figure II.15:Le paramètre S en fonction de fréquence.

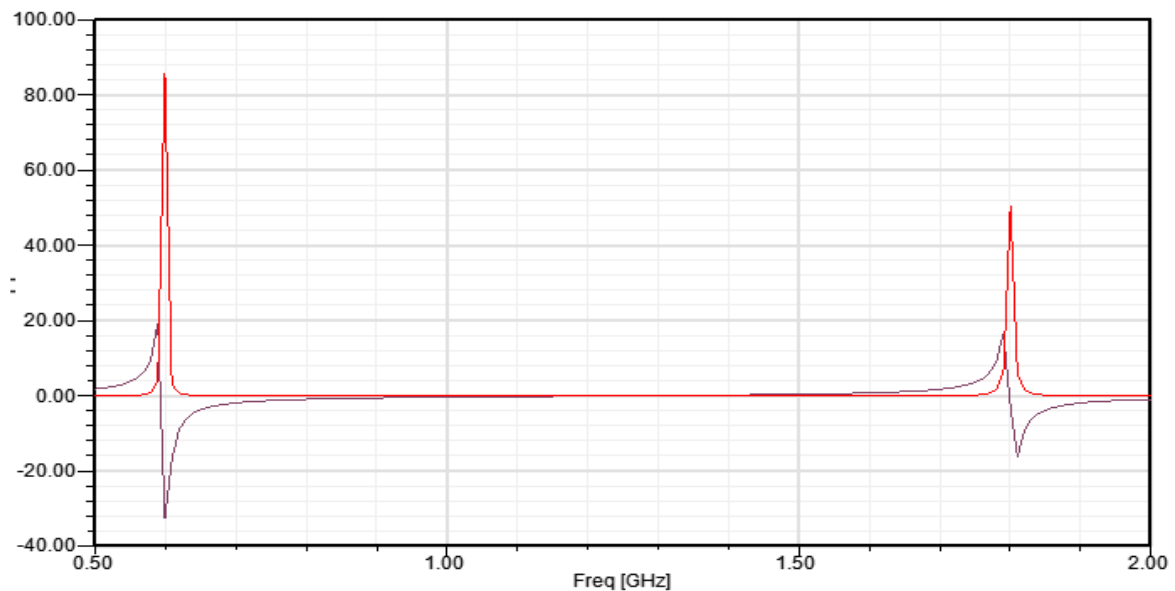


Figure II.16:L'impédance d'entrée Z, partie réelle et partie imaginaire.

II.3.2 .Bande passante

L'une des facilité donnée par le simulateur HFSS est le marquage de n'importe quel point d'un graphe et de données ses coordonnées. Cette facilité peut être utilisée pour la détermination de la bande passante à partir du graphe du paramètre S11.

Comme le montre la figure II.17, les points m1 et m2 sont utilisés pour la détermination de la fréquence inférieure f_1 qui correspond à -10dB, les deux points m3 et m4 pour la détermination de la fréquence supérieure ainsi la bande passante sera calculée en utilisant la formule suivante:

$$\Delta f = \frac{|f_1 - f_2|}{f_0} \times 100 \quad (II.1)$$

- Calcul de f_1 : $f_1 = 1.7970 + 0.5 \times |1.7980 - 1.7970|$
 $f_1 = 1.7975 \text{ Ghz} .$
- Calcul de f_2 : $f_2 = 1.8020 + 0.5 \times |1.8030 - 1.8020|$
 $f_2 = 1.8025 \text{ Ghz}.$

Donc

$$\Delta f = \frac{|f_1 - f_2|}{f_0} \times 100 = 0.27\%.$$

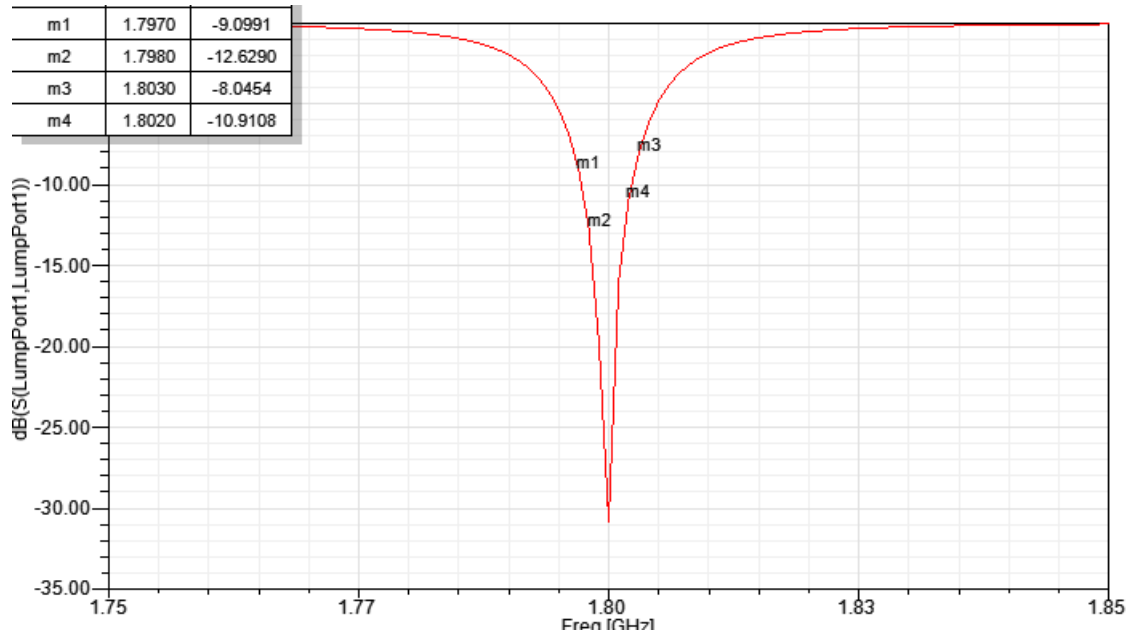


Figure II.17:Détermination graphique de la bande passante.

Ce résultat confirme bien une des limitations majeures des antennes microrubans et des antennes PIFAs qui est la bande passante étroite, puisque pour l'utilisation en téléphonie mobile la bande passante doit être d'environ 7%. Ainsi la diminution des dimensions du patch

détériorer la bande passante et l'adaptation en impédance devient plus délicate. Toute fois, des solutions existent pour l'amélioration de la bande passante, comme l'ajout d'éléments passifs ou actifs à la place du court circuit pour l'amélioration de l'adaptation.

II. 3.3. Champ rayonné en zone lointaine et distribution de courant

La composante normale du champ électrique et la distribution du courant sur la surface du patch sont données par les figures(II.18) et(II.19) respectivement.

Le maximum de la densité du courant est situé dans le point d'alimentation (en rouge dans le graphe (II.19) et diminue graduellement pour avoir le minimum au centre du patch. Ce résultats s'accord bien avec la littérature.

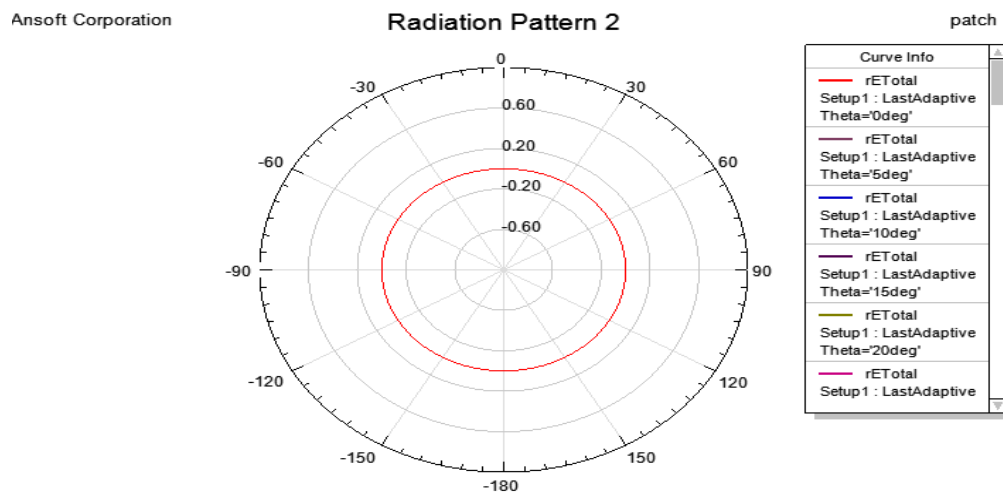


Figure II.18: Amplitude de la composante normale EZ du champ électrique.

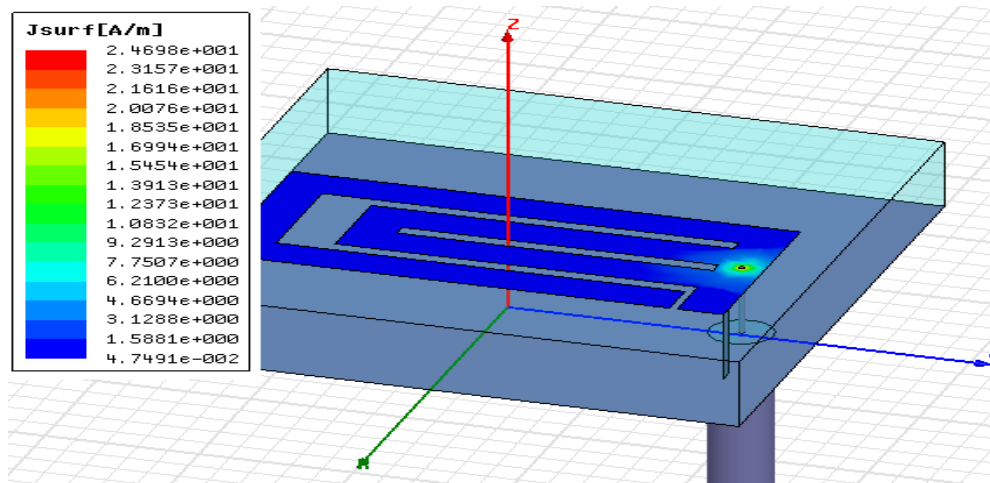


Figure II.19: Distribution du courant sur le patch.

II.4 .Conclusion

HFSS est un logiciel de simulation électromagnétique qui étudie des structures complexes en trois dimensions en simulant ces structures et en proposant des visualisations claires des résultats en 2D et en 3D.

Dans ce chapitre, nous avons donné et expliqué les différentes étapes de création d'un design HFSS; illustrations faites sur une antenne patch excitée par une ligne microstrip. Les détails des résultats numériques et les graphes de simulation de la structure étudiée seront présentés au chapitre III.

Chapitre III

Résultats et discussions

III.1 Introduction

La phase de conception d'une antenne, à l'aide d'un logiciel adapté est une étape incontournable dans un souci de gain de temps et d'optimisation de structure aux paramètres désirés. La conception permet également de prendre en compte les paramètres diélectriques et conducteurs des matériaux bas coût choisis, qui ne sont pas parfaits, et de nous permet de rapprocher des futures antennes réalisées. Pour cela, nous avons choisi l'outil de simulation électromagnétique HFSS.

Donc, ce chapitre on se propose de mettre en lumière les principaux paramétriques de dimensionnement des antennes choisies suivant les caractéristiques désirées. L'étude paramétrique de l'antenne est présentée par la suite afin d'optimiser la structure de base. Cette nouvelle structure possède à la fois un caractère large bande (LB) et le caractère miniature.

III.2 Géométrie de base

Une nouvelle structure d'antenne microruban était proposée dans le papier [21], la structure étudiée est constituée d'un patch en forme C, ce patch est conçu par soustraction de deux intersection de deux cercle de rayons R_1 et R_2 , avec une fente de largeur d_2 , comme illustrée dans la **Figure III.1**. L'élément rayonnant est alimenté par une ligne CPW d'une impédance caractéristique 50Ω , et de largeur S , et elle possède un plan de masse au même niveau avec le patch défini par son largeur L_f , l'antenne est conçue sur un faible coût substrat FR-4 avec ϵ_r constante diélectrique = 4,4 et d'épaisseur $h = 1,6\text{mm}$.

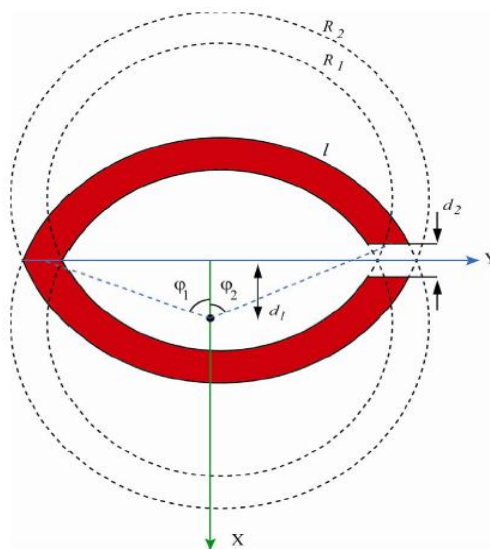


Figure III.1: Le patch de forme C étudié dans le papier [21].

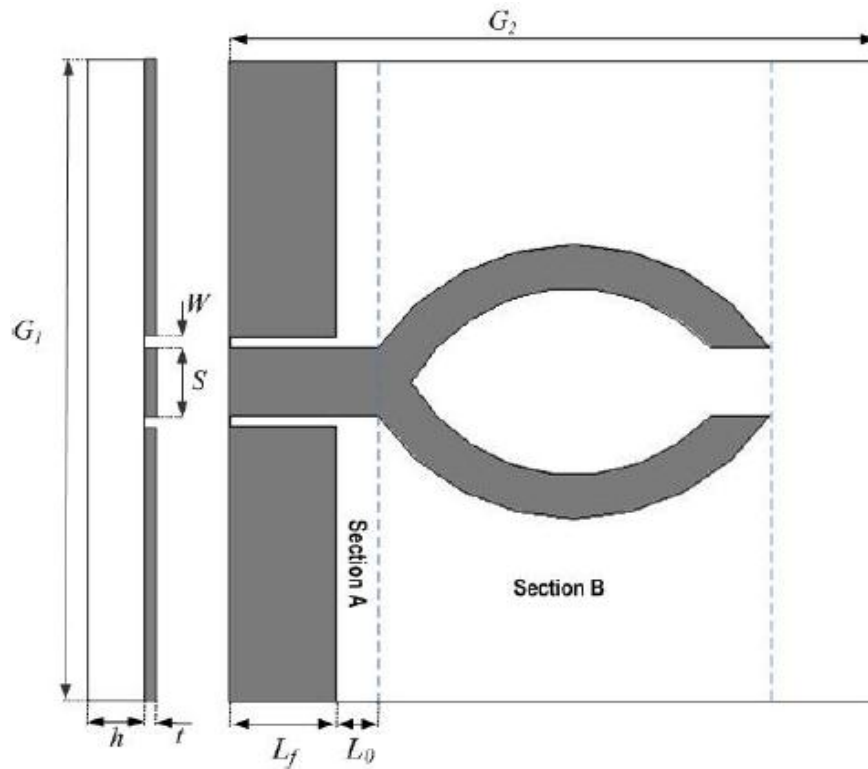


Figure III.2: La configuration de l'antenne patch en forme C (antenne de base).

Les paramètres géométriques de cette antenne sont représentés dans le tableau III.1 avec une dimension totale de $18.6 \times 17.2 \text{ mm}^2$. Les valeurs de ces paramètres sont mentionnées dans le tableau ci-dessous.

Paramètres	Dimensions (mm)	Paramètres	Dimensions (mm)
R_1	05.20 mm	G_1	18.60 mm
R_2	06.50 mm	G_2	17.20 mm
d_1	01.30 mm	S	02.00 mm
d_2	01.00 mm	ϵ_r	04.40
L_f	03.00 mm	W	00.30 mm
L_0	02.16 mm	H	01.60 mm

Tableau III.1: Dimension d'antenne proposée.

III.3 Résultats de simulations

Nous allons représenter pour cette antenne le coefficient de réflexion, qui va nous permettre de visualiser le niveau d'adaptation et la bande passante désirée. La Figure III. 3 représente le coefficient de réflexion S_{11} obtenu dans le papier [21] par la méthode des éléments finis FEM (HFSS). On peut observer que cette antenne peut couvrir les deux bande suivantes 3.3-5.3 GHz, et 7.9-9.3 GHz.

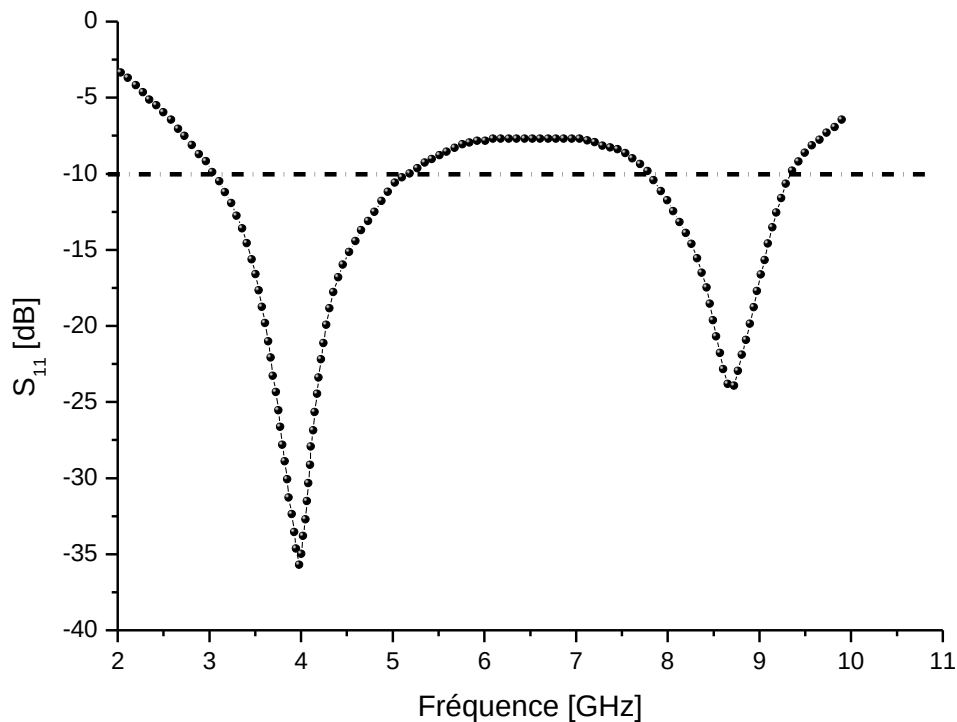


Figure III.3: Le coefficient de réflexion S_{11} obtenu dans le papier [21].

III.3.1. Etude paramétrique

Quelques paramètres définissant la géométrie de l'antenne patch de forme C seront modifiés, afin de constater leurs influences sur les performances de la structure, notamment la bande passante de cette antenne.

III.3.1.1. Effet des dimensions du substrat

Dans cette partie d'étude, nous essayons de varier les dimensions du substrat dans l'outil HFSS avec une variable noté « G_1*G_2 ». Les valeurs de simulation des dimensions du substrat sont données dans le tableau ci –dessous.

Parameter G_1*G_2	$G_{11}*G_{21}$	$G_{12}*G_{22}$	$G_{13}*G_{23}$	$G_{14}*G_{24}$	$G_{15}*G_{25}$	$G_{16}*G_{26}$
Dimension du substrat (mm) ²	17*17	18.6*17.2	18*18	19*19	20*20	21*21

Tableau III.2: Dimension du substrat.

La figure III.4 montre les variations du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes dimensions du substrat simulé sous HFSS.

D'après la figure III.4, nous constatons que l'adaptation s'améliore légèrement en augmentons les dimensions du substrat, on peut observer que les meilleures dimensions du substrat sont ($G_{16}*G_{26}$ et $G_{15}*G_{25}$), presque la même bande passante. Donc, le mieux de prendre les plus petites dimensions du substrat ($G_{15}*G_{25} = 20*20$).

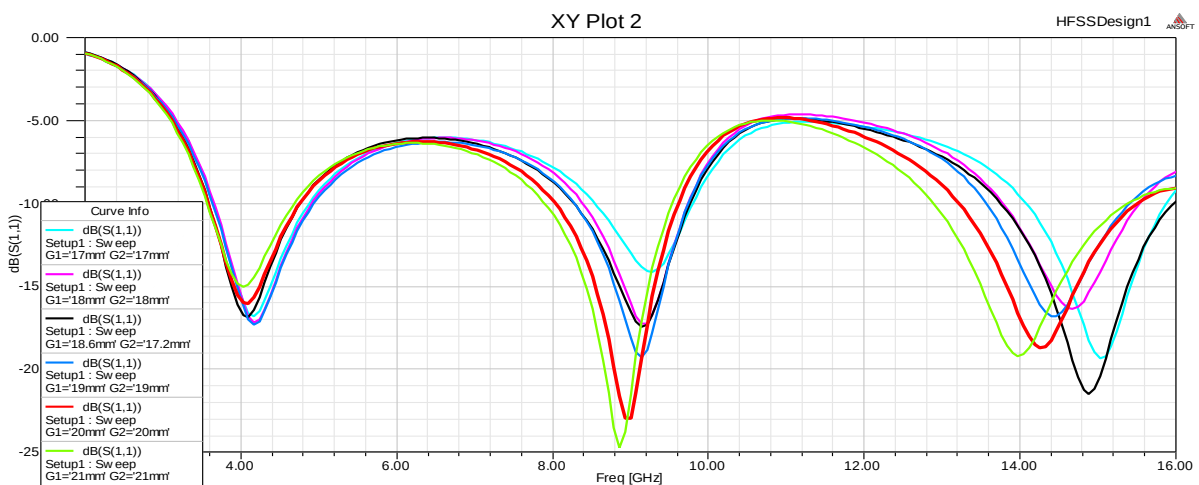


Figure III.4 : Le coefficient de réflexion S_{11} , pour différents dimensions du substrat simulé sous HFSS.

III.3.1.2. Effet de la largeur du plan de masse

Une grande variation dans la largeur du plan de masse est faite pour voir l'influence de ce paramètre sur l'adaptation de l'antenne. Le tableau III.3 présente les différentes valeurs de la largeur du plan de masse « L_f ».

Paramètre « L_f »	L_f 1	L_f 2	L_f 3	L_f 4	L_f 5	L_f 6
largeur du plan de masse (mm)	2	3	4	5	6	7

Tableau III.3: Les différentes valeurs de la largeur du plan de masse.

La figure III.5 montre les variations du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeur de la largeur du plan de masse simulées sous HFSS. D'après la figure III.5, on peut observer que la meilleure largeur du plan de masse est $L_{f5}=6\text{mm}$, tel que la bande passante est la plus large par rapport au reste.

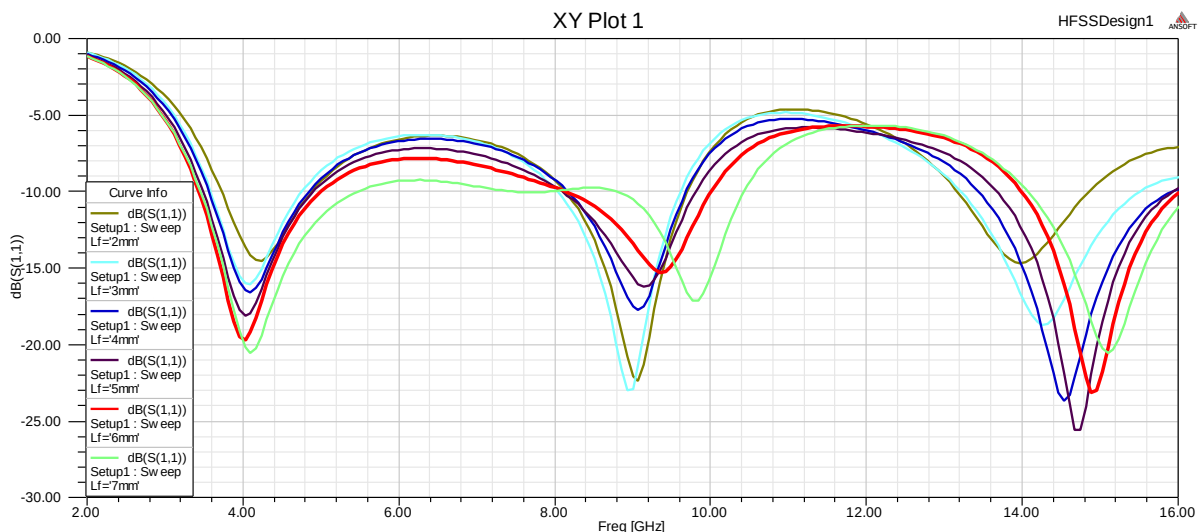


Figure III.5. Le coefficient de réflexion S_{11} , pour différents valeurs de largeur du plan de masse en fonction de la fréquence simulée sous HFSS.

III.3.1.3. Effet du gap entre le patch et le plan de masse

La largeur du gap entre le patch et le plan de masse sera aussi étudiée pour différentes valeurs de celui ci, afin de trouver la meilleure largeur. Le tableau III.4 donne les différentes valeurs de « L_{O_i} ».

Paramètre « L_{O_i} »	$L_{O 1}$	$L_{O 2}$	$L_{O 3}$	$L_{O 4}$	$L_{O 5}$	$L_{O 6}$
la largeur du gap	2	2.16	2.5	3	3.5	4

Tableau III.4: La largeur du gap entre le patch et le plan de masse.

La figure III.6 montre les variations du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes largeurs du gap simulée sous HFSS. D'après la figure III.6, on peut constater que la meilleure largeur du gap est 3.5mm,

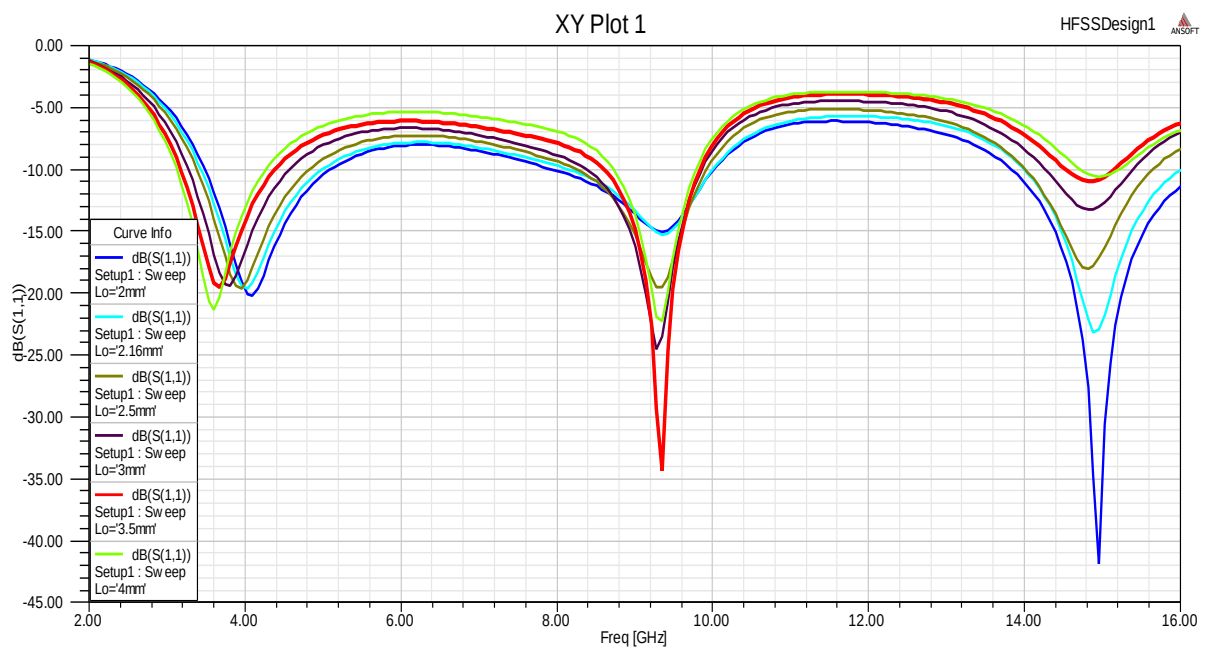


Figure III.6. Le coefficient de réflexion S_{11} , pour différents valeurs de la largeur du gap simulée sous HFSS.

III.3.1.4 Effet de rayon R_1

Nous varions cette fois ci les dimensions du patch en changeant les dimensions du rayon R_1 pour voir son influence sur l'adaptation de l'antenne. Le tableau III.5 présente les différentes valeurs de « R_1 ».

Paramètre « R_1 »	R_1	R_1	R_1	R_1	R_1	R_1
Valeur de rayon R_1 mm	2	2.5	3	3.5	4	4

Tableau III.5: Les dimensions du rayon R_1 .

La figure III.7 montre les variations du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différents rayon R_1 simulée sous HFSS. D'après la figure III.7, on peut observer que la meilleure valeur du rayon est $R_1 = 3.5$ mm, tel que la bande passante est la plus large par rapport au reste.

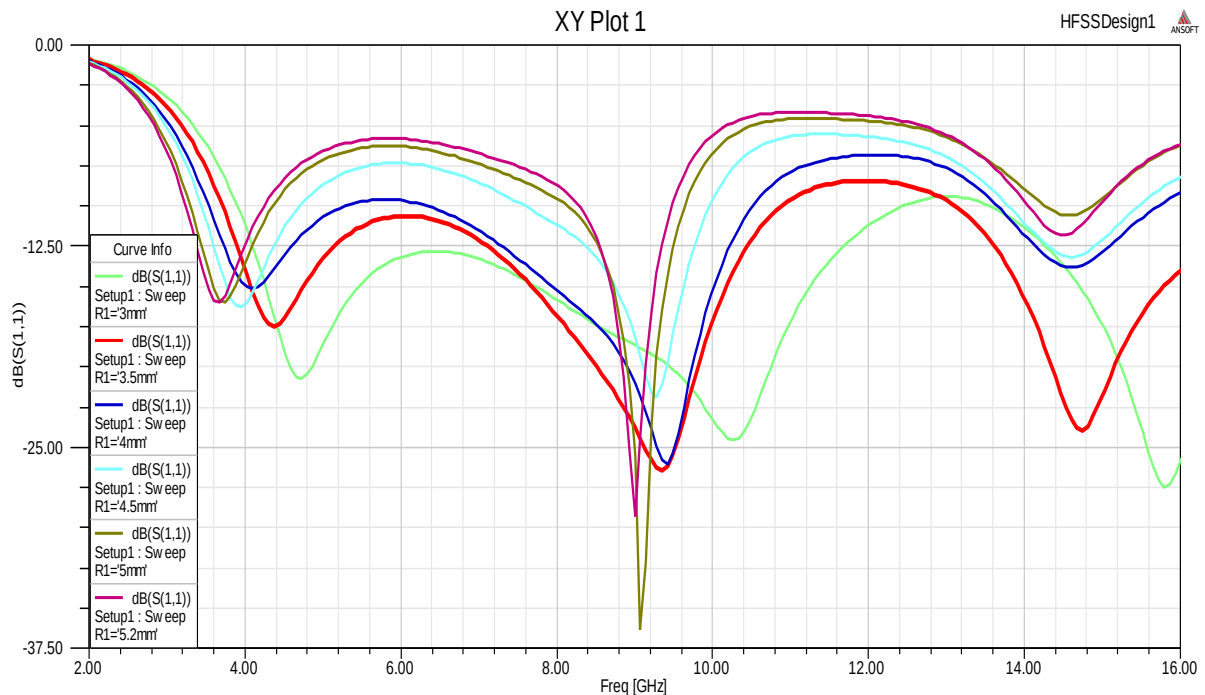


Figure III.7: Le coefficient de réflexion S_{11} , pour différents valeurs de rayon R_1 simulée sous HFSS.

III.3.1.5.Effet de la largeur de la ligne d'alimentation secondaire

Maintenant, pour assurer une bonne adaptation, nous allons faire couper la ligne d'alimentation pour obtenir une ligne d'alimentation secondaire. La largeur de la partie coupée est notée par W_{sf} , donc la largeur de la ligne d'alimentation secondaire sera $(S-2*W_{sf})$. Pour étudier l'effet de cette ligne, nous varions la valeur de W_{sf} , afin de trouver la meilleure largeur, cette variation est paramétrée dans le tableau ci-dessous.

Paramètre« W_{sf} »	W_{sf1}	W_{sf2}	W_{sf3}	W_{sf4}	W_{sf5}	W_{sf6}
La valeur W_{sf}	0.1 mm	0.2 mm	0.3 mm	0.4 mm	0.5 mm	0.6 mm
Largeur de la ligne d'alimentation secondaire correspondante	1.8 mm	1.6 mm	1.4 mm	1.2 mm	1 mm	0.8 mm

Tableau III.6: Les valeurs de la largeur de la ligne d'alimentation secondaire.

La figure III.8 montre les variations du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur de la ligne d'alimentation secondaire simulée sous HFSS.

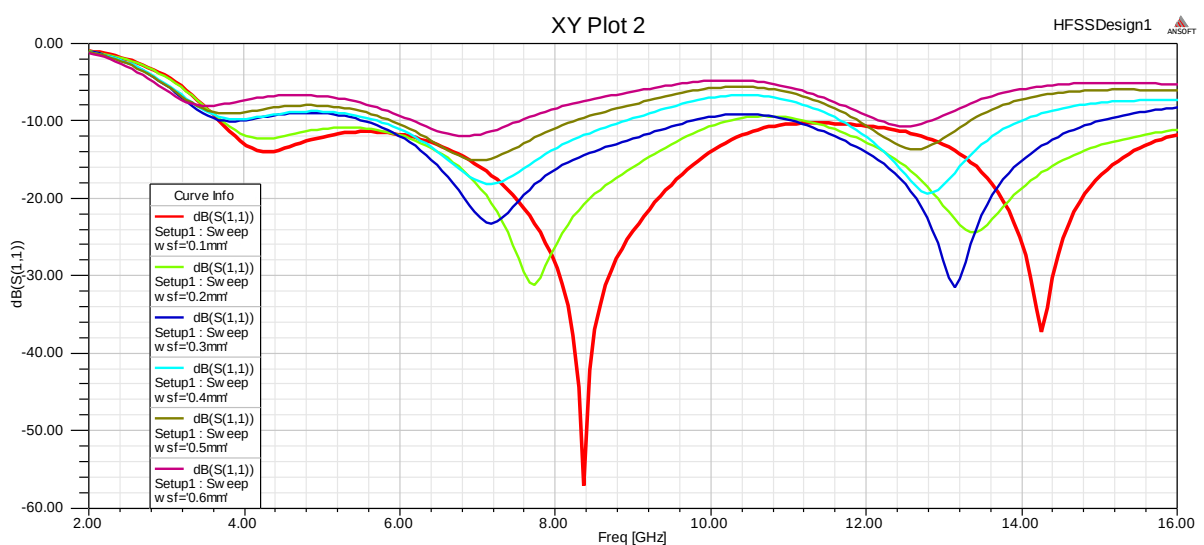


Figure III.8: Le coefficient de réflexion S_{11} , pour différent largeur de la ligne d'alimentation secondaire simulée sous HFSS.

D'après la figure III.8, on peut observer que la meilleure largeur de la ligne d'alimentation secondaire est 1.8 mm, pour cette valeur la bande passante sera plus large (3.6-16GHz), en plus de ça le paramètre S est moindre (-55 dB) pour la fréquence 8.3 GHz.

III.3.2. L'antenne patch de forme(C) optimisée

A partir des études paramétriques menées précédemment, nous pouvons déduire les paramètres finaux qui donnent la bande passante très large, dans le tableau ci-dessous.

Paramètres	Dimensions (mm)	Paramètres	Dimensions (mm)
R_1	03.50 mm	G_1	20.00 mm
R_2	06.50 mm	G_2	20.00 mm
d_1	01.00 mm	S	02.00 mm
d_2	01.00 mm	ϵ_r	04.40
L_f	06.00 mm	W	00.30 mm
L_o	03.50 mm	H	01.60 mm
W_{sf}	00.10mm	L_{sf}	04.00mm

Tableau III.7: Dimension d'antenne optimisée.

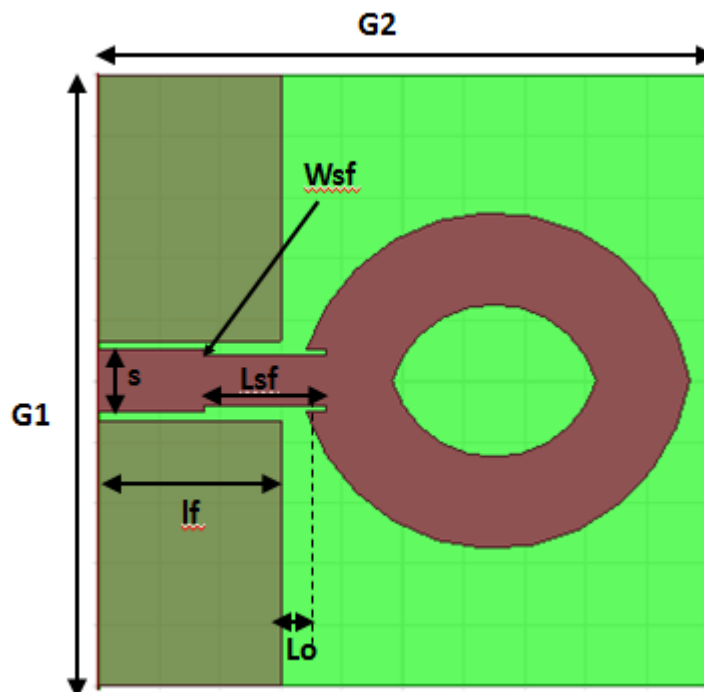


Figure III.9: Structure de l'antenne optimisée.

L'antenne finale conçue à partir de notre étude paramétrique et représentée dans la figure III-9, elle possède un plan de masse fini de largeur $L_f=6\text{mm}$, les dimensions de substrat $G_1 * G_2=20*20$, la longueur de la ligne d'alimentation secondaire $L_{sf}=4\text{mm}$ et sa largeur $W_{sf}=1.8\text{ mm}$, le rayon des cercles (R_1 et R_2) du patch sont respectivement 3.5 6.5. nous avons aussi éliminé l'ouverture dans le patch.

III.3.3. Le coefficient de réflexion

On définit la qualité d'adaptation d'une antenne soit en donnant son impédance caractéristique (formule III.1) (souvent 50 ohms), soit en donnant son coefficient de réflexion S_{11} (formule III.2 ou III.3).

$$Z_e = R + j \quad (\text{III.1})$$

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_r}{P_t} \quad (\text{III.2})$$

$|S_{11}|$ est le coefficient de réflexion en tension, donné par la formule (III.3) et exprimé en décibels. C'est le rapport de la tension réfléchie à la tension transmise ; sa valeur varie donc de 0 (aucune réflexion) à 1 (réflexion totale).

$$|S_{11}|_{dB} = 20 \log |S_{11}| \quad (\text{III.3})$$

L'impédance déduite d'une mesure du coefficient de réflexion est donnée par :

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

Le paramètre S_{11} qui est le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne exprime le transfert d'énergie par cette antenne. La valeur de ce paramètre varie en fonction de la fréquence. Afin d'assurer une bonne adaptation dans la bande de fréquence désirée, nous imposons le critère suivant $|S_{11}| \leq -10\text{ dB}$ [22].

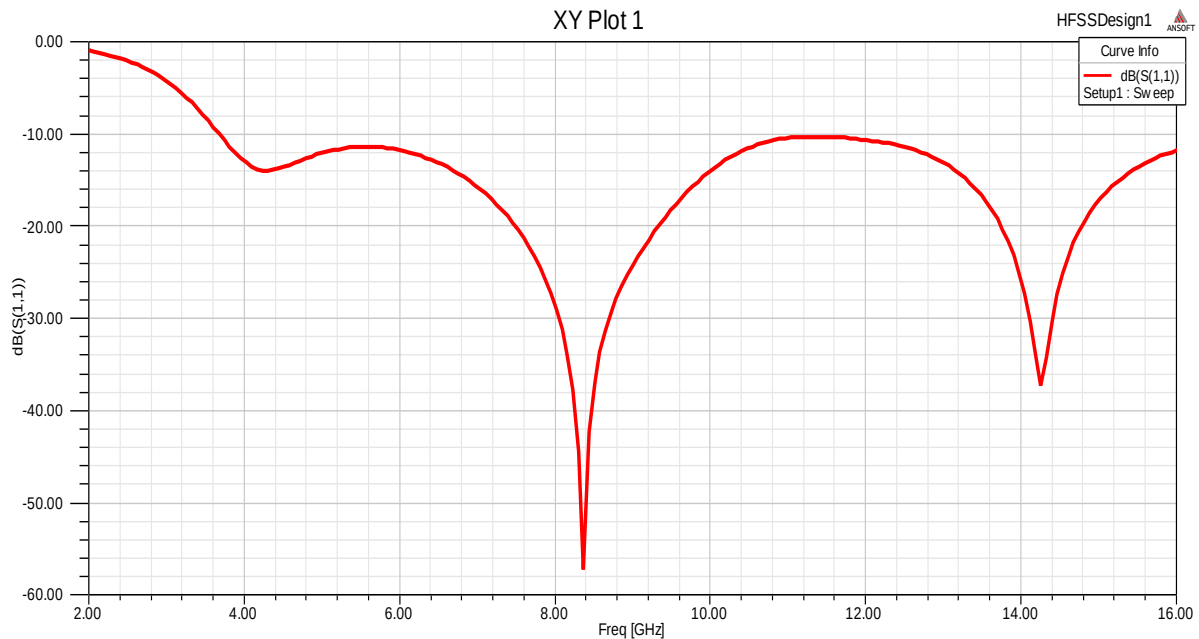


Figure III.10 : Coefficient de réflexion S_{11} de la structure simulée.

Le résultat obtenu pour le coefficient de réflexion de la structure d'antenne optimisée dans la bande [2-16 GHz] est représenté dans la Figure III.10. Cette antenne présente trois pics en fréquence $fr_1 = 4.31$ GHz, $fr_2 = 8.37$ GHz et $fr_3 = 14.25$ GHz. Pour des coefficients de réflexion respectivement en dB $|S_{11}| = -14$ dB, -57.14 dB et -37.20 dB avec une bande passante allant de 3.68 à 16 GHz. Donc en comparaison avec le résultat du papier [21], on peut constater que notre antenne a une bande passante plus large que celle réalisée dans [21], malgré la taille de notre structure est plus grande (par 2 mm) mais elle reste, néanmoins, à un degré de miniaturisation acceptable.

III.3.4. Impédance d'entrée

La géométrie de l'antenne et son mode d'alimentation influent sur l'impédance d'entrée de l'antenne. On cherche généralement à se placer au plus près d'une résonance et à annuler la partie imaginaire. Tandis que le choix du point d'adaptation peut déterminer la bande passante. Le tracé de l'impédance d'entrée de l'antenne simulé est présenté dans la figure III.11.

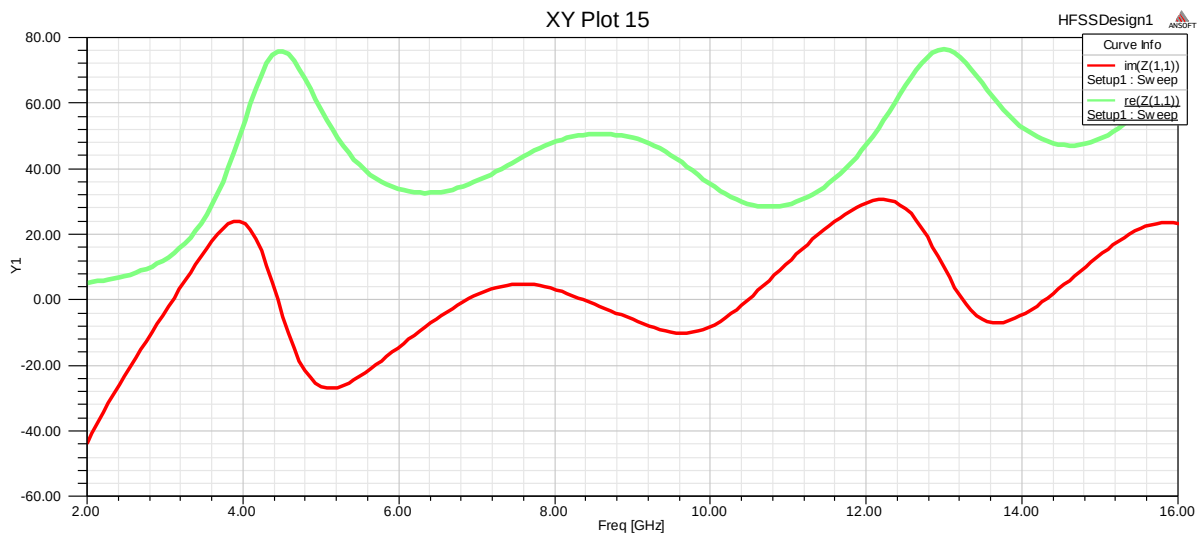


Figure III.11: Impédance d'entrée de l'antenne proposée.

Nous avons également tracé sur la figure III.11, la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance, dans la bande [02-16GHz]. Cette figure montre une adaptation de l'antenne obtenue dans la bande [8.00GHz-9.20GHz]. L'adaptation est presque parfaite pour la fréquence de résonance (8.37), même pour l'autre pic de fréquence de résonance (14.25), où son impédance est réelle et vaut $Z=50\Omega$. La partie imaginaire est proche de 0 dans toute la bande passante de l'antenne. On dit qu'il y a une adaptation d'impédance entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant.

III.3.5. Taux d'onde stationnaire (VSWR : Voltage Standing Wave Ratio)

Le taux d'onde stationnaire (VSWR : Voltage Standing Wave Ratio) c'est un quotient entre les champs électriques maximaux et minimaux dans une ligne de transmission. En d'autre manière, il caractérise la quantité du signal qui s'est réfléchi aux bornes d'une composante micro-onde. La norme acceptable dans un système de rayonnement électromagnétique est celle d'une valeur de VSWR inférieur à 2.

La figure III.12, représente le VSWR dans la gamme de fonctionnement de l'antenne étudiée. D'après la figure, on constate que le taux d'ondes stationnaires est inférieur à 2 dans toute la gamme de fréquence de l'antenne étudiée.

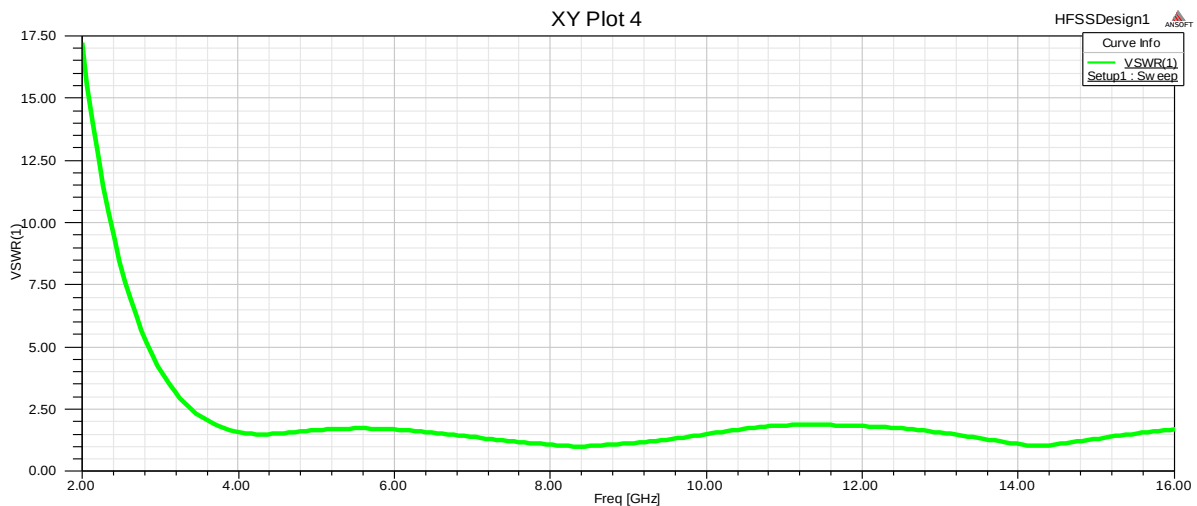


Figure III.12: Le taux d'onde stationnaire.

III.3.6. Diagramme de rayonnement en 2D et 3D

Il existe une multitude de façons de représenter le rayonnement d'une antenne : diagramme en champ, en puissance, gain, directivité, en polaire ou cartésien, en linéaire ou en décibels, en 2D ou 3D.

On étudie dans ce paragraphe les caractéristiques de rayonnement d'une antenne imprimée. Le diagramme de rayonnement est une caractéristique importante d'une antenne. En effet, le diagramme de rayonnement d'une antenne nous renseigne sur la façon avec laquelle l'antenne dirige son rayonnement dans une direction ou une autre dans l'espace. On a tracé les diagrammes dans les deux plans principaux de l'antenne: le plan H et le plan E.

Les figures (III.13, III.14, III.15) représentent le diagramme de rayonnement simulé dans le plan E ($\varphi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\theta = 90^\circ$) pour différentes fréquences de résonance (4.31 GHz, 8.37 GHz et 14.25 GHz) de la bande passante, respectivement.

On constate que le diagramme de rayonnement en 2D à 4.31 GHz possède deux lobes principaux dans le plan E dans la direction ($\theta = 30^\circ, \theta = 180^\circ$) et 2 lobes principaux dans 2directions ($\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 180^\circ$) dans le plan H.

Pour la fréquence 8.37 GHz le diagramme possède deux lobes principaux dans le plan E dans la direction ($\theta = 30^\circ, \theta = 150^\circ$) et 2 lobes principaux dans 2directions ($\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 180^\circ$) dans le plan H.

Pour la fréquence 14.25 GHz on remarque que le nombre de lobes augmente à plusieurs lobes dans le plan E et quatre lobes pour le plan H.

Pour $f_r=4.31$ GHZ :

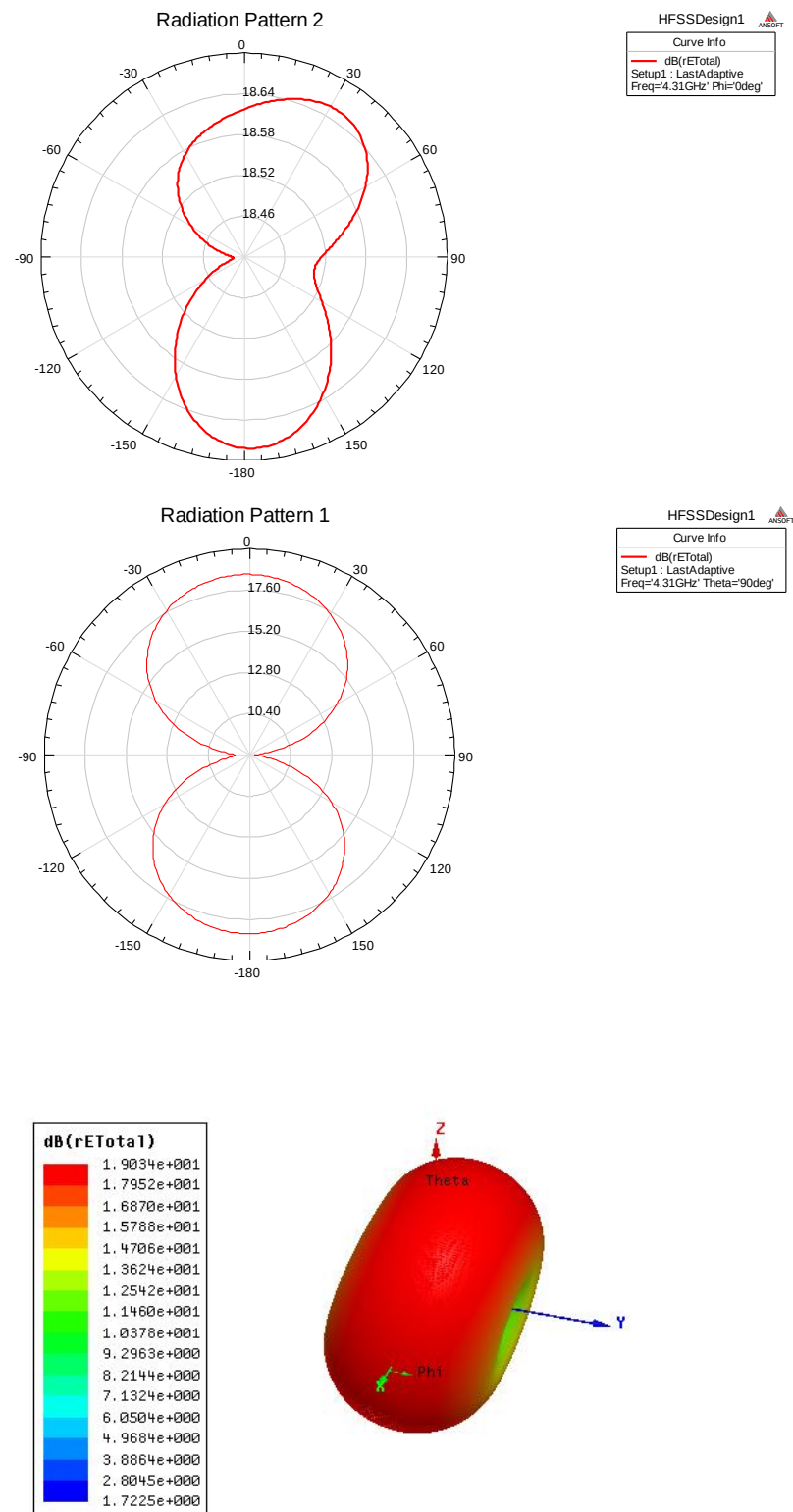


Figure III.13. Diagramme de rayonnement à la fréquence 4.31 GHZ (a) plan E, (b) plan H, (c) 3D.

Pour $f_r=8.37$ GHZ :

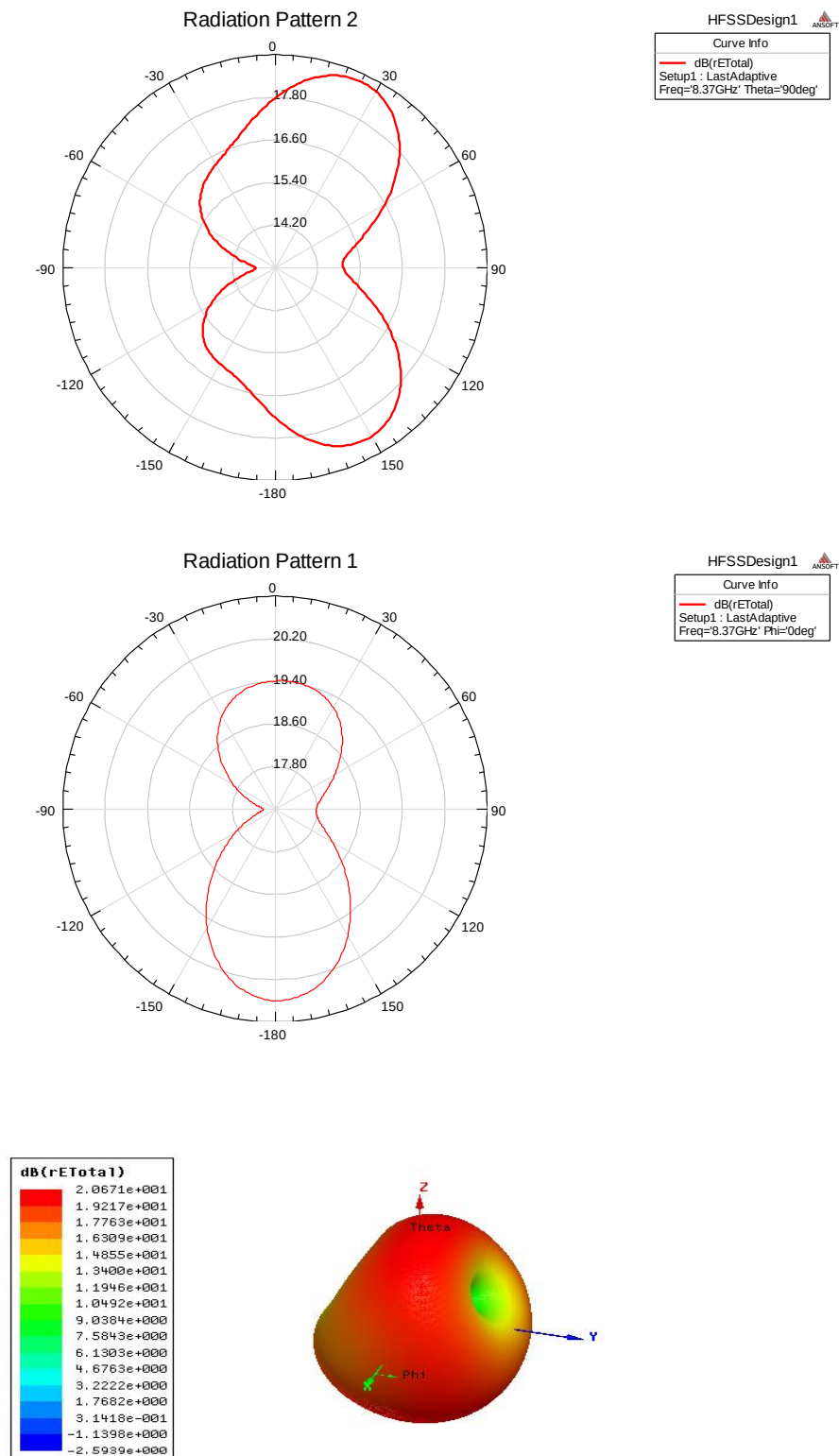


Figure III.14. Diagramme de rayonnement à la fréquence 8.37 GHZ (a) plan E,(b) planH, (c) 3D.

Pour $f_r=14.25$ GHZ :

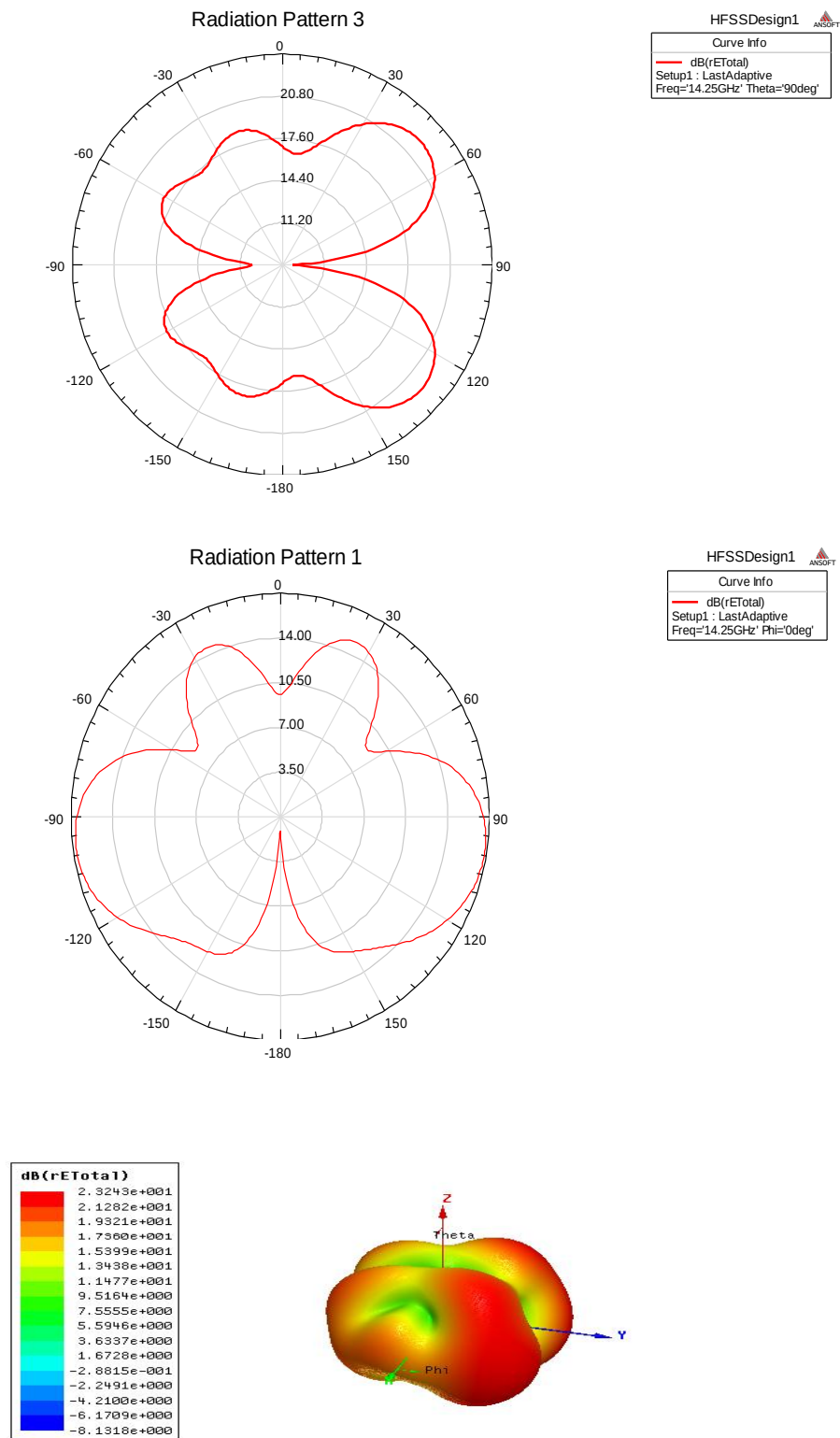


Figure III.15. Diagramme de rayonnement à la fréquence 14.25 GHZ (a) plan E,

(b) plan H, (c) 3D.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons utilisé l'étude paramétrique afin d'améliorer les performances d'une antenne microruban alimentée par guide d'onde coplanaire simulées sous le simulateur électromagnétique HFSS, après, nous avons présenté les résultats de simulation suivis par des commentaires et des discussions. Les performances étudiées sont :

- la bande passante en dB.
- la variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence.
- Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.
- Le taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence.
- Diagramme de rayonnement (plan E, plan H, 3D).

Conclusion générale

Conclusion générale

Les futures technologies pour les systèmes de télécommunication devront démontrer des potentialités très attractives en matière de miniaturisation, des pertes de réglage et de reconfiguration des circuits, sans oublier bien évidemment la fiabilité, le tout pour des coûts de fabrication toujours plus faibles. Il s'avère indispensable de concevoir des systèmes de télécommunication reconfigurables, multinormes, dans lesquels les caractéristiques pourront évoluer par le biais d'une commande électronique.

C'est dans ce contexte que s'inscrit notre travail, qui consiste à étudier les antennes microrubans à large bande alimentées par des guides d'ondes coplanaires.

Nous avons commencé par présenter les résonateurs microrubans et les différentes méthodes d'alimentation. Nous avons également cité les avantages et les inconvénients, les principales contraintes imposées à la réalisation de ces structures, leurs alimentations et leurs applications.

Une étude de simulation par le logiciel HFSS a été menée où le but était d'analyser et de concevoir une antenne microruban de forme C alimentées par guide d'onde coplanaire pour les applications ultra large bande. En effet, notre étude était basé sur une antenne patch de forme C, qu'on l'utiliser comme référence, cette antenne ayant deux fréquences de résonance 4.3 GHz et 8.6 GHz, et elle est caractérisée par deux bandes passantes étroites. Nous avons apporté quelques modifications sur cette structure pour élargir sa bande passante.

L'étude s'est portée sur une variation des dimensions du substrat, de la largeur du plan de masse et d'ajouter une ligne d'alimentation secondaire. Pour ce faire, on a utilisé l'étude paramétrique qui consiste à fixer tous les paramètres et changer un seul paramètre pour étudier leur influence sur les caractéristiques de l'antenne. Cette étude nous a permis d'améliorer les performances de l'antenne en termes de la bande passante, sans perdre de performances sur les autres caractéristiques telles que le taux d'onde stationnaire, l'impédance d'entrée, la miniaturisation et le diagramme de rayonnement.

Pour d'éventuels travaux futurs, on peut projeter l'étude d'antenne microruban en utilisant des cristaux photoniques électromagnétiques. Ces derniers sont très en vogue et ils ont la faculté de palier aux problèmes inhérents aux antennes microruban, tels que la bande passante étroite et faible rendement de rayonnement.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] B. MEKIMAH," Etude du fonctionnement en mode bifr quence des patches microbandes empilés et excentrés ", Mémoire de Magister, Université Kasdi Merbah Ouargla ,11/2013.
- [2] G. Kossiavas, R. Staraj, C. Luxey, A. Papiernik, "Antennes imprimées- Bases et principes", Technique de l'ingénieur, Référence E3310, 05/ 2007.
- [3] D. Khedrouche, " Modélisation des antennes microbandes par une analyse tridimensionnelle rigoureuse en utilisant une méthode intégrale," Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 06/ 2009.
- [4] A. Boyer, " Antenne", support de cours et énoncé de travaux dirigés, Institut Informatique et Réseau, Université Toulouse, 10/ 2011.
- [5] D. Aissaoui, " Analyse a l'aide de modèles équivalents d'antennes imprimées alimentées par ligne adaptées ", Mémoire de Magister, Université de Abou Baker Belkaid Tlemcen , 03/2007.
- [6] D. Orban , G.J.K. Moernaut, "The Basics of Patch Antennas",Orban Microwave Products ,2010.
- [7] M. Titaouine, " Analyse des antennes microrubans de forme arbitraire par la méthode des moments et le modèle généralisé de la cavité", Thèse de Doctorat, Université de Sétif, 09/ 2007.
- [8] A. F. Sheta, A.Mohra, " Multi- band operation of a compact h-shaped microstrip antenna ", microwave and optical technology letters , 2002.
- [9] M .Hassad, "Modélisation d'une antenne patch réalisée sur un substrat à tenseurs de permittivité et de perméabilité diagonaux", Doctorat microondes pour télécommunication, 06/2009.
- [10] J. R. Mosing, Fred E. Gardiol, "Rayonnement d'une antenne microruban de forme arbitraire " Ann. T l commum. 40, N  3-4, 1985.
- [11] A. BEHLOUL, " Contribution à l'étude des antennes microstrip Supraconducteur de forme triangulaire ", Mémoire de Magister, Institut d'électronique, Université de Constantine, 2010.
- [12] B . Zaoui , "Modélisation d'une antenne microruban compacte", Master académique , Université Echahid Hamma Lakhdar El oued,06/2015.
- [13] L. I. Babilio, M. A. Khayat, J. Williams, S. A. Long, "The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line fed patch antennas ", IEEE trans. Antennas Propagat. , vol. 49, pp. 45-47, 01/ 2001.

- [14] O. Picon, Coll, "Les Antennes, théorie, conception et applications", Dunod, Paris, 978-2-10-051989-7, 2009.
- [15] A. Boufrioua, "Contribution à l'étude des antennes a patch résistifs et parfaitement conducteur tenant compte d'une source d'excitation et des nouvelles formes asymptotiques de courant ", thèse de Doctorat, Institut d'électronique, Université de Constantine, 11 /2006.
- [16] J. P. Damino, A. Papiernik, "Survey of analytical numerical models for probfed microstrip antenna ", IEEE prose microwave antenna propagation. Vol 141, N°1, 15-22, 02/1994.
- [17] Y. T. Lo, D. Soloman , W. F. Richards, "Theory and experiment on microstrip antennas ", IEEE trans. antennas Propagut., Vol.AP-27 , pp.137-145, 03/1979.
- [18] L. Chouti, "Contribution à l'étude d'antenne imprimés rectangulaire double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage", Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2009.
- [19] C. Huang, B. Jeng, J , SenKuo " Grating Monopole Antenna for DVB-T Applications " ,IEEE Transactions on antenna sand propagation ,vol. 56, NO. 6, 06/2008.
- [20] J. R. Mosig , F. Gardiol, "Technique analytique et numériques dans l'analysa des antennes microruban ", ANN .Télécom, 40 ,n°7-8 ,1985.
- [21] H. Chu, "A Compact CPW-fed C-shaped Patch Antenna for Wireless Communication" ,IEEE, International Conference on Advanced Technologies for Communications ,2013.
- [22] D. M. Pozar , S. M. Voda, "A rigorous analysis of a micro strip line fed patch Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, Vol. AP-35, N°. 12, 12/1987.

Résumé

Dans ce travail nous avons réalisé la conception et l'optimisation d'une antenne patch alimentée par guide d'onde coplanaire. Notre conception est basé sur l'étude paramétrique qui nous permet de d'étudier l'influence de tous les paramètres sur les performances de notre antenne. Cette étude paramétrique nous permettra d'aboutir à un élargissement de la bande passante de la structure d'antenne comparé à la structure d'antenne de référence.

Après l'étude paramétrique, nous avons calculé les différents paramètres de l'antenne optimale tels que la bande passante, le taux d'ondes stationnaires (TOS), l'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement.

Mots clés : antenne patch, guide d'onde coplanaire, ULB.

Abstract

This work present the design and the optimization of a microstrip patch antenna excited by coplanar wave guide (CPW), our study is based on the parametric study to determine the influence of all parameters on the performances of our antenna. after an intensive parametric study, we obtained an optimum structure with ultra wideband compared with the reference one.

In a second stage, we presented the calculated parameters of the resulting optimum antenna, such as bandwidth, VSWR, input impedance, and radiation pattern.

Keys words: microstrip antenna , coplanar waveguide CPW, UWB.

ملخص

في هذا العمل، قمنا بالتصميم والاستغلال الأمثل لهوائي ذي شريط دقيق مغذى عن طريق موجة موجات متحد المستوى. يستند التصميم على دراسة مختلف العوامل المؤثرة على أداء الهوائي. سمحت لنا هذه الدراسة بالوصول إلى اتساع في عرض النطاق الترددي للهوائي المدروس مقارنة بهوائي كلاسيكي.

بعد دراسة العوامل المؤثرة، قمنا بحساب مختلف ميزات الهوائي مثل النطاق الترددي، نسبة الأمواج المستقرة، ممانعة المدخل و النمط الإشعاعي.

الكلمات الاستدلالية: هوائي ذو شريط دقيق، موجة موجات متحد المستوى، النطاق الترددي العريض.