

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DU TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE  
N° : .....



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE  
FILIERE : ELECTRONIQUE  
OPTION : MICRO-ELECTRONIQUE

**Mémoire présenté pour l'obtention  
Du diplôme de Master Académique**

**Par: DEGHFEL Walid et MERZOUGUI Rami**

**Intitulé**

**Etude et conception d'une antenne patch ultra  
large bande ULB à bande rejetée**

**Soutenu devant le jury composé de:**

HOCINI Abdeslam	Université M'sila	Président
KHEDROUCHE Djamel	Université M'sila	Rapporteur
BOURAS Mounir	Université M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2016 /2017**

# DEDICACE

*Nous dédions ce travail à :*

*Nos mères, sources de tendresse et d'amours pour leurs  
soutiens tout le long de notre vie scolaire.*

*Nos pères, qui nous ont toujours soutenus et qui ont fait  
tout possible pour nous aider.*

*Nos frères et nos sœurs, que nous aimons beaucoup.*

*Notre grande famille.*

*Nos cher ami (e) s, et enseignants.*

*Tout qu'ont collaboré de près ou de loin à l'élaboration de  
ce travail.*

*WALID ET RAMI*

## **REMERCIEMENT**

*Avant tout, nos remerciements en premier lieu, à DIEU qui nous a donné la foi, le courage et la patience de parvenir à finir ce modeste travail.*

*Nous tenons à remercier particulièrement nos parents ; nos succès demeurée loin le fruit de leurs longues années de sacrifices et de patience.*

*Nous tenons à exprimer Nos vifs remerciements et ma gratitude à mon promoteur Dr. **Djamel KHEDROUCHE**, je le remercie pour ses conseils; ses précieux commentaires qui m'ont permis de surmonter mes difficultés, et de progresser dans cette présente étude.*

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

*Nos remerciements vont aussi, à **Mr. Tahar BOUGOUTAIA** pour la documentation, l'accompagnement tout au long de ce travail et les conseils prodigués.*

*Nos remerciements s'étendent également à tous, nos enseignants durant les années d'études.*

*Enfin nous ne voudrais pas oublier de remercier toute personne qui Nous aidons de loin ou de près à réaliser ce travail.*

## Table des matières

Dedicace .....	I
Remerciment .....	II
Table des matières .....	III
Liste des figures .....	VI
Liste des tableaux .....	VIII
Resume .....	IX
Abstract .....	X
المخلص .....	XI

## Introduction générale

Introduction general .....	1
----------------------------	---

### Chapitre I

#### Généralités sur les antennes patch ULB

I-1 Introduction .....	3
I-2 Définition et historique des Antennes .....	3
I-3 L'antenne Microstrip .....	3
I-3-1 Description d'une antenne microstrip.....	3
I-3-2 Caractéristiques de base.....	4
I-3-3 Avantages et inconvénients .....	5
I-3-4 Les différentes formes d'une antenne patch.....	5
I-3-5 Les ondes existantes sur les antennes microruban.....	6
I-4 Principe de fonctionnement .....	7
I-4-1 Représentation en quadripôles .....	8
I-4-2 Coefficient de réflexion $S_{11}$ .....	8
I-4-3 Directivité .....	8
I-4-4 Taux d'ondes stationnaire SWR (standing wave ratio).....	9
I-4-5 Rendement de l'antenne .....	9
I-4-6 Gain .....	9
I-4-7 Ouverture .....	9
I-4-8 Impédance d'entrée.....	9
I-4-9 Diagramme de rayonnement.....	9
I-5 Techniques d'alimentation .....	10
I-5-1 Alimentation par ligne microruban.....	10
I-5-2 Alimentation par sonde coaxiale .....	11

I-5-3 Alimentation par couplage par fente .....	11
I-5-4 Alimentation par couplage de proximité .....	11
I-5-5 Comparaison entre les différentes techniques d'alimentation.....	13
I-5-6 Différentes méthodes d'alimentation .....	13
I-6 Méthodes d'analyse.....	15
I-6-1 Méthodes analytiques .....	15
I-6-1-1 Le modèle de la ligne de transmission.....	15
I-6-1-2 Modèle de la cavité.....	15
I-6-2 Méthodes rigoureuses .....	16
I-6-2-1 La méthode des éléments finis .....	16
I-6-2-2 La méthode des différences finies .....	17
I-6-3 La méthode TLM.....	17
I-7 Les antennes ULB .....	17
I-7-1 Exigences pour les antennes ULB .....	18
I-7-2 Classification des antennes ULB .....	19
I-8 Applications.....	20
Conclusion.....	21

## Chapitre II

### Présentation du logiciel HFSS

II-1 Introduction .....	22
II-2 Présentation du logiciel Ansoft HFSS.....	22
II-3 Un projet en HFSS .....	23
II-4 Comment commencer HFSS .....	24
II-5 Comment ouvrir un nouveau projet .....	24
II-6 Sauvegarder le projet.....	24
II-7 Insérer une conception de HFSS .....	25
II-8 Choix du type de solution.....	25
II-9 L'Arrangement des Unités du Modèle de Mesure .....	26
II-10 Créer le substrat.....	26
II-11 Création du Patch (l'élément rayonnant) et la ligne microruban d'alimentation (Feed Line) .....	28
II-12 Création du port (waveport) .....	31
II-13 Assigner les conditions aux frontières .....	32
II-14 Assigner une excitation au port d'alimentation.....	33
II-15 Assigner les conditions aux limites .....	34

II-16 Créer une installation d'analyse (analysis setup).....	35
II-17 Ajouter le champ de fréquence (Add Frequency Sweep) .....	36
II-18 Analyse.....	37
II-19 Créer les rapports .....	37
II-20 Conclusion.....	39

## Chapitre III Résultats et discussions

III-1 Introduction.....	40
III-2 Étude et conception d'une antenne ULB .....	41
III-2-1 Diagramme de rayonnement .....	43
III-2-2 Etude paramétrique de la position de la ligne d'alimentation pf pour l'antenne de base .....	44
III-3 Etude et conception d'une antenne ULB a bande rejetée .....	45
III-3-1 Insertion deux fentes en forme rectangulaire.....	45
III-3-2 Etude paramétrique de dimensions de la fente .....	49
III-3-2-1 Etude paramétrique de la longueur de la fente LSL.....	49
III-3-2-2 Etude paramétrique de la largeur de la fente W1 .....	51
III-3-2-3 Etude paramétrique de la largeur W3 .....	53
III-3-2-4 Etude paramétrique de la position des fentes PS .....	55
Conclusion.....	57

### Conclusion générale

Conclusion generale .....	58
---------------------------	----

### Références

Reference.....	59
----------------	----

## Liste des figures

### Chapitre I Généralités sur les antennes patch ULB

Figure I-1 : Géométrie d'une antenne microruban de forme arbitraire. ....	4
Figure I-2 : Différentes formes d'antennes patch. ....	5
Figure I-3 : Trajectoires des rayons dans une antenne microruban (coupe). ....	6
Figure I-4 : Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire. ....	7
Figure I-5 : Représentation en quadripôle. ....	8
Figure I-6 : Diagramme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire. ....	10
Figure I-7 : Techniques d'alimentation. ....	12

### Chapitre II Présentation du logiciel HFSS

Figure II-1: Organigramme des différentes étapes d'un design HFSS [16]. ....	23
Figure II-2 : La fenêtre principale du logiciel HFSS. ....	24
Figure II-3 : Fenêtre de HFSS. ....	25
Figure II-4 : Boîte de dialogue du Type de Solution. ....	25
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 : Représente le patch et la ligne d'alimentation représentant un seul objet. ....	30
Figure II-9 : Le patch et la ligne d'alimentation. ....	30
Figure II-10 : Ci-dessous représente le port dans le plan. ....	31
Figure II-11 : Le port. ....	32
Figure II-12 : Le boîtier d'air. ....	32
Figure II-13 : Lumped port. ....	33
Figure II-14 : Assignement de la condition "Conducteur parfait" pour le patch, la ligne microstrip d'excitation et le transformateur d'adaptation. ....	34
Figure II-15 : Assignement de la condition "Conducteur parfait" pour le plan de masse. ....	35
Figure II-16 : Assignement des frontières. ....	35

### Chapitre III Résultats et discussions

Figure III-1 : Géométrie de l'antenne étudiée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous. ....	41
Figure III-2 : Coefficient de réflexion de l'antenne de base. ....	42
Figure III-3 : Paramètres Z de l'antenne de base. ....	43
Figure III-4 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne base (A) plan E et (B) plan H. ....	43
Figure III-5 : Coefficient de réflexion pour différents valeur de Pf. ....	44
Figure III-6 : VSWR pour la différente valeur de Pf. ....	45
Figure III-7 : Antenne ULB a bande rejetée. ....	45
Figure III-8 : Coefficient de réflexion S11 d'Antenne ULB a bande rejetée. ....	46
Figure III-9 : VSWR d'Antenne ULB a bande rejetée. ....	46
Figure III-10 : Paramètres Z de l'antenne ULB a bande rejetée. ....	47
Figure III-11 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée (A) plan E. ....	48
Figure III-12 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée (B) plan. ....	48

Figure III-13 : Coefficient de réflexion différents valeur de LSL.....	49
Figure III-14 : VSWR pour différents valeurs de LSL .....	50
Figure III-15: Coefficient de réflexion pour différents valeur de W1.....	51
Figure III-16 : VSWR pour différents valeur de W1 .....	52
Figure III-17 : Coefficient de réflexion pour différents valeur de W3.....	53
Figure III-18 : VSWR pour différents valeur de W3 .....	54
Figure III-19 ; Coefficient de réflexion pour différents valeur de PS .....	55
Figure III-20 : VSWR pour différents valeur de PS.....	56

## Liste des tableaux

### Chapitre I Généralités sur les antennes patch

Tableau I-1 : Comparaison entre les différentes techniques d'alimentation.....	13
Tableau I-2 : Avantages et inconvénients des méthodes d'alimentation.....	14

### Chapitre III Résultats et discussions.

Tableau III-1 : Paramètres géométriques de l'antenne de base.....	41
Tableau III-2 : Valeurs de la position ligne d'alimentation pf.....	44
Tableau III-3 : Valeurs de la longueur des fentes LSL. ....	49
Tableau III-4 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR (LSL). ....	50
Tableau III-5: La largeur des fentes W1. ....	51
Tableau III-6: Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR(W1). ....	52
Tableau III-7: Valeurs de la distance W3.....	53
Tableau III-8: Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR5(W3). ....	54
Tableau III-9 : La position des deux fentes PS. ....	55
Tableau III-10 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR(PS).....	56

## **RESUME**

Les communications et en particulier les communications sans fil sont aujourd'hui dans la pleine croissance. Avec l'augmentation des besoins de débits élevés et de la raréfaction des bandes de fréquence disponibles, il est devenu essentiel de trouver les nouvelles solutions qui répondent à ces exigences. La technologie ultra large bande ULB (UWB) semble une solution très prometteuse.

Dans le cadre de notre travail, nous avons proposé en premier lieu une nouvelle antenne ultra large bande pour des applications ULB. L'antenne proposée se compose d'un patch microruban rectangulaire, et d'un plan de masse partiel. L'antenne proposée fonctionne sur une très large bande passante de 2.3-11.3GHz GHz. Comme la gamme de fréquence pour les systèmes ULB cause des interférences aux systèmes de communications existants tels que le WiMAX, le WLAN, l'HIPERLAN/2, ..., des antennes ULB avec des caractéristiques à bandes rejetées sont exigées. D'où, en deuxième lieu de notre travail, nous avons proposé une nouvelle antenne ultra large bande à bandes rejetée pour éviter l'interférence avec l'application WiMAX. L'antenne proposée se compose d'un patch microruban rectangulaire et un plan de masse partiel avec deux fentes de forme rectangulaire insérées dans l'élément rayonnant.

Les différentes simulations des performances des deux antennes sont réalisées à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique Ansoft HFSS développé par Ansoft corporation et les résultats obtenus sont en bon accord avec les exigences demandées.

**Mots clés** : antenne microruban, antenne ultra large bande, ULB, plan de masse partiel, Bandes rejetées.

## **ABSTRACT**

The communications, in particular wireless communication, are today in full growth. With the increase in the needs of high data-rate and rarefaction for the available frequency bands, it became essential to find new solutions which satisfy these requirements. Technology UWB (Ultra Wide Band) seems a very promising solution.

Within the framework of our work, firstly we proposed a new ultra-wideband antenna for UWB applications. The proposed antenna consists of rectangular microstrip patch, and a partial ground plane. As the frequency range for UWB systems causes interference to the existing wireless communication systems, such as the WiMAX, the WLAN, the UWB antennas with a band-notched characteristic are required. Thus, in second place of the work, we proposed a new ultra-wideband antenna with notched band for WiMAX applications. The new proposed antenna consists of rectangular microstrip patch and a partial ground plan. Two rectangular slots are embedded in the radiating patch.

Various simulations of the performances of the two antennas are carried out using the electromagnetic simulation software Ansoft HFSS developed by Ansoft corporation and the results obtained are in concord with the required requirements.

**Keywords:** Microstrip Antenna, Ultra-Wideband Antenna, UWB, partial ground plane, Band Notched Characteristics.

## الملخص

الاتصالات اللاسلكية في نمو متزايد مع الزيادة في احتياجات التدفق العالية وندرة نطاقات التردد المتاحة، ولذلك أصبح من الضروري إيجاد حلول جديدة تلبى هذه المتطلبات. في إطار هذه المذكرة نقترح ونصمم هوائي شريطي يعمل في المجال الترددي من 2.3 جيجا هرتز الى 11.3 جيجا هرتز. من جهة أخرى هذه الهوائيات عريضة النطاق الترددي تؤدي الى التداخل مع أنظمة الاتصالات اللاسلكية الحالية وعليه في الجزء الثاني من المذكرة نركز اهتمامنا على تصميم هوائي عريض النطاق الترددي ذو مجال ترددي محذوف. يتكون الهوائي المقترح من رقعة مشعة مستطيلة الشكل وأساس مسطح جزئي. ويأدرج شقين مستطيلي الشكل في العنصر المشع نتمكن من حذف المجال الترددي الخاص بالوايماكس من 5.25 جيجا هرتز الى 5.85 جيجا هرتز دون أن يؤثر ذلك على عرض النطاق الترددي خارج المجال المحذوف.

## الكلمات المفتاحية

هوائي شريطي. نطاق ترددي عريض. أساس جزئي. نطاق ترددي محذوف

# **INTRODUCTION GENERALE**

### INTRODUCTION GENERAL

Le développement des nouveaux systèmes de télécommunications sans fil nécessite la conception d'antennes de plus en plus difficiles à élaborer. Dans le cas des communications entre mobiles, la diversité des systèmes et standards (GSM, DCS, UMTS, WLAN...) amène les ingénieurs à concevoir des antennes satisfaisant de nombreuses contraintes telles que : compacité, faible coût de fabrication, large bande passante et fonctionnement multifréquence.

De ce fait, les études se sont orientées vers une miniaturisation importante, vers l'utilisation de nouveaux matériaux diélectriques et vers le développement de capacités multifonctionnelles.... Afin de répondre à ces besoins, des méthodologies de conception innovatrices d'antenne sont nécessaires.

C'est dans ce contexte que s'inscrit notre travail, qui consiste à étudier et concevoir les antennes microrubans qui répondent aux exigences citées ci-dessus. Leur première apparition était dans les années 1950 par Deschamps, mais il a fallu attendre les années 1970 pour voir apparaître les premières réalisations qui étaient essentiellement réservées à des applications militaires. Deux atouts majeurs ont entraîné un développement très important de ce type: leur faible coût de réalisation, et leur capacité d'intégration. Aujourd'hui ils sont implantés dans des nombreux dispositifs électroniques et constituent le type privilégié aux fréquences microondes dans les systèmes de communication intégrés modernes. Par ailleurs ce type présente des limites, notamment la bande passante étroite. Afin de compenser ces limitations et améliorer les performances des antennes microrubans [1], nous proposons une nouvelle structure d'antenne patch opérant dans la bande 3.1 GHz – 10.6 GHz. La technique de conception de cette antenne est effectuée à l'aide d'outils de CAO (conception assistée par ordinateur) basés sur la résolution numérique des équations de Maxwell par la méthode des éléments finis (HFSS).

L'inconvénient principal lié à l'utilisation des antennes ultra large bande tient au fait que les fréquences utilisées sont déjà employées par d'autres systèmes, ce qui rend possible l'existence d'interférences. Donc, nous allons étendre note étude pour concevoir des antennes ULB à bande rejetée, en ajoutant des fentes sur l'élément rayonnant, l'antenne peut être désadaptée sur une certaine sous bande.

## Introduction général

---

Ce travail se compose de trois chapitres :

Le premier chapitre, est consacré à une description générale des antennes imprimés, leurs propriétés et leurs caractéristiques, un rappel théorique sur l'antenne imprimée, une présentation des méthodes d'analyse ainsi les différentes méthodes d'alimentation

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. 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. Ainsi, nous développerons dans ce chapitre la phase de conception en présentant des résultats de la simulation d'une antenne à patch rectangulaire ultra large bande alimentée par une ligne microruban, ensuite on va introduire deux fentes rectangulaire sur l'élément rayonnant, dans ce cas l'antenne peut être désadaptée sur une certaine sous bande. Toutes les simulations sont suivies par des discussions et des commentaires. A la fin de ce mémoire, on finira par donner une conclusion générale.

## Chapitre I

# Généralités sur les antennes patch ULB

## I-1 Introduction

La technique de l'*Ultra Large Bande*, utilisée dans le domaine des communications radio est très populaire de nos jours et les circuits électroniques relatifs à ces applications ont été réalisés grâce à de nombreuses recherches sur le sujet. Récemment, les règles d'utilisations du spectre de fréquence dans la bande passante établies par la FCC (*Commission Fédéral des communications*) se situent entre 3.1 et 10.6 GHz, ce qui rend cette technologie particulièrement intéressante : Possédant une bande passante beaucoup plus large que les systèmes large bande conventionnels, cette technologie nouvelle a le mérite de mieux performer en environnement bruyant.

## I-2 Définition et historique des Antennes

Une antenne est définie par le dictionnaire de *Webster* comme " un appareil habituellement métallique (comme une tringle ou fil) pour rayonner ou recevoir des ondes radio" [9]. Le rôle d'une antenne est de convertir l'énergie électrique d'un signal en énergie électromagnétique, ou inversement de convertir l'énergie électromagnétique en énergie électrique. Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement, une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur [2].

Le concept d'antennes imprimées a été proposé pour la première fois par Deschamps en 1953 aux U.S.A, et en France par Baissinot et Gutton en 1955 [3]-[4]. Le phénomène de rayonnement provenant des discontinuités dans les striplines fût observé et étudié par Lewin en 1960 [3]. En 1970 Byron a décrit la structure planaire qui se constitue d'une plaque conductrice gravée sur un substrat diélectrique  $\epsilon_r \leq 10$  qui repose sur un plan de masse [3]-[5], les premières réalisations étaient essentiellement réservées à des applications militaires, un peu plus tard, dans les années 1990 des antennes pratiques ont été développées par Howel et Munson [3], un véritable passage au stade industriel.

## I-3 L'antenne Microstrip

### I-3-1 Description d'une antenne microstrip

Dans sa structure de base, une antenne microstrip se compose d'une pièce métallique rayonnante (patch) sur un côté du substrat diélectrique, et un plan de masse de l'autre côté comme représenté sur la Figure I-1. Le patch est généralement fabriqué à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or (à cause de leurs conductivités élevées) et il peut prendre

n'importe quelle forme possible, mais on se donne des formes régulières (carré, circulaire) dans le but de simplifier l'analyse de la structure. Le patch rayonnant et les lignes d'alimentation sont habituellement photographés sur le substrat diélectrique.

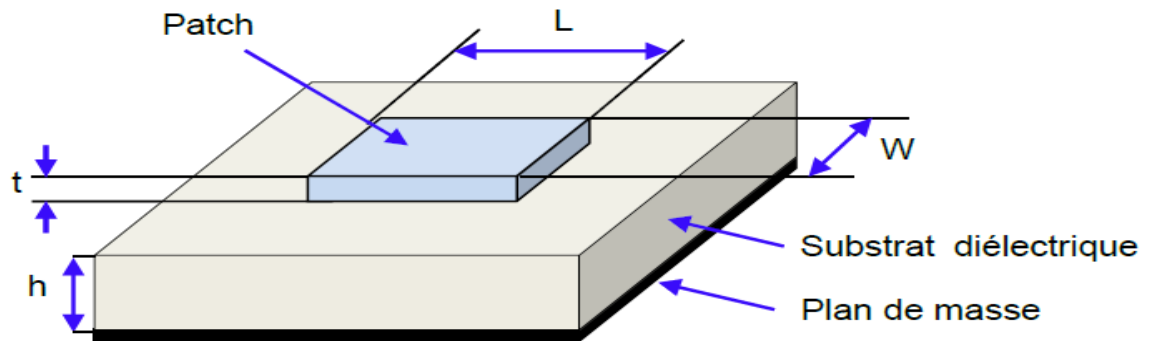


Figure I-1 : Géométrie d'une antenne microruban de forme arbitraire.

### I-3-2 Caractéristiques de base

L'antenne microstrip est conçue telle que le maximum de son 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  $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$ , où  $\lambda_0$  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  $0,003 \lambda_0 \leq h \leq 0,05 \lambda_0$ .

Le constant diélectrique du substrat  $\epsilon_r$  est typiquement dans la gamme  $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$  [9].

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.

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  $\epsilon$  et son épaisseur.

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. Dans ce chapitre nous présentons la description et le mécanisme de fonctionnement, les avantages, les inconvénients des antennes patches, ainsi que

les différents types d'alimentation. En effet, nous détaillons le principe des méthodes usuelles les plus utilisées dans le domaine des antennes.

### I-3-3 Avantages et inconvénients

L'antenne microruban présente de nombreux avantages par rapport aux antennes microondes classiques, on peut citer entre autres [6] [7] [8]:

- Faible poids, encombrement réduit, faible profile et structure plane.
- S'adapte facilement aux surfaces planes et non planes.
- Facile à fabriquer en masse en utilisant les techniques des circuits imprimés dont le faible coût.
- Facile à intégrer avec les circuits MMICs sur un même substrat.
- Polarisation linéaire et circulaire possibles.
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.
- Antennes multibandes multipolarisations possibles.

Toutefois, elle présente certains inconvénients limitant son efficacité à savoir:

- Bande passante étroite.
- Faible gain.
- Supporte uniquement des faibles puissances.
- Faible efficacité de rayonnement.
- Faible pureté de polarisation.

Pour y remédier à ces inconvénients plusieurs travaux de recherches ont été menés et ont abouti à des progrès considérables améliorant les performances de ces antennes.

### I-3-4 Les différentes formes d'une antenne patch

L'antenne patch peut prendre plusieurs formes qui peuvent être rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle. Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication, mais également un diagramme de rayonnement très intéressant. La figure suivante montre ces différentes formes [9].

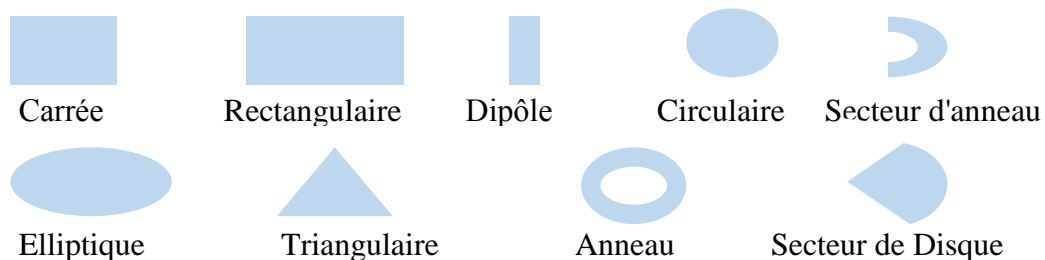


Figure I-2 : Différentes formes d'antennes patch.

### I-3-5 Les ondes existantes sur les antennes microruban

Pendant que l'antenne microruban fonctionne, on distingue trois types d'ondes susceptibles de se propager : Onde guidée (A), Onde rayonnée (B), Onde de surface (C) [10].

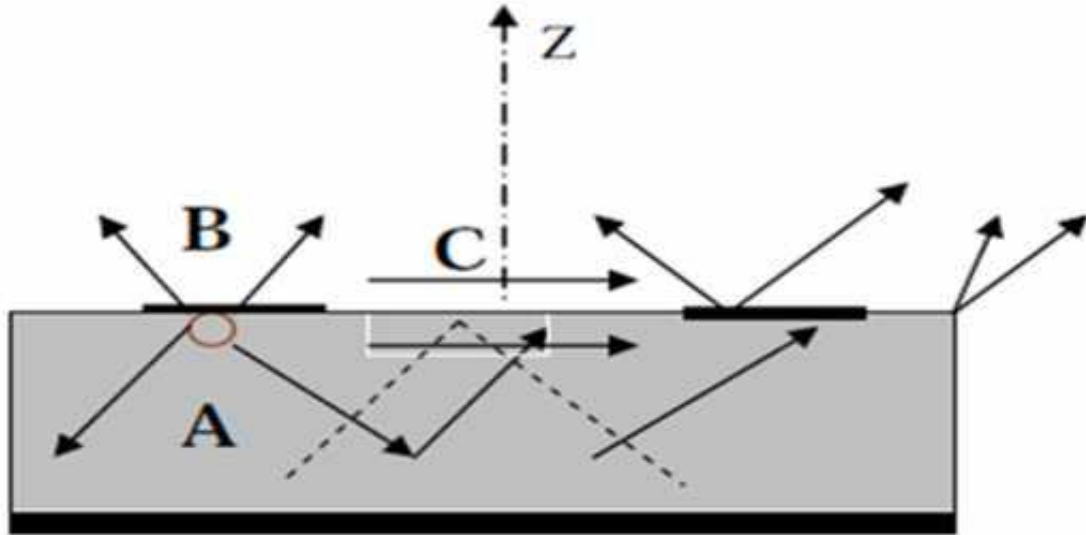


Figure I-3 : Trajectoires des rayons dans une antenne microruban (coupe).

#### A- Ondes guidées :

Le champ électromagnétique s'accumule dans le substrat entre les deux plans conducteurs, cette propriété est très utile pour la propagation du signal le long d'une ligne microruban.

#### B- Ondes rayonnées :

Dans l'air, au-dessus du substrat, le signal se disperse librement dans l'espace et contribue au rayonnement de l'antenne. Ce dernier paraît surtout être émis par le voisinage des arêtes, puisque les courants surfaciques circulent sur la face inférieure du patch (cote diélectrique). C'est pourquoi certains modèles considèrent le rayonnement d'un ensemble de fentes fictives situées sur le pourtour de l'antenne.

#### C- Ondes de surface :

Certains rayons atteignent les surfaces de séparation avec une incidence rasant, et restent piégés à l'intérieur du diélectrique. Il s'agit du mécanisme de la réflexion totale, dont font usage les fibres optiques. Une onde de surface est alors guidée par le bord du diélectrique, ne contribuant pas directement au rayonnement vers le haut de l'antenne. Toutefois, quand cette onde atteint le bord du substrat (point C), elle est diffractée et génère un rayonnement parasite, et si on a un réseau de deux antennes côté à côté par exemple, l'onde de surface peut créer un couplage entre les éléments du réseau. Le diagramme de rayonnement de l'antenne

peut être perturbé par la présence d'onde de surface, notamment au niveau des lobes secondaires [10].

#### I-4 Principe de fonctionnement

Pour comprendre le fonctionnement d'un résonateur microruban, il est nécessaire de connaître les champs électromagnétiques notamment le champ proche. Lorsque la ligne d'alimentation est excitée par une source radiofréquence, une onde électromagnétique guidée entre la ligne et le plan de masse va se propager jusqu'à l'élément rayonnant (de largeur plus grande que la ligne, donc plus apte à rayonner). Une distribution de charge va s'établir sous l'élément rayonnant, et sur le plan de masse.

Pour simplifier le problème, la structure de la Figure I-4 peut être assimilée à une cavité bornée par des murs électriques (plan de masse et élément rayonnant), et un mur latéral magnétique. Est accumulée selon un ensemble de fréquences modales (fréquences modales de résonance) auxquelles des configurations de répartition des champs sont permises, appelées modes. Ces cavités fonctionnent alors sur des modes  $TM_{mn}$  [11].

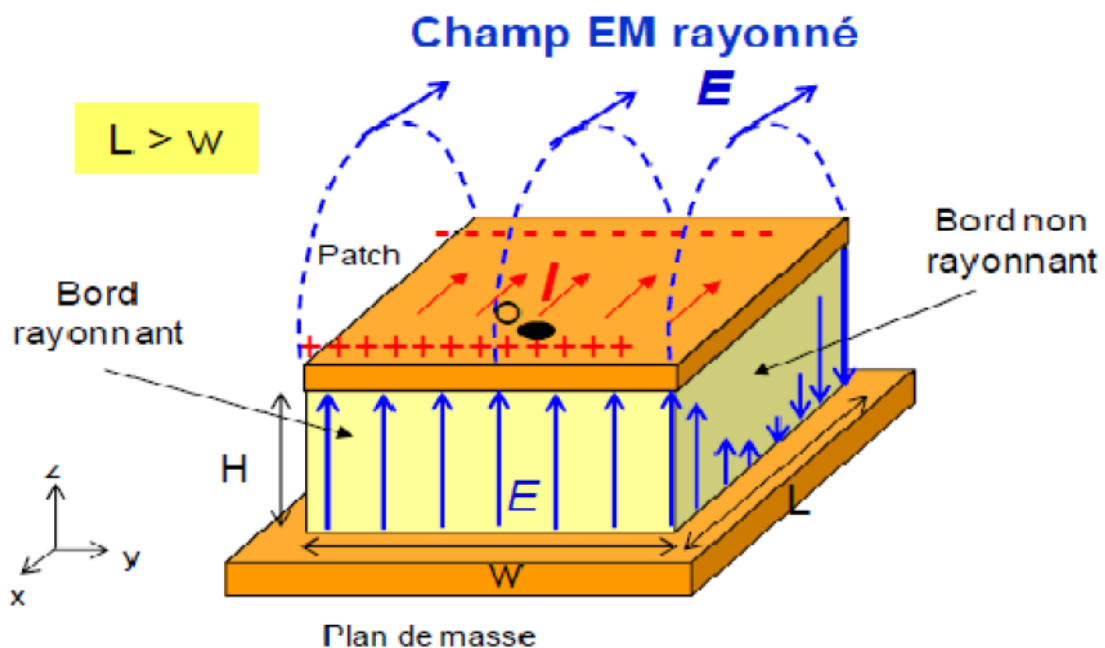


Figure I-4 : Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.

Le champ présent entre les bords du patch et le plan de masse va déborder et contribuer à générer le champ électromagnétique rayonné : ceux générés par les bords séparés par  $L$  étant maximum et en opposition de phase vont avoir tendance à s'additionner de manière

constructive et optimale, et générer un rayonnement inscrit dans le plan YZ. Ces 2 bords sont donc appelés bords rayonnants.

### I-4-1 Représentation en quadripôles

Une antenne peut être représentée comme un quadripôle Figure I-5, défini par les paramètres S :

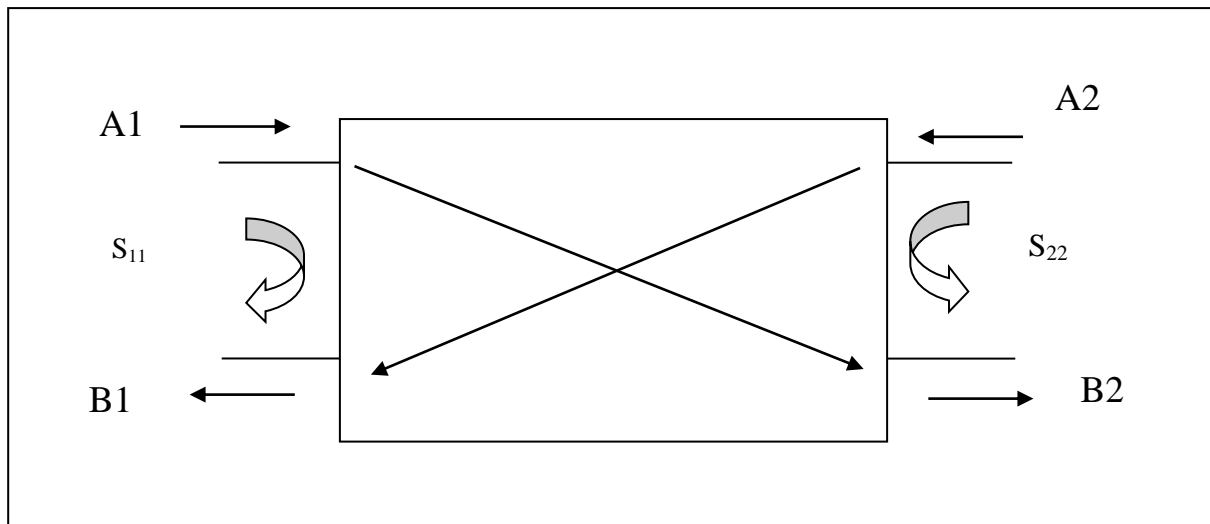


Figure I-5 : Représentation en quadripôle.

A1, A2, B1 et B2

Sont des ondes de puissance.

On a les relations suivantes :

$$B1 = S_{11} \times A1 + S_{12} \times A2$$

$$B2 = S_{21} \times A1 + S_{22} \times A2$$

Equ(I.1)

Le coefficient  $S_{11}$  correspond à la réflexion en entrée des quadripôles lorsque  $A2=0$ .

Le coefficient  $S_{12}$  représente la transmission de la puissance entrant en sortie vers l'entrée lorsque  $A1=0$ .

Le coefficient  $S_{21}$  est le gain du quadripôle lorsque  $A2=0$ .

Le coefficient  $S_{22}$  est la réflexion en sortie du quadripôle lorsque  $A1=0$ .

### I-4-2 Coefficient de réflexion $S_{11}$

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  met en évidence l'absorption de l'énergie par l'antenne. C'est sur ce paramètre que l'on se base lors de l'optimisation.

### I-4-3 Directivité

La directivité  $(\theta, \varphi)$  d'une antenne dans une direction  $(\theta, \varphi)$  est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée  $(\theta, \varphi)$  et la puissance que rayonnerait une antenne

$$\text{isotrope.} [12] D_{\theta, \varphi} = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r} \frac{4\pi}{4\pi} = \frac{4\pi P(\theta, \varphi)}{P_r}$$

Equ(I.2)

#### I-4-4 Taux d'ondes stationnaire SWR (standing wave ratio)

Le SWR est l'expression mathématique de la non-uniformité d'un champ électromagnétique dans une ligne de transmission. Le SWR est donc le ratio entre les champs électriques maximaux et minimaux dans une ligne de transmission. À partir du SWR, on peut définir le VSWR et ISWR qui font respectivement référence au voltage et au courant. Idéalement, on va rechercher un SWR de 1. Ce ratio est donc une autre manière de caractériser la quantité du signal qui est réfléchi aux bornes d'une composante micro-ondes [13].

#### I-4-5 Rendement de l'antenne

Le rendement de l'antenne est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'antenne, soit :

$$\eta = P_r / P_f \quad \text{Equ(I.3)}$$

Ce rapport caractérise la perte à l'intérieur de l'antenne.

#### I-4-6 Gain

Le gain est le résultat de deux effets : la directivité et la perte. Si G est le gain, alors :

$$G_{\theta, \varphi} = \eta \times D_{\theta, \varphi} \quad \text{Equ(I.4)}$$

#### I-4-7 Ouverture

Si  $G_m$  est le gain maximal d'une antenne donnée dans un plan bien déterminé, alors son ouverture dans ce plan est l'angle qui se trouve entre deux directions de ce plan ayant la moitié du gain maximal (gain à -3 dB), soit  $G_m / 2$

#### I-4-8 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la part de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne. Cette impédance est donnée par la formule :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{(1+S_{11})}{(1-S_{11})} \quad \text{Equ(I.5)}$$

$Z_0$  = impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

**N.B.** Comme  $S_{11}$  est fonction de la fréquence, alors  $Z_{in}$  varie aussi avec la fréquence.

#### I-4-9 Diagramme de rayonnement

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

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

La fonction caractéristique de rayonnement  $(\theta, \phi)$  de l'antenne permet d'avoir une vision globale du rayonnement. Elle est définie comme étant le rapport de la puissance transmise dans une direction donnée  $(\theta, \phi)$  à la puissance  $P_{\max}$  de la direction où le rayonnement est maximal [14].

$$P_{\theta, \phi} = \frac{P_a}{4\pi} \quad \text{Equ(I.6)}$$

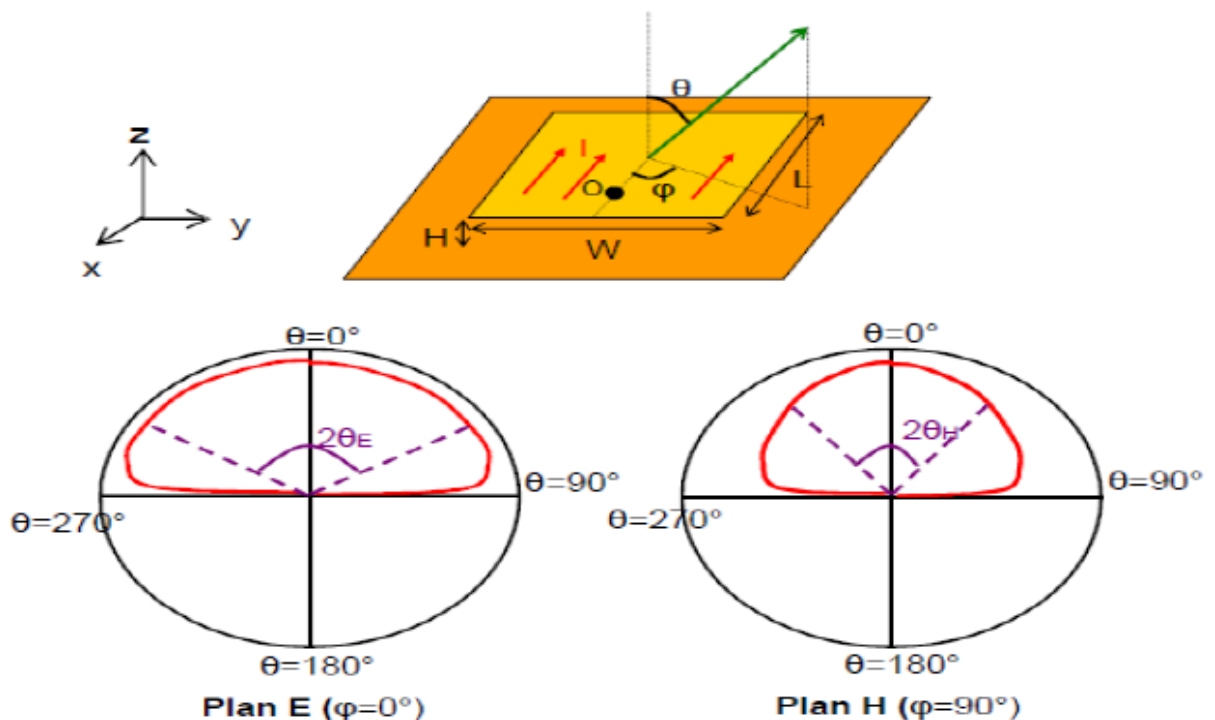


Figure I-6 : Diagramme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.

## I-5 Techniques d'alimentation

Il existe plusieurs techniques pour l'alimentation des antennes microrubans, ces techniques peuvent être soit par contact direct soit par couplage, les plus communément utilisées sont l'alimentation par ligne microruban, par sonde coaxiale, par couplage de proximité ou par ouverture.

### I-5-1 Alimentation par ligne microruban

Dans le premier cas, une ligne microruban est directement connectée à l'élément rayonnant comme le montre la figure I-7-a, le point de jonction peut être sur l'axe de symétrie du patch ou complètement décalé pour permettre une meilleure adaptation d'impédance.

Ce type d'alimentation est facile à mettre en oeuvre et à modéliser, mais peut engendrer un rayonnement parasite qui peut devenir considérable et une bande passante typiquement entre 2 et 5%.

### **I-5-2 Alimentation par sonde coaxiale**

L'alimentation par sonde coaxiale est réalisée par un contact direct de l'élément rayonnant au conducteur central d'une ligne coaxiale, tandis que son conducteur externe est relié au plan de masse Figure I-7-b. L'adaptation d'impédance est réalisable en déplaçant le point d'alimentation sur le patch. L'inconvénient de ce type d'alimentation réside dans la bande passante étroite et la difficulté de modélisation surtout pour des substrats électriquement épais.

### **I-5-3 Alimentation par couplage par fente**

L'alimentation par ligne microruban ou par ligne coaxiale présentent une asymétrie qui génère des modes d'ordres supérieurs produisant un rayonnement de polarisation croisée, pour y remédier à cet état de fait l'alimentation par fente a été introduite.

Un couplage électromagnétique est introduit à travers une petite fente réalisée dans le plan de masse qui sépare deux substrats l'un portant l'élément rayonnant et l'autre la ligne microruban comme le montre la figure I-7-c. Cette configuration permet une optimisation indépendante entre la ligne d'alimentation et le patch, facile à modéliser et présente un rayonnement parasite modéré. Cependant, elle est la plus difficile à mettre en oeuvre et présente une bande passante étroite.

### **I-5-4 Alimentation par couplage de proximité**

La meilleure bande passante pouvant atteindre 13% est réalisable en utilisant l'alimentation par couplage de proximité illustrée par la figure I-7-d. L'avantage de cette technique d'alimentation réside dans l'affaiblissement du rayonnement parasite et la facilité du couplage, ce dernier peut être optimisé par l'ajustement des dimensions de la ligne. Cependant elle est très difficile à mettre en oeuvre [15].

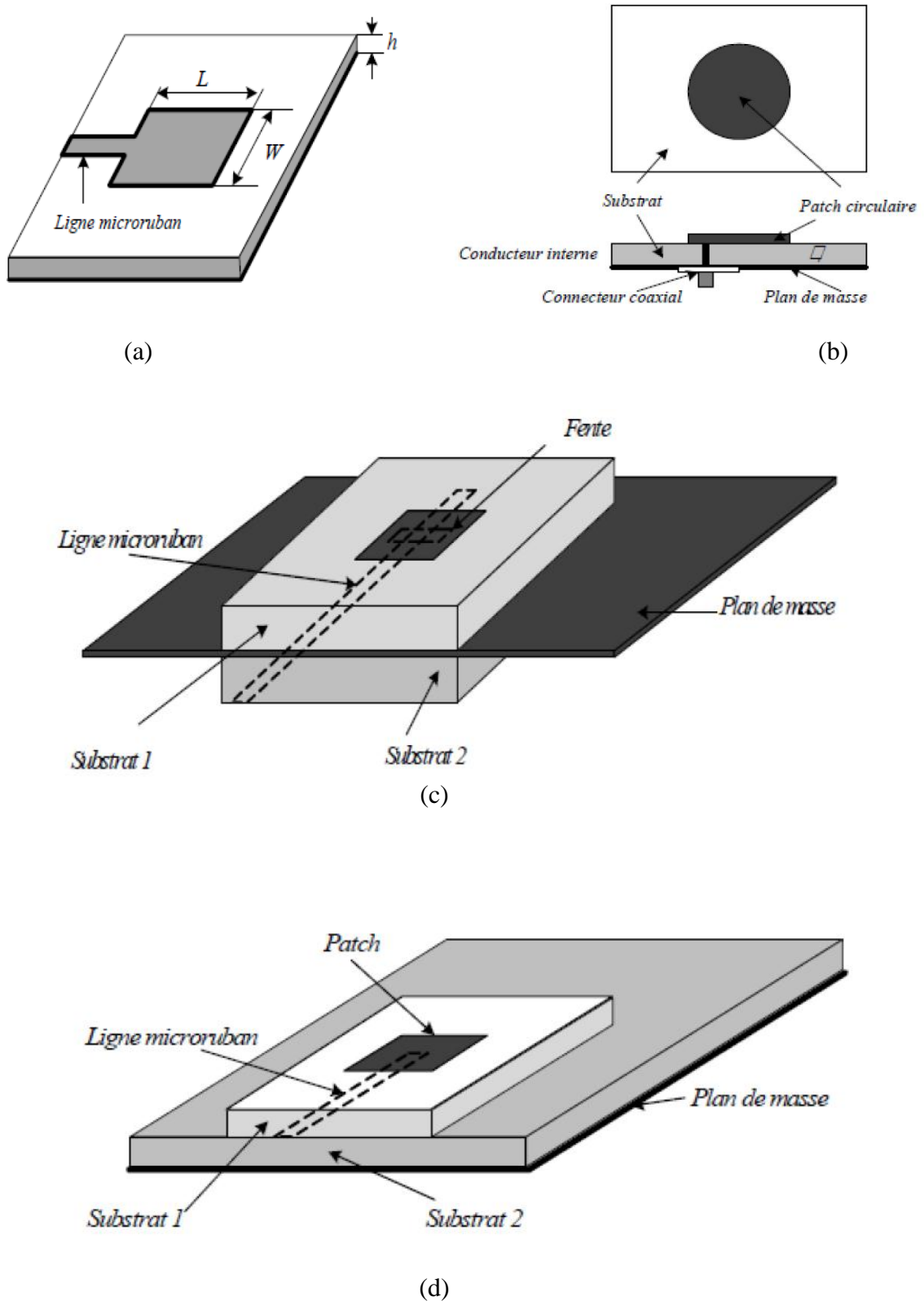


Figure I-7 : Techniques d'alimentation.

a) Par ligne microruban,  
c) Par couplage par fente,

b) Par ligne coaxiale,  
d) Par couplage par proximité.

**I-5-5 Comparaison entre les différentes techniques d'alimentation**

<b>Caractéristiques</b>	<b>Alimentation par Ligne microruban</b>	<b>alimentation Coaxiale</b>	<b>alimentation couplée par Proximité</b>	<b>Alimentation couplée par Ouverture</b>
<b>rayonnement parasite de l'alimentation</b>	Plus	Plus	Minimum	Moins
<b>Fiabilité</b>	Meilleur	Pauvres A Cause De Soudure	Bon	Bon
<b>Facilité de Fabrication</b>	Facile	Soudure Et Forage Requis	Alignement Requis	Alignement Requis
<b>Adaptation d'Impédance</b>	Facile	Facile	Facile	Facile
<b>Bande passante (réalisé avec adaptation d'impédance)</b>	2-5%	2-5%	13%	2-5%

Tableau I-1 : Comparaison entre les différentes techniques d'alimentation [16]-[17].

**I-5-6 Différentes méthodes d'alimentation**

Les différentes méthodes d'alimentation des antennes patches peuvent être regroupées en deux grandes catégories, les alimentations par contact (par sonde ou ligne microruban) et les alimentations par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou fente). La technique utilisée peut modifier de façon importante le fonctionnement de l'antenne, les avantages et les inconvénients des principales méthodes de base rencontrées dans la littérature sont présentés dans le tableau ci-dessous suivant [18]:

	Avantages	Inconvénients
<b>Sonde Coaxial</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Pas des pertes par rayonnement de ligne.</li> <li>- Sélection possible d'un mode privilégié.</li> <li>- Obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde</li> <li>- Prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats de faible hauteur</li> <li>- Technique de perçage simple jusqu'à 10GHz</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire.</li> <li>- Partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte.</li> <li>- Technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique.</li> <li>- Rapidement cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité.</li> </ul>
<b>Ligne microstrip</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Procédé technologique plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation.</li> <li>- Adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Rayonnement parasite de la discontinuité ligne aérienne.</li> <li>- Rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique</li> <li>- Structure figée après gravure</li> </ul>
<b>Ligne microstrip en CO</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Procédé technologique plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique</li> <li>- Structure figée après gravure</li> <li>- Paramétrage du positionnement relatif de la ligne nécessaire pour adapter l'antenne</li> </ul>
<b>L M en Sandwich</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens</li> <li>- Bande passante plus large par augmentation de la hauteur (<math>h_1+h_2&gt;h_1</math>)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Deux couches de substrat requises.</li> <li>- Difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur</li> </ul>
<b>Ligne à fente</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Procédé technologique simple.</li> <li>- facilités pour intégrer des dispositifs actifs et dissiper la chaleur résultante.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Rayonnement arrière parasite possible de la fente</li> <li>- Transition fente-ligne de transmission</li> </ul>
<b>Guide d'onde Coplanaire</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Mêmes avantages que le cas de la ligne à fente.</li> <li>- Faible rayonnement arrière</li> <li>- Transitions simples pour l'intégration des dispositifs actifs et de circuit MMIC.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Génération de modes de propagation parasites sur les guides d'onde coplanaires.</li> </ul>
<b>Couplage par fente</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Réalisation du circuit de distribution et de l'aérien indépendante.</li> <li>- Séparation électromagnétique des deux couches.</li> <li>- Possibilité d'élargir la bande en associant la résonance de l'élément</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Technologie plus coûteuse et complexe (positionnement des deux couches, quatre faces de métallisation)</li> <li>- Intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions</li> <li>- Rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément.</li> </ul>
<b>Couplage par fente d'une ligne encastrée</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Mêmes avantages que le cas du couplage par fente</li> <li>- Rayonnement arrière nul</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Mêmes avantages que le cas du couplage par fente</li> <li>- Rayonnement arrière nul</li> </ul>

Tableau I-2 : Avantages et inconvénients des méthodes d'alimentation [18].

## I-6 Méthodes d'analyse

Plusieurs méthodes d'analyse ont été utilisées, allant des modèles analytiques simples jusqu'aux méthodes numériques rigoureuses. Les méthodes analytiques sont basées sur des suppositions physiques posées aux préalables, qui aboutissent généralement à des formules analytiques simples, menant à une meilleure compréhension physique du phénomène, et bien compatible avec la C.A.O. Le modèle de la ligne de transmission est le plus simple, il donne de bonnes interprétations physique, mais modélise difficilement le couplage. Le modèle de la cavité rayonnante est quant à lui plus précis que le modèle de la ligne de transmission mais en même temps plus complexe. Cependant il donne une bonne interprétation physique, mais approche aussi difficilement le couplage bien qu'il donne de bons résultats pour des épaisseurs faible. [19].

Cependant, ces modèles sont fondés sur des approximations qui peuvent donner lieu à des résultats inexacts, notamment pour des applications qui requièrent un substrat épais ou un constant diélectrique élevée. Nous pourrions les classer en deux catégories principales :

Méthodes analytiques et les méthodes rigoureuses.

### I-6-1 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-6-1-1 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 supportée le mode TEM, puisque les vitesses de phase sont différentes dans l'air et dans le substrat [20].

#### I-6-1-2 Modèle de la cavité

Malgré la facilité d'utilisation du modèle de la ligne de transmission, ce modèle a quelques inconvénients inhérents. Pour pallier à ce problème, on peut employer le modèle de

la cavité. Dans ce modèle, la région intérieure (le substrat diélectrique) est modélisée comme une cavité limitée par des “murs électriques” horizontaux (l’élément rayonnant et le plan de masse) et des “murs magnétiques” transversaux à pertes. Les conditions aux limites de la structure nous mènent à des modes de type  $TM_{mnp}$  (avec  $p=0$  dans le cas de substrat diélectrique d’épaisseur faible devant la longueur d’onde de fonctionnement  $\lambda_0$ ).

Le modèle de cavité n’est pas un modèle idéalement convenable à résoudre le problème de réseaux et de balayage, mais il a été employé avec grand succès pour l’élément simple [20].

### **I-6-2 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 :

- 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-6-2-1 La méthode des éléments finis**

La méthode des éléments finis s’applique aux dispositifs microondes de formes quelconques. Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell et 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 [21].

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

$$[J] = [Y] \cdot [E].$$

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

L'avantage de la méthode des éléments finis est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, donne au maillage une très grande souplesse. Cette méthode permet de simuler des structures géométriques complexes mais avec des gros moyens informatiques [22].

### **I-6-2-2 La méthode des différences finies**

La méthode des différences finies dans le domaine temporel, notée F.D.T.D, est fondée sur le schéma explicite de Yee, présenté en 1966.

Elle permet de calculer à chaque instant discret de l'espace, les composantes du champ électromagnétique dans chaque cellule élémentaire du volume tridimensionnel.

On applique la transformée de Fourier à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système.

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) [23], [24].

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.

### **I-6-3 La méthode TLM**

La méthode de la matrice des lignes de transmission TLM permet de discrétiser les champs et les courants de la structure étudiée en petits éléments, chacun de ces éléments est considéré comme un ensemble de ligne de transmission et les calculs s'effectuent directement dans le domaine temporel.

L'un des points forts de cette méthode est la formulation simple qui ne dépend pas beaucoup de la géométrie de la structure étudiée (ce qui n'est pas le cas pour la méthode spectrale). Elle est facile pour traiter des structures complexes composées de plusieurs matériaux, et particulièrement appropriée pour l'analyse des structures planaires multicouches.

## **I-7 Les antennes ULB**

La caractéristique première qui sert à distinguer une antenne ULB des antennes usuelles est, tout naturellement, la largeur de la bande passante. D'après l'approche de la FCC, la largeur de la bande passante représente une bande relative instantanée au-dessus de 0,2. Trois classes d'antenne ULB fondées sur les applications ont déjà fait surface depuis l'apparition de l'antenne ULB. En premier, la classe « DC to daylight » regroupe les antennes

conçues pour obtenir le plus de bande passante possible. Il y a des applications typiques comportant à la fois des GPR (Ground Penetrating Radar), la CEM (compatibilité du Champ électromagnétique ou mesure du champ), les armes électromagnétiques, les radars en mode impulsionnel (impulse radars) ainsi que les systèmes de communication discrets. Le but visé par ces antennes est de couvrir le spectre le plus large possible.

Puis nous avons la classe « multi narrowband » qui, à la différence de la classe « DC to daylight » utilise exclusivement des sous bandes étroites à un moment donné.

Ensuite nous avons la classe des antennes conçues pour les systèmes ULB 3.1-10.6 GHz avec autorisation de la FCC. En termes de largeur de bande passante, il y a beaucoup moins d'exigence pour une antenne ULB de cette classe que pour les antennes « DC-to-Daylight ». Entre ces antennes et les autres antennes ULB de classe traditionnelle, la distinction est nette :

Primo, ces antennes privilégient le respect d'un certain masque spectral plutôt que la recherche effrénée d'un maximum de bande passante. Ainsi, une bande passante trop large détériore la réponse du système, et s'avère donc contreproductive.

Secundo, à l'opposé des antennes « multi narrowband » ces antennes consomment la quasi-totalité de la bande passante à un instant donné. Dès lors, il faut que l'antenne ULB qui est de cette classe soit ultraperformante dans sa bande passante d'utilisation. Cette performance est évaluée à travers le diagramme de rayonnement, le gain, l'adaptation et la dispersion qui doit être très proche de 0.

### **I-7-1 Exigences pour les antennes ULB**

À l'instar des systèmes de communication classiques sans fil, l'antenne a une place capitale dans les systèmes ULB. Toutefois, les challenges sont plus nombreux et plus importants lorsqu'on fabrique une antenne ULB que lorsqu'on crée une antenne à bande étroite [25].

La première distinction entre l'antenne ULB et les autres antennes c'est la très large bande passante fréquentielle. Pour le FCC, l'antenne ULB adéquate doit fournir une bande passante absolue minimale de 500 MHz, ou une bande passante fractionnelle minimale de 0,2. La seconde distinction tient au fait que la performance de l'antenne ULB doit être en stricte conformité avec la bande opérationnelle entière. En situation idéale, les diagrammes de rayonnement, le gain et l'adaptation d'impédance doivent être stables sur la bande entière. Dans certains cas, on exige que l'antenne ULB ait une caractéristique coupe-bande afin de

tenir avec d'autres dispositifs à bande étroite et des services occupant la même bande de fonctionnement. [26,27].

La troisième distinction est que les propriétés du rayonnement omnidirectionnel ou directionnel sont indispensables dépendamment de l'application pratique. C'est dans les systèmes portatifs et mobiles qu'il est préférable d'avoir des modèles omnidirectionnels. Dans les systèmes radar et d'autres systèmes directionnels là où on escompte un gain important, l'on préfère les caractéristiques de rayonnement directif.

La quatrième distinction fait référence à la taille de l'antenne. Pour être appropriée à l'unité ULB en particulier dans les appareils mobiles et portables, il faut que l'antenne ait une taille assez réduite. Elle doit également avoir un profil bas et être compatible à l'intégration dans un circuit imprimé (*PCB, Printed circuit board*).

La cinquième distinction tient au fait que l'antenne ULB doit être bien conçue pour que le système global soit performant. À titre d'illustration, on souhaite que le dispositif entier corresponde au masque de puissance d'émission impératif recommandé par la FCC ou d'autres organismes régulateurs. Enfin, la dernière distinction veut que l'antenne ULB soit incontournable pour obtenir de bonnes caractéristiques dans le domaine temporel. Quant aux bandes étroites, l'antenne a sensiblement les mêmes performances sur l'étendue de la bande passante et les paramètres de base, à l'instar du gain et du *Path-Loss*. Par contre, les systèmes ULB utilisent parfois des impulsions brèves afin de communiquer des données, de telle sorte qu'une énorme bande passante soit occupée pendant la transmission.

L'antenne ne peut plus être traitée comme un filtre « spot », mais comme « filtre passe-bande ». L'antenne impose ainsi des répercussions plus fortes sur le signal d'entrée.

### **I-7-2 Classification des antennes ULB**

Les antennes ULB peuvent être réparties en quatre classes différentes, selon leurs formes et leurs spécificités :

➤ Les antennes indépendantes de la fréquence

En théorie, les antennes indépendantes de la fréquence sont composées d'éléments susceptibles de se déduire les uns des autres par homothétie. Elles ont la particularité de présenter un diagramme de rayonnement, une impédance d'entrée ainsi qu'une polarisation virtuellement inchangée sur une bande de fréquences quasiment infinie. En guise d'exemple pour cette classe d'antennes, on peut noter deux grands groupes. En occurrence, les antennes équi-angulaires (antenne spirale logarithmique, antenne spirale conique) et les antennes log-périodiques.

➤ Les antennes élémentaires

En général, les structures d'antennes élémentaires sont considérées comme une évolution des monopôles ou de dipôle simples. Dans cette catégorie, on peut mentionner; l'antenne biconique, l'antenne *discone*, ainsi que les monopôles plans sur plan de masse.

➤ Les antennes à transition progressive

Les antennes à transition progressives s'appuient sur l'idée selon laquelle, une antenne peut être considérée comme étant une zone de transition entre un guide d'onde ou tout autre système d'alimentation et l'espace libre. Les antennes Vivaldi, qui présentent un profil de transition elliptique ou exponentielle font partie de cette catégorie.

➤ Les antennes cornets

Avec des caractéristiques intrinsèques larges bande, les antennes cornets sont très peu dispersives. Cependant, elles sont encombrantes et leur coût de production est élevé. Les antennes cornets de Brillouin font partie de ce groupe d'antennes.

## I-8 Applications

Pour de nombreuses applications, les avantages des résonateurs microrubans l'emportent largement face à leurs limitations. Initialement, cette technologie du résonateur s'est trouvée fortement répandue dans les systèmes militaires de haute technologie, tels que : missiles, roquettes, fusées, avions et satellites...etc.

Cependant, les résonateurs microrubans sont aujourd'hui de plus en plus répandus dans le secteur commercial en raison de la réduction des coûts en matière de substrat diélectrique et de maturité des technologies de résonateurs imprimés. En effet, dans les satellites de communication, des polarisations circulaires sont requises et peuvent être réalisées à partir de plaque rayonnante de forme carrée ou bien circulaire en utilisant 1 à 2 points d'alimentation.

Les systèmes mobiles utilisant ces résonateurs sont les véhicules, mais aussi les équipements de petite taille, tels que les téléphones portables, radars... etc.

-n retrouve principalement ces résonateurs dans les systèmes de haute technologie suivants :

- Les résonateurs spatiaux et radar embarqué.
- La liaison avec des mobiles (avions, fusées, missiles, navires, véhicules routiers...).
- Les systèmes portables de radiolocalisation par satellite (GPS).
- Les résonateurs pour la téléphonie mobile (stations de base).
- Les badges et étiquettes électroniques.
- Les applicateurs biomédicaux (hyperthermie) et capteurs pour contrôle non destructif.

Enfin, les réseaux d'éléments rayonnants imprimés sont fréquemment utilisés dans les satellites de communication et bien d'autres applications, telles que les radiocommunications avec les mobiles terrestres et aériens, les télécommunications, les radars, mais aussi les capteurs miniaturisés et les applicateurs médicaux. D'autre part, avec la recherche progressive, le développement et une utilisation plus fréquente, ces résonateurs microrubans finiront par remplacer les résonateurs conventionnels dans la plupart des applications [10].

## **Conclusion**

La technologie microbande en général, et les antennes microbandes en particulier connaissent un succès croissant auprès des industriels et des professionnels de télécommunication, qu'elle soit spatial ou terrestre. Il est nécessaires de bien définir l'intégralité des paramètres des antennes, afin de prévoir son comportement avant même la réalisation d'une part, et de s'assures qu'elle se conformera aux exigences des systèmes d'autre part. Dans ce chapitre, on a présenté une description générale des antennes microbandes, ainsi que les différentes méthodes d'analyse utilisées dans ce domaine, les avantages, les inconvénients et leurs applications. Dans le chapitre suivant on va donner une description du logiciel HFSS et son environnement de travail dans lequel on va implémenter les différentes structures à étudiées.

## Chapitre II

# Présentation du logiciel HFSS

## II-1 Introduction

Le présent chapitre développe 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". Les menus et les projets présentés dans ce mémoire sont réalisés dans la version 13 de HFSS. HFSS est un logiciel de modélisation électromagnétique et d'analyse des circuits passifs et des 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

Le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulation) v13.0 de Ansoft Corporation est un logiciel commercial qui calcule des champs électromagnétiques dans le domaine fréquentiel en résolvant localement les équations de Maxwell. Pour cela, il faut construire des objets en trois dimensions et leur assigner des caractéristiques (type de matériau, taille, épaisseur, ...). Il est également nécessaire de spécifier les sources électromagnétiques.

Il est possible de paramétrer le système et de faire varier ces paramètres lors de la simulation. L'un des intérêts de HFSS est sa capacité de donner directement les paramètres  $S, Y, Z$  en fonction de la fréquence. Les principales étapes d'un "Design" HFSS sont illustrées par l'organigramme suivant :

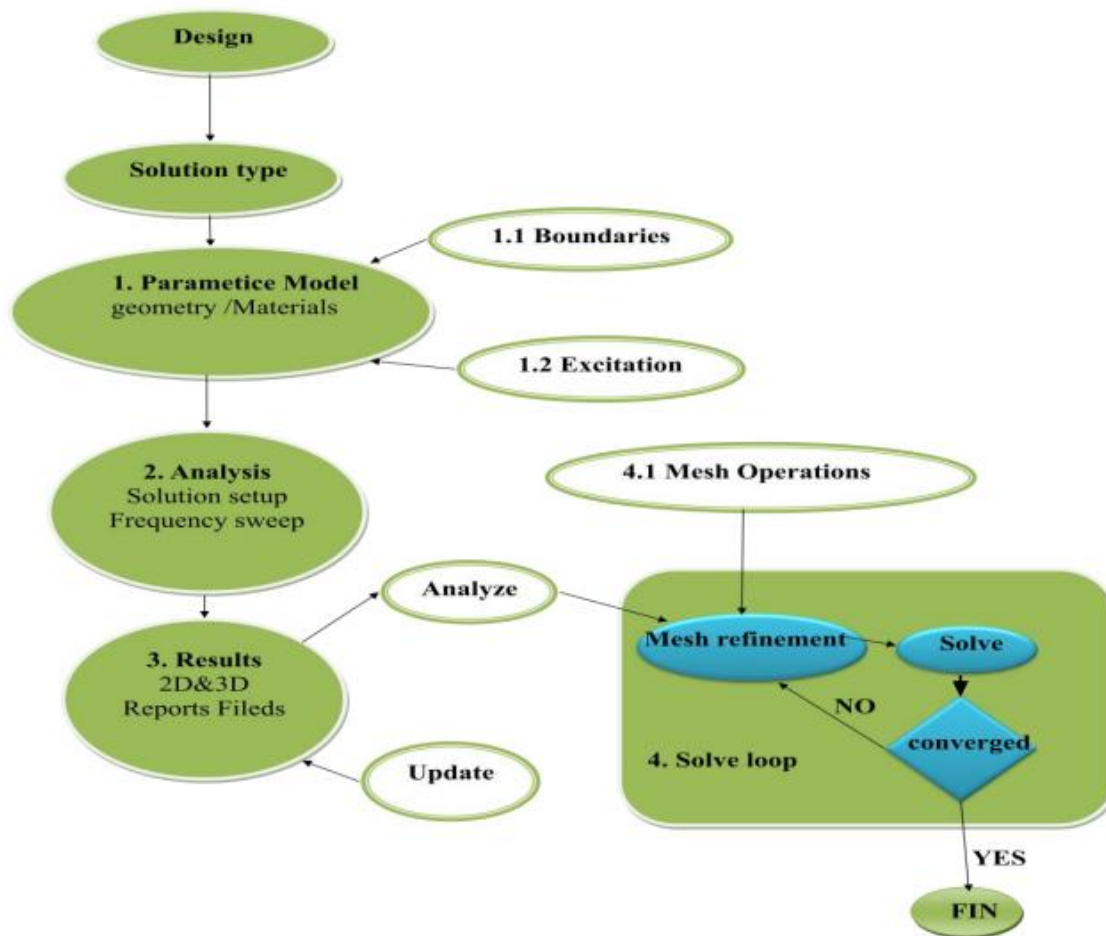


Figure II-1: Organigramme des différentes étapes d'un design HFSS [16].

### II-3 Un projet en HFSS

Cet exemple est prévu pour montrer comment créer, simuler, et analyser une antenne microstrip en utilisant l'environnement de conception d'Ansoft HFSS. La fenêtre d'Ansoft HFSS a plusieurs panneaux facultatifs:

**1-Le Project Manager:** contient un arbre de conception qui énumère la structure du projet.

**2-Le Message Manager:** permet d'afficher tous les erreurs avant de commencer la simulation.

**3-La fenêtre de Propriétés:** pour les affichages et permet de changer les paramètres des attributs du modèle.

**4-La fenêtre de Progress:** affiche les progressions de la solution.

**5-La fenêtre de 3D Modeler:** contient le modèle et son arbre pour la conception active. L'organigramme suivant résume les étapes à suivre :

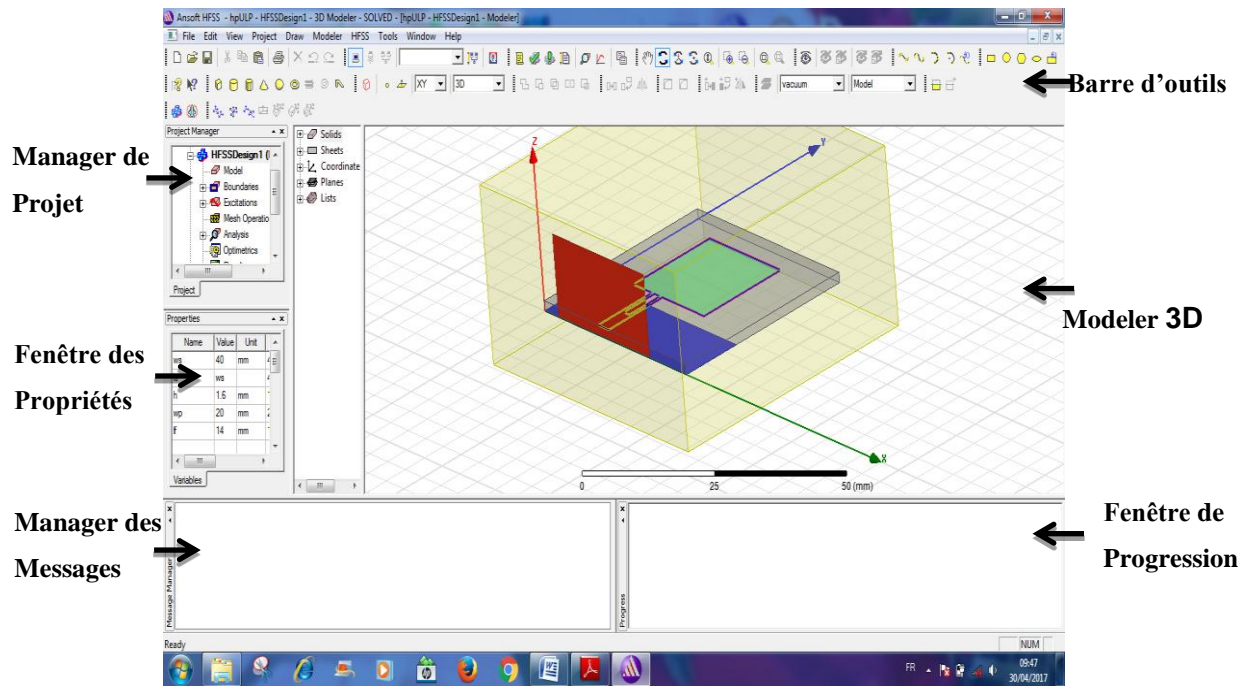



Figure II-2 : La fenêtre principale du logiciel HFSS.

## II-4 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-5 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-6 Sauvegarder le projet

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

## II-7 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**.

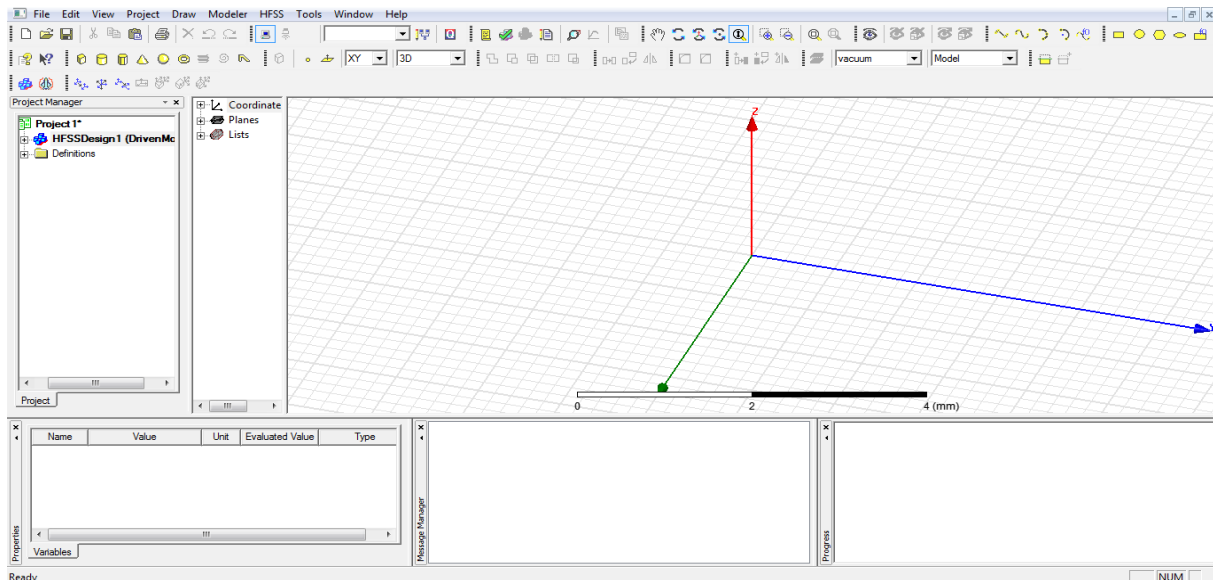


Figure II-3 : Fenêtre de HFSS.

## II-8 Choix du type de solution

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 du Type de Solution apparaît (Fig. II.5).

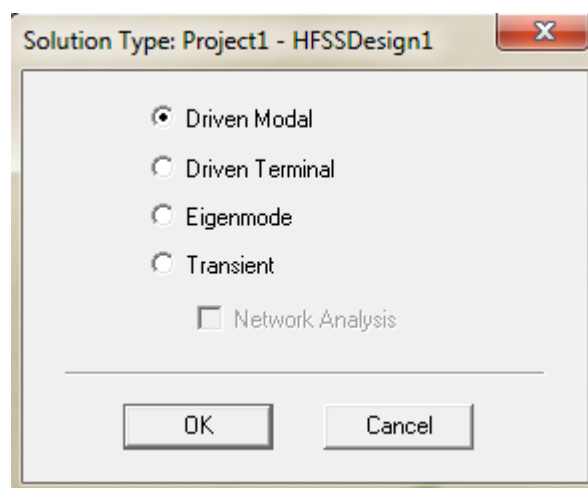


Figure II-4 : Boîte de dialogue du Type de Solution.

- **Driven Modal** : Permet de calculer S11 d'une structure en haute fréquence en fonction des ondes incidentes et réfléchies [19].
- **Driven Terminal** : 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 [19].
- **Eigenmode** : Permet de calculer la fréquence de résonance de la structure et les champs à ces fréquences [19].

## II-9 L'Arrangement des Unités du Modèle de Mesure

Nous pouvons choisir ou changer les dimensions du modèle à une unité pertinente. Sur le menu "Modeler", puis cliquer sur "Units", la boîte de dialogue "Set Model Units" apparaît figure II-5, Dans cette boîte de dialogue, on choisit l'unité à partir de la liste déroulante.

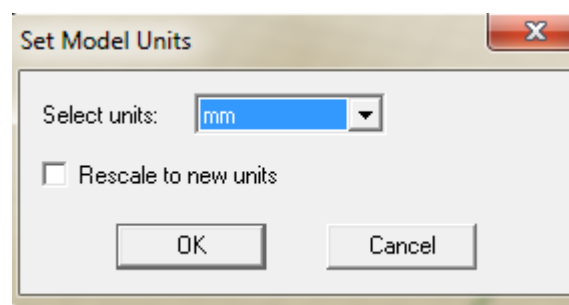
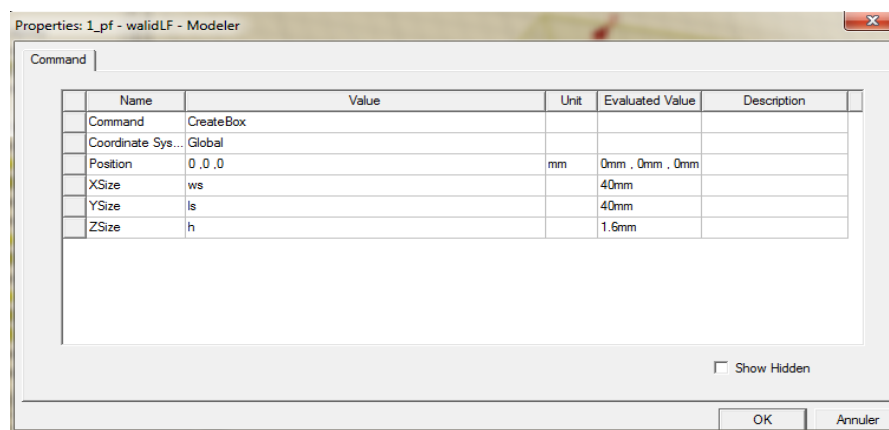


Figure II-5 : Boîte de dialogue des Unités de Modèle.

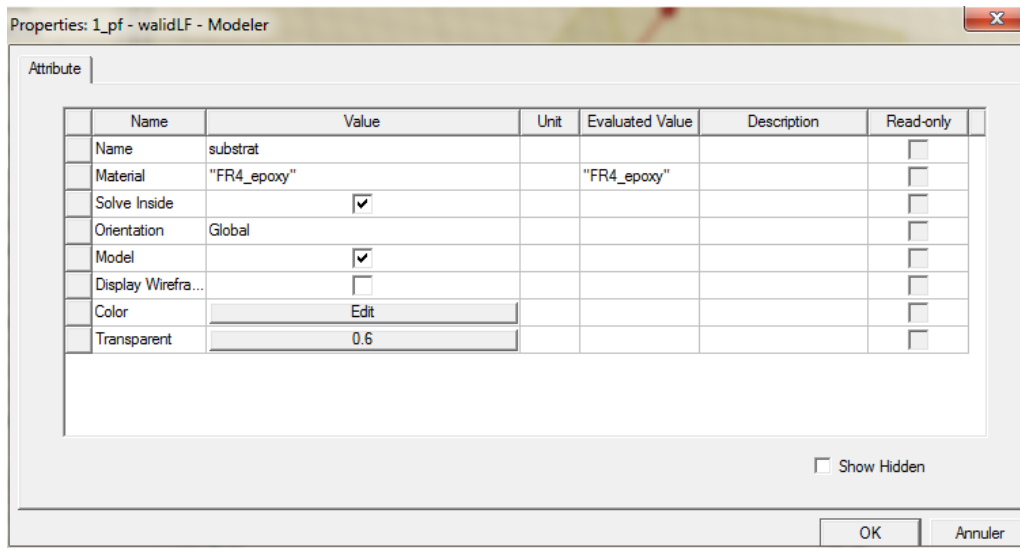
## II-10 Créer le substrat

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 :



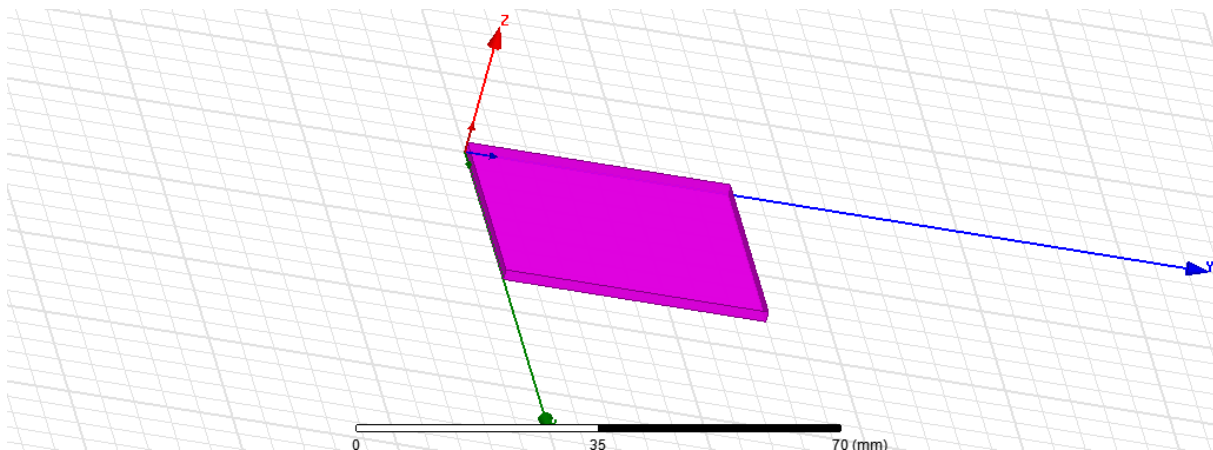
Placer le nom et la choisir la matière de substrat :

- 1- Choisir la case **Attribut** à partir de la fenêtre de Properties.
- 2- Pour la Valeur du type **Name: substrate**.
- 3- Pour la Valeur du type **Material: ("FR4\_epoxy")**
- 4- 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). La longueur,  $L_s$ , du substrat et de la largeur,  $W_s$ , sont choisies en tant que 40 mm et

40 mm et la hauteur  $h$  1.6 mm, et la longueur,  $l$ , du le plan de masse et la largeur,  $W_s$ , sont choisies en tant que 13 mm et 40 mm ,respectivement. La Figure II-7 ci-dessous représente le plan de masse avec le substrat.

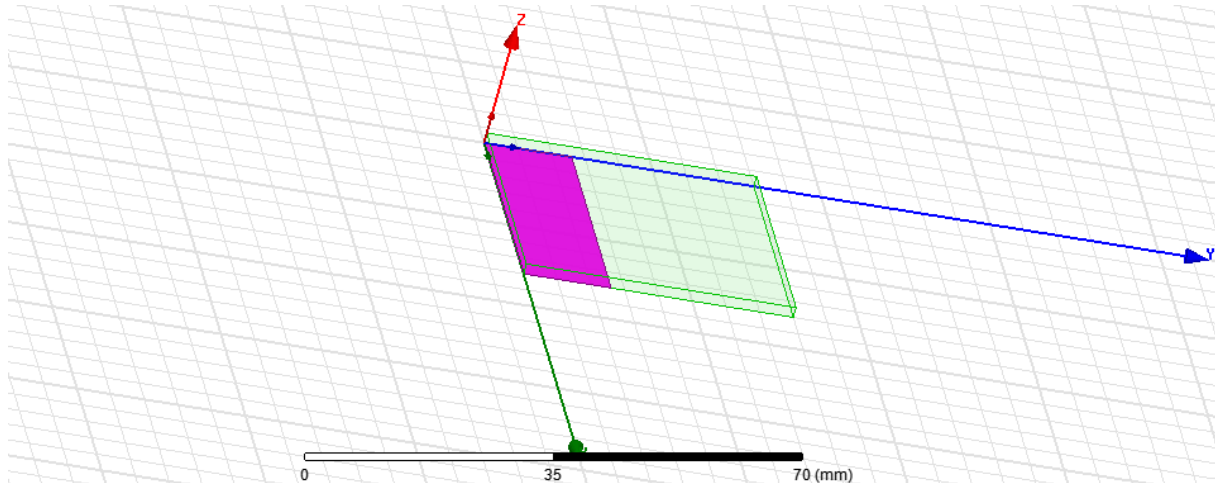
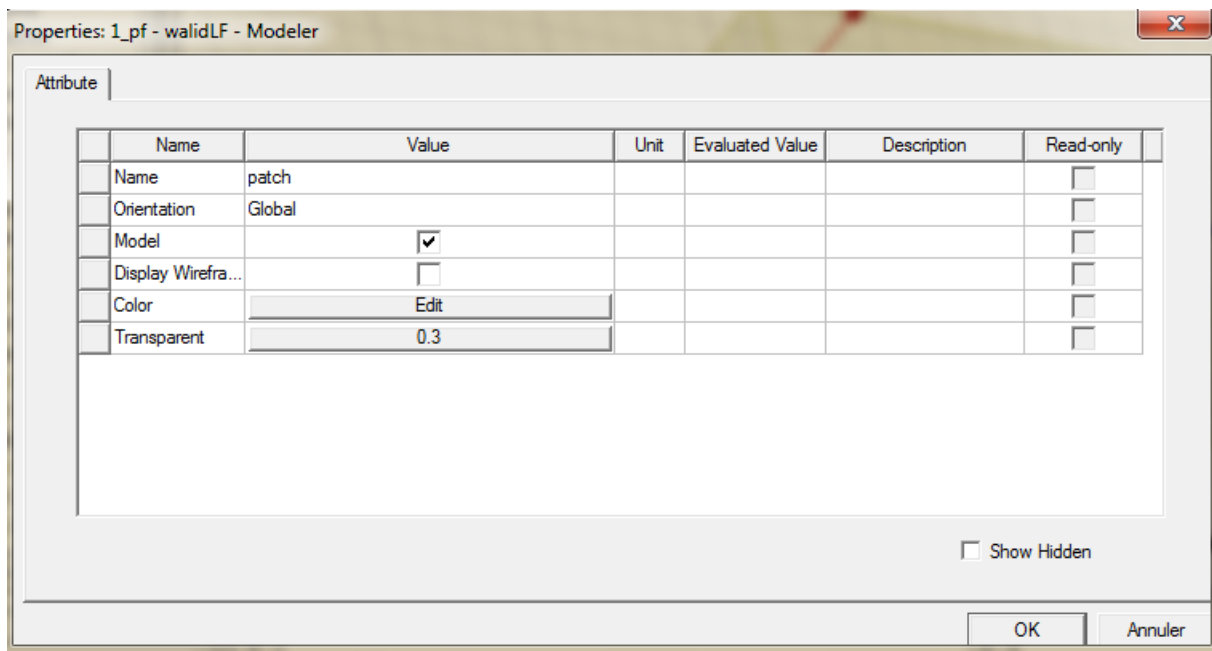
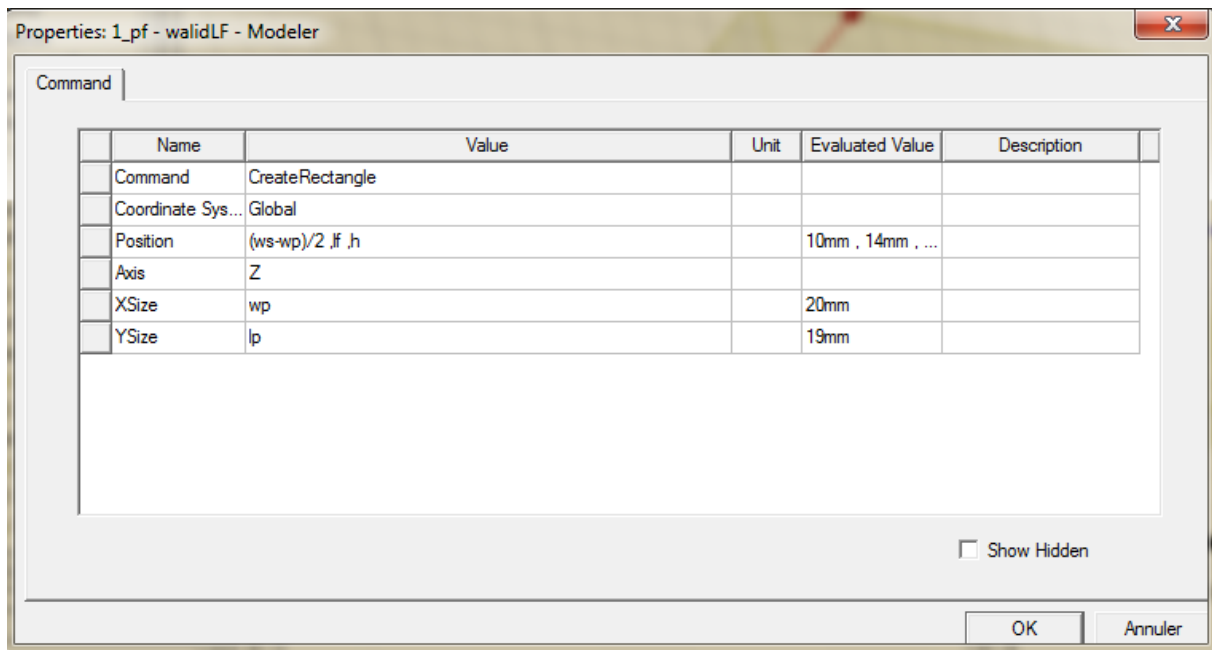



Figure II-7 : Le plan de mass.

## II-11 Création du Patch (l'élément rayonnant) et la ligne microruban d'alimentation (Feed Line)

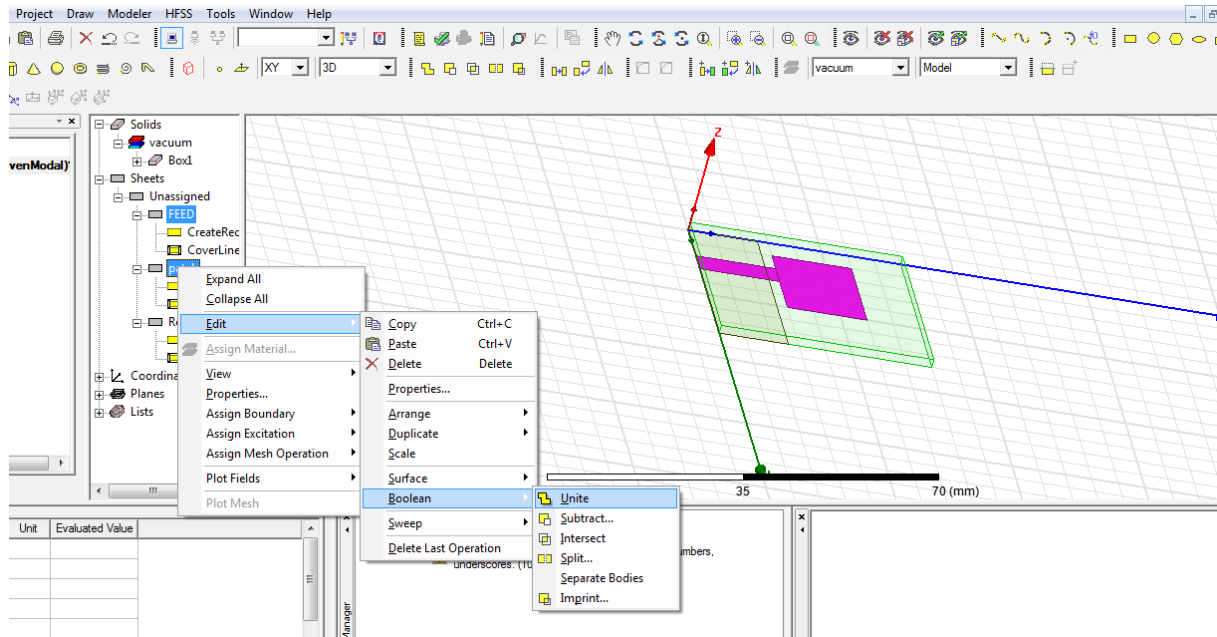
Premièrement on clique sur dans la barre d'outils pour dessiner le patch. En utilisant les surfaces d'entrées du même rang, entrer la position et dimension de **Box** comme montré dans la figure ci-dessous:



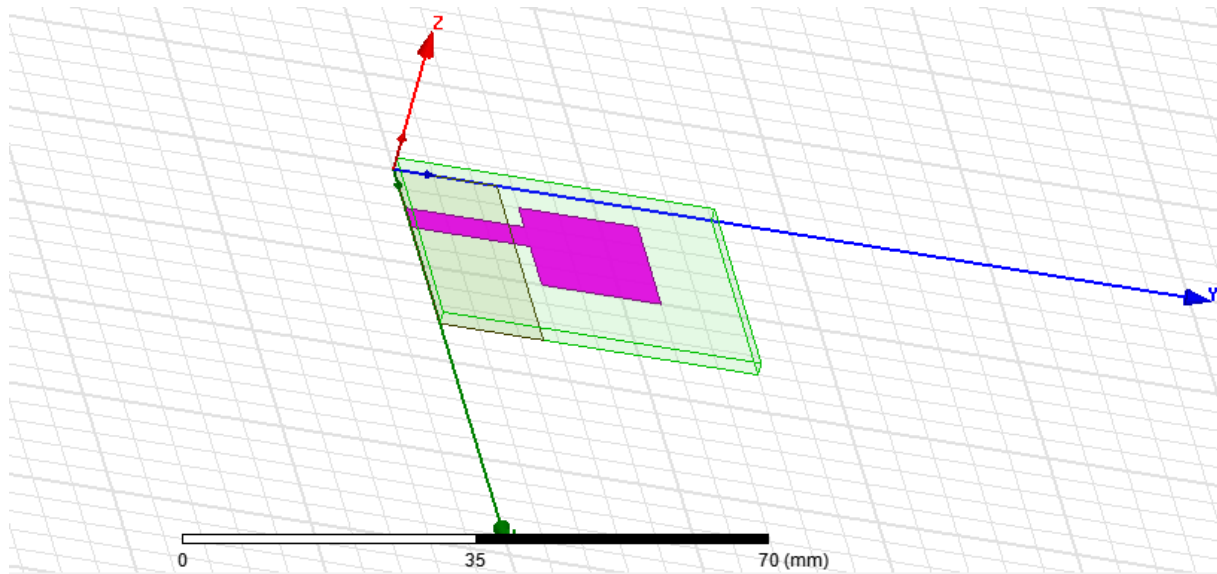
Après, dessiner la ligne microruban d'alimentation (Feed Line) en cliquant sur  et suivre les mêmes étapes avec la position (Pf, 0, h). La longueur lf est sur la plan  $y = 14$  mm, la largeur Wf est sur la plan  $X = 3$  mm et la hauteur h (épaisseur).

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-12 Création du port (waveport)

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.

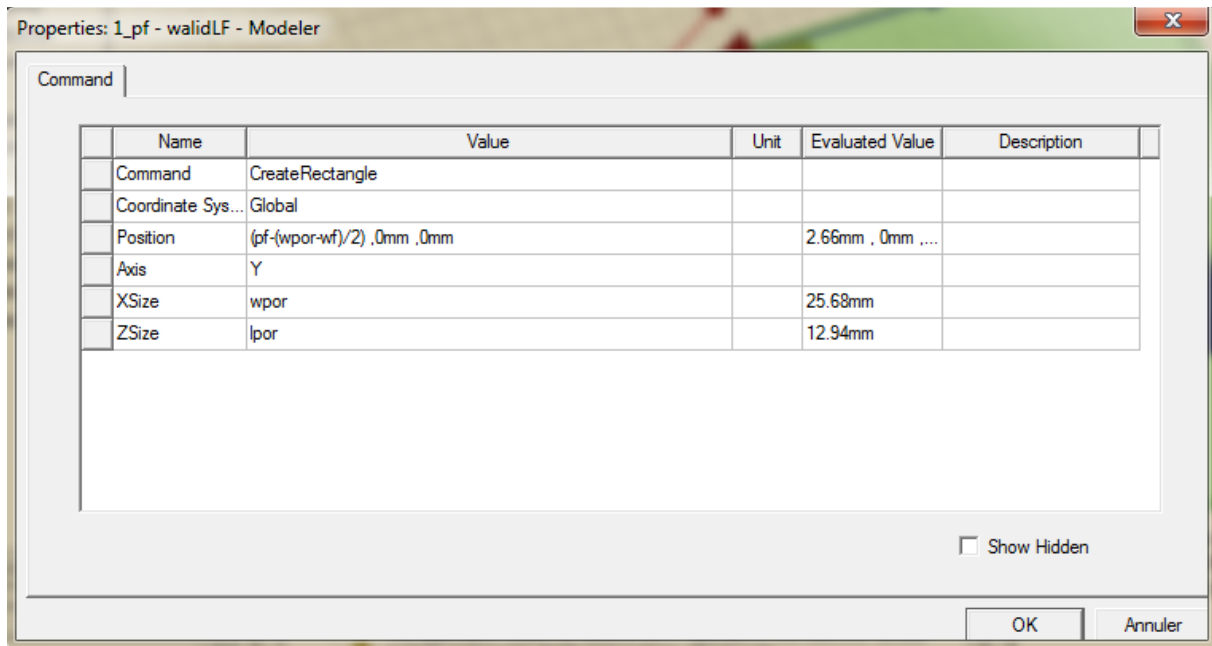
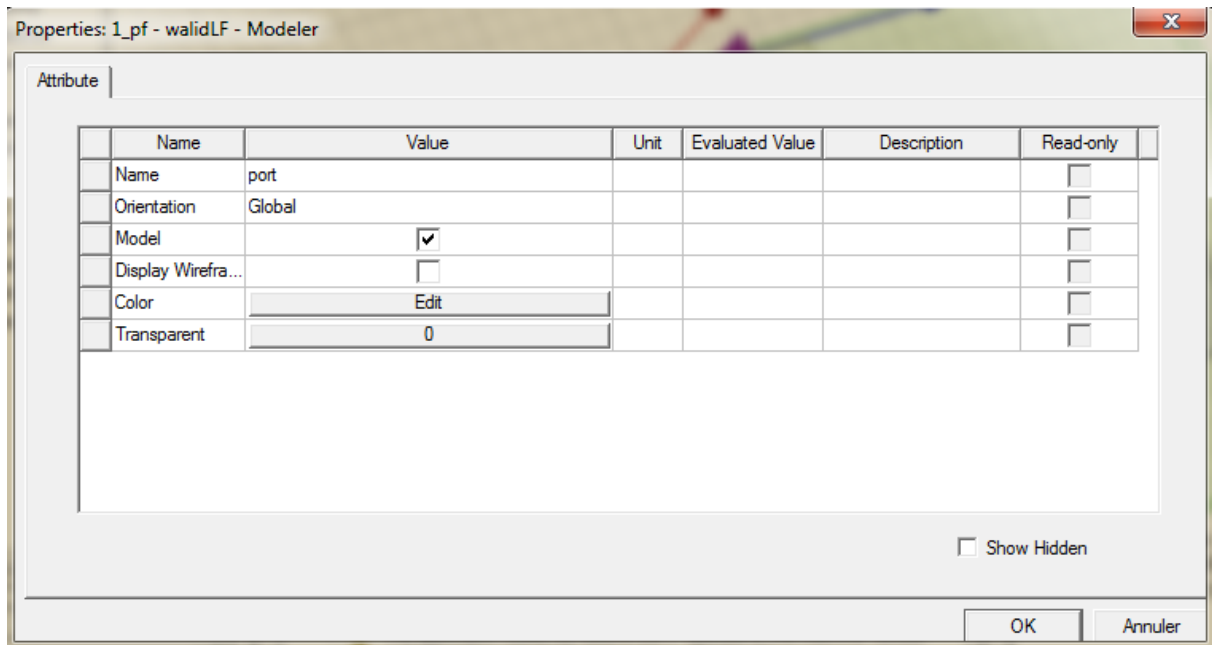


Figure II-10 : ci-dessous représente le port dans le plan.

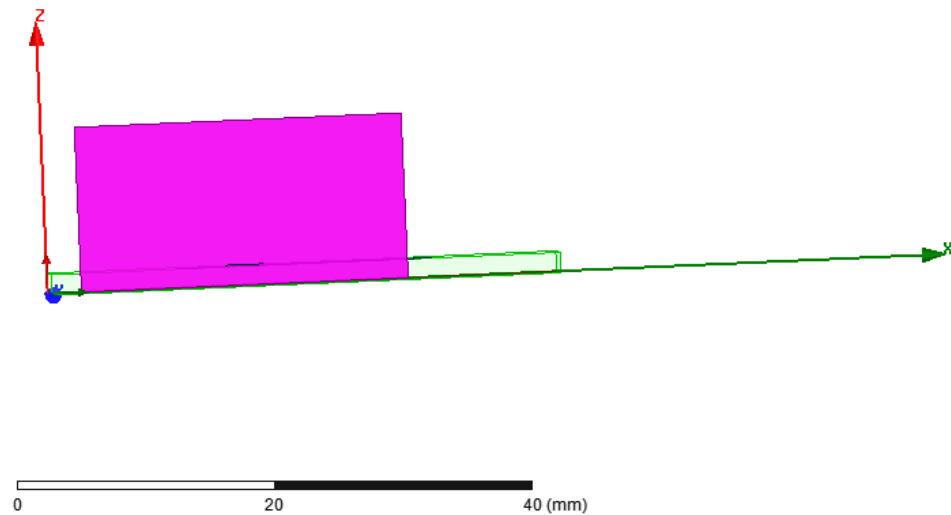



Figure II-11 : Le port.

### II-13 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 ondes aux frontières rayonnant, en considérant essentiellement une sphère de rayon infini autour de la structure. Dans notre cas, notre frontière absorbante est un boîtier d'air.

Pour dessiner la boîte d'air, cliquer sur  dessus la barre d'outils. Dessiner alors une boîte en remplissant les mêmes étapes que précédemment à la position  $(-K, -K, -K)$  et  $K=7.5$ . La longueur,  $L$  sur le plan  $y = 55\text{mm}$ , la largeur  $W$  sur le plan  $x = 55\text{ mm}$  et la hauteur (épaisseur)  $h$  sur le plan  $z=27.94\text{ mm}$ . la figure II-12 représente l'air dans le 3D Modeler.

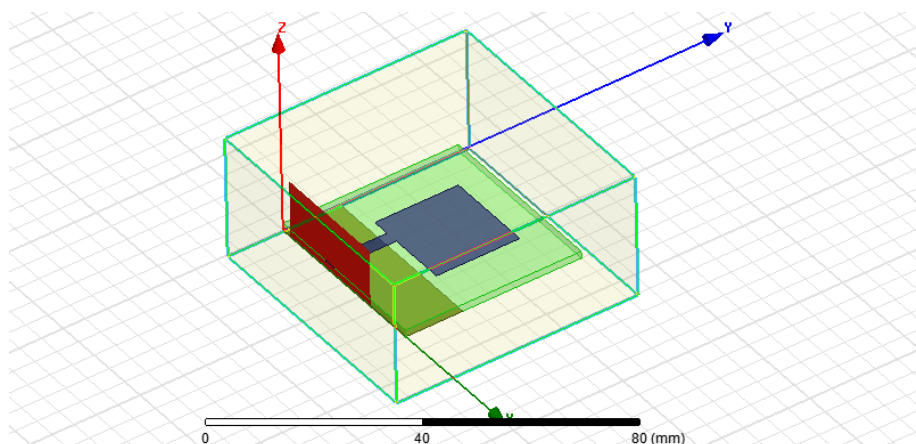


Figure II-12 : Le boîtier d'air.

## II-14 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.

**Magnetic Bias** : 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.

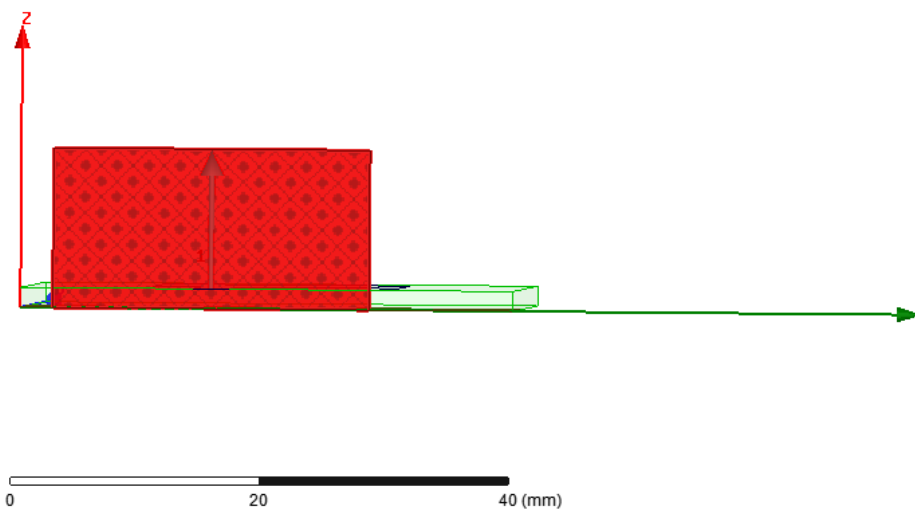


Figure II-13 : Lumped port.

## II-15 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 frontière 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-14 et II-15 ci-dessous présentent la distribution d'amplitude du champ électrique au voisinage de l'antenne.

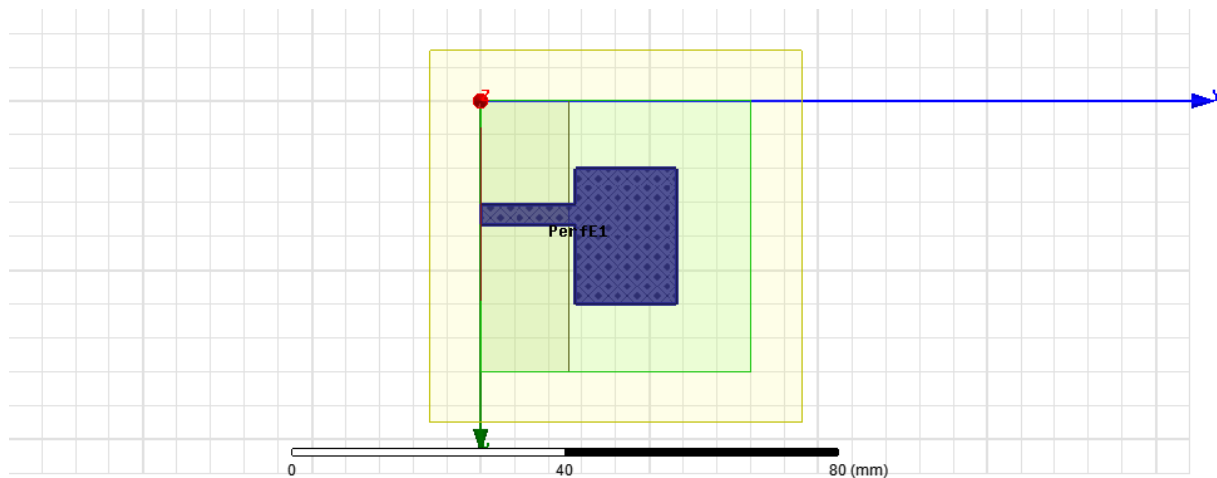


Figure II-14 : Assignement de la condition "Conducteur parfait" pour le patch, la ligne microstrip d'excitation et le transformateur d'adaptation.

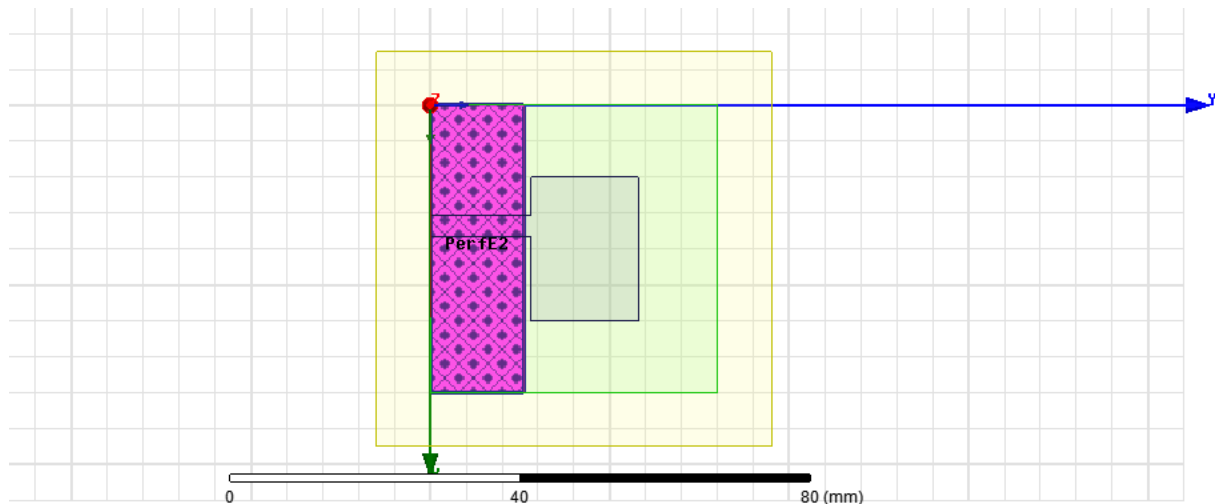


Figure II-15 : Assignment de la condition "Conducteur parfait" pour le plan de masse  
 Pour air choisir right click >AssignBoundary> radiation.

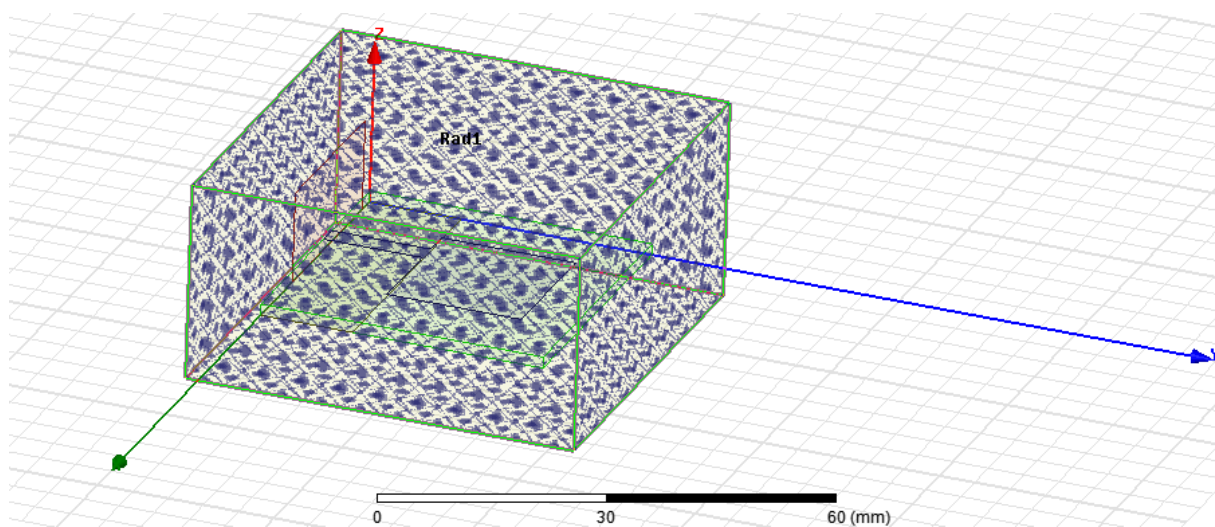


Figure II-16; Assignment des frontières

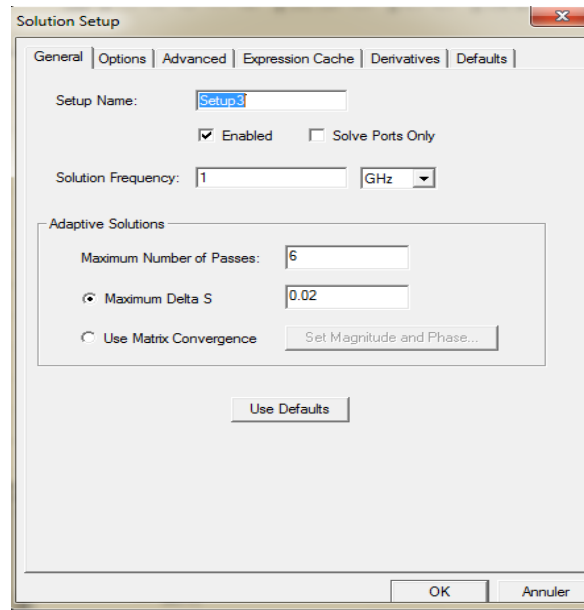
## II-16 Créer une installation d'analyse (analysis setup)

1) Choisir " Add Solution Setup" dans le menu **HFSS >Analysis Setup >Add**

**Solution Setup.**

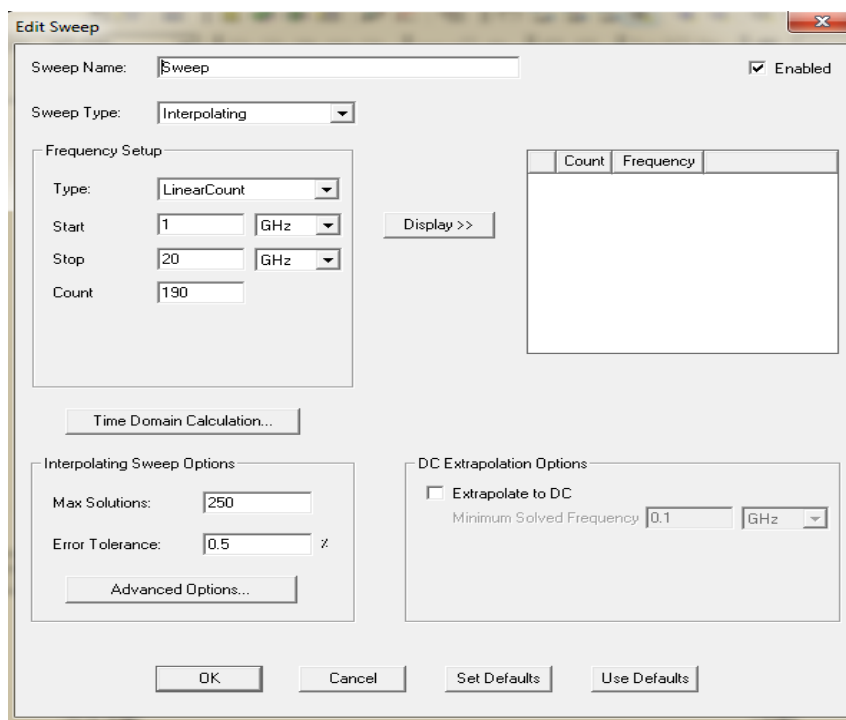
2) Dans la Fenêtre de **Solution Setup**

- Cliquer sur la case **General.**
- Cliquer sur le Bouton **OK.**



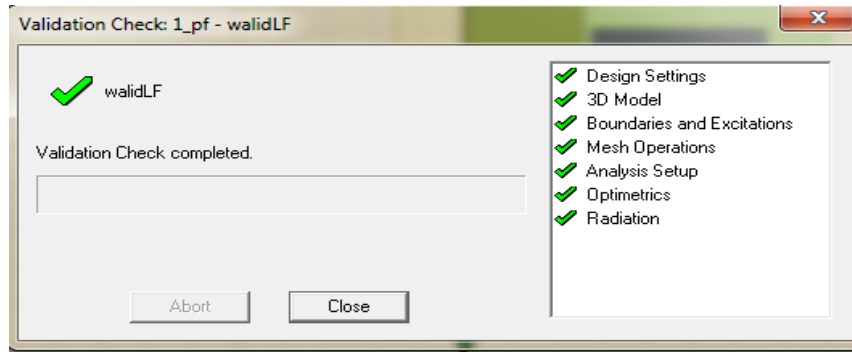
## II-17 Ajouter le champ de fréquence (Add Frequency Sweep)

Pour ajouter un champ de fréquence, choisir ( **Add Sweep** ) dans le menu **HFSS >Analysis Setup >Add Sweep**. Choisir la solution pour installer : Setup1. Cliquer le bouton **OK**. La fenetre du type de champ de fréquence s'active alors : **Fast, Frequency Linear Count**, Start: 5 GHz, Stop: 10 GHz, Count: 500. Cliquez **OK**

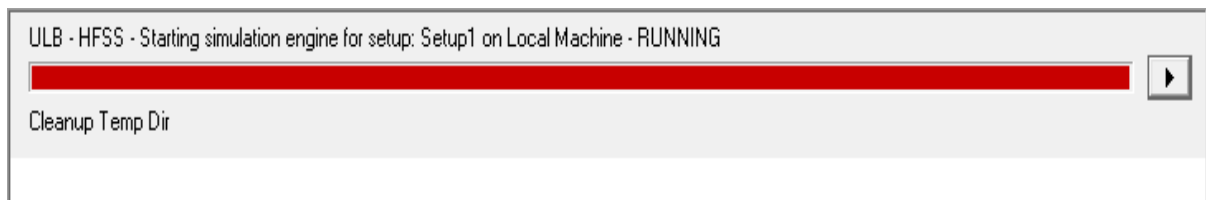


## II-18 Analyse

- Pour valider le modèle:
  - 1) Choisir **Check** dans le menu **HFSS > Validation > Check**.
  - 2) Cliquer sur le Bouton **Close**.



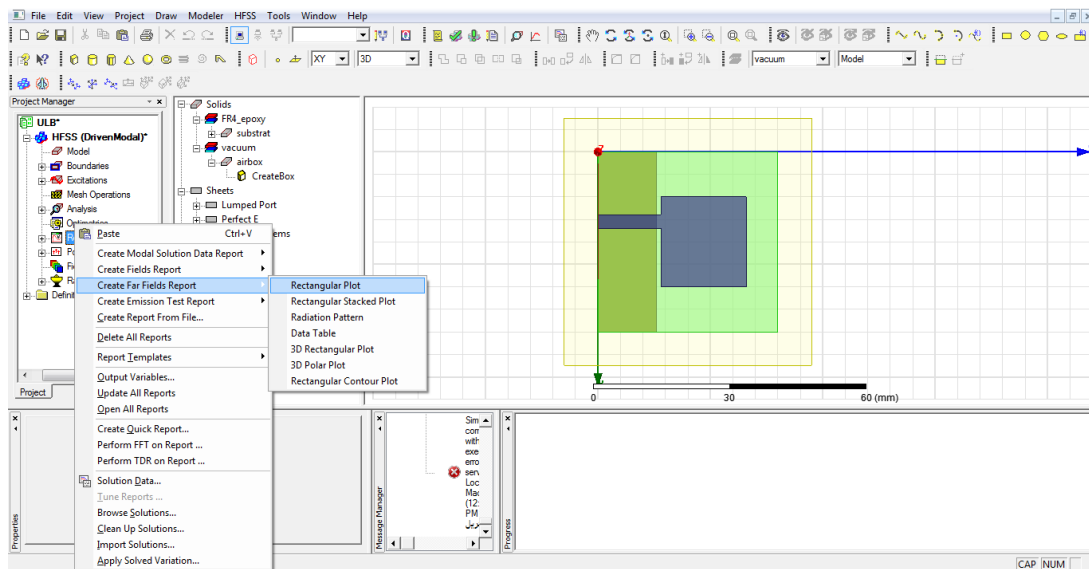
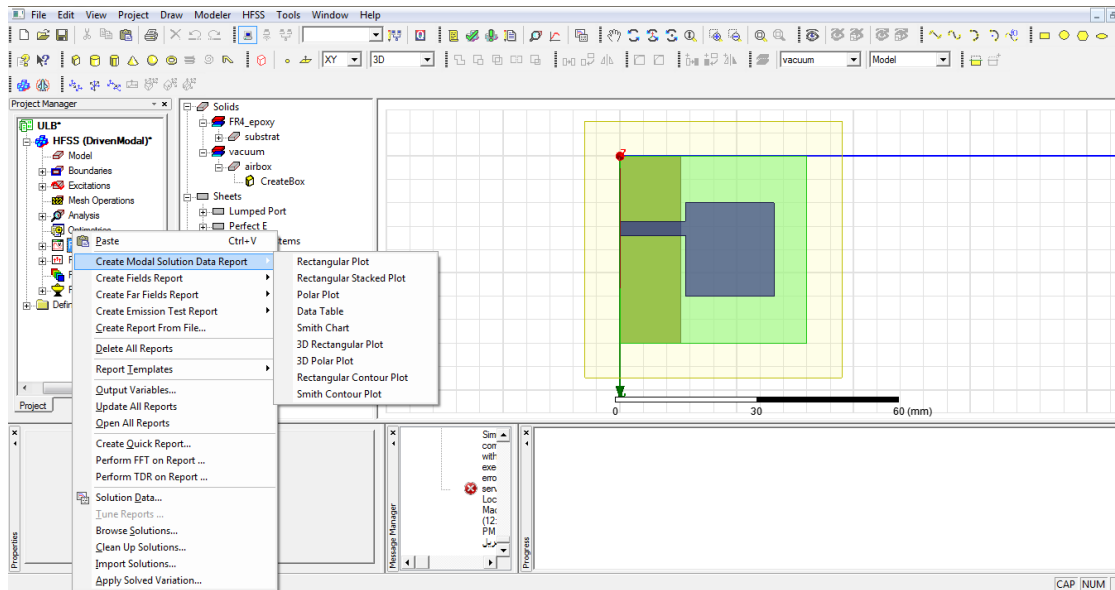
- Pour commencer le processus de solution:
  - Choisir dans le menu **HFSS > Analyze All**.

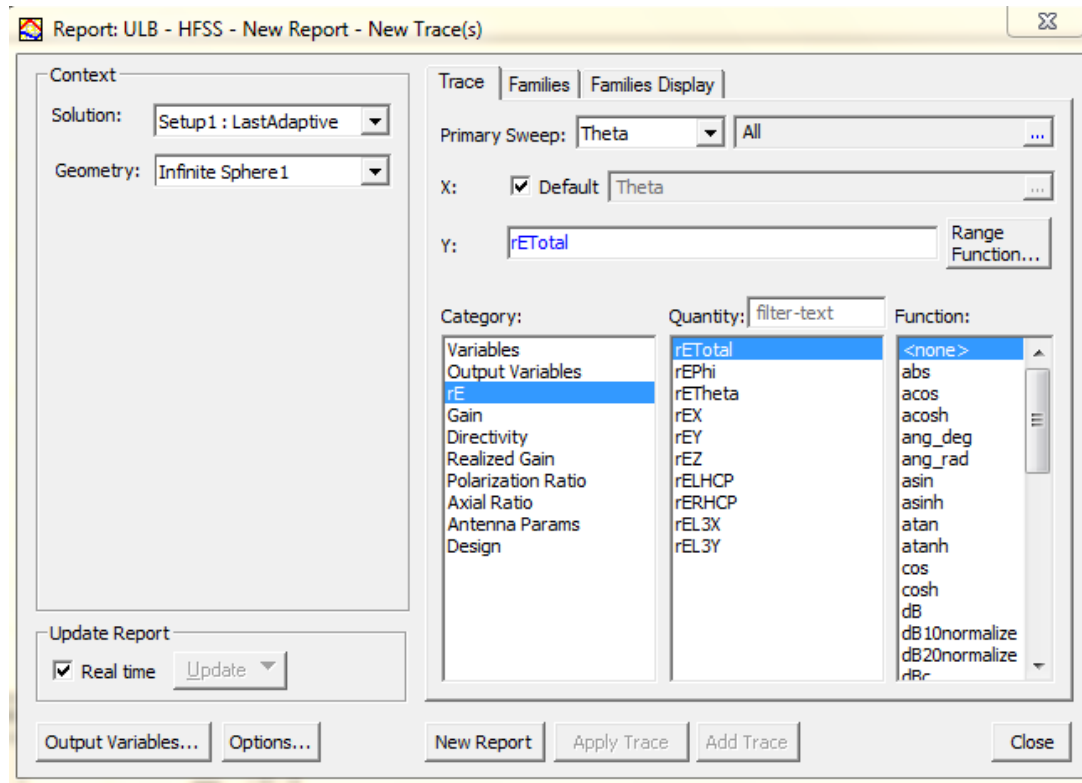


## II-19 Créer les rapports

Après la simulation, pour créer le rapport de données de solution, il faut suivre les étapes

Suivantes : **HFSS > Result > CreateReport**





## II-20 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné et expliqué les différentes étapes de création d'un design HFSS; illustrations faites sur une antenne patch rectangulaire excitée par une ligne microstrip. Dans le chapitre III, on va calculer les paramètres de la structure d'antenne microstrip à patch rectangulaire et à patch triangulaire en utilisant le simulateur électromagnétique HFSS.

## Chapitre III

# Résultats et Discussions

### III-1 INTRODUCTION

Les systèmes de communication Ultra Large Bande sont devenus le sujet le plus intéressant depuis que l'utilisation commerciale de la bande de fréquence de 3.1 GHz à 10.6GHz a été approuvée par la FCC en 2002 [28]. Cependant, pour satisfaire la demande croissante de la communication sans fil, diverses antennes ultra large bande ont été étudiées [29]. Mais la gamme de fréquence pour les systèmes ULB cause des interférences avec des systèmes de communications existants, tels que le service WiMAX de 3.3 à 3.6 GHz; WLAN AUX Etats-Unis (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) et HIPERLAN/2 en Europe (5.15-5.35 GHz, 5.47-5.725 GHz) [30] et les bandes de service par satellite comme la bande ITU de 8GHz et la bande S-DMB de 2.63-2,655 GHz. Ainsi, les antennes ULB avec une caractéristique à bande rejetée (filtrée) sont exigées. Pour répondre à de telle exigence, diverses antennes ultra à large bande à bande filtrée ont été étudiées [31][32].

Dans ce chapitre, on propose une nouvelle antenne ultra large bande à bandes rejetée pour des applications ULB. L'antenne proposée se compose d'un patch microruban rectangulaire et un plan de masse partiel, alimenté par ligne microruban et deux fentes en forme rectangulaire insérées dans l'élément rayonnant. Les différents résultats de simulation des performances de l'antenne sont réalisés à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique Ansoft HFSS développé par Ansoft corporation.

Par la suite, une étude paramétrique de l'antenne ULB à bandes rejetée est effectuée, afin de mieux analyser l'influence de différents paramètres géométrique de l'antenne tel que la position et la largeur des fentes, la forme et la largeur du plan de masse et l'épaisseur du substrat sur les performances de l'antenne et en particulier sur le VSWR.

### III-2 Étude et conception d'une antenne ULB

L'antenne imprimée ultra large bande choisie est de forme rectangulaire alimentée par ligne microruban. La géométrie de cette antenne est donnée à la Figure III-1. L'antenne est constituée d'un patch rectangulaire, imprimé sur la face de dessus d'un substrat de type FR4 de permittivité relative  $\epsilon_r = 4.4$ , de tangente de pertes  $\tan \delta = 0.02$  et d'épaisseur  $H = 1.6$  mm. Le plan de masse est un plan partiel imprimé sur la surface de dessous du substrat. Le patch est alimenté par une ligne microruban.

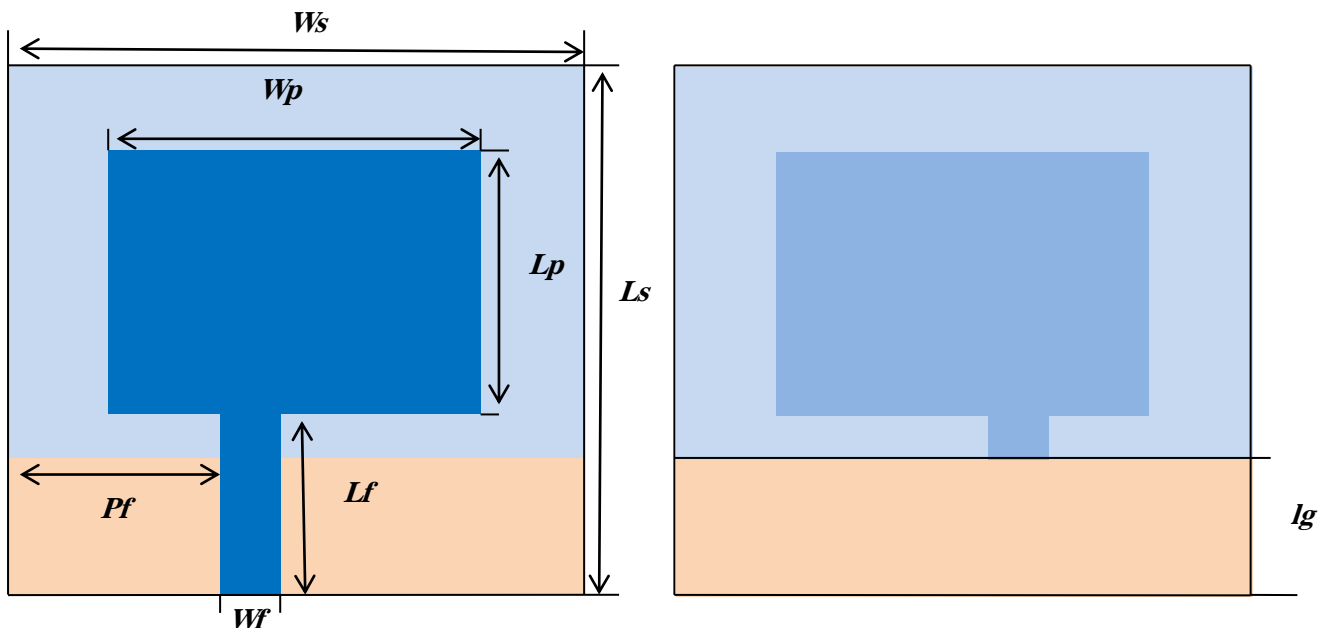


Figure III-1 : Géométrie de l'antenne étudiée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

Les paramètres géométriques de l'antenne sont regroupés dans le tableau paramétrique de l'antenne de base :

Paramètres	WS	LS	WP	LP	LF	WF	H	LG
Valeurs (mm)	40	40	20	19	14	3	1.6	13

Tableau III-1 : Paramètres géométriques de l'antenne de base.

Les résultats de simulation de coefficient ainsi que de la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne sont représentés dans les figures III-2 et III-3

Ces résultats montrent que l'antenne présente une bonne adaptation dans la bande  $[2.328, 11.348\text{GHz}]$ , avec un coefficient de réflexion inférieur à  $-10\text{dB}$ .

Ainsi l'antenne présente une bande passante relative de  $132.06\%$ . Un coefficient de réflexion minimal de  $-41.31\text{dB}$  est obtenu à la fréquence de  $6.485\text{GHz}$ .

Pour la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne on constate qu'elle varie entre  $37\text{ohms}$  et  $87\text{ohms}$  dans la bande passante de l'antenne, avec un pic de  $58.25$

ohms à la première fréquence de résonnance ; la partie imaginaire varie entre  $-18j$  et  $+19.20j$  dans la bande d'adaptation de l'antenne.

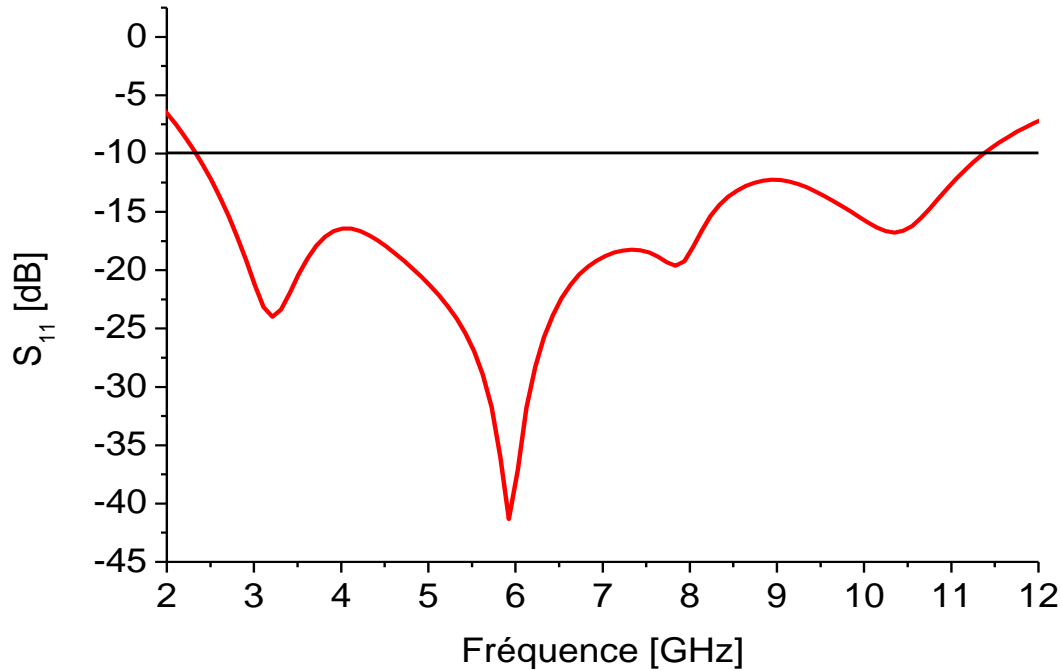


Figure III-2 : Coefficient de réflexion de l'antenne de base.

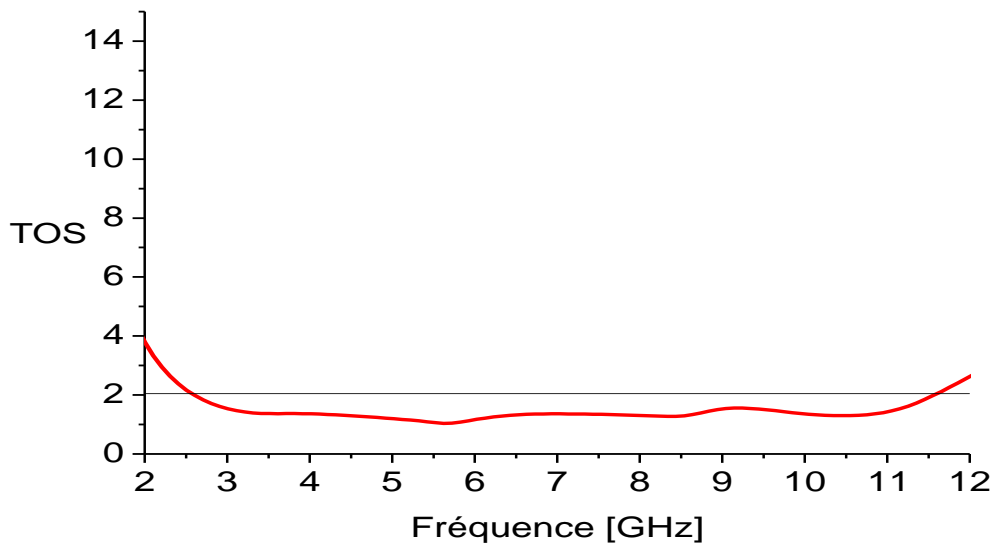


Figure III-3 : VSWR de l'antenne de base.

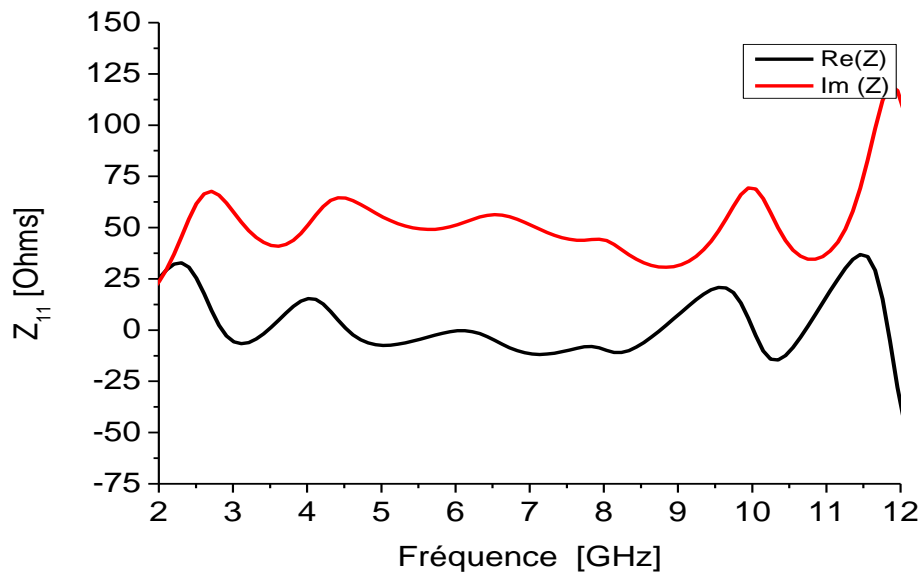


Figure III-3 : Paramètres Z de l'antenne de base.

III-2-1 Diagramme de rayonnement

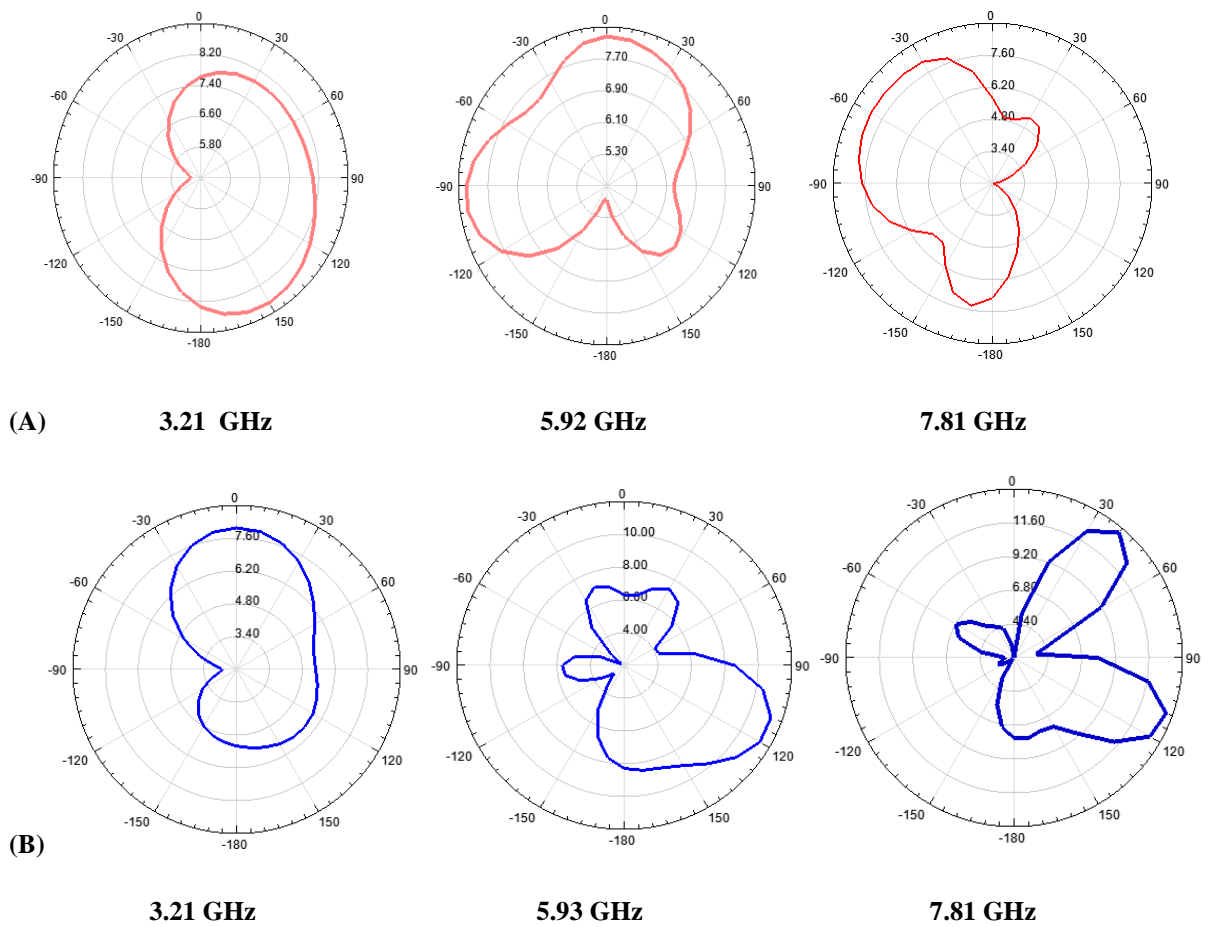


Figure III-4 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne base (A) plan E et (B) plan H.

Dans la figure précédente, nous avons présenté les diagrammes de rayonnements simulés pour différentes fréquences. Il est clair que le diagramme de rayonnement de l'antenne pour la fréquence 3.21GHz dans le plan E est celui d'un dipôle, de même pour le plan H. Lorsque la fréquence augmente le diagramme de rayonnement subit une déformation que ce soit dans le plan E ou dans le plan H mais dans ce dernier la déformation est moins importante que celle du premier,

### III-2-2 Etude paramétrique de la position de la ligne d'alimentation $pf$ pour l'antenne de base

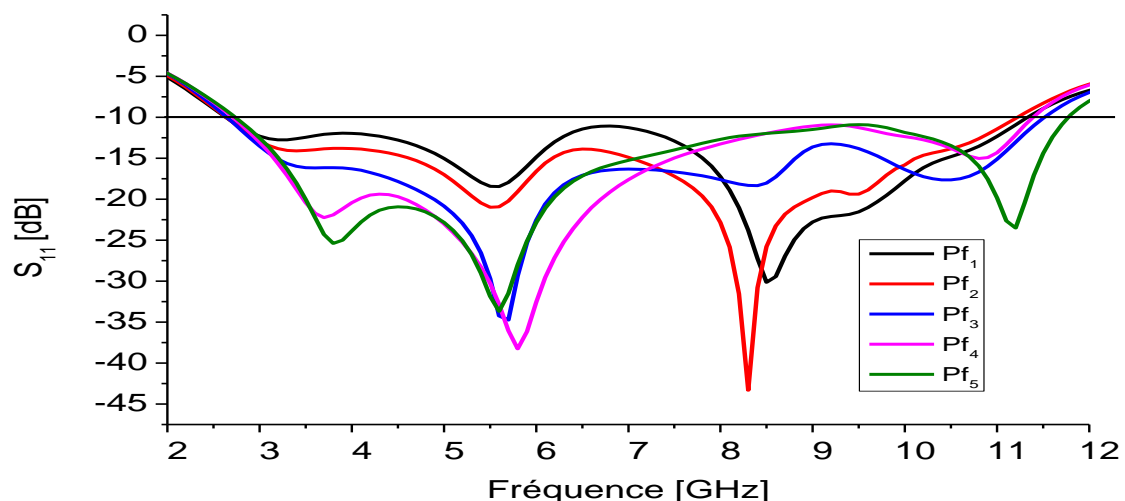
On fait varier la position  $pf$  (la position de la ligne d'alimentation), Les valeurs de la position  $pf$  sont données au tableau **Tableau [III-2]**:

Paramètres	$Pf_1$	$Pf_2$	$Pf_3$	$Pf_4$	$Pf_5$
Valeurs en mm	14.25	14.75	15.25	15.75	16

**Tableau III-2 : Valeurs de la position ligne d'alimentation  $pf$ .**

Les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de  $pf$  sont donnés dans les Figures III-5 et III-6.

A partir des Figures III-5 et III-6, on constate que la position optimale de la ligne est  $pf=15.25$  tel que la bande passante est égale à 8.9 GHz. (allant de 2.6 à 11.5 GHz)



**Figure III-5 : Coefficient de réflexion pour différents valeur de  $Pf$ .**

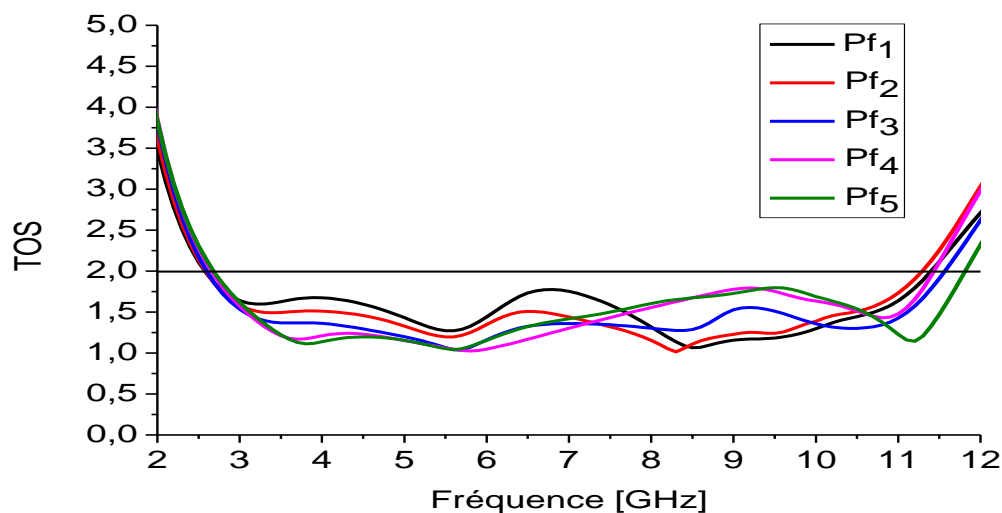


Figure III-6 : VSWR pour la différente valeur de Pf.

### III-3 Etude et conception d'une antenne ULB a bande rejetée

#### III-3-1 Insertion deux fentes en forme rectangulaire

La bande de fréquence pour les systèmes ULB cause des interférences aux systèmes de communications radio existants, tels que le WiMAX de 5,12 à 5,85 GHz. Cependant, afin d'éviter ces interférences, des modifications peuvent être faites sur l'antenne précédente pour réaliser la fonction stop bande. Ainsi des fentes en forme rectangulaire sont introduites dans l'élément rayonnant afin de rejeter la bande WiMAX. La géométrie de l'antenne obtenue est représentée dans la Figure III-7. Les dimensions de la fente sont :  $W1=1\text{mm}$ ,  $W3=0.5\text{ mm}$  et  $LSL=16\text{ mm}$ , les autres paramètres géométriques de l'antenne est ceux de l'antenne de base précédente

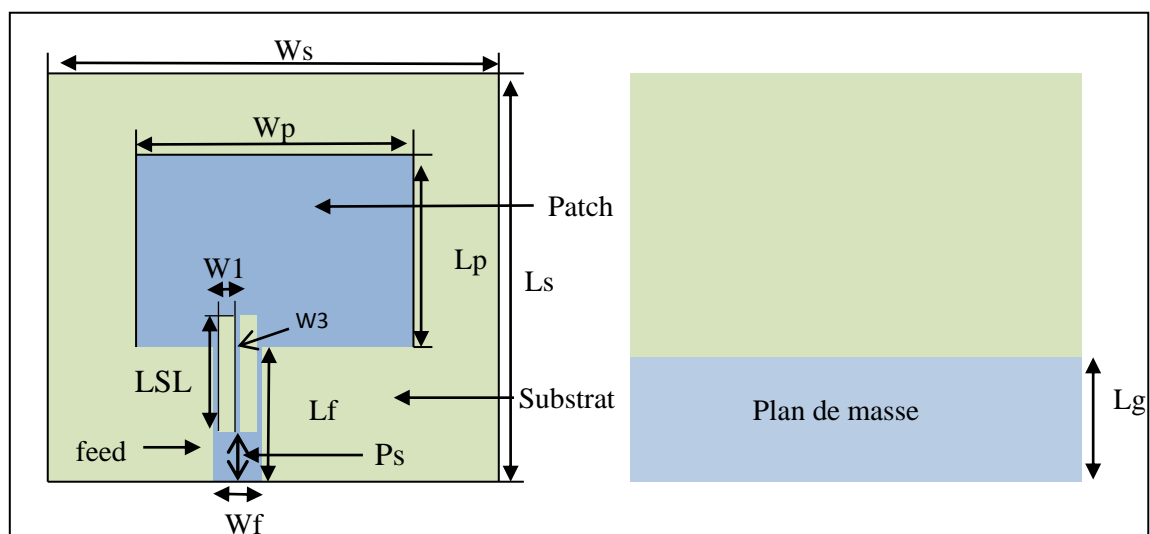


Figure III-7 : antenne ULB a bande rejetée.

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion, le VSWR ainsi que la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne sont montrés aux Figures III-8, III-9, III-10.

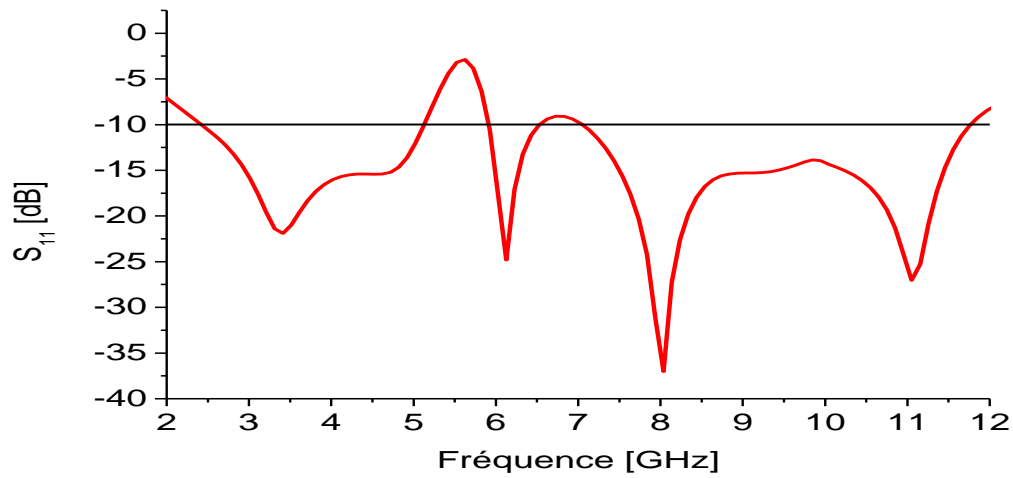


Figure III-8 : coefficient de réflexion  $S_{11}$  d'Antenne ULB a bande rejetée.

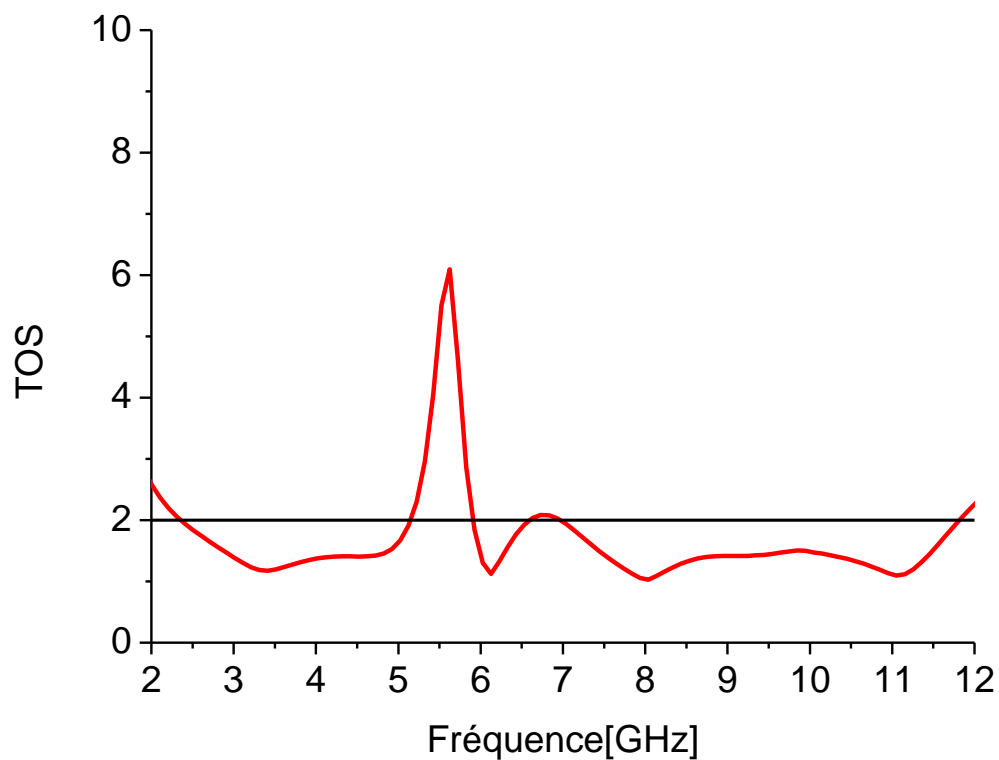
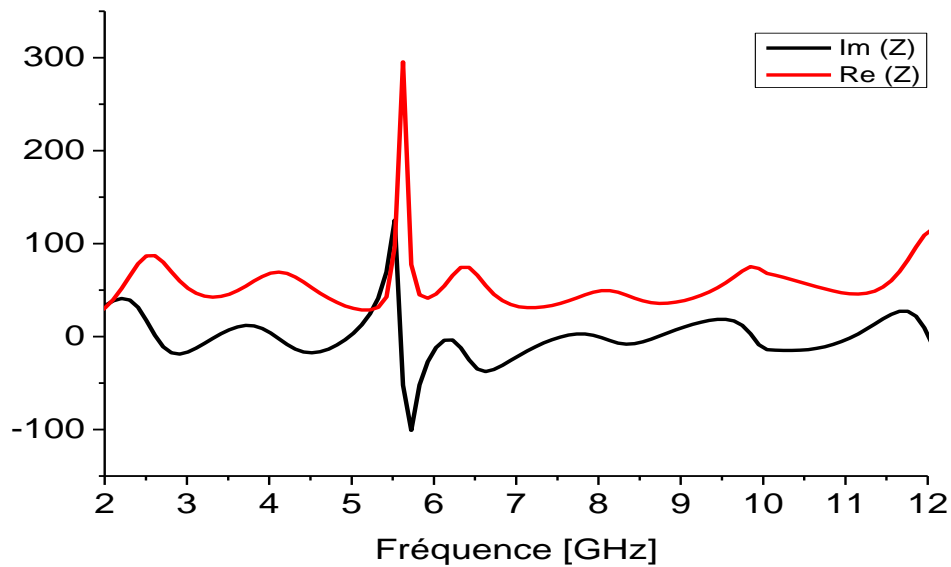


Figure III-9 : VSWR d'Antenne ULB a bande rejetée.



**Figure III-10 : Paramètres Z de l'antenne ULB à bande rejetée.**

Il est évident des résultats de simulation du coefficient de réflexion ou le VSWR, que l'antenne est bien adaptée ( $S_{11} \leq -10dB$  ou  $VSWR \leq 2$ ) dans la bande [2.417, 11.770GHz], soit une bande passante de 132.01% sauf dans les bandes [5.124, 5.92 GHz] ( $S_{11} \geq -10dB$ , et  $VSWR \geq 2$ ) avec un  $VSWR = 06.07$  est obtenue à 5.641 GHz.

Cependant, l'insertion de la fente conduit à l'augmentation de la bande passante de 297 MHz (9.352 GHz au lieu de 9.056 GHz), avec la diminution de la fréquence basse d'adaptation (2.417 GHz au lieu de 2.328 GHz) et l'augmentation de la fréquence haute d'adaptation (11.770 GHz au lieu de 11.348 GHz).

La partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne varie entre 79.166 ohms et 87.13 ohms dans la bande passante de l'antenne et atteindre plus de 293 ohms dans la bande rejetée.

Les Figures III-11, III-12 illustre les diagrammes de rayonnements simulés pour différentes fréquences. Il est clair que le diagramme de rayonnement de l'antenne à bande rejetée pour la fréquence 3.4GHz dans le plan E est celui d'un dipôle, de même pour le plan H. Lorsque la fréquence augmente le diagramme de rayonnement subit une déformation que ce soit dans le plan E ou dans le plan H mais dans ce dernier la déformation est moins importante que celle du premier.

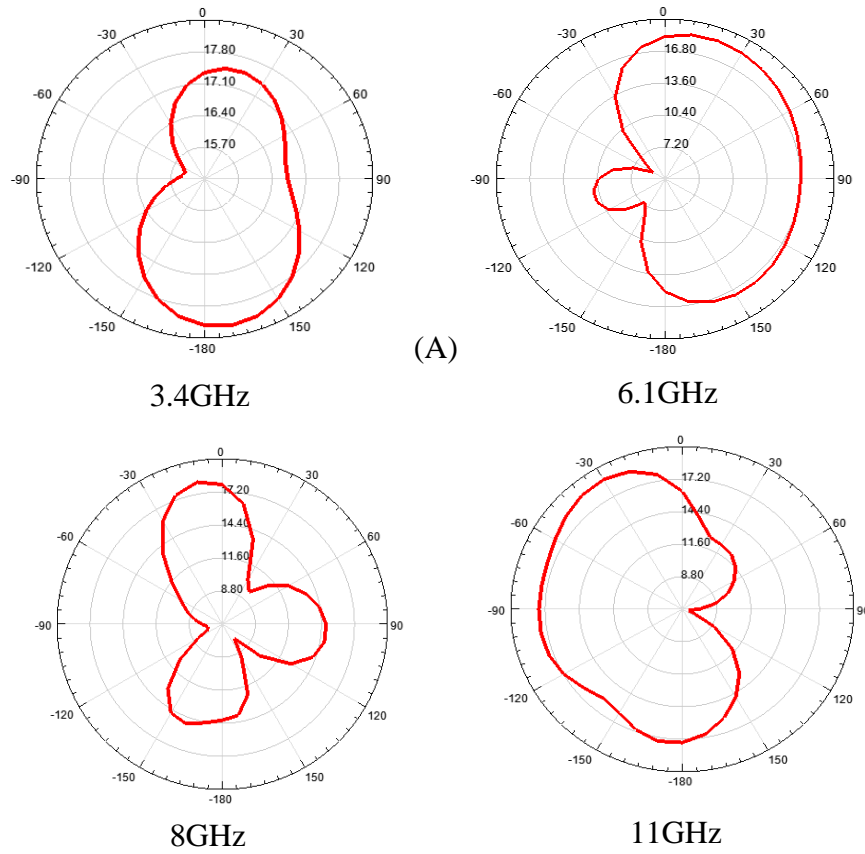


Figure III-11 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée (A) plan E

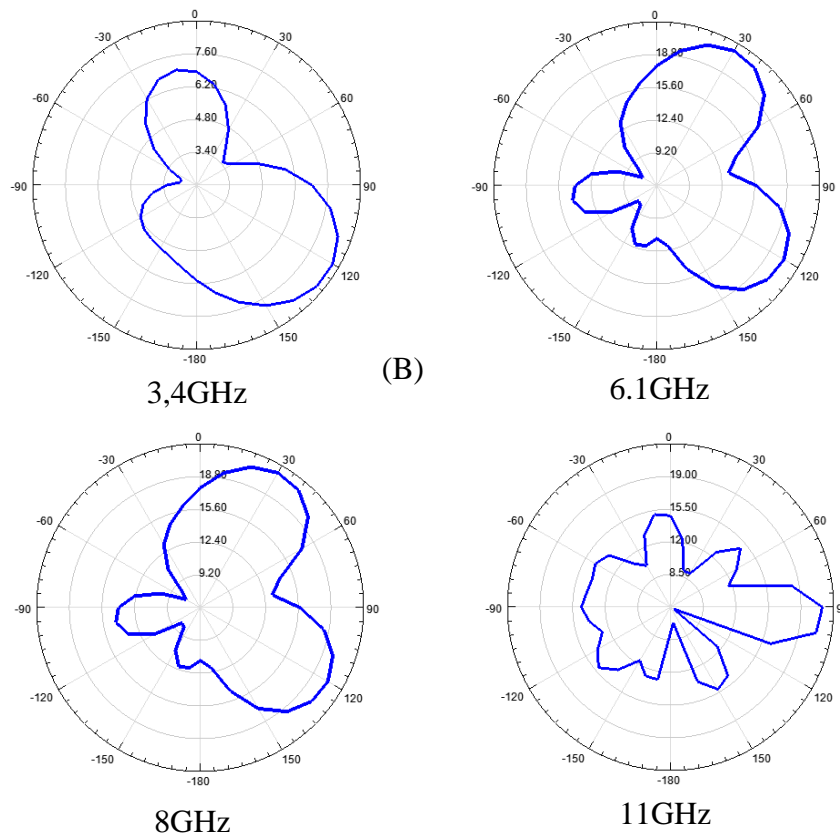


Figure III-12 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée (B) plan H

### III-3-2 Etude paramétrique de dimensions de la fente

Afin de réaliser des résultats satisfaisants et mettre en évidence l'influence de chaque paramètre de la fente, et en particulier la longueur de chaque fente LSL et largeur W1 et sa position dans le patch noté par PS, il faut faire varier indépendamment chacun de ces paramètres.

#### III-3-2-1 Etude paramétrique de la longueur de la fente LSL

Dans une première étape on fait varier: la longueur de la fente LSL, Les valeurs de la longueur LSL sont données au tableau [III-3]:

Paramètres	LSL <sub>1</sub>	LSL <sub>2</sub>	LSL <sub>3</sub>	LSL <sub>4</sub>	LSL <sub>5</sub>
Valeur en mm	15	16	17	18	19

Tableau III-3 : Valeurs de la longueur des fentes LSL.

Les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de longueur LSL sont donnés aux Figures III-13 et III-14

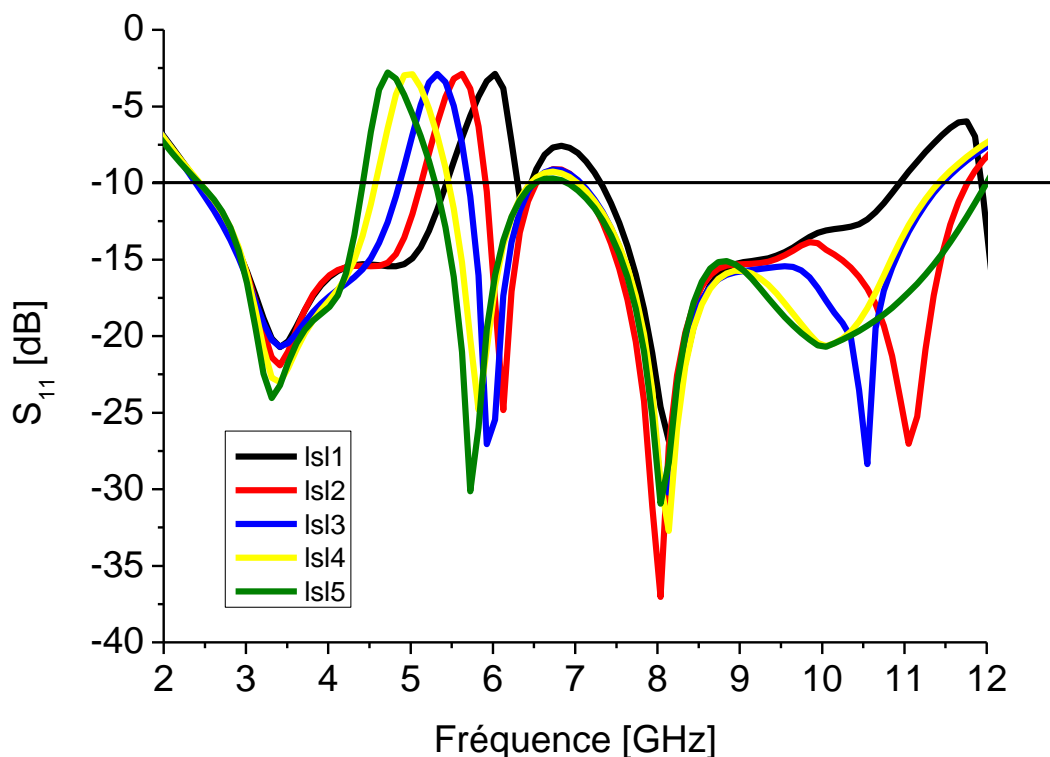


Figure III-13 : Coefficient de réflexion différents valeur de LSL.

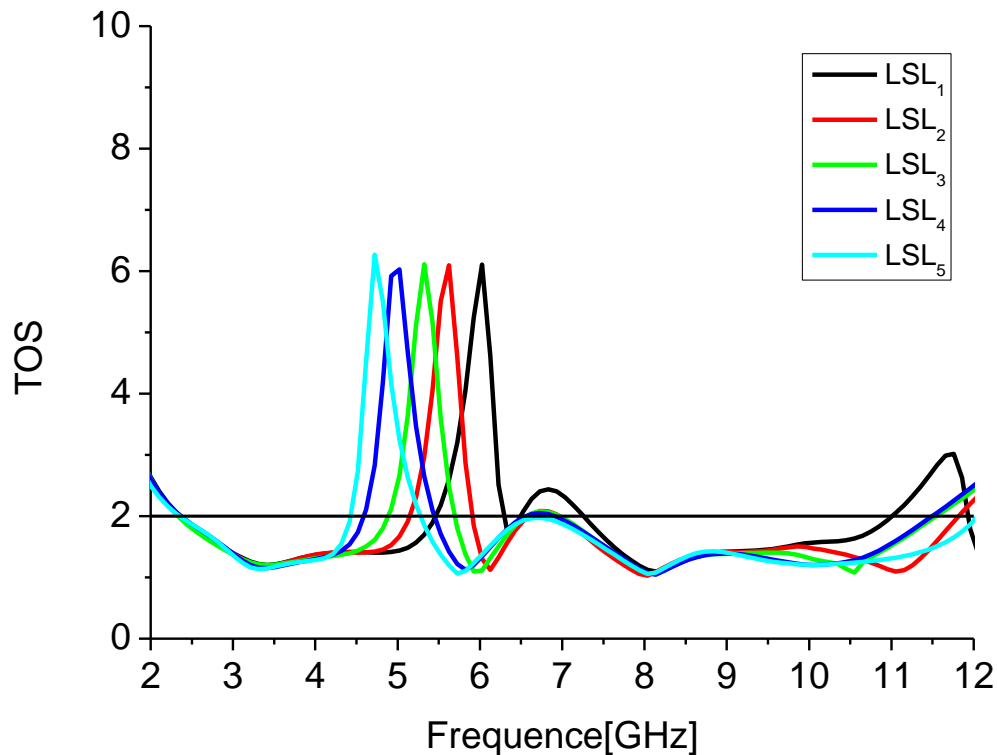


Figure III-14 : VSWR pour différents valeurs de LSL.

D'après ces résultats obtenus, on peut dire que lorsqu'on augmente la longueur LSL de la fente, la bande de fréquences rejetée se décale vers les fréquences inférieures, tout en gardant le comportement ULB en dehors de la bande rejetée. On peut résumer ces résultats dans le tableau [III-4].

Paramètres	LSL <sub>1</sub>	LSL <sub>2</sub>	LSL <sub>3</sub>	LSL <sub>4</sub>	LSL <sub>5</sub>
bande passante [GHz]: $S_{11} \leq -10\text{dB}$ (ou $VSWR \leq 2$ )	2.419 10.942	2.422 11.772	2.388 11.462	2.440 11.41	2.431 11.99
Bande passant relative (%)	127.58%	131.75%	131.03%	129.53%	132.57%
Bande rejetée [GHz]: $S_{11} \geq -10\text{dB}$ (ou $VSWR \geq 2$ ) (GHz)	5.434 6.303	5.128 5.917	4.868 5.703	4.579 5.463	4.420 5.298
$S_{11}$ minimal (dB)	-26.82	-37	-30.21	-32.69	-30.85
Désadaptation (VSWR max)	6.08	6.11	6.11	6.04	6.27

Tableau III-4 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR (LSL).

### III-3-2-2 Etude paramétrique de la largeur de la fente W1

On fait varier la largeur W1 (largeur de la fente). Toutes les valeurs de la largeur W1 sont données dans le tableau [III-5]:

Paramètres	W1 <sub>1</sub>	W1 <sub>2</sub>	W1 <sub>3</sub>	W1 <sub>4</sub>
Valeur en mm	0.7	0.8	0.9	1

Tableau III-5: La largeur des fentes W1.

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de W1 sont donnés dans les figures III-15 et III-16

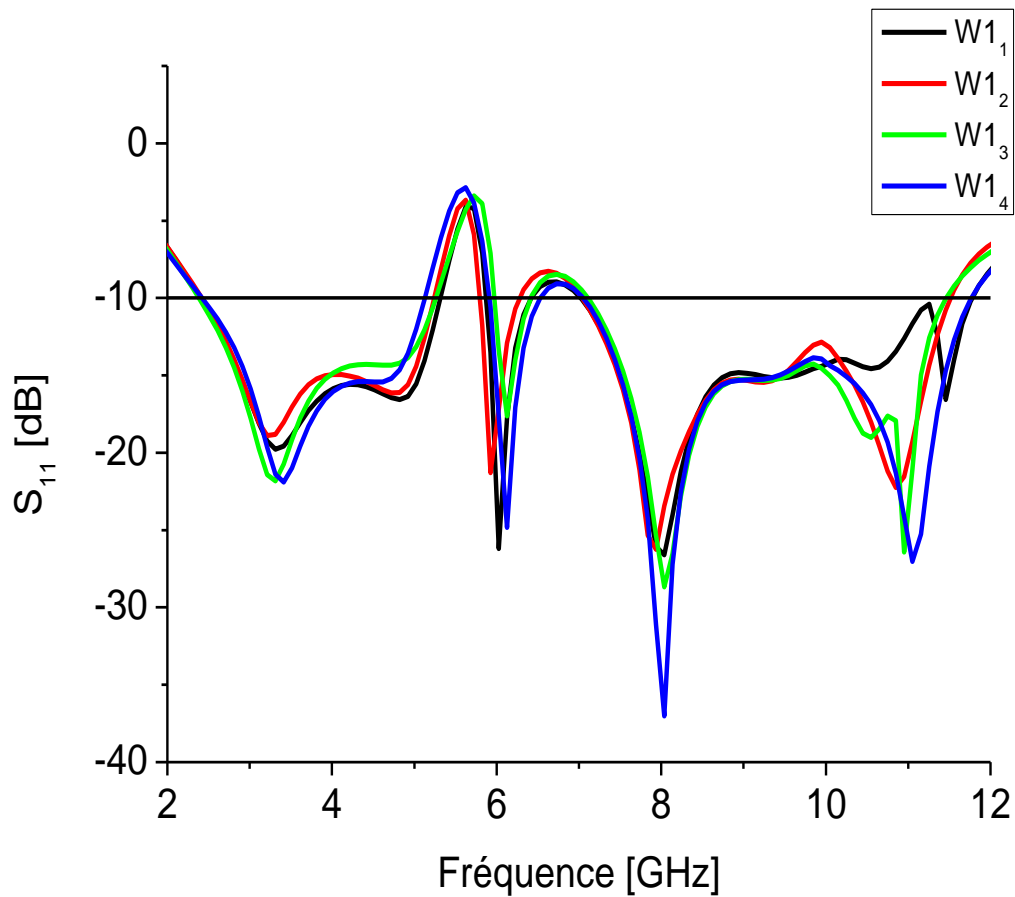


Figure III-15: Coefficient de réflexion pour différents valeur de W1.

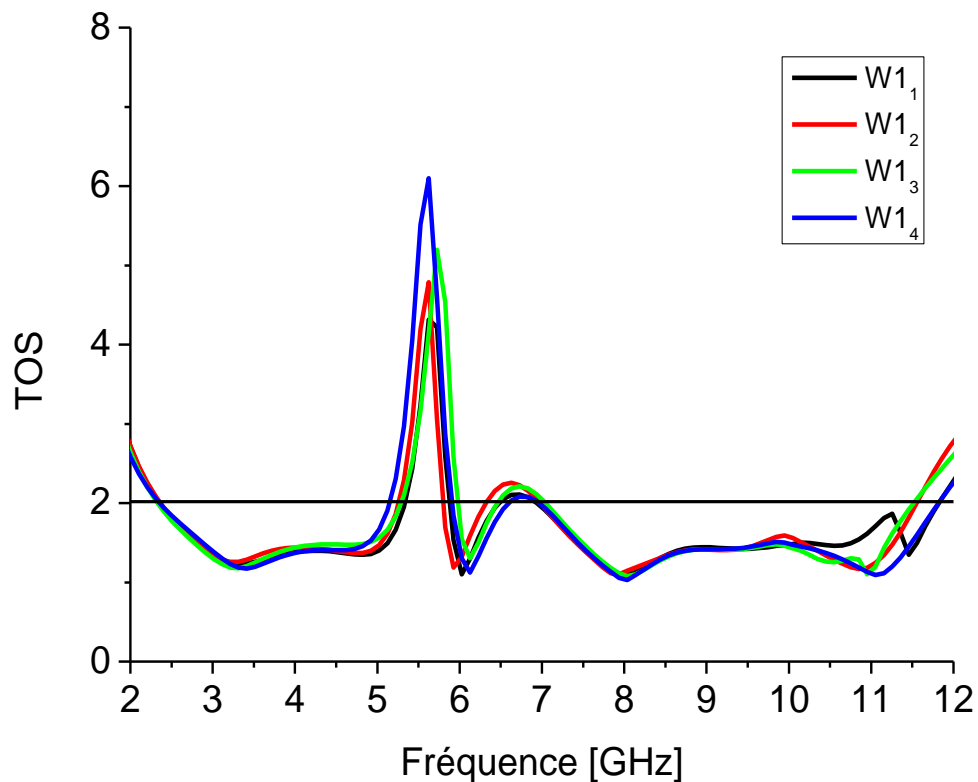


Figure III-16 : VSWR pour différents valeur de W1.

On peut voir d'après les Figures III-15 et III-16 que le coefficient de réflexion et le taux d'onde stationnaire restent les mêmes quand la largeur de la fente W1 change de 0.7 mm à 1mm, donc la bande rejeté n'est pas sensible à ce paramètre. Le tableau III-6 résume l'étude paramétrique du W1.

Paramètres	W1 <sub>1</sub>	W1 <sub>2</sub>	W1 <sub>3</sub>	W1 <sub>4</sub>
bande passante [GHz]: $S_{11} \leq -10$ dB (ou $VSWR \leq 2$ )	2.400 11.780	2.43 11.516	2.39 11.426	2.42 11.767
Bande passant relative (%)	132.3%	130.3%	130.92%	131.70%
Bande rejetée [GHz]: $S_{11} \geq 10$ dB (ou $VSWR \geq 2$ )	5.319 5.87	5.26 5.8	5.263 5.9	5.13 5.9
$S_{11}$ minimal (dB)	-26.58	-26.20	-28.59	-36.97
Désadaptation (VSWR max)	4.30	4.77	5.20	6.08

Tableau III-6: Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR(W1).

### III-3-2-3 Etude paramétrique de la largeur W3

On fait varier la largeur W3 (la distance entre les deux fentes), Les valeurs de la distance W3 sont données dans le tableau [III-7] :

paramètres	W3 <sub>1</sub>	W3 <sub>2</sub>	W3 <sub>3</sub>	W3 <sub>4</sub>	W3 <sub>5</sub>
Valeur en mm	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9

Tableau III-7: Valeurs de la distance W3.

Les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion, le taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de largeur W3 sont donnés dans les figures III-16 et III-17.

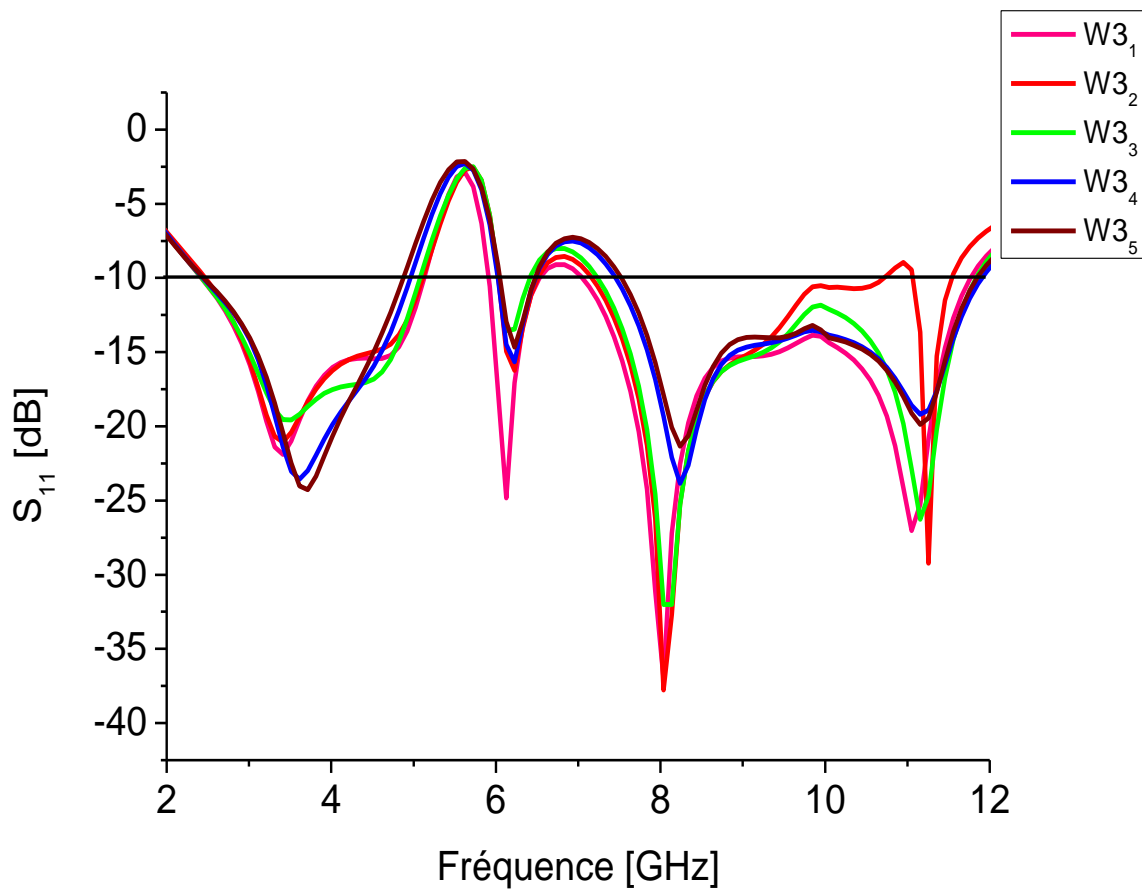


Figure III-17 : Coefficient de réflexion pour différents valeur de W3.

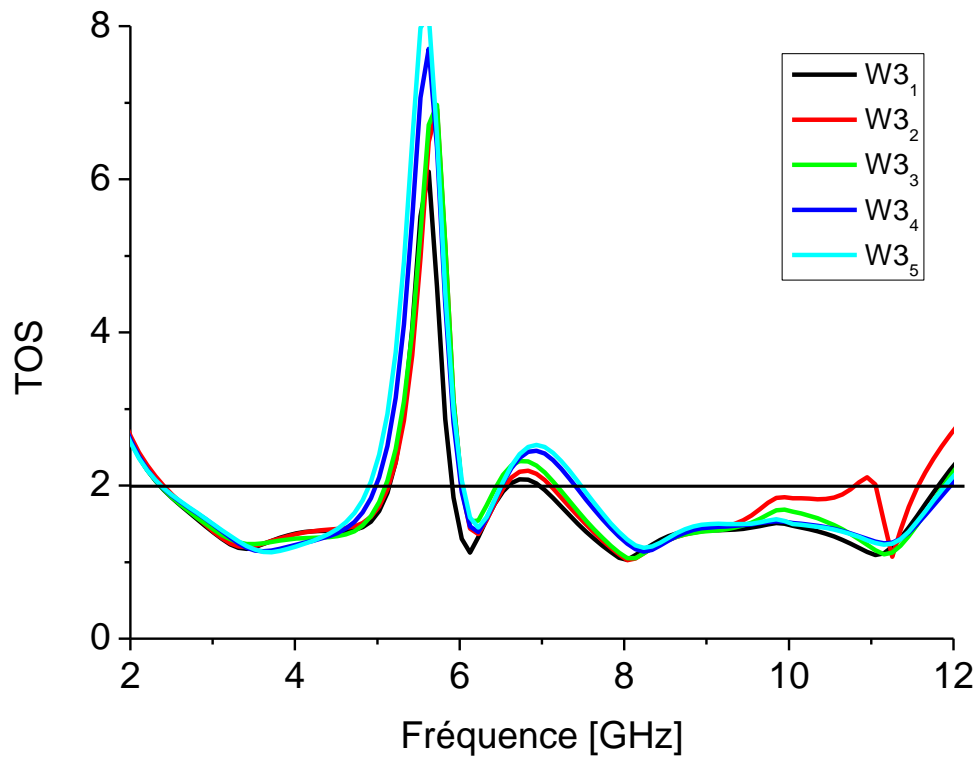


Figure III-18 : VSWR pour différentes valeurs de  $W3$ .

Il est évident d'après les résultats de simulation obtenus, lorsque  $W3$  augmente les fréquences de la bande rejetée restent les mêmes, ainsi que on observe une mauvaise adaptation en dehors de la bande rejetée autour de la fréquence 7 GHz.

Paramètres	$W3_1$	$W3_2$	$W3_3$	$W3_4$	$W3_5$
bande passante [GHz] : $S_{11} \leq -10$ dB (ou $VSWR \leq 2$ )	2.423 11.771	2.469 11.544	2.425 11.837	2.442 11.911	2.47 11.847
Bande passante relative (%)	131.77%	129.52%	131.99%	131.94%	130.99%
Bande rejetée [GHz]: $S_{11} \geq 10$ dB (ou $VSWR \geq 2$ )	5.127 5.915	5.116 6.03	5.078 6.035	4.956 6.023	4.879 6.035
$S_{11}$ minimal (dB)	-36.97	-37.77	-31.97	-23.78	-21.25
Désadaptation (VSWR max)	6.10	6.92	6.99	7.70	8.17

Tableau III-8: Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR5( $W3$ ).

### III-3-2-4 Etude paramétrique de la position des fentes PS

Maintenant nous allons varier la position des deux fentes PS, les valeurs de la position PS sont données au tableau [III-9] :

paramètres	ps <sub>1</sub>	ps <sub>2</sub>	ps <sub>3</sub>	ps <sub>4</sub>	ps <sub>5</sub>
Valeur en mm	5	6	7	8	9

Tableau III-9 : La position des deux fentes PS.

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion et taux d'onde stationnaire pour différentes valeurs de la position PS sont donnés aux figures III-18 et III-19

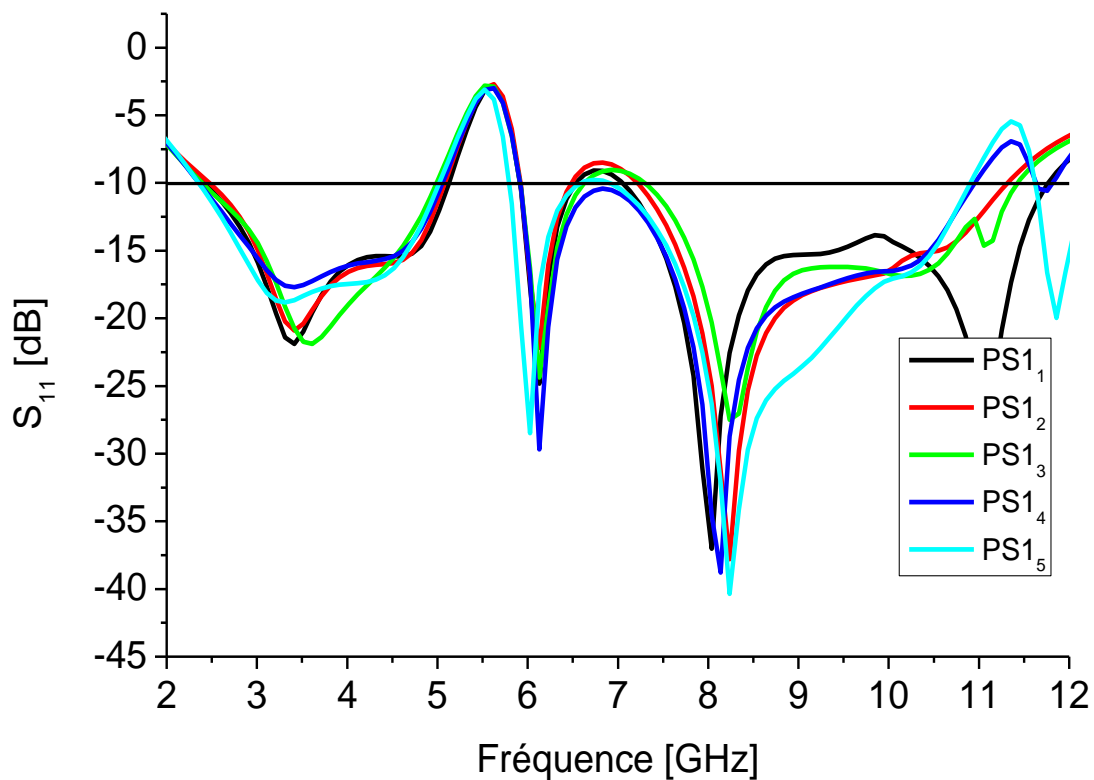


Figure III-19 : Coefficient de réflexion pour différents valeur de PS.

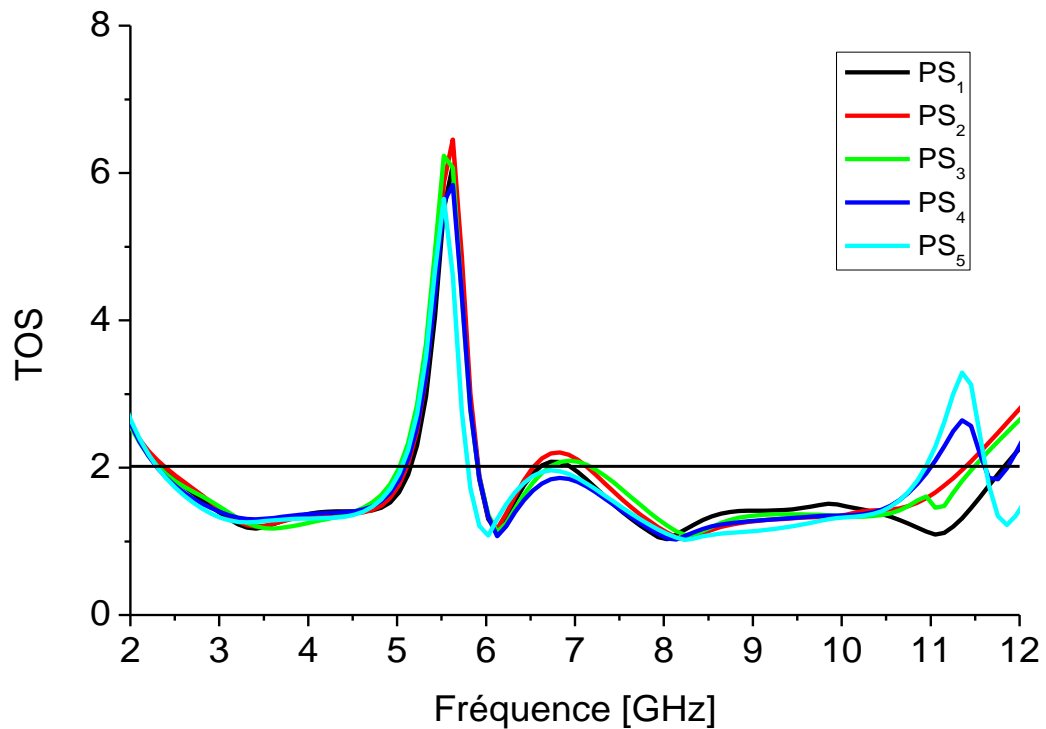


Figure III-20 : VSWR pour différentes valeur de PS.

Les résultats de simulation de la Figure III-19 ou III-20 montrent que, lorsque PS augmente, la bande rejetée ne varie pas, ainsi que pour PS=8mm on obtient une bonne adaptation en dehors la bande rejetée.

Paramètres	PS <sub>1</sub>	PS <sub>2</sub>	PS <sub>3</sub>	PS <sub>4</sub>	PS <sub>5</sub>
bande passante [GHz] : $S_{11} \leq -10dB$ (ou $VSWR \leq 2$ )	2.423 11.776	2.472 11.325	2.399 11.441	2.356 10.956	2.350 10.915
Bande passant relative (%)	131.74%	128.33%	130.66%	129.21%	129.14%
Bande rejetée [GHz]: $S_{11} \geq -10dB$ (ou $VSWR \geq 2$ )	5.125 5.917	5.089 5.920	4.994 5.916	5.058 5.914	5.022 5.796
$S_{11}$ minimal [dB]	-37.05	-37.71	-27.50	-38.78	-40.37
Désadaptation (VSWR max)	6.11	6.45	6.25	5.84	5.65

Tableau III-10 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR(PS).

## CONCLUSION

Dans ce chapitre présenter une nouvelle géométrie d'antenne imprimée ultra large bande à bande rejetée, La bande filtrée est réalisée en réalisant deux fentes de forme rectangulaire dans l'élément rayonnant, L'antenne proposée présente une large bande de fréquence de fonctionnement de 2.41 GHz à plus de 11.77 GHz ( $S_{11} \leq -10$  dB) avec bande rejetée 5.12-5.91 GHz.

La première partie de ce travail a été consacrée à la mise au point d'une nouvelle antenne imprimée ULB à bande rejetée. En premier lieu, nous avons introduit une fente en forme rectangulaire sur le patch pour filtrer la bande de fréquence 5.12-5.91 GHz.

Dans la deuxième partie, une étude paramétrique a été réalisée, afin d'analyser l'effet de certains paramètres géométriques de l'antenne sur les performances de l'antenne et en particulier sur le bande rejetée.

# **CONCLUSION GENERALE**

## CONCLUSION GENERALE

Les communications sans fil sont aujourd'hui dans la pleine croissance. Avec l'augmentation des besoins de débits élevés et de la raréfaction des bandes de fréquence disponibles, il est devenu essentiel de trouver des nouvelles antennes qui répondent à ces exigences. La technologie ultra large bande ULB semble une solution très prometteuse. D'une autre part, les systèmes ULB doivent partager leurs bandes de fréquence avec les systèmes existants tels que WLAN, WiMAX et ainsi de suite en raison de leurs caractéristiques larges bandes. Donc il est nécessaire d'éviter l'interférence avec les systèmes de communication voisins. Dans ce cas, il est possible de concevoir des antennes ULB avec une caractéristique à bande rejetée pour faciliter le rejet du signal à bande étroite.

C'est dans ce cadre que s'inscrit notre travail de mémoire. Il s'agit de concevoir et d'étudier des antennes patch imprimées à bande rejetée, adaptées aux systèmes Ultra Large Bande. Les méthodes numériques, pour l'analyse et la conception des antennes imprimées, sont faciles pour étudier les différents paramètres géométriques d'une antenne ayant de forme géométrique plus complexe. Donc nous avons utilisé le simulateur électromagnétique HFSS qui basé sur l'une de ces méthodes (la méthode des éléments finis)

Dans un premier temps, nous avons présenté l'antenne microbande et leur caractéristiques en générale. En deuxième lieu, on a présenté l'outil de simulation utilisé dans ce manuscrit; c'est le logiciel de simulation électromagnétique (HFSS). Enfin dans une troisième partie, nous avons effectué une étude d'optimisation des performances d'une antenne microruban rectangulaire ULB à bande rejetée. En effet, nous avons utilisé comme référence une antenne microstrip rectangulaire ultra large bande ayant une bande passante très large, et nous avons essayé d'apporter des modifications sur la structure d'antenne pour rejeter la bande qui correspond à l'application WiMax, en se basant sur l'étude paramétrique qui consiste à fixer tous les paramètres et faire changer un seul paramètre pour voir leur influence sur les caractéristiques de l'antenne. Les résultats obtenus montrent bien que l'antenne proposée est bien adaptée dans la bande de fréquence 2.3 GHz à 11.3 GHz, sauf dans la bande étroite 5.12-5.91 GHz. Tous les paramètres de l'antenne tels que le coefficient de réflexion, le taux d'onde stationnaire, l'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement, ont été présentés et commentés.

# **Références bibliographiques**

### Reference

- [1] Touati Mohamed Housseem Eddine." Conception et Simulation d'une antenne micro-ruban circulaire" Université Mohamed Khider Biskra,2014.
- [2] Paul F. Combes, "Micro-ondes tome II circuits passifs, propagation, antennes," Dunod, Paris, 2-10-002753-0, 1997
- [3] I. J. Bahl and P. E. Bhartia, "Microstrip antennas," Dedham, MA: Artech House, 1980.
- [4] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip antenna technology," IEEE trans. Antennas Propagat., vol. AP-29, pp. 2-24, Jan. 1981.
- [5] J.R. Mosig, F.Gardiol, "Techniques analytiques et numériques dans l'analyse desAntennes microruban", Annals et Télécommunications, 40, n° 7-8, pp. 411-437, 1985.
- [6] R. J. James and P. S. Hall, "Handbook of microstrip antennas", Peter Peregrinus, NY, 1989.
- [7] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, "Microstrip antenna design handbook", Artech house, Boston, MA, 2001.
- [8] J. R. James, P. S. Hall and C. Wood, "Microstrip antenna: Theory and design", Peter Peregrinus, London, UK, 1981.
- [9] C.A. Balanis «Analysis Design, Third Edition» John Wiley & Sons, Inc. page 811,2015.
- [10] L.DJOUABLIA, "Contribution à l'étude des structures microbandes rayonnantes Par la méthode des moments application a la forme triangulaire ", thèse de doctorat, Université Skikda.
- [11] M. Diblanc, "Développement du concept de l'antenne à résonateur bie pour la génération De la polarisation circulaire", Thèse de doctorat, Université de LIMOGES, 2006.
- [12] De Recherche- Rabih A Slim Conception Antenne WIFI -Microruban - HFSS\_Methodologie -Université Antonine Faculté des Ingénieurs en Télécommunications, Informatique
- [13] Dick Anderson, Lee Smith, J Gruszynski, Test & Measurement Application Note 95-1 S-Parameter Technique, 1997, Hewlett-Packard Company.
- [14] [http://www.highfrequencyelectronics.com/Archives/Mar09/HFE0309\\_Tutor.pdf](http://www.highfrequencyelectronics.com/Archives/Mar09/HFE0309_Tutor.pdf)
- [15] Mme. Yamina tighil doctorat en sciences - tidentification des antennes microrubans Multicouches par la methode spectrale et les reseaux de neurones-université ferhat abbas - setif ufas(ALGERIE).

## Références

---

- [16] R. M. Nelson and D.A. Rogers and A.Gomes D'assunçao "resonant frequency of a rectangular microstrip patch on several uniaxial substrates" IEEE Trans. Antennas Propagat, vol.38, pp 973-981, 1990.
- [17] L. Djouane "Analyse rigoureuse d'une plaque microbande rectangulaire sur plan de masse avec ouverture rectangulaire par la méthode des moments et les dyades hybrides de Green" thèse de Magister, Institut d'électronique, Université de Batna, 2005.2006.
- [18] 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, Novembre 2006.
- [19] S. BADRA "Utilisation de la méthode de l'équation du champ électrique et des réseaux de neurones artificiels pour l'étude d'une antenne imprimé bicouche fonctionnant en mode" thèse de Magister, Institut d'électronique, Université de Batna, 2011.
- [20] D. KHEDROUCHE "Modélisation des antennes microbandes par une analyse tridimensionnelle rigoureuse en utilisant une méthode intégrale" thèse de Doctorat, Institut d'électronique, Université de Constantine, Juin 2009.
- [21] M. Diblang, "Développement du concept de l'antenne a résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire," Université de Limoges. Thèse de doctorat 20 mars 2006.
- [22] L. CHOUTI "Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage" thèse de Magister, Institut d'électronique, Université de Constantine, 2009.
- [23] M. Diblang, "Développement du concept de l'antenne a résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire," Université de Limoges. Thèse de doctorat 20 mars 2006
- [24] A. Hafiane, "Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique," Université de Marne la Vallee Thèse de doctorat 10 mars 2003.
- [25] D. T. Paris and F. K. Hurd, "Basic Electromagnetic Theory", McGraw-Hill Book Co., New York, 1969.
- [26] K. Y. Yazdandoost and R. Kohno, "Ultra wideband antenna", IEEE Communication Magazine, vol. 42, no. 6, 2004, pp. S29-S32.
- [27] W. Choi, K. Chung, J. Jung and J. Choi, "Compact ultra-wideband printed antenna with band-rejection characteristic", IEE Electronics Letters, vol.41, no. 18, pp. 990-991. ,1<sup>st</sup> September 2005

## Références

---

- [28] X.-C. Yin; C.-L. Ruan; S.-G. Mo; C.-Y. Ding and J.-H.Chu, “A compact ultrawideband microstrip antenna with multiple notches,” Progress In Electromagnetics Research, PIERs 84, 321–332, 2008.
- [29] H. G. Schantz and G. P. Wolynec, “Ultra-wideband antenna having frequency selectivity,” U.S. Patent Publication No. 2003/0090436 A1, 2003.
- [30] Dang-Oh Kim; Nam-I Jo; Dong-Muk Choi and Che-Young Kim, “Design of the novel band notched UWB antenna with the spiral loop resonators,” PIERs online, vol. 6, No.2, 2010.
- [31] Nakchung Choi; Changwon Jung; Joonho Byun; Frances; J. Harackiewicz; Myun-Joo Park; Yong-Seek Chung; Taekyun Kim and Byungje Lee, “Compact UWB Antenna With I-Shaped Band-Notch Parasitic Element for Laptop Applications,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 8, 2009.
- [32] Son Trinh-Van and Chien Dao-Ngoc, “Dual band-notched UWB Antenna based on Electromagnetic Band Gap Structures,” Journal on Electronics and Communications, Vol. 1, No. 2, April – June, 2011.