

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

FACULTE : TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE
N° :2018/SysTLC02/87



DOMAINE : ST
FILIERE : ELECTRONIQUE
OPTION : Systèmes de Télécommunications

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

**Par: LEHOUCHE Salah Eddine
&
REGUIEG Aissa**

Intitulé

**Etude et conception d'antenne ultra large
bande ULB à double bandes rejetées**

Soutenu devant le jury composé de:

Dr. EL.KENAN	Université De M'sila	Président
Dr. D. KHEDROUCHE	Université De M'sila	Rapporteur
Dr. F.BENMEDDOUR	Université De M'sila	Examineur

Année universitaire : 2017 /2018

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 amis et enseignants.

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

Salah eddine et aissa

REMERCIEMENTS

Avant tout, nos remerciements en premier lieu, à ALLAH 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 pour leurs longues années de sacrifices et de patience.

Nous tenons à exprimer Nos vifs remerciements et notre gratitude à notre promoteur Dr. **Djamel KHEDROUCHE**, nous le remercions pour ses conseils; ses précieux commentaires qui nous ont permis de surmonter nos difficultés, et de progresser dans cette présente étude.

Nos remerciements s'adressent à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre 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 voudrions pas oublier de remercier toute personne qui nous a aidés de loin ou de près à réaliser ce travail.

Table des matières

TABLE DES MATIERES

Dédicaces	I
Remerciements	II
Table des matières	III
Liste des Figures	VI
Liste des Tableaux	VIII
Résumé	IX
Abstract	X
الملخص	XI

Introduction Générale

Introduction Générale	2
-----------------------------	---

Chapitre I

Généralités sur les antennes microbandes

I.1 Introduction	5
I.2 Description d'une antenne microbande	5
I.2.1 Les différentes formes d'une antenne microbande	6
I.2.2 Les substrats	7
I.2.2.1 Les Matériaux diélectriques utilisés	7
I.2.2.1 Critères de choix du substrat	7
I.3 Caractéristiques des antennes	8
I.4 Avantages et inconvénients	11
I.5 Fonctionnement des résonateurs microbandes	13
I.5.1 Les ondes existantes sur les antennes microbandes	13
I.5.2 Description de la structure	14
I.6. Techniques d'excitation des antennes microbandes	14
I.6.1 Alimentation directe par une ligne microbande	14
I.6.2 Alimentation coaxiale	15
I.6.3 Alimentation par fente	16
I.6.4 Alimentation Couplée Par Proximité	17
I.7 Méthodes d'analyse	18
I.7.1 Méthodes approximatives	19
I.7.1.1 Le modèle de la ligne de transmission	19
I.7.1.1 Modèle de la cavité	20
I.7.2 Méthodes Full-wave	20

Table des matières

I.7.2.1 La méthode des moments	21
I.7.2.2 Méthodes des éléments finis	21
I.7.2.3 Méthodes des différences finies	21
I.7.2.4 La méthode de la matrice des lignes de transmission TLM	22
I.8 Conclusion	22

Chapitre II Présentation du logiciel HFSS

II.1 Introduction	24
II.2 Le logiciel de simulation HFSS	24
II.2.1 Présentation du logiciel	24
II.2.2 Méthode de calcul	25
II.2.3 Technique de maillage	25
II.2.4 Le processus du logiciel HFSS	25
II.2.5 Un projet en HFSS	26
II.2.6 Comment commencer HFSS	27
II.2.7 Comment ouvrir un nouveau projet	27
II.2.8 Sauvegarder le projet	28
II.2.9 Insérer une conception de HFSS	28
II.2.10 Choix du type de solution	28
II.2.11 L'Arrangement des Unités du Modèle de Mesure	29
II.2.12 Créer le substrat	29
II.2.13 Création du Patch et la ligne d'alimentation	31
II.2.14 Création du port (waveport)	34
II.2.15 Assigner les conditions aux frontières	35
II.2.16 Assigner une excitation au port d'alimentation	36
II.2.17 Assigner les conditions aux limites	37
II.2.18 Créer une installation d'analyse (analysis setup)	38
II.2.19 Ajouter le champ de fréquence (Add Frequency Sweep)	39
II.2.20 Analyse	40
II.4.21 Créer les rapports	40
II.3 Conclusion	42

Table des matières

Chapitre III

Résultats de simulation et discussions

III.1 Introduction	44
III.2 Étude et conception d'une antenne ULB	45
III.2.1 Diagramme de rayonnement	47
III.2.2 Etude paramétrique de la position de la ligne d'alimentation pour l'antenne de base	48
III.3 Etude et conception d'une antenne ULB à double bandes rejetées	49
III.3.1 Insertion de la première fente en forme U	50
III.3.2 Etude paramétrique de la fente en forme U	52
III.3.2.1 Etude paramétrique de la longueur de la fente W1	52
III.3.2.2 Etude paramétrique de la largeur de la fente W2	52
III.3.2.3 Etude paramétrique de la position de fente W4	56
III.3.3 Insertion de la deuxième fente en forme C	58
III.3.4 Etude paramétrique de la fente en forme C	60
III.3.5.1 Etude paramétrique de la largeur de la fente T1	60
III.3.5.2 Etude paramétrique de la longueur de la fente T2	62
III.4 L'antenne ULB à double bandes rejetées	65
III.4.1 Diagramme de rayonnement	67
III.5 Conclusion	68

Introduction Générale

Conclusion générale	70
---------------------------	----

Références

Références	72
------------------	----

LISTE DES FIGURES

Chapitre I
Généralités sur les antennes microbandes

Figure I.1 : Structure typique d'une antenne microbande.....5
Figure I.2 : Différentes formes d'antennes microbandes.6
Figure I.3 : Représentation en quadripôle.8
Figure I.4 : Diagramme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.10
Figure I.5 : Trajectoire des rayons dans une antenne microbande.....13
Figure I.6 : Alimentation par ligne microbande15
Figure I.7 : Alimentation par câble coaxial15
Figure I.8 : Alimentation par fente.....16
Figure I.9 : Alimentation par couplage de proximité.....17

Chapitre II
Présentation du logiciel HFSS

Figure II.1 : Le Processus de HFSS26
Figure II.2 : La fenêtre principale du logiciel HFSS27
Figure II.3 : Fenêtre de HFSS.....28
Figure II.4 : Boîte de dialogue du Type de Solution.....29
Figure II.5 : Boîte de dialogue des Unités de Modèle29
Figure II.6 : Le Substrat diélectrique31
Figure II.7 : Le plan de mass31
Figure II.8 : Représente le patch et la ligne d'alimentation représentant un seul objet33
Figure II.9 : Le patch et la ligne d'alimentation33
Figure II.10 : Représente le port dans le plan.....34
Figure II.11 : Le port.....35
Figure II.12 : Le boîtier d'air.....35
Figure II.13 : Lumped port36
Figure II.14 : Assignement de la condition "Conducteur parfait" pour le patch, la ligne microstrip d'excitation et le transformateur d'adaptation.....37
Figure II.15 : Assignement de la condition "Conducteur parfait" pour le plan de masse38
Figure II.16 : Assignement des frontières38
Figure II.17 : Add Solution Setup.....39
Figure II.18 : Ajouter le champ de fréquence (Add Sweep)39
Figure II.19 : Analyse (Validation).....40

Liste des figures

Figure II.20 : (a),(b),(c) Créer les rapports.	41
-----------------------------------------------------	----

Chapitre III

Résultats de simulation et discussions

Figure III.1 : Géométrie de l'antenne étudiée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous	45
Figure III.2 : Coefficient de réflexion de l'antenne de base	46
Figure III.3 : VSWR de l'antenne de base	46
Figure III.4 : Paramètres Z de l'antenne de base	47
Figure III.5 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne base (A) plan E et (B) plan H	48
Figure III.6 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de Pf	49
Figure III.7 : VSWR pour différentes valeurs de Pf	49
Figure III.8 : Antenne ULB à première bande rejetée	50
Figure III.9 : Coefficient de réflexion S11 d'Antenne ULB à première bande rejetée	51
Figure III.10 : VSWR d'Antenne ULB à première bande rejetée	51
Figure III.11 : Paramètres Z de l'antenne ULB à première bande rejetée	52
Figure III.12 : Coefficient de réflexion différents valeur de W1	53
Figure III.13 : VSWR pour différents valeurs de W1	53
Figure III.14: Coefficient de réflexion pour différents valeur de W2	55
Figure III.15 : VSWR pour différents valeur de W2	55
Figure III.16 : Coefficient de réflexion pour différents valeur de W4	56
Figure III.17 : VSWR pour différents valeur de W4	57
Figure III.18 : Antenne ULB à deuxième bande rejetée	58
Figure III.19 : Coefficient de réflexion S11 d'Antenne ULB à deuxième bande rejetée	59
Figure III.20 : VSWR d'Antenne ULB à deuxième bande rejetée	59
Figure III.21 : Paramètres Z de l'antenne ULB à deuxième bande rejetée	60
Figure III.22 : Coefficient de réflexion pour différents valeur de T1	61
Figure III.23 : VSWR pour différents valeur de T1	61
Figure III.24 : Coefficient de réflexion pour différents valeur de T2	63
Figure III.25 : VSWR pour différents valeur de T2	63
Figure III.26 : L'antenne ULB à double bande rejetée	65
Figure III.27 : Le coefficient de réflexion de l'antenne avec et sans les fentes	66
Figure III.28 : VSWR de l'antenne avec et sans les fentes	66
Figure III.29 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée (A) plan E et (B) plan H	67

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre I
Généralités sur les antennes microbandes

Tableau I.1 : Tableau résumant les avantages et les inconvénients des antennes microbandes **12**
Tableau I.2 : Comparaison des différentes techniques d'alimentation. **18**

Chapitre III
Résultats de simulation et discussions

Tableau III.1 : Paramètres géométriques de l'antenne de base **45**
Tableau III.2 : Valeurs de la position ligne d'alimentation pf..... **48**
Tableau III.3 : Valeurs de la longueur de fente W1 **52**
Tableau III.4 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR(W1)..... **54**
Tableau III.5 : Valeurs La largeur de fente W2 **54**
Tableau III.6 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR(W2)..... **56**
Tableau III.7 : Valeurs La position de fente W4..... **56**
Tableau III.8 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR(W4)..... **57**
Tableau III.9 : Valeurs de la largeur de fente T1 **60**
Tableau III.10 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR(T1) **62**
Tableau III.11 : Valeurs de la longueur de fente T2..... **62**
Tableau III.12 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR(T1) **64**
Tableau III.13 : Paramètres des fentes..... **65**

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 2.3-11.3 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. Donc, en deuxième lieu de notre travail, nous avons proposé une nouvelle antenne ultra large bande à double bandes rejetées pour éviter l'interférence avec l'application WiMAX, WLAN, l'HIPERLAN/2. L'antenne proposée se compose d'un patch microbande rectangulaire et un plan de masse partiel avec deux fentes de forme C et U insérées dans l'élément rayonnant.

Les différentes simulations des performances des antennes proposées 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, Double 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. The proposed antenna operates on a very large bandwidth of 2.3-11.3 GHz. 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. The proposed antenna consists of a rectangular microstrip patch and a partial ground plane with two C and U-shaped slots are embedded in the radiating patch.

Various simulations of the performances of the proposed antennas are carried out using the electromagnetic simulation software HFSS and the obtained results are in agreements with the required requirements.

Key words: microstrip antenna, ultra wide band antenna UWB, partial ground plane, dual band notched.

الملخص

الاتصالات السلكية في نمو متزايد مع الزيادة في احتياجات التدفق العالية وندرة نطاقات التردد المتاحة ، ولذلك أصبح من الضروري إيجاد حلول جديدة تلي هذه المتطلبات. و في إطار هذه المذكرة نقترح ونصمم هوائي شريطي يعمل في مجال ترددي من 3.2 جيجا هرتز إلى 3.11 جيجا هرتز. من جهة أخرى هذه الهوائيات عريضة النطاق الترددي تؤدي إلى التداخل مع أنظمة الاتصالات اللاسلكية الحالية وعليه في الجزء الثاني من المذكرة نركز اهتمامنا على تصميم هوائي عريض النطاق الترددي ذو نطاقان محذوفان. يتكون الهوائي المقترح من رقعة مشعة مستطيلة الشكل وأساس مسطح جزئي وبإدراج فتحتين على شكل U و C في العنصر المشع لنتمكن من حذف المجالين الترددين الخاص بكل من WIMAX و HIPERLAN /2,WLAN دون أن يؤثر ذلك على عرض النطاق.

مختلف المحاكاة أنجزت باستخدام برامج المحاكاة الكهرومغناطيسية HFSS المطور من قبل مؤسسة Ansoft و النتائج التي تم الحصول عليها تتوافق مع المتطلبات المطلوبة.

الكلمات المفتاحية

الهوائي الشريطي . نطاق ترددي عريض .أساس جزئي. نطاقان محذوفان

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERAL

L'évolution des systèmes d'antennes les a rendues exactes et ceci est dû à l'exactitude des méthodes de conception et d'analyse de ces antennes actuellement, il est devenu possible de sélectionner les types d'antennes appropriés pour répondre à certaines spécifications.

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 microbande 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 microbande [1] [2], nous proposons une nouvelle structure d'antenne patch opérant dans la bande 3.1 GHz – 10.6 GHz.

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 notre 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.

La technique de modélisation des antennes proposées 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).

Introduction général

Notre mémoire comporte trois chapitres.

Dans le premier chapitre, nous parlerons des généralités sur les antennes patchs. On commencera par leur description, un rappel théorique sur l'antenne imprimée, principe de fonctionnement et les différentes techniques d'alimentation. Après nous évoquerons les différentes méthodes d'analyse ainsi que les avantages et les inconvénients de ces antennes.

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

Dans le troisième chapitre, on s'intéresse à l'étude et la conception d'antennes ULB à double bandes rejetées en utilisant le simulateur électromagnétique HFSS. 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 microbandes

I.1 Introduction

Les antennes microbandes, souvent appelées antennes micro rubans ou patches, sont largement utilisées dans la bande de fréquences micro-ondes, à cause de leur simplicité et compatibilité avec la technologie des circuits imprimés faisant d'elles une structure faciles à produire. Le concept d'antenne microbande a été proposé pour la première fois par Deschamps en 1953. Un brevet a été publié en France en 1955 par Gutton et Baissinot. Dès le début des années 1970, grâce au développement de la technologie des circuits imprimés et la disponibilité de substrats de bonnes qualité avec des pertes minimales et des propriétés mécaniques meilleures, plusieurs applications d'antennes microbandes ont été réalisées [1]. Les premières applications de ce type d'antennes ont vu le jour. Faiblement profilées, ces antennes sont largement utilisées en particulier dans les communications mobiles et personnelles [3].

Dans ce chapitre nous présentons la description et le principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients des antennes patches, En effet, nous détaillons le principe des méthodes usuelles les plus utilisées dans le domaine des antennes.

I.2 Description d'une antenne microbande

Les antennes microbandes, construites par la technique des circuits imprimés, ont en générale des bandes de fréquence étroites dans leur structure de base. L'antenne microbande est représentée dans la Figure I.1, est constituée d'un mince conducteur métallique de forme arbitraire, appelé élément rayonnant, déposé sur un substrat épais utilisé pour augmenter la puissance rayonnée par l'antenne et réduire les pertes par l'effet joule et amélioré la bande passante de l'antenne, la face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse [4].

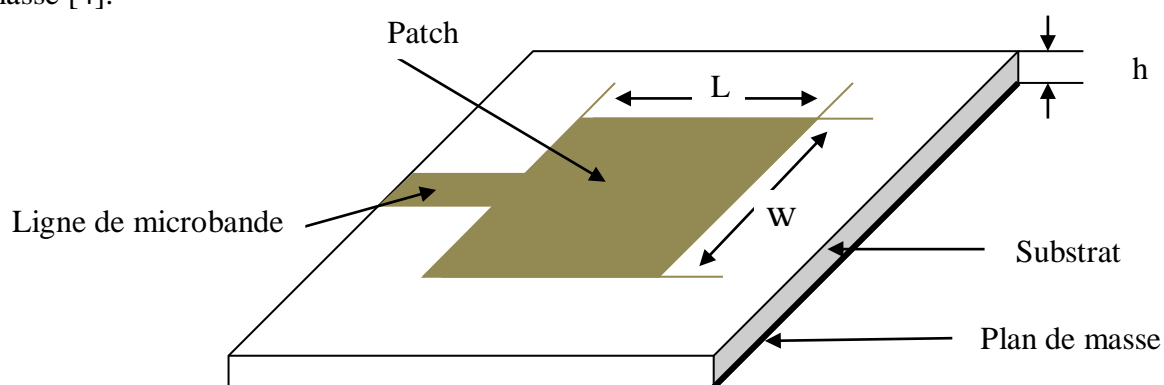


Figure I.1 : Structure typique d'une antenne microbande.

I.2.1 Les différentes formes d'une antenne microbande

L'antenne microbande 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 [3]. En pratique, les formes des éléments rayonnants les plus utilisés sont montrés sur la Figure 1.2, leurs dimensions sont faibles de l'ordre de $\lambda/2$ à λ [4][5].

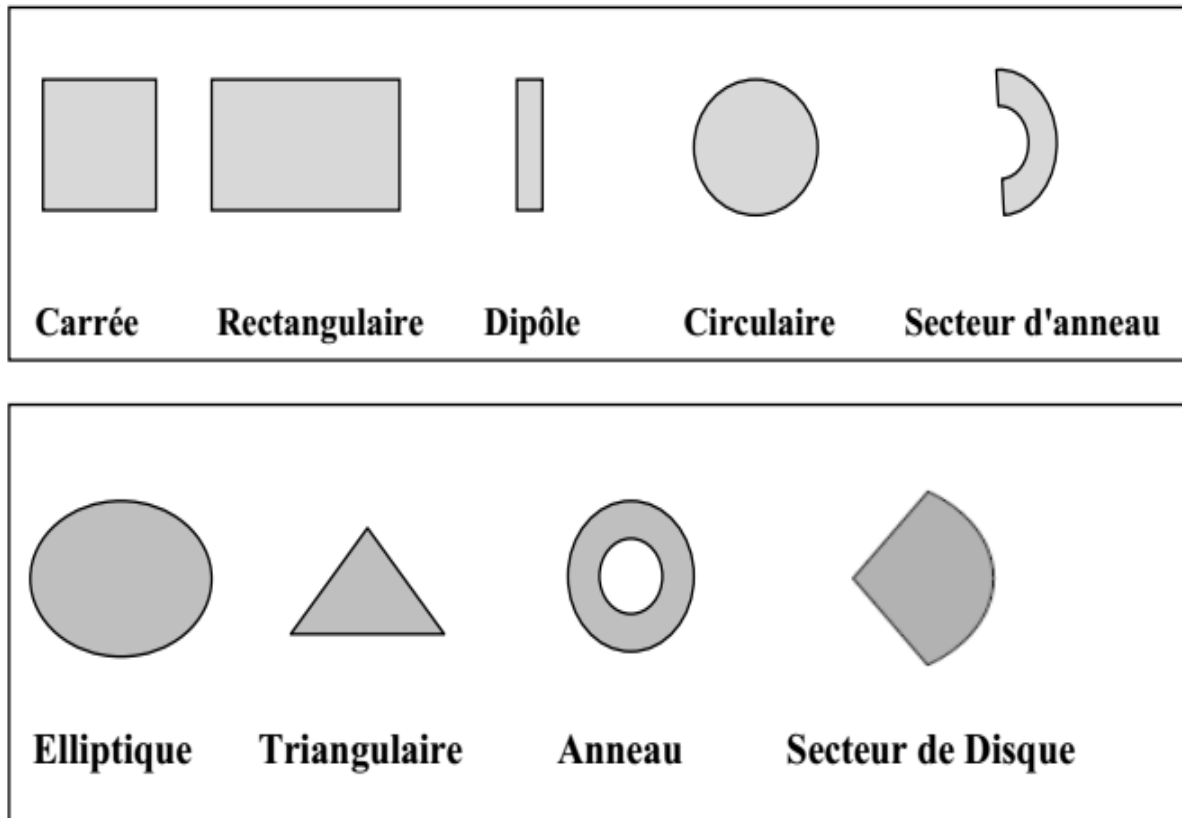


Figure I.2 : Différentes formes d'antennes microbandes.

Une antenne plaque microbande se caractérise par les grandeurs suivantes :

- la fréquence de résonance
- l'impédance d'entrée
- la bande passante
- Le gain
- le diagramme de rayonnement
- la directivité
- La polarisation
- Le facteur de couplage
- le rendement

I.2.2 Les substrats

Il existe une multitude de matériaux diélectriques pour les substrats. Les paramètres importants sont : le diélectrique ($2 < \epsilon_r < 16$ dans la bande RF ou micro ondes), les pertes dans le diélectrique qui sont représentés par une tangente ($0,0001 < \delta < 0,06$) ou la partie imaginaire de la constante diélectrique et le cout. A cause de leur faible cout, leur facilité de fabrication et leurs bonnes surfaces d'adhésion, les plastics sont couramment utilisés dans la bande RF[6]. La classe des valeurs du constant diélectrique du substrat s'étale de 2.2 à 12 pour opérer aux fréquences allant de 1 à 100 GHz[7]. Une autre considération à prendre en compte dans le choix du substrat est l'effet de la constante diélectrique sur les caractéristiques de radiation. Une grande constante diélectrique entraîne, généralement, une faible radiation des patches [8].

I.2.2.1 Les Matériaux diélectriques utilisés

Le substrat joue un rôle double dans la technologie microruban. Il est à la fois un matériau diélectrique, où viennent se graver les circuits, et une pièce mécanique, car il supporte la structure. Cela implique des exigences à la fois sur le plan mécanique et électrique parfois difficiles à concilier, d'épaisseur généralement faible devant la longueur d'onde de fonctionnement ($h \ll \lambda_0$), le substrat diélectrique affecte le comportement et les performances électromagnétiques de l'antenne. On préfère souvent utiliser des substrats à faibles pertes diélectriques ($\tan \delta < 10^{-3}$) qui favorisent le rendement de l'antenne et ceux à permittivité relative faible ($\epsilon_r < 3$) qui améliorent le rayonnement tout en diminuant les pertes par ondes de surface pour une hauteur donnée [9].

Les matériaux plus utilisés sont [10] :

- Les matériaux céramiques
- Les matériaux semi-conducteurs
- Les matériaux ferromagnétiques
- Les matériaux synthétiques, etc...

I.2.2.1 Critères de choix du substrat

La conception des antennes microbandes dans le domaine des ondes millimétriques est guidée par les critères suivants pour le choix du substrat [9]:

- (a) Possibilité d'excitation par onde de surface.
- (b) Effets de la constante et de la tangente de perte diélectrique sur la dispersion.
- (c) Importance des pertes par diélectrique et par conducteur.
- (d) Anisotropie dans le substrat.

(e) Effets de l'environnement tels que la température, l'humidité.

(f) Conditions mécaniques: Physiquement, le matériau doit résister aux contraintes mécaniques, conserver sa forme originelle. Son facteur d'expansion doit être voisin de celui de la métallisation, car il est confronté à de fortes températures lors des soudures. Enfin, son état de surface doit être le plus parfait possible.

(g) Coût de fabrication.

I.3 Caractéristiques des antennes

Dans les communications sans fil, chaque application met en relief certaines caractéristiques des antennes. D'une manière générale, une antenne utilisée dans un type d'application ne peut pas l'être dans d'autres.

Une antenne peut être caractérisée par [11]:

- **Représentation en quadripôles :**

Une antenne peut être représentée comme un quadripôle (Figure I.3), défini par les paramètres S :

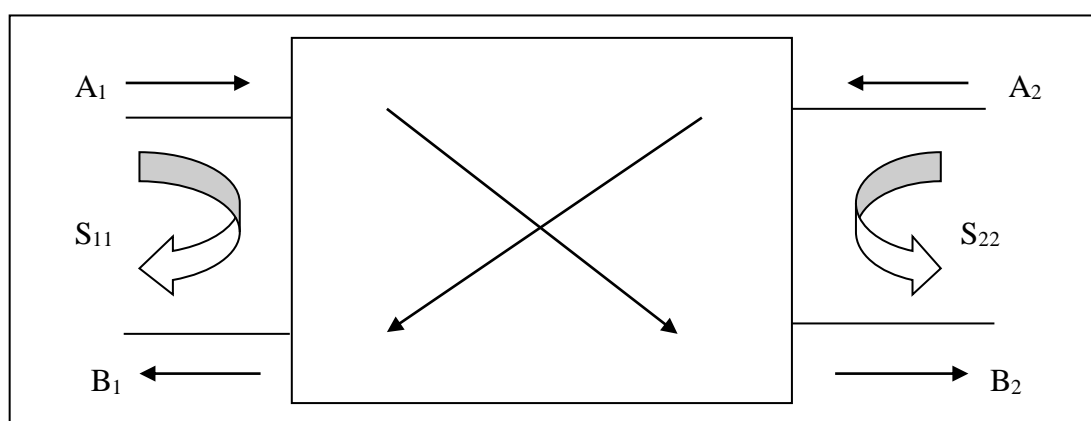


Figure I.3 : Représentation en quadripôle.

A_1 , A_2 , B_1 et B_2 sont des ondes de puissance.

On a les relations suivantes :

$$\begin{aligned} B_1 &= S_{11} \times A_1 + S_{12} \times A_2 \\ B_2 &= S_{21} \times A_1 + S_{22} \times A_2 \end{aligned} \quad \text{Equ(I. 1)}$$

Le coefficient S_{11} correspond à la réflexion en entrée des quadripôles lorsque $A_2 = 0$.

Le coefficient S_{12} représente la transmission de la puissance entrant en sortie vers l'entrée lorsque $A_1 = 0$.

Le coefficient S_{21} est le gain du quadripôle lorsque $A_2 = 0$.

Le coefficient S_{22} est la réflexion en sortie du quadripôle lorsque $A_1 = 0$.

- **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 [3].

- **Rendement de l'antenne :**

Le rendement de l'antenne est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'antenne, soit [2]:

$$\eta = \frac{P_r}{P_f} \quad \text{Equ(I. 2)}$$

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

- **Gain :**

Le gain est proportionnel à la directivité. Il porte la même information sur les directions de rayonnement. Le gain tient compte du rendement de transformation entre la puissance d'alimentation et la puissance rayonnée [12].

$$G(\theta, \varphi) = \eta \times D(\theta, \varphi) \quad \text{Equ(I. 3)}$$

- **Directivité**

On parle d'une antenne plus ou moins directive. Afin de quantifier cette propriété la notion de directivité a été introduite. La directivité dans une direction est le rapport entre la valeur de la fonction caractéristique de rayonnement dans cette direction à sa valeur moyenne dans tout l'espace [12] :

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{\text{rad}}} \quad \text{Equ(I. 4)}$$

- **Ouverture de l'antenne**

L'ouverture angulaire à mi-hauteur ou ouverture à 3 dB est définie par l'écart angulaire existant entre les deux directions situées de chaque côté de l'axe, pour lesquelles la puissance est divisée par deux.

- **Bande passante :** La bande passante (BP) est définie comme étant tout simplement la différence entre les fréquences haute (f_{max}) et basse (f_{min}) d'utilisation de l'antenne.

$$BR\% = 100 \times \frac{BP}{f_c} \quad f_c = \frac{1}{2}(f_{\text{max}} + f_{\text{min}}) \quad \text{Equ(I. 5)}$$

• **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 [11] :

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

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.

• **Adaptation**

L'impédance d'entrée de l'antenne est utilisée pour insérer cet élément de façon optimale dans la chaîne de l'émetteur (ou du récepteur). Si l'impédance caractéristique de la ligne de propagation est Z_0 et l'impédance d'entrée de l'antenne Z_A , le signal se réfléchit à l'entrée de l'antenne avec un coefficient Γ dont l'expression est :

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad \text{Equ(I.6)}$$

• **Diagramme de rayonnement**

Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il indique les directions dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale et il est obtenu par la mesure du champ électrique [13]. La fonction caractéristique de rayonnement (θ, φ) 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 (θ, φ) à la puissance P_{max} de la direction où le rayonnement est maximal [2].

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_a}{4\pi} \quad \text{Equ(I.7)}$$

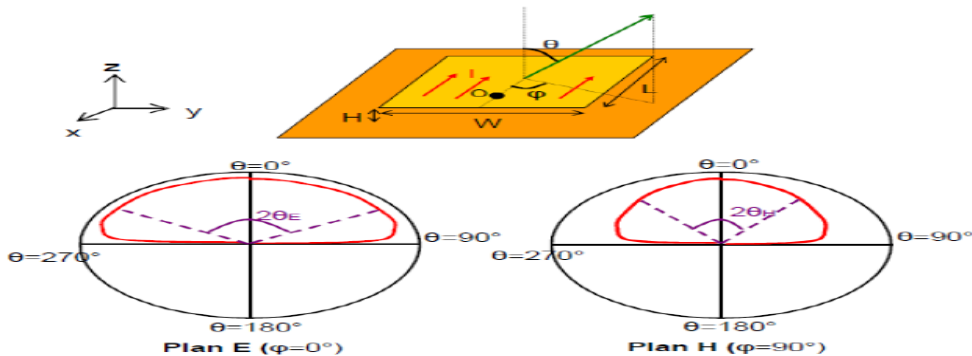


Figure I.4 : Diagramme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.

- **Bande passante et facteur de qualité**

La bande passante correspond généralement à la plage de fréquences sur laquelle 90% de la puissance incidente est transmise, ce qui correspond à $S_{11} = -10\text{dB}$, et sous condition que le diagramme de rayonnement, ou la répartition de l'énergie rayonné, ne change pas sur cette bande.

D'un point de vue électrique, une antenne peut être vue comme un circuit résonant RLC. La bande passante BW (bande passante à 3 dB de la valeur du champ) est liée au facteur de qualité Q du circuit RLC à la fréquence de résonance F_{RES} . Le facteur de qualité représente la quantité de résistance présente lors de la résonance (pour un circuit résonant série comme le montre l'équation [14]).

$$Q = \frac{F_{\text{RES}}}{\text{BW}} \rightarrow \frac{1}{Q} = \frac{R_{\text{ant}}}{2\pi f_{\text{RES}} \cdot L_{\text{ant}}} \quad \text{Equ(I.8)}$$

Une antenne avec un fort facteur de qualité rayonne très efficacement à la fréquence de rayonnement sur une bande de fréquence étroite, ce qui peut limiter les interférences hors bande. Un faible coefficient de qualité indique un fonctionnement large bande de l'antenne.

I.4 Avantages et inconvénients

Les antennes microbandes présentent plusieurs avantages. Elles sont utilisées dans les avions à haute performance, les vaisseaux spatiaux, les satellites et les missiles ; où la taille, le poids, le cout, les performances, la facilité d'installation et le profil aérodynamique sont des contraintes. Les antennes microbandes répondent à ces besoins. Les antennes microbandes présentent des inconvénients majeurs. Elles ont un faible rendement, une faible puissance, un facteur de qualité très élevé (parfois dépasse les 100), une pureté de polarisation faible, un rayonnement d'alimentation parasite et une bande de fréquence étroite [16].

Chapitre I : Généralités sur les antennes microbandes

Le tableau suivant donne un résumé des avantages et inconvénients des antennes microbandes [10][1] :

Avantages	Inconvénients
Faible poids, petit volume, configuration planaire, faible épaisseur	Mauvais rendement, Bande passante étroite
Faible coût de fabrication, production en masse possible	Radiations parasites des alimentations, des jonctions et des ondes de surface
Peut être intégrée dans les circuits Facilité de création de structures empilées simples	Problème de tolérance
L'utilisation de deux fréquences de travail est possible	Nécessite un substrat de bonne qualité avec une bonne tolérance de température
Les lignes d'alimentation et les circuits d'adaptation d'impédance sont fabriqués simultanément avec la structure de l'antenne	Les structures empilées haute performance nécessitent des systèmes d'alimentations complexes

Tableau I.1 : Tableau résumant les avantages et les inconvénients des antennes microbandes.

I.5 Fonctionnement des résonateurs microbandes

I.5.1 Les ondes existantes sur les antennes microbandes

Pour le réseau linéaire, on cherche à former le diagramme de rayonnement dans un seul plan. Nous avons présenté dans la Figure I.5 un schéma simplifié des différents types d'ondes qui se propagent. On distingue trois types d'onde [10] :

(1) **Onde guidée.** (2) **Onde rayonnée.** (3) **Onde de surface.**

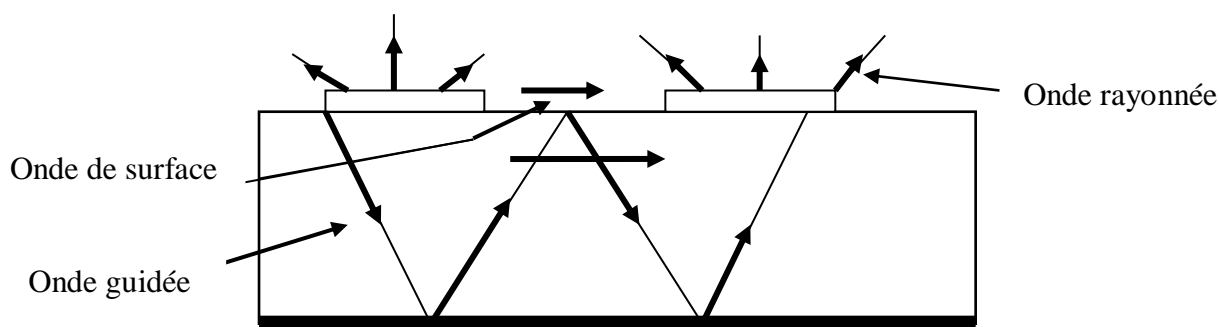


Figure I.5 : Trajectoire des rayons dans une antenne microbande.

- **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 microbande [2].

- **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 [10].

- **Onde de surface :**

Certains rayons atteignent les surfaces de séparation avec une incidence rasante, 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 du résonateur. Toutefois, quand cette onde atteint le bord du substrat, elle est diffractée et génère un rayonnement parasite, et si on a un réseau composé de deux résonateurs par exemple, l'onde de surface peut créer un couplage entre les éléments du réseau [17][18].

1.5.2 Description de la structure

Un résonateur microruban est typiquement constitué d'une structure métallique de fine épaisseur de forme quelconque positionné sur un diélectrique métallisé sur sa face inférieure afin de réaliser le plan de masse. En général, le carré, le rectangle, le disque ou l'anneau sont les formes courantes de l'aérien. Pour répondre à certaines contraintes spécifiques de fonctionnement, comme pour la polarisation circulaire, des géométries plus complexes sont envisageables. Des solutions d'excitation pour cette structure sont possibles grâce à l'alimentation par sonde coaxiale, par ligne microruban ou par ouverture dans le plan de masse. Pour les connectiques, des problèmes apparaissent à des fréquences supérieures à 10 GHz. En effet, lors de la réalisation du résonateur, la soudure et le positionnement de la sonde ne sont pas vraiment précis, par la même occasion causent des perturbations sur les performances de l'antenne, en particulier le diagramme de rayonnement [10].

1.6 Techniques d'excitation des antennes microbandes

L'excitation est un point très important en étudiant des antennes imprimées. En effet, l'énergie est fournie à l'élément rayonnant d'une manière ou on peut influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances. L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif. Les méthodes d'alimentation des antennes plaques peuvent être classées en deux catégories [19]:

- les alimentations par contacte (par sonde ou ligne microbande)
- les alimentations par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou par fonte)

1.6.1 Alimentation directe par une ligne microbande

Dans ce type de technique d'alimentation, un ruban conducteur est connecté directement au bord du patch rayonnant comme montré dans la Figure I.6. La longueur de la bande conductrice est plus petite par rapport au patch et ce genre d'alimentation à l'avantage qu'elle peut être gravée sur le même substrat pour fournir une structure planaire.

Le but de l'encart coupé dans le patch est d'adapter l'impédance de la ligne d'alimentation au patch sans avoir besoin d'un élément d'adaptation additionnel. Ceci est achevé par un contrôle correct de la position de l'encart. Cependant, certaines applications nécessitent un substrat épais, ce qui engendre l'augmentation des ondes de surface et le rayonnement parasite, entraînant une dégradation de la bande passante [19].

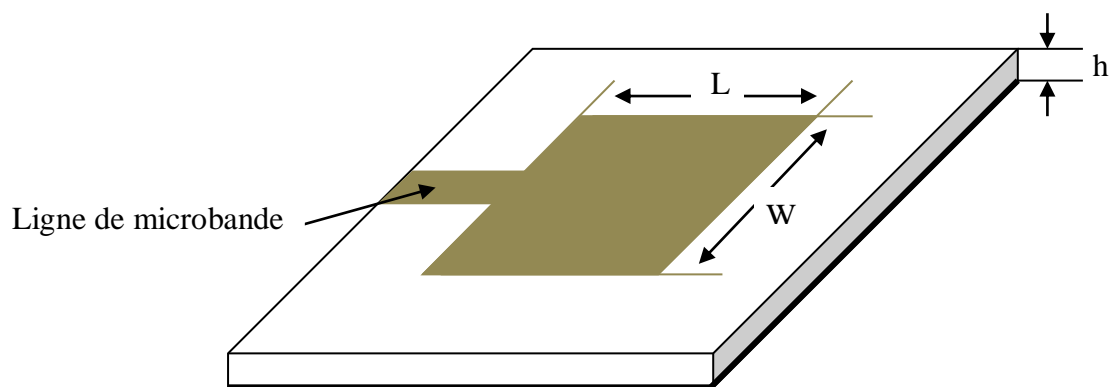


Figure I.6 : Alimentation par ligne microruban.

I.6.2 Alimentation coaxiale

L'alimentation coaxiale ou l'alimentation de sonde est une technique très utilisée pour alimenter les antennes microbandes Figure I.7. Dans ce cas le conducteur intérieur du connecteur coaxial traverse le diélectrique et est soudé au patch, alors que le conducteur externe est relié au plan de masse. L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'elle peut être appliquée à n'importe quel endroit choisi à l'intérieur du patch, avec une facilité de fabrication. Cependant, cette méthode présente des inconvénients au niveau du diagramme de rayonnement. En effet, la connexion génère un pic de courant localisé au niveau de l'élément rayonnant qui peut induire une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement. De plus, des pertes apparaissent avec le perçage du plan de masse, du diélectrique ainsi que de l'élément plaqué [4].

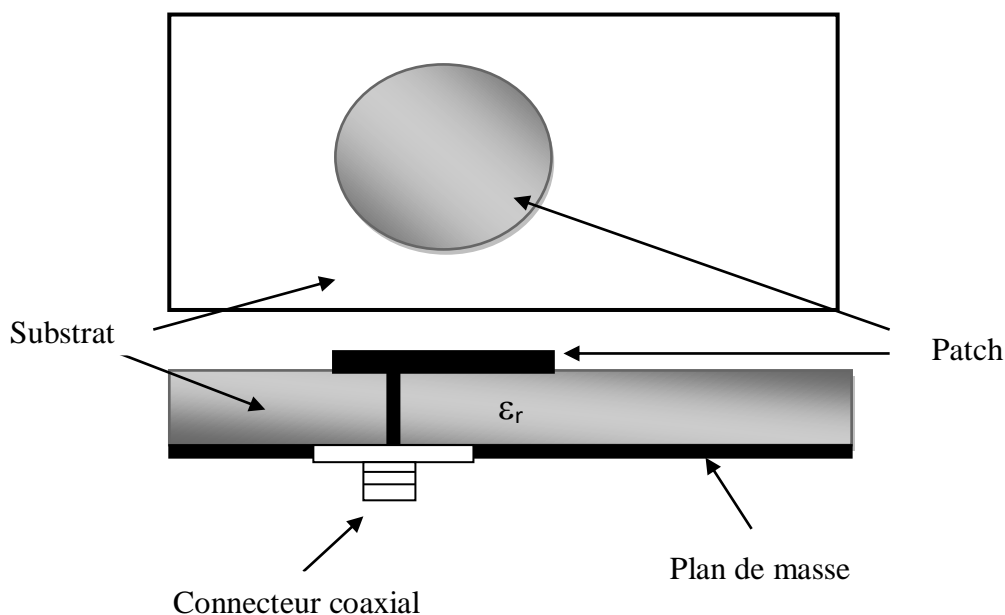


Figure I.7 : Alimentation par câble coaxial.

I.6.3 Alimentation par fente

L'alimentation par fente est difficile à mettre en œuvre de plus l'antenne résultante présente une bande passante étroite. Cependant il est facile à modéliser et présente un rayonnement parasite faible. Elle se compose de deux substrats diélectriques séparés par un plan de masse sur lequel est pratiquée une fente. La ligne d'alimentation se situe sur la face libre du substrat inférieur et l'élément rayonnant se trouve sur la face libre du substrat supérieur. Cette configuration permet une optimisation indépendante entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant. En général, un diélectrique avec une permittivité élevée est utilisé pour les substrats inférieurs et un diélectrique épais avec une permittivité faible est utilisé pour les substrats supérieurs. L'isole la ligne d'alimentation de l'élément rayonnant et limite l'interférence de l'élément parasite sur le diagramme de rayonnement et offre une plus grande pureté de polarisation [6].

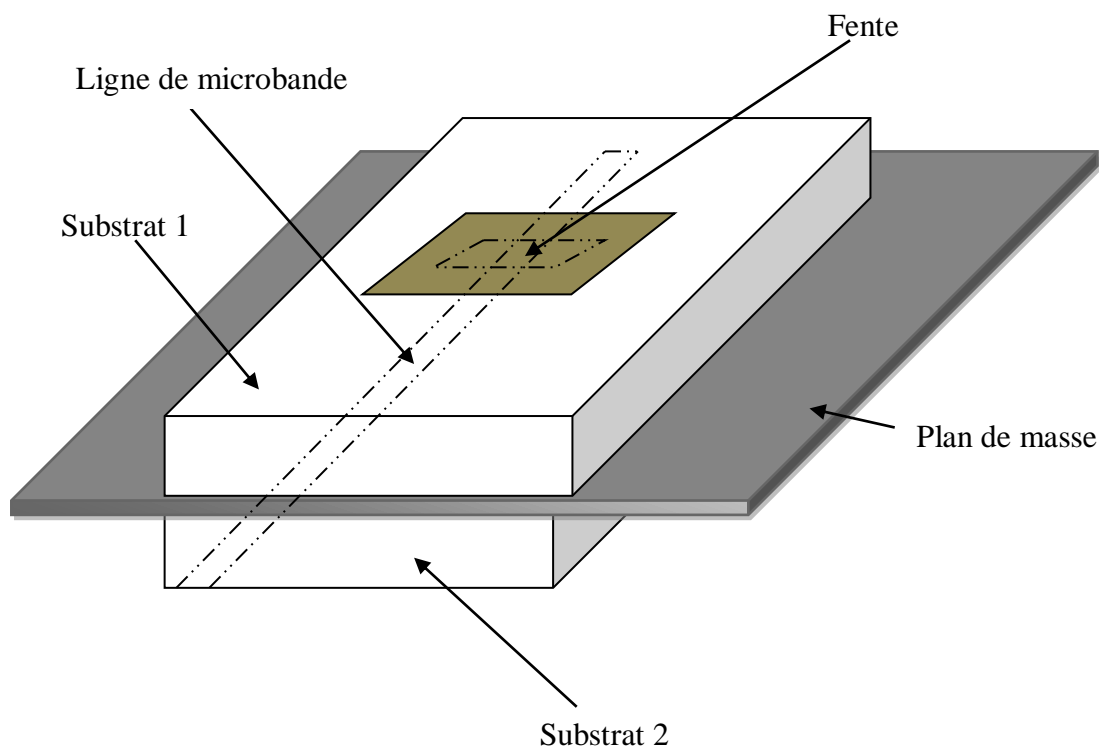


Figure I.8 : Alimentation par fente.

I.6.4 Alimentation Couplée Par Proximité

Ce type d'alimentation est représenté sur la Figure 1.9, deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est entre les deux substrats et le patch de rayonnement est sur le substrat supérieur.

L'avantage principal de cette technique d'alimentation est l'élimination du faux rayonnement d'alimentation et l'obtention d'une bande passante plus large et ce par l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne.

Parmi les inconvénients de cette méthode d'alimentation nous citons la difficulté de fabrication à cause des deux couches diélectriques nécessitant un alignement approprié, ainsi que la difficulté d'intégration de dispositifs actifs [4].

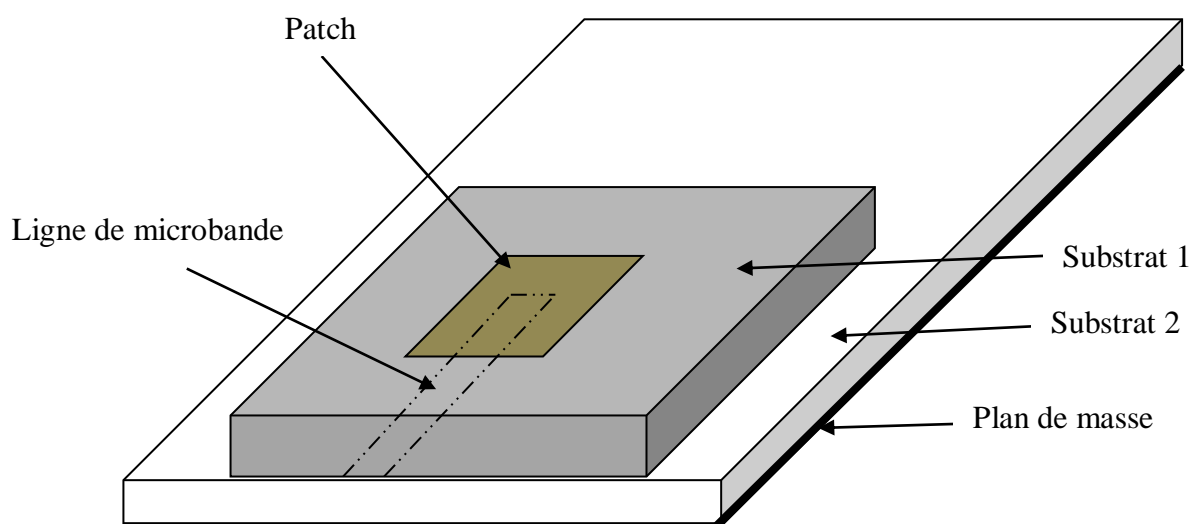


Figure I.9 : Alimentation par couplage de proximité.

Le tableau [I.2] résume les caractéristiques des différentes techniques d'alimentation.

caractéristiques	Alimentation par ligne microbande	Alimentation par câble coaxial	Alimentation avec fente	Alimentation par couplage de proximité
Rayonnement parasite d'alimentation	plus	plus	Moins	minimum
Fiabilité	meilleure	Faible à cause de la soudure	Bonne	Bonne
Facilité de fabrication	facile	facile Nécessite une soudure et un perçage	Nécessité d'alignement	Nécessité d'alignement
Adaptation d'impédance	facile	facile	facile	facile
Bande passante (atteinte avec adaptation d'impédance)	2-5%	2-5%	2-5%	13%

Tableau I.2 : Comparaison des différentes techniques d'alimentation [6].

I.7 Méthodes d'analyse

Plusieurs méthodes sont utilisées pour l'analyse des antennes microbandes. La plupart de ces méthodes peuvent être classées dans l'une des deux catégories : méthodes approximatives et méthodes Full-wave. Les méthodes approximatives sont basées sur des hypothèses simplificatrices donc elles ont des limitations et elles fournissent des solutions moins précises. Elles sont généralement utilisées pour la modélisation des antennes à élément

unique à cause de la difficulté rencontrée dans la modélisation du couplage entre les différents éléments. Cependant, elles offrent un bon aperçu physique avec un temps de calcul généralement très petit. Les méthodes Full-wave tiennent compte de tous les mécanismes importants de l'onde et s'appuient énormément sur l'utilisation d'algorithmes numériques efficaces. Lorsqu'elles sont appliquées convenablement, les méthodes Full-wave sont très précises et peuvent être employées pour la modélisation d'une variété d'antennes y compris les antennes réseaux. Ces méthodes ont tendance à être plus complexes et fournissent moins d'aperçu physique. Souvent, ces méthodes nécessitent plus de calculs et donc un temps de calculs élevé [6].

I.7.1 Méthodes approximatives

Dans notre modèle, nous allons prendre le cas d'une antenne de forme rectangulaire car en pratique, elle est simple et les caractéristiques sont attractives. Il existe des approches analytiques variées pour modéliser les antennes patches de forme rectangulaire. Les deux modèles, le modèle de la ligne de transmission et le modèle de cavité, sont très populaires et très pratiques [6]. Parmi ces méthodes, on peut citer :

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

I.7.1.1 Le modèle de la ligne de transmission

Ce modèle exploite l'analogie qui existe entre un ruban annulaire d'une antenne microbande et un tronçon d'une ligne de transmission. Le modèle de la ligne de transmission représente l'antenne microstrip par deux fentes séparées par une ligne de longueur L . Pour cela une analyse de réseau d'une ligne de transmission est utilisée pour résoudre le problème, où les inconnues sont la constante de propagation et l'impédance caractéristique. Cette ligne ne peut pas supporter le mode TEM, puisque les vitesses de phase sont différentes dans l'air et dans le substrat [2]. La fréquence de résonance pour le mode Tm_0 peut être évalué à

$$F_{rm} = \frac{mc}{2(l + \Delta l)\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad \text{Equ(I. 9)}$$

c : vitesse de la lumière

m : indice du mode

L : longueur du patch

ΔL : longueur équivalente après la prise en compte des champs

I.7.1.1 Modèle de la cavité

C'est une méthode qui consiste à modéliser la région intérieure du substrat diélectrique par une cavité limitée par deux plaques électriques horizontales (l'élément rayonnant et le plan de masse) et quatre murs magnétiques transversaux à pertes. Le champ électrique dans la cavité admet une composante longitudinale suivant l'axe (Oz) et le champ magnétique comporte deux composantes transversales suivant (Oy) et (Ox), cela est vrai pour le cas où $h \ll \lambda$. En alimentant l'antenne, une distribution de charge apparaît sur la surface supérieure et intérieure du Patch et sur la surface supérieure du plan de masse.

Cette distribution de charge est contrôlée par deux mécanismes : un mécanisme attractif entre les charges opposées sur le côté inférieur du Patch et le côté supérieur du plan de masse et un mécanisme répulsif entre les charges de même nature sur la surface inférieure du patch provoquant ainsi un déplacement de charges vers la surface supérieure du Patch. En raison de ce mouvement de charges, les courants circulent sur les deux faces du patch. L'hypothèse $L > h$ fait que le mécanisme attractif est le mécanisme dominant et par conséquent, moins de courant circulera sur la surface supérieure du Patch. La cavité présente des fréquences de résonance données par la formule générale suivante [5]:

$$F_{mnp} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \left[\left(\frac{m\pi}{h} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L} \right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{Equ(I.10)}$$

- L, W, h sont les dimensions de la cavité
- ε , μ sont la perméabilité et la permittivité du diélectrique respectivement.
- m, n et p sont des entiers qui définissent le mode.

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 [2].

I.7.2 Méthodes Full-wave

D'autres méthodes d'analyse des antennes imprimées sont largement utilisées récemment, il s'agit bien des méthodes de calcul numérique. Le principe de ces méthodes repose sur la résolution numérique des équations de Maxwell et la détermination de la répartition des champs et courants sur la surface du patch [5]. Les méthodes Full-Wave sont appelées méthodes rigoureuses à cause de leurs précisions dans les calculs et peuvent traiter des patches de formes géométriques complexes. Ces méthodes sont [6]:

- La méthode des moments (MoM)
- La méthode des éléments finis (FEM)

- La méthode des différences finies : domaine temporel (FDTD)
- La méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM)

I.7.2.1 La méthode des moments

Cette méthode consiste à transformer l'équation intégrale en une équation algébrique matricielle qui peut être facilement à résoudre par les méthodes numériques. La méthode des moments est la technique numérique la plus utilisée dans le domaine électromagnétique [28]. La méthode de Galerkin, qui est un cas particulier de la méthode des moments, est implémentée dans le domaine de fourrier pour réduire le système des équations intégrales à une équation matricielle [19].

I.7.2.2 Méthodes des éléments finis

La méthode des éléments finis 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. Cette méthode permet de calculer, en chaque point des éléments divisant l'espace, les champs électriques qui minimisent la fonction d'énergie [1]. 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 [4].

I.7.2.3 Méthodes des différences finies

Elle notée **F.D.T.D.** 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 [20].

L'avantage principal de cette méthode est la simplicité de sa formule, le calcul est alors fait dans le domaine temporel sur une large bande de fréquence. Le temps de calcul croît

de façon linéaire en fonction des nombres d'inconnues (ce qui n'est pas le cas pour la méthode des éléments finis). Mais son principal inconvénient est lié au fait que le maillage de la structure doit être uniforme et elle est donc peu adaptée au traitement des dispositifs comportant des éléments ayant des ordres de grandeurs très différents [2].

I.7.2.4 La méthode de la matrice des lignes de transmission 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 [1].

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté brièvement les antennes microbandes. Nous avons parlé de leur description, les techniques d'excitation, le principe de fonctionnement ainsi que leurs caractéristiques, le phénomène d'ondes de surface. Après avoir évoqué les différentes méthodes d'analyse, nous avons discuté des avantages et des inconvénients. Finalement l'étude de ces paramètres est importante et permet de concevoir une antenne en fonction de ses 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

HIFSS

II.1 Introduction

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

II.2 Le logiciel de simulation HFSS

II.2.1 Présentation du logiciel

Le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulation) v13.0 d'Ansoft Corporation est un simulateur électromagnétique de haute performance pour les modèles en 3D. Il intègre des simulations, des visualisations et une interface pour résoudre rapidement et de façon efficace les problèmes électromagnétiques en 3D. Son code de calcul est basé sur la méthode des éléments finis.

Il permet d'obtenir des graphiques performants pour donner à l'utilisateur des résultats et une perspicacité aux problèmes électromagnétiques en 3D [21].

Le HFSS peut être utilisé pour calculer des paramètres tels que les paramètres S, les fréquences de résonance et les champs. C'est un outil permettant le calcul du comportement électromagnétique d'une structure. Le simulateur possède des outils de post traitement pour une analyse plus détaillée. Il permet le calcul des :

- quantités de base dans le champ proche et le champ lointain,
- impédances caractéristiques des ports et leurs constantes de propagation,
- les paramètres S normalisés par rapport à une impédance de port spécifique afin de générer une solution du champ électromagnétique. HFSS emploie la méthode des éléments finis. En général, cette méthode divise l'espace de résolution du problème en plusieurs milliers de régions plus petites et représente le champ dans chaque sous-région (élément) avec une fonction locale.

II.2.2 Méthode de calcul

Ce genre de simulation fait intervenir des équations aux dérivées partielles. Il existe trois méthodes principales comme vu dans le deuxième chapitre: la méthode des éléments finis, la méthode des différences finies et la méthode des moments. Le principe de ces méthodes est de discrétiser l'espace à l'aide d'un maillage propre à la méthode et de résoudre les équations localement. HFSS utilise la méthode des éléments finis afin de résoudre les équations de Maxwell.

II.2.3 Technique de maillage

Par cette technique, les conducteurs sont maillés, divisés en éléments simples triangulaires ou rectangulaires. La taille des éléments simples n'est pas constante ce qui lui permet d'adapter les cellules à la géométrie de l'objet. Ainsi, en présence de discontinuités, les dimensions de la structure à étudier sont respectées. Les courants surfaciques induits sur le conducteur sont décomposés dans une base de fonction sur chacune des cellules élémentaires. Ces coefficients sont les inconnus du problème. Si le courant est fortement localisé, comme par exemple sur une ligne micro ruban où il se propage principalement sur les bords, un maillage plus fin et plus dense, pour représenter de façon plus précise, tout en minimisant le temps de calcul.

II.2.4 Le processus du logiciel HFSS

Le processus HFSS se déroule comme suit:

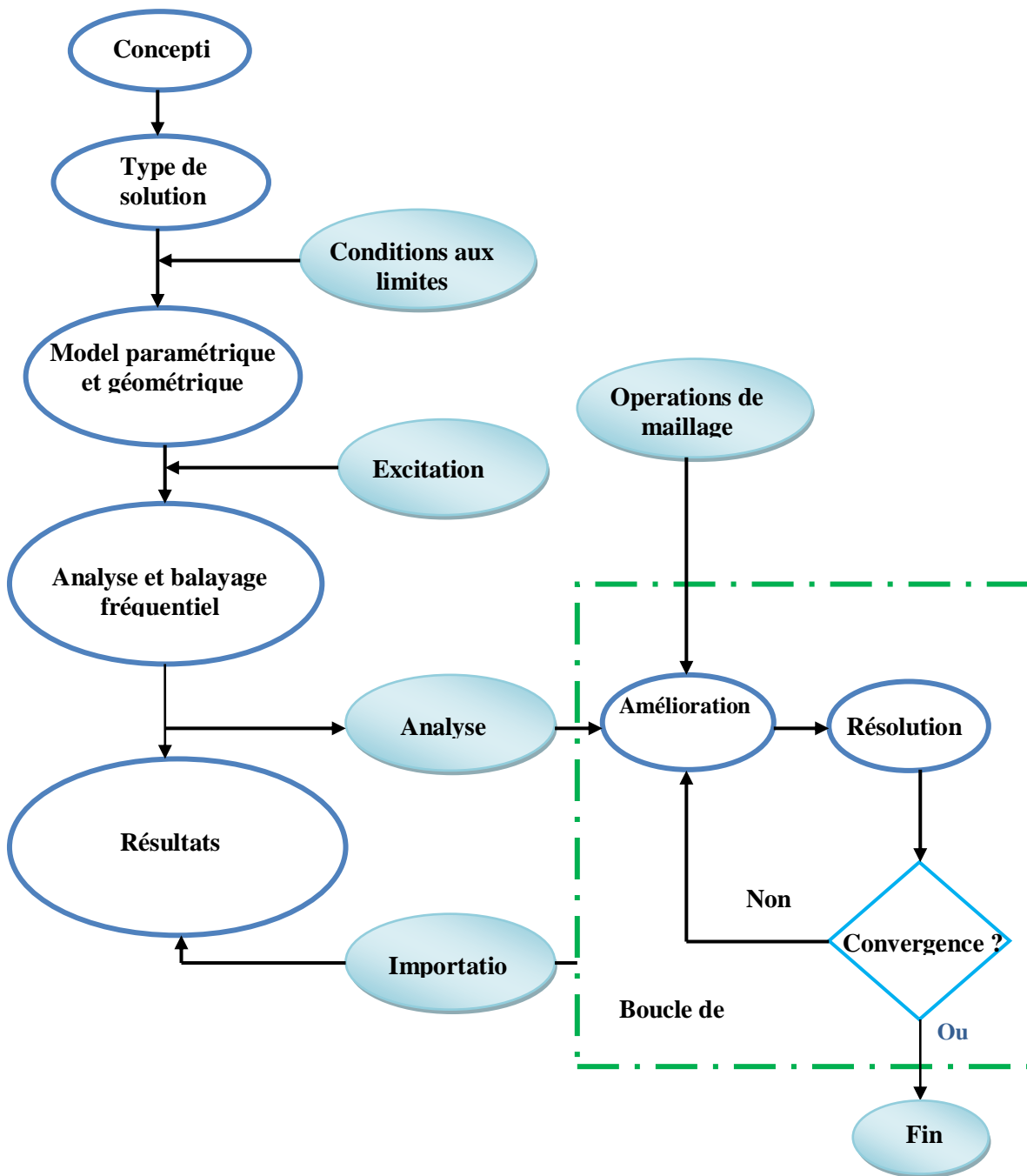


Figure II.1 : Le Processus de HFSS [22].

II.2.5 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 :

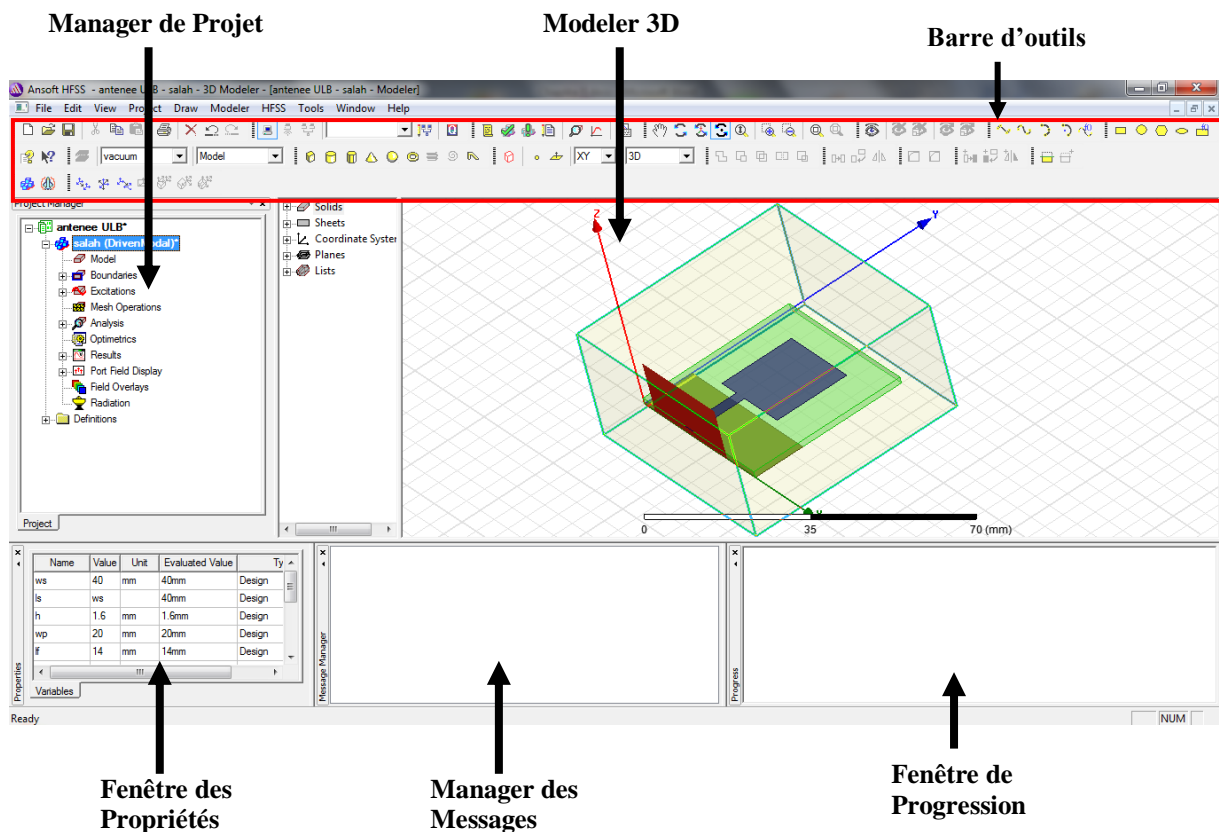



Figure II.2 : La fenêtre principale du logiciel HFSS.

II.2.6 Comment commencer HFSS

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

II.2.7 Comment ouvrir un nouveau projet

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

II.2.8 Sauvegarder le projet

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

II.2.9 Insérer une conception de HFSS

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

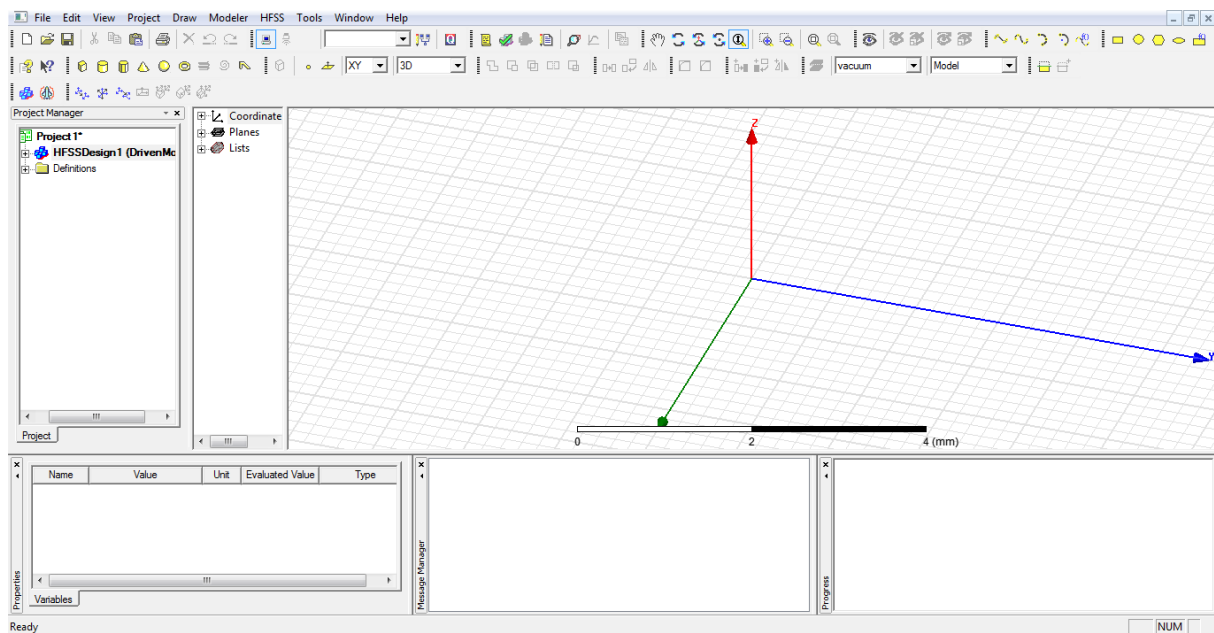


Figure II.3 : Fenêtre de HFSS.

II.2.10 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.4).

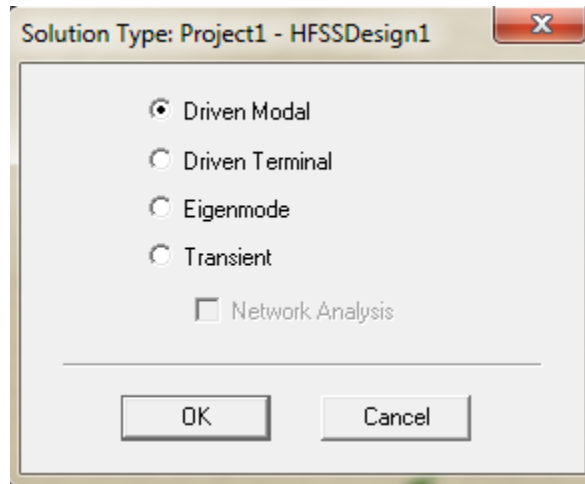


Figure II.4 : Boîte de dialogue du Type de Solution.

- **Driven Modal** : Permet de calculer S11 d'une structure en haute fréquence en fonction des ondes incidentes et réfléchies [23].
- **Driven Terminal** : nous permet de calculer les paramètres S de mode des structures passives haute fréquence tel que les microbandes, les guides d'ondes et les lignes de transmission excitées par une source [23].
- **Eigenmode** : Permet de calculer la fréquence de résonance de la structure et les champs à ces fréquences [23].

II.2.11 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 cliqué 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.

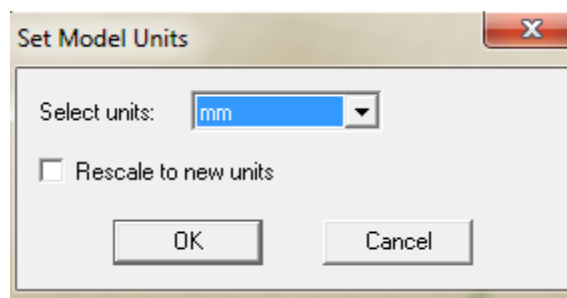
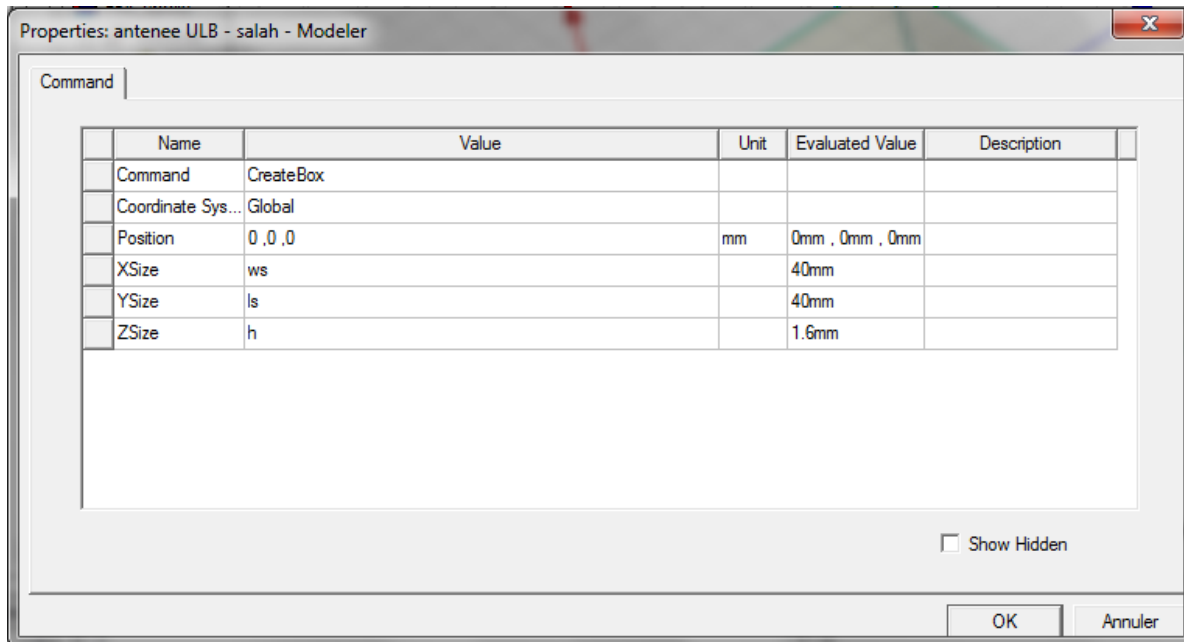


Figure II.5 : Boîte de dialogue des Unités de Modèle.

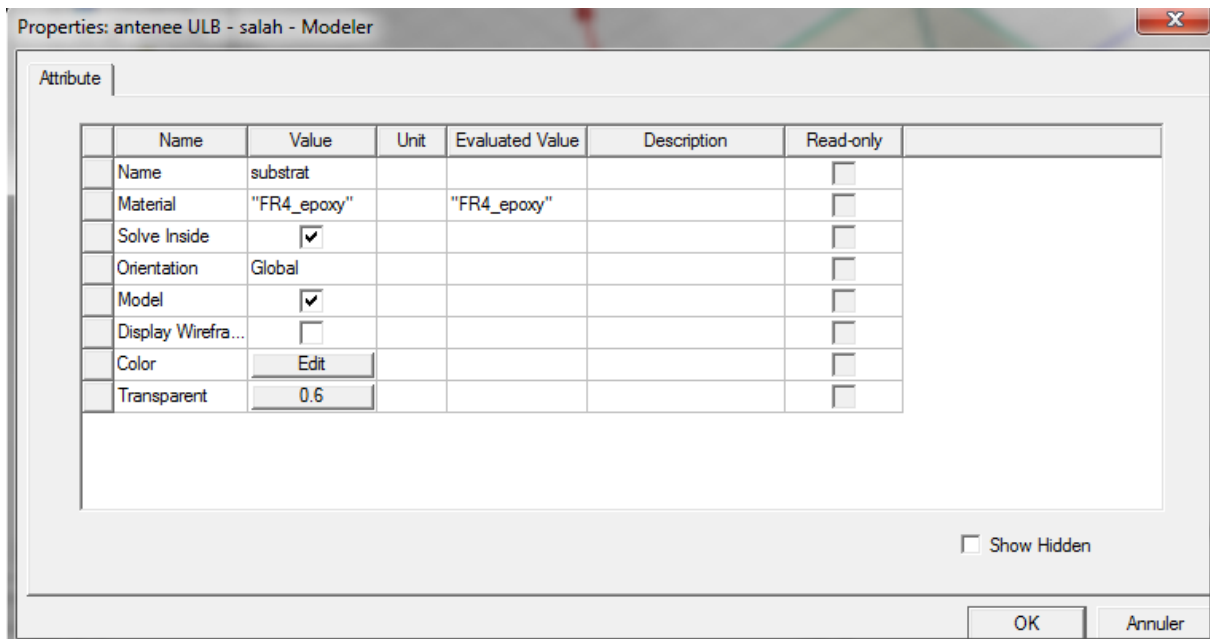
II.2.12 Créer le substrat

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.

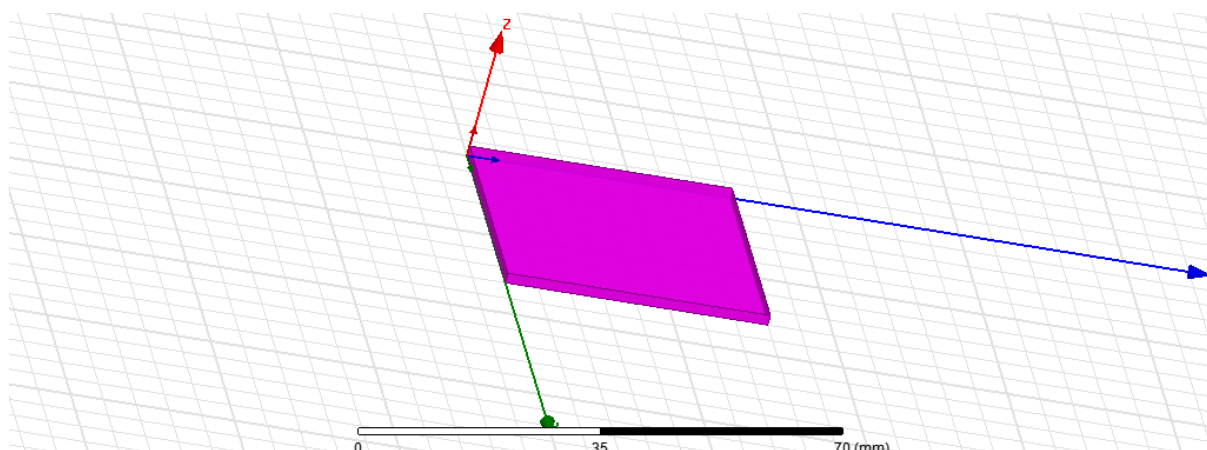


Figure II.6 Le Substrat diélectrique.

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_f-g , du 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.

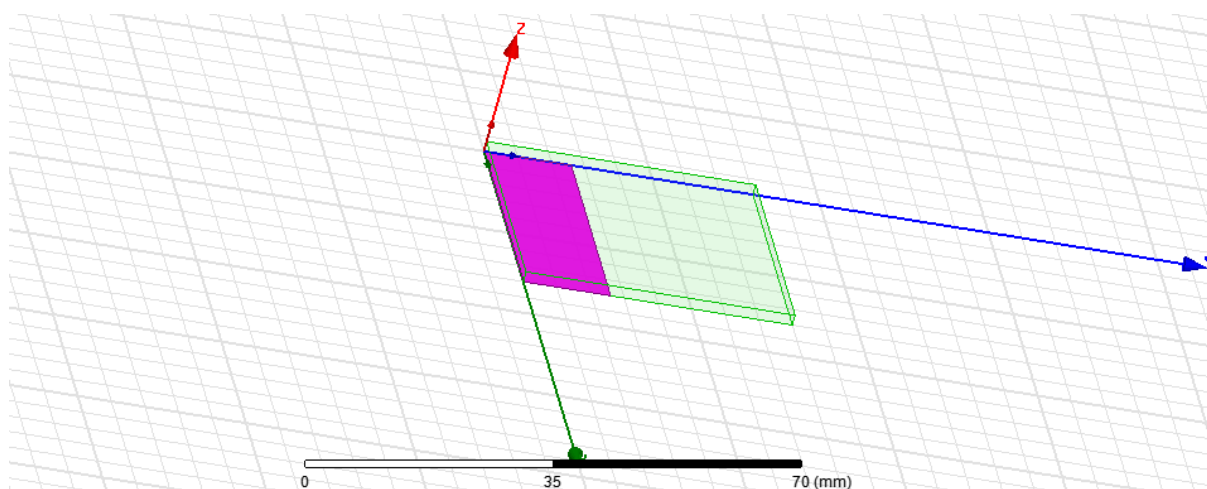
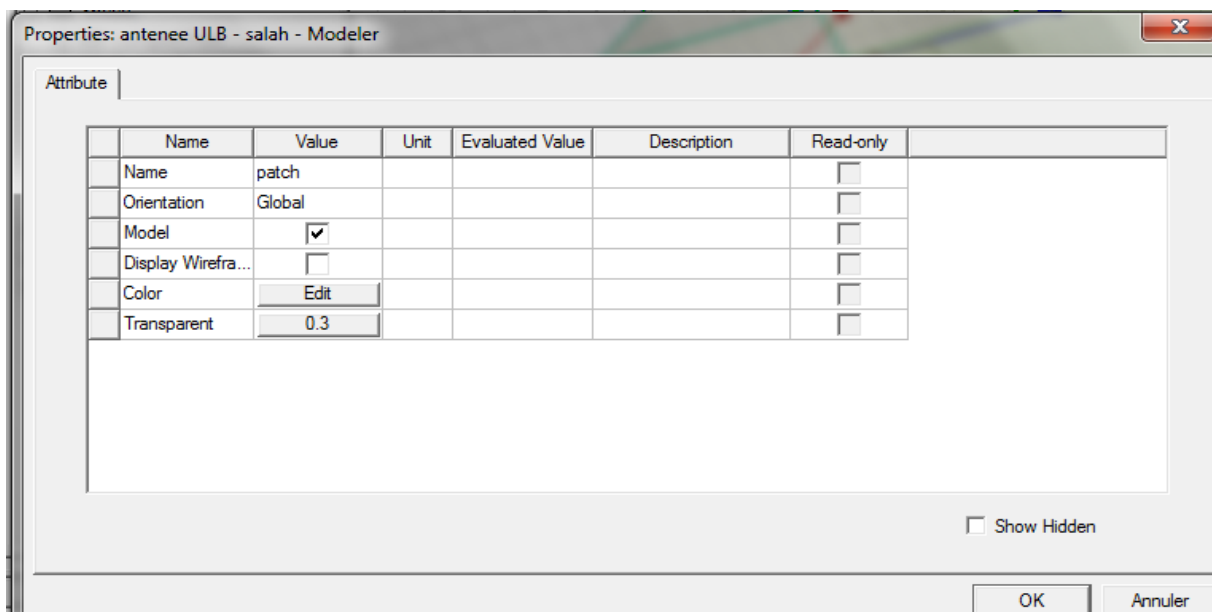
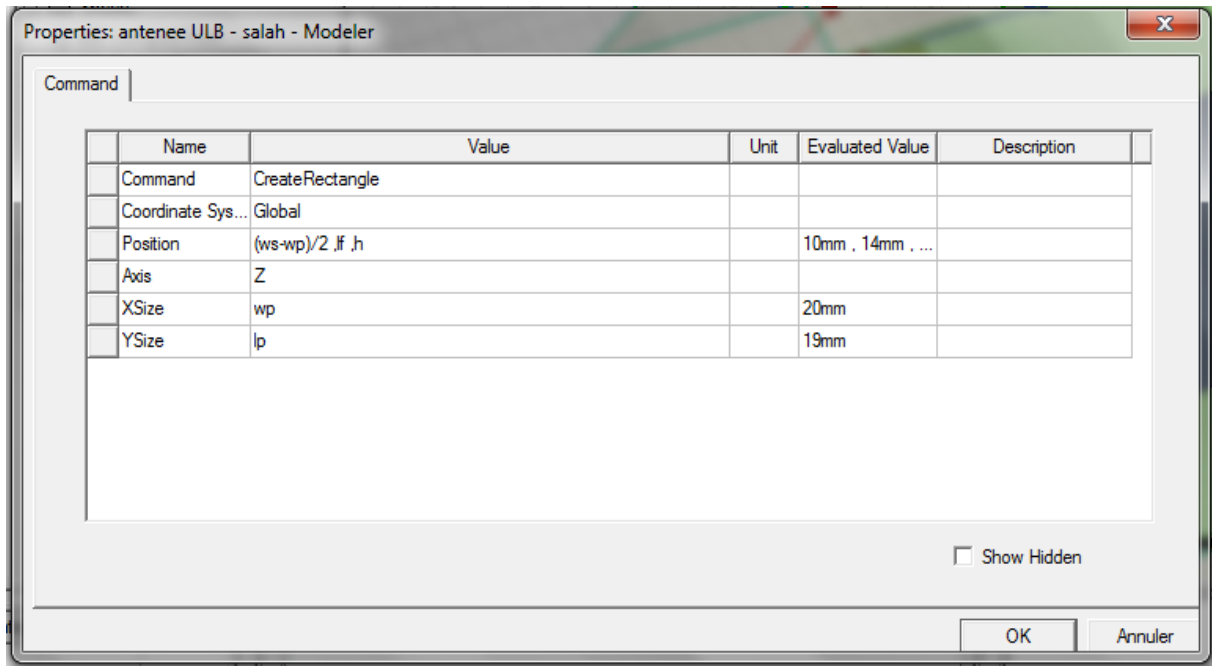


Figure II.7 : Le plan de mass.

II.2.13 Création du Patch (l'élément rayonnant) et la ligne d'alimentation

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 If 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.

Chapitre II : Présentation du logiciel HFSS

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

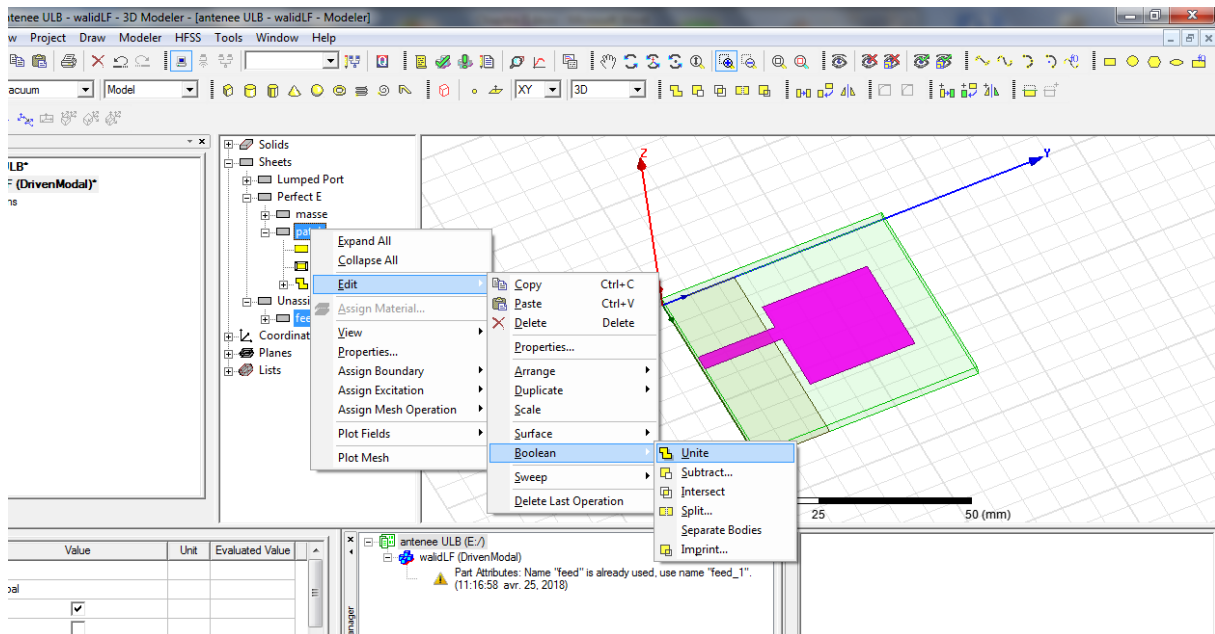


Figure II.8 : Représente le patch et la ligne d'alimentation représentant un seul objet.

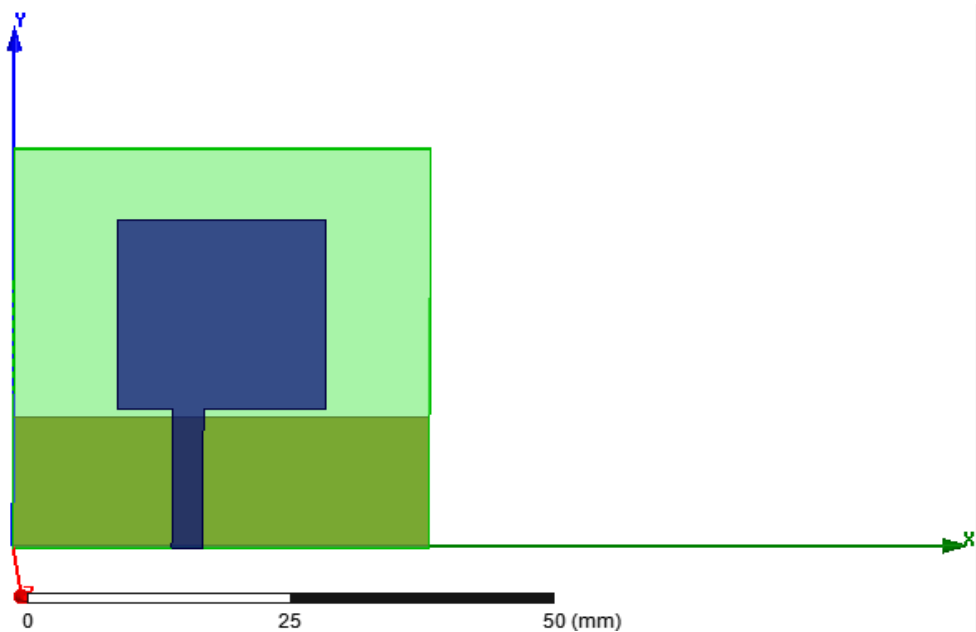



Figure II.9 : Le patch et la ligne d'alimentation.

II.2.14 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.

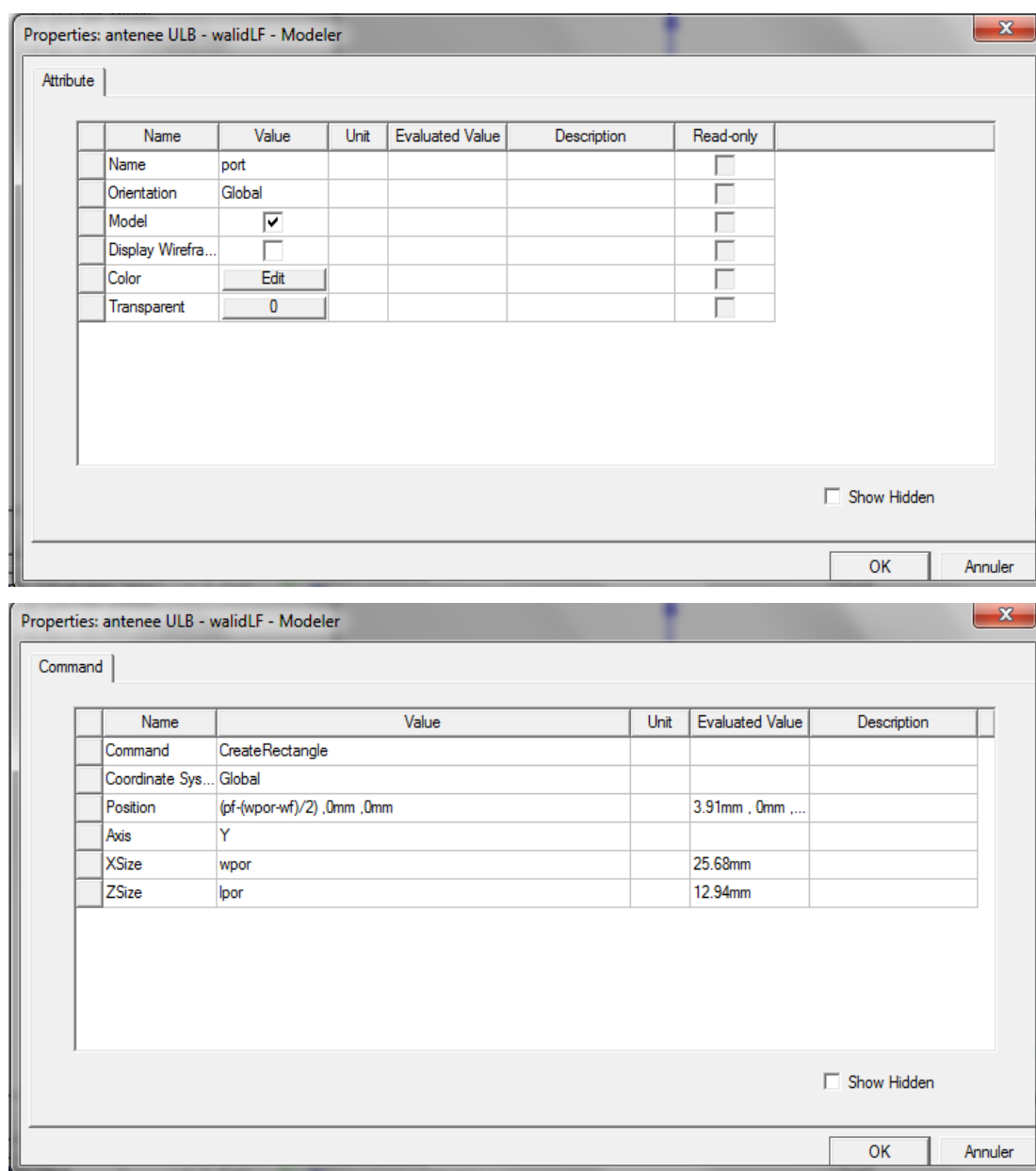


Figure II.10 : Représente le port dans le plan.

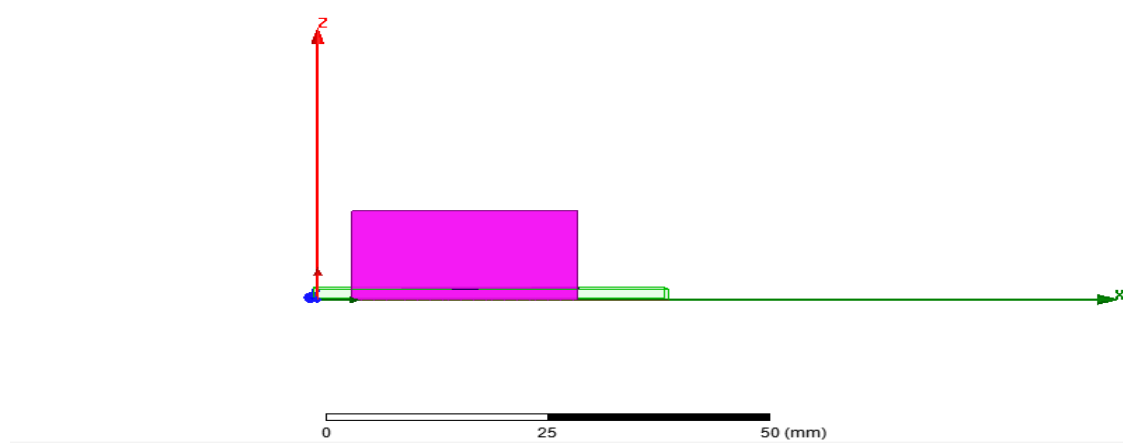


Figure II.11 : Le port.

II.2.15 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.

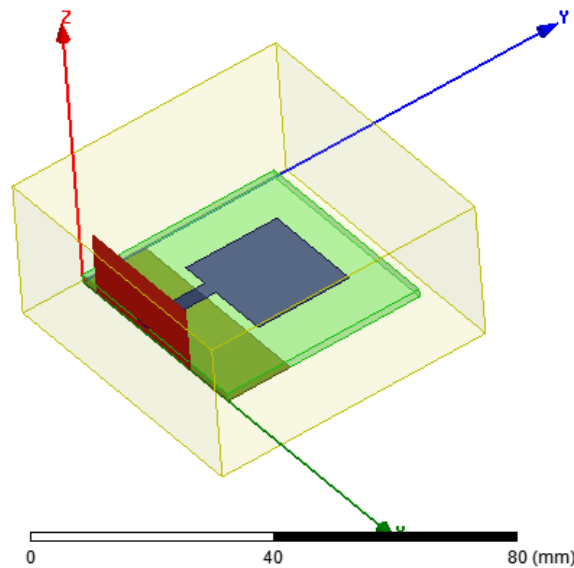


Figure II.12 : Le boîtier d'air.

II.2.16 Assigner une excitation au port d'alimentation

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

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

Wave Port : Représente la surface par laquelle un signal entre ou sort de la géométrie.

Onde Incidente : Représente la propagation d'une onde incidente sur la géométrie.

Lumped Port : Représente une surface interne par laquelle un signal entre ou sort de la géométrie.

Incident Wave : Représente un champ électrique constant à travers les points d'une alimentation.

Volotage Source : Représente un courant électrique constant à travers les points d'une alimentation.

MagneticBias : Utilisé pour définir le champ intérieur net qui influe sur un objet de matériau ferromagnétique en 3D. Choisir le port d'objet de l'arbre d'historique, cliquer par la droite et assigner l'excitation. Dans notre cas, c'est **Lumped Port**. Cliquer le **Lumped Port**, l'appeler comme votre préférence, puis cliquer après, définir maintenant votre ligne d'intégration. Normalement, la ligne d'intégration est définie du point moyen inférieur au point moyen supérieur. Garder les autres valeurs en tant que par défaut. Cliquer terminer.

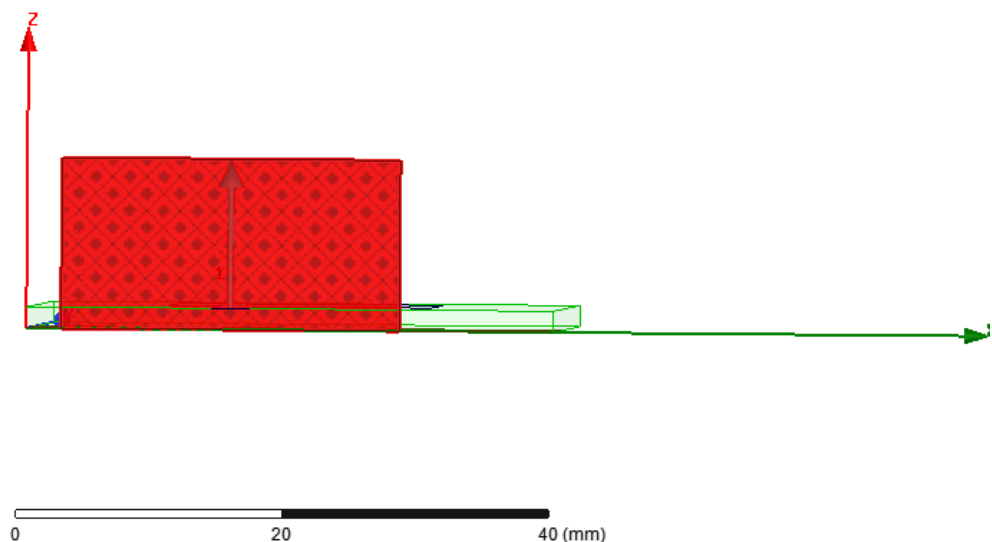


Figure II.13 : Lumped port.

II.2.17 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 (computation domain) sur lequel deux types de "**Boundaries**" existent. En effet, sur les quatre faces latérales du box et sur la surface du sommet on assigne la condition aux frontières type "Radiation" ou "**PerfectH**". 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.

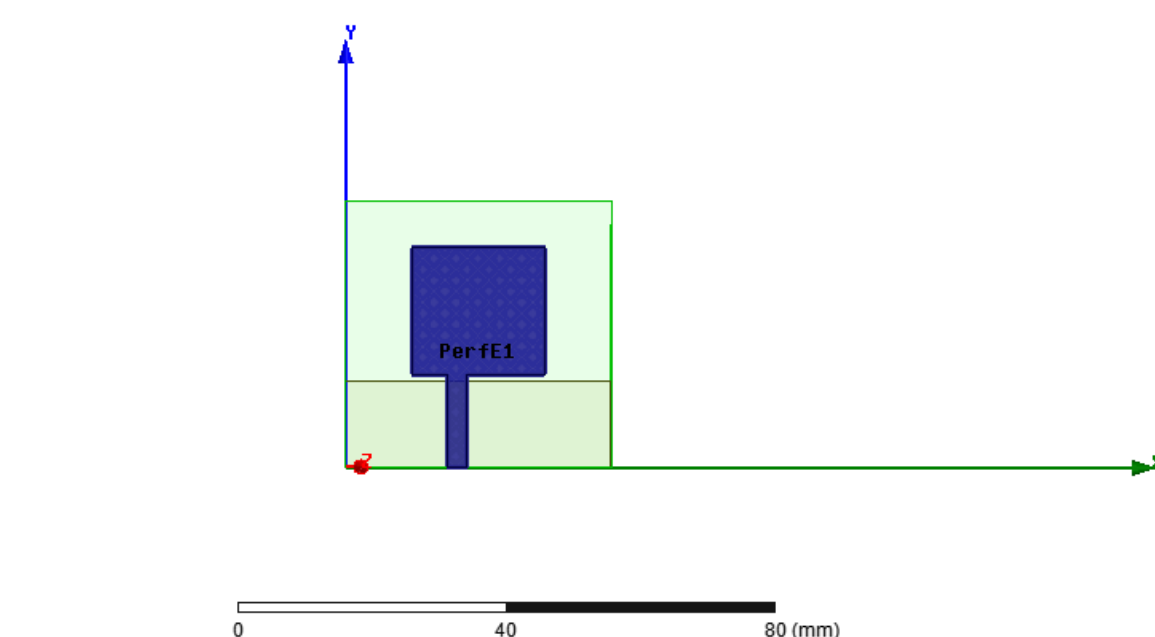


Figure II.14 : Assignement de la condition "Conducteur parfait" pour le patch, la ligne microstrip d'excitation et le transformateur d'adaptation.

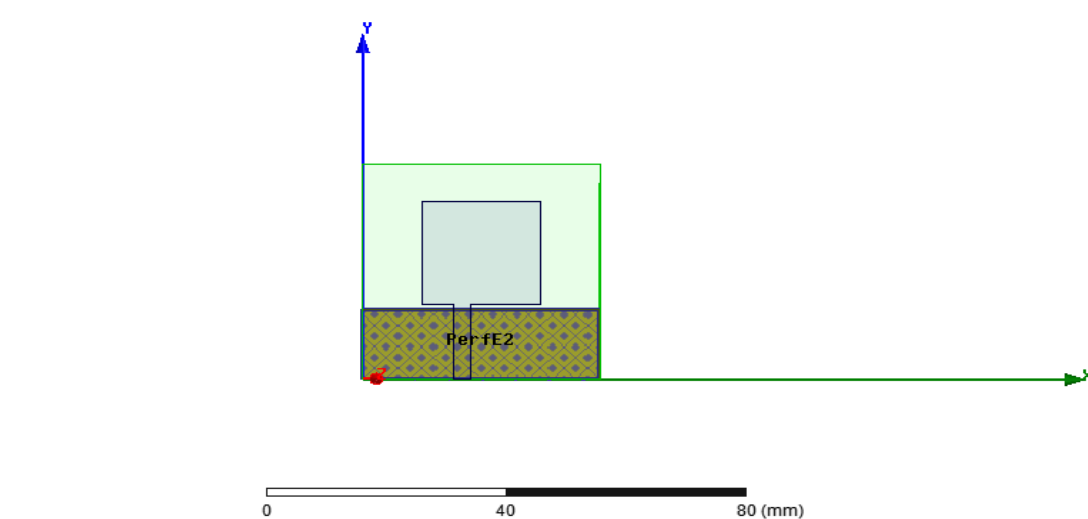


Figure II.15 : Assignment de la condition "Conducteur parfait" pour le plan de masse.

Pour air choisir right click >AssignBoundary> radiation.

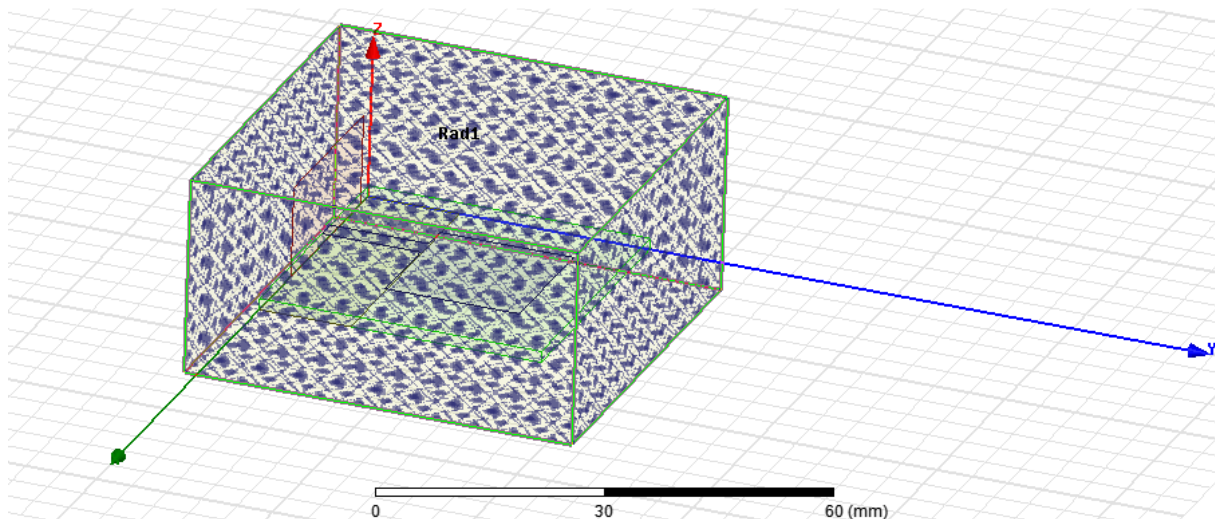


Figure II.16 : Assignment des frontières.

II.2.18 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**.

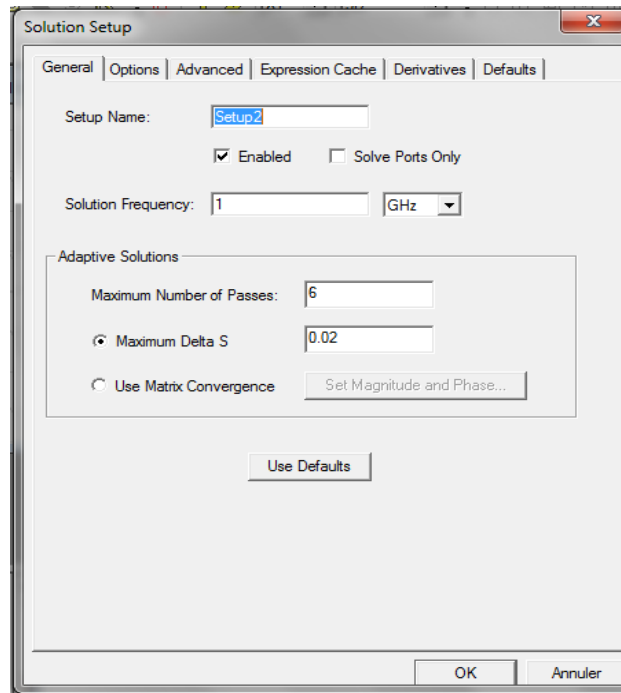


Figure II.17 : Add Solution Setup.

II.2.19 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 fenêtre du type de champ de fréquence s'active alors : **Fast, Frequency Linear Count**, Start: 5 GHz, Stop: 10 GHz, Count: 500. Cliquez OK

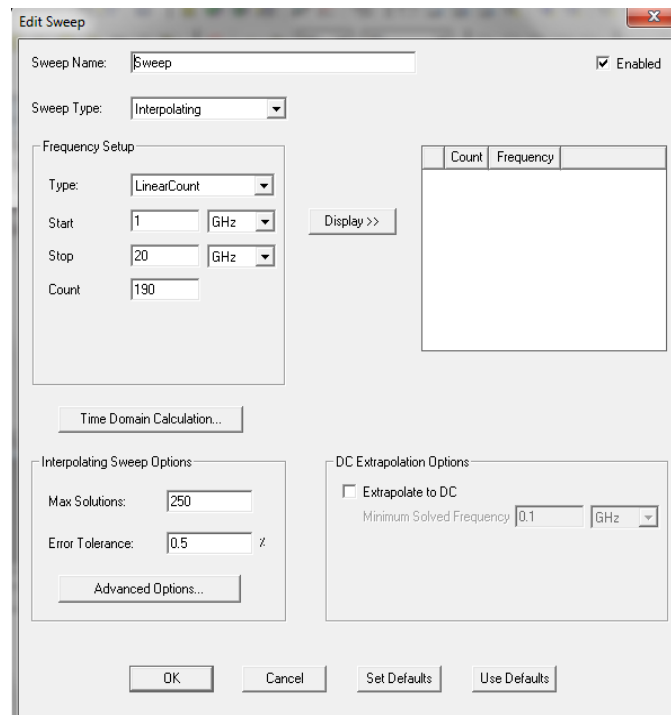


Figure II.18 : Ajouter le champ de fréquence (Add Sweep).

II.2.20 Analyse

- Pour valider le modèle:

1) Choisir **Check** dans le menu **HFSS > Validation > Check**.

2) Cliquer sur le Bouton **Close**.

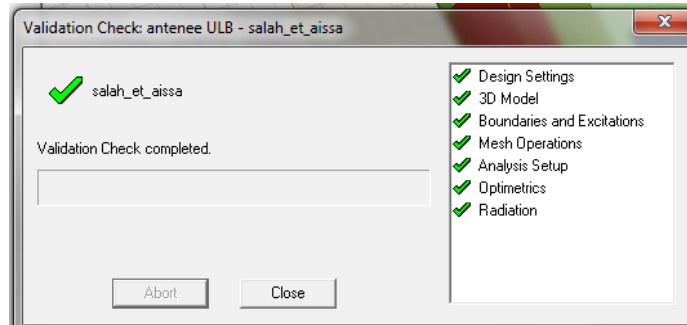
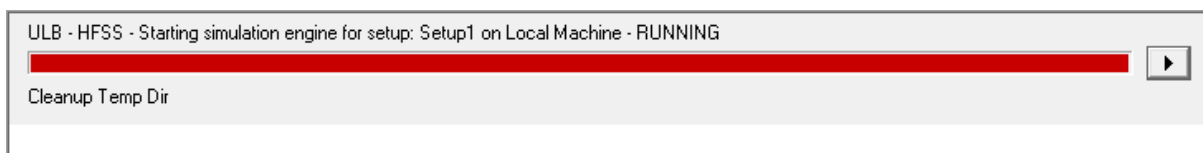


Figure II.19: Analyse (Validation).

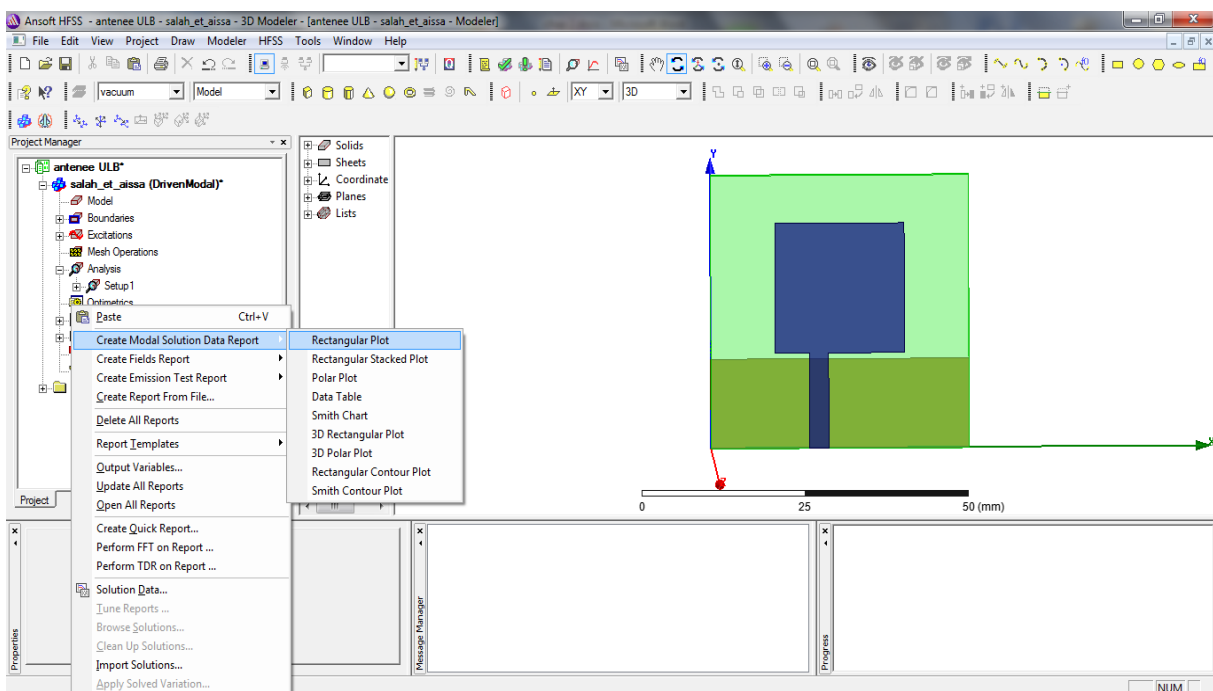
- Pour commencer le processus de solution:

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



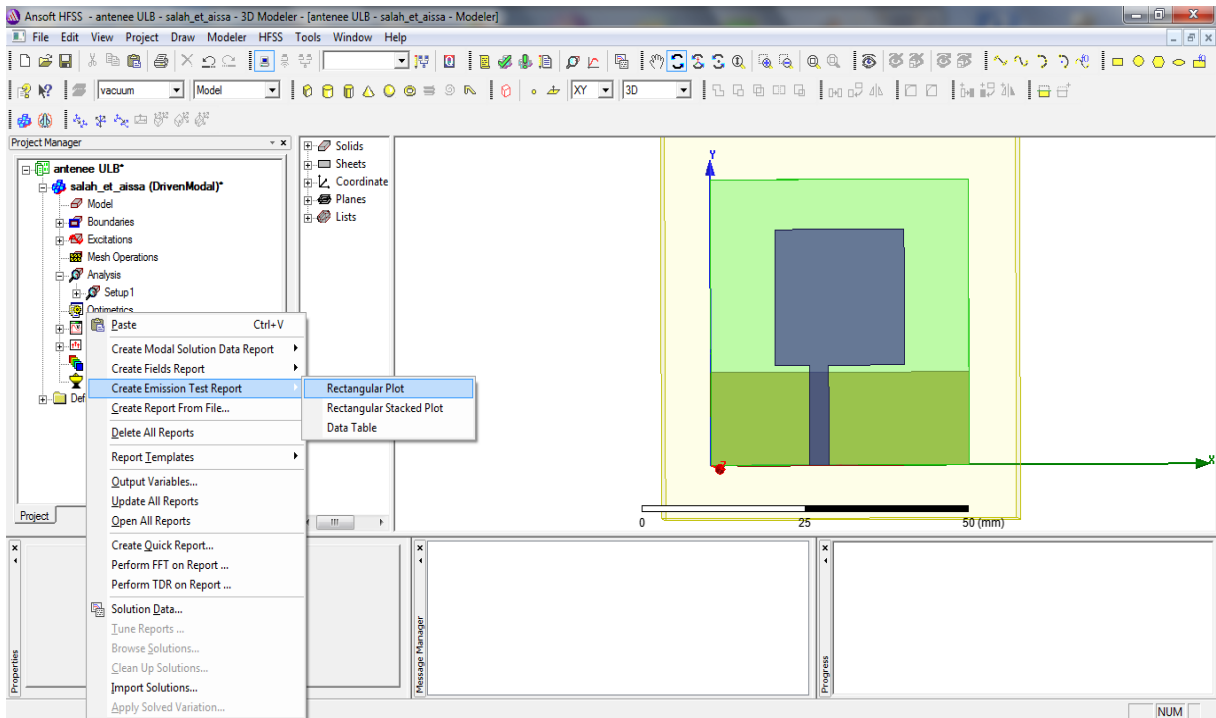
II.4.21 Créer les rapports

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

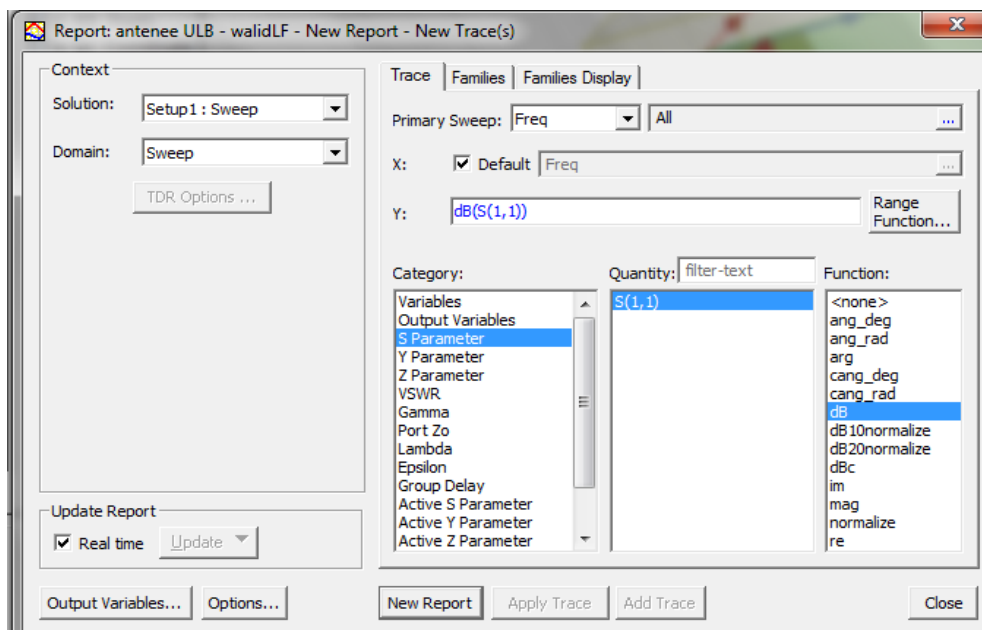


(a)

Chapitre II : Présentation du logiciel HFSS



(b)



(c)

Figure II.20 : (a),(b),(c) Créer les rapports.

II.3 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 en utilisant le simulateur électromagnétique HFSS.

Chapitre III

Résultats de simulation 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 10.6 GHz a été approuvée par la FCC en 2002 [24]. Cependant, pour satisfaire la demande croissante de la communication sans fil, diverses antennes ultra large bande ont été étudiées [25]. 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 (5.15-5.35GHz, 5.47-5.725 GHz) [26] et les bandes de service par satellite comme la bande ITU de 8 GHz 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 [27] [28].

Dans ce chapitre, on propose une nouvelle structure d'antenne ultra large bande à double bandes filtrées pour des applications ULB. L'antenne proposée se compose d'un patch microbande rectangulaire et un plan de masse partiel, alimenté par ligne microbande. Le patch contient deux fentes, dont la première est de forme C introduite dans le patch, et la deuxième est de forme U introduite dans la ligne d'alimentation. Les résultats de simulation de différentes performances de l'antenne sont réalisés à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique Ansoft HFSS développé par Ansoft corporation.

Par la suite, des études paramétriques de l'antenne ULB à double bandes rejetée sont effectuées afin de mieux analyser l'influence de différents paramètres géométrique de l'antenne telle que la position et la largeur des fentes sur les performances de l'antenne et en particulier sur l'adaptation de l'antenne.

III.2 Étude et conception d'une antenne ULB

L'antenne imprimée ultra large bande choisie est de forme rectangulaire alimentée par ligne microbande. 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 = 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 microbande d'impédance 50 Ohms [2].

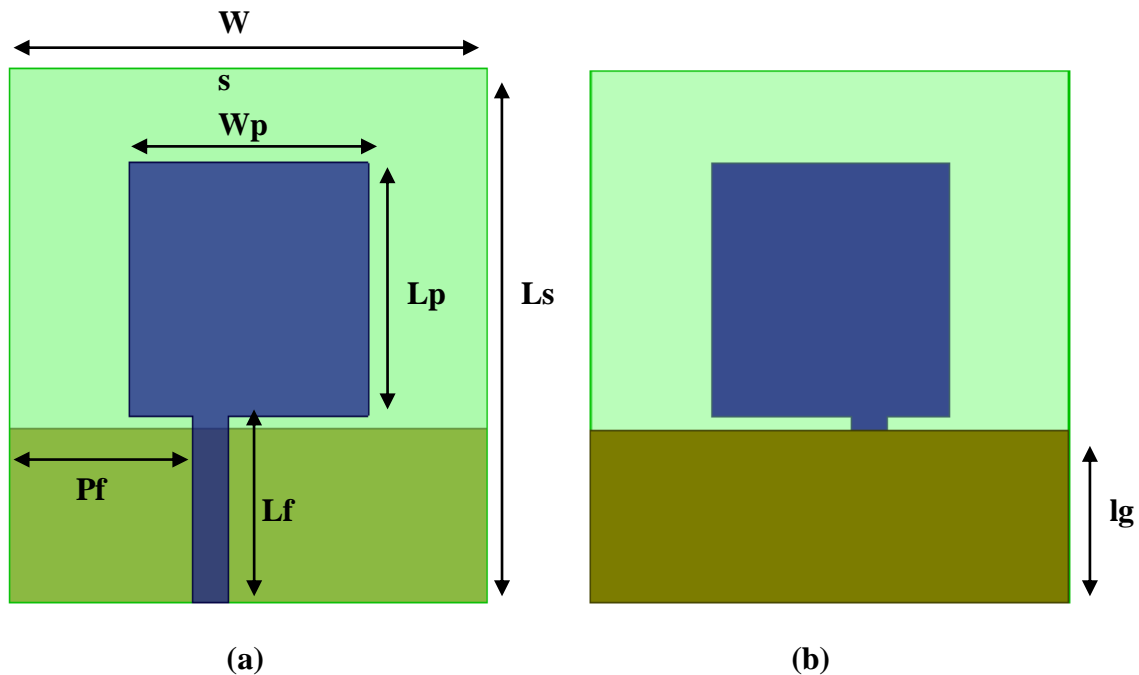


Figure III.1 : Géométrie de l'antenne étudiée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

Les paramètres géométriques de l'antenne sont regroupés dans le tableau [III.1]:

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 de réflexion ainsi que de la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne sont représentés dans la figure III.2 et III.3

Ces résultats montrent que l'antenne présente une bonne adaptation dans la bande [2.333,11.374GHz], avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB. Ainsi, l'antenne présente une bande passante relative de 131.90%. Un coefficient de réflexion minimal de -41.31dB est obtenu à la fréquence de 5.90 GHz.

Pour la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne, on constate qu'elle varie entre 30 ohms et 70 ohms dans la bande passante, cependant, la partie imaginaire varie entre $-18j$ et $+19.20j$ dans la bande d'adaptation de l'antenne.

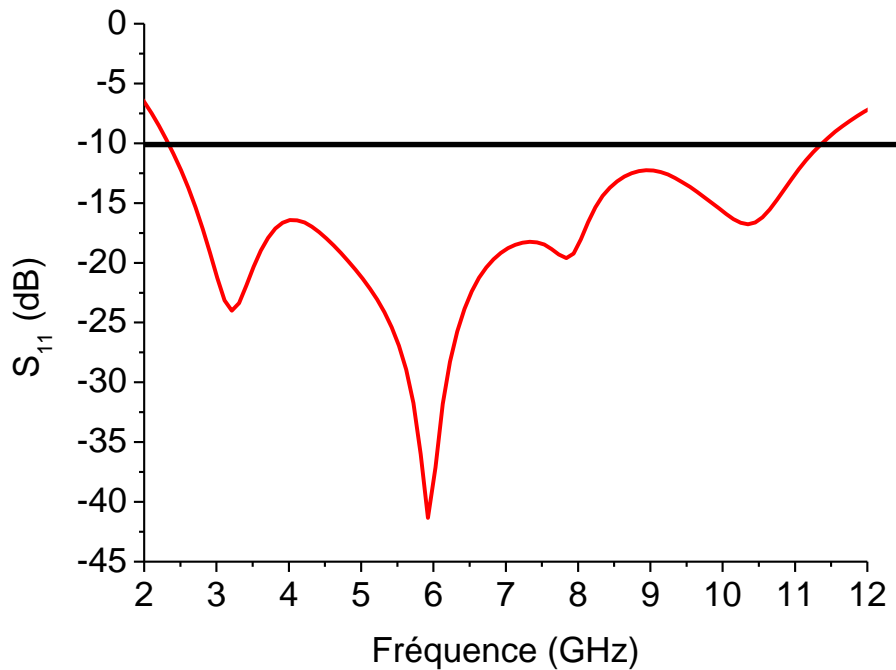


Figure III.2 : Coefficient de réflexion de l'antenne de base.

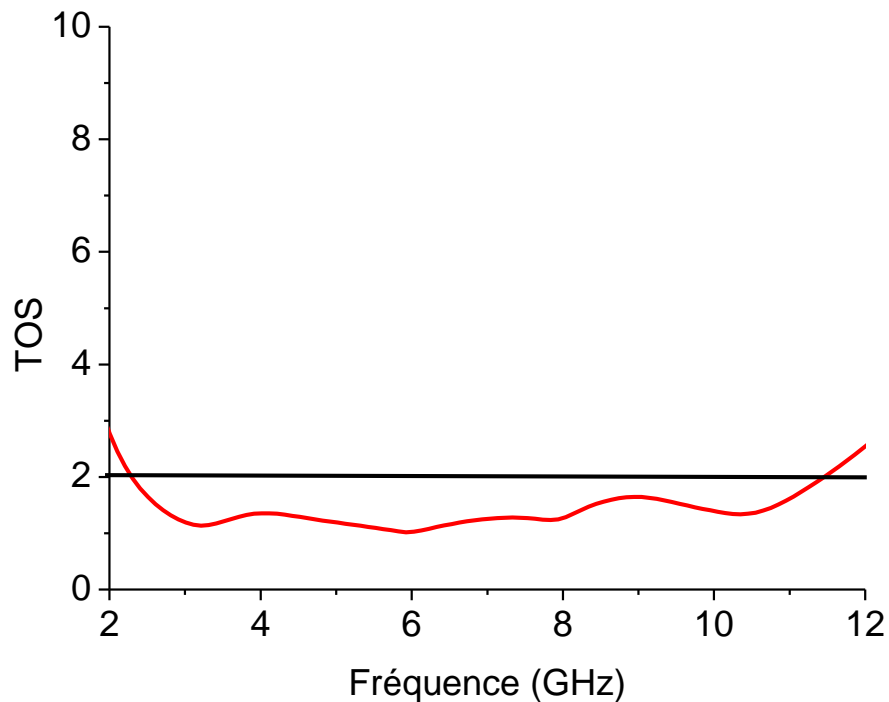


Figure III.3 : VSWR de l'antenne de base.

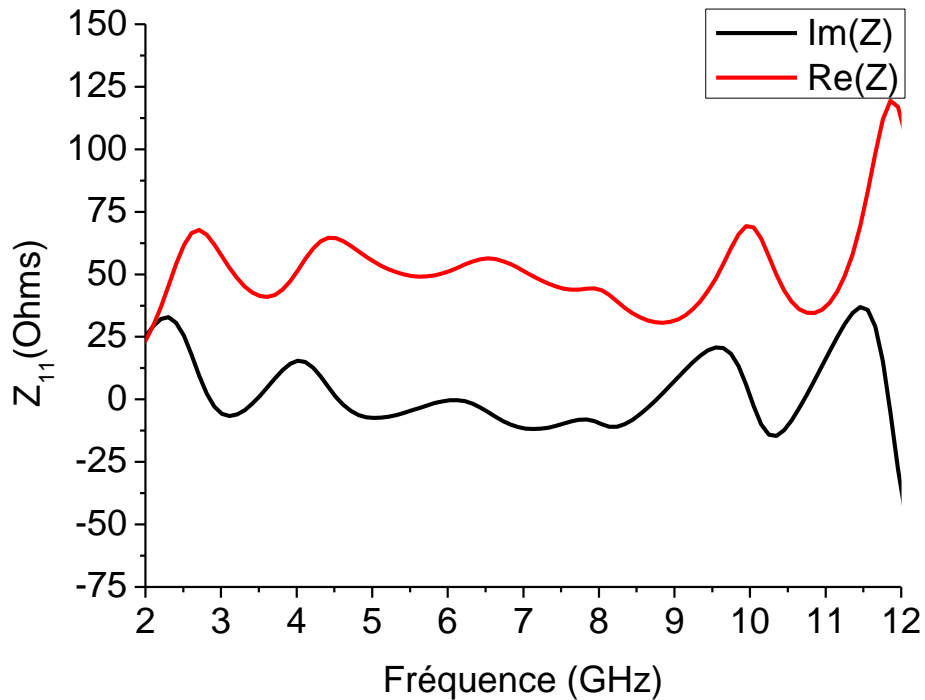


Figure III.4 : Paramètres Z de l'antenne de base.

III.2.1 Diagramme de rayonnement

La figure III.5, nous avons présenté les diagrammes de rayonnements simulés pour différentes fréquences. Il est clair que le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan E est quasi omnidirectionnel. Cependant, dans le plan H pour la fréquence 3.21 GHz le diagramme est celui d'un dipôle. Mais, Lorsque la fréquence augmente le diagramme de rayonnement subit une déformation avec l'apparition des lobes secondaires.

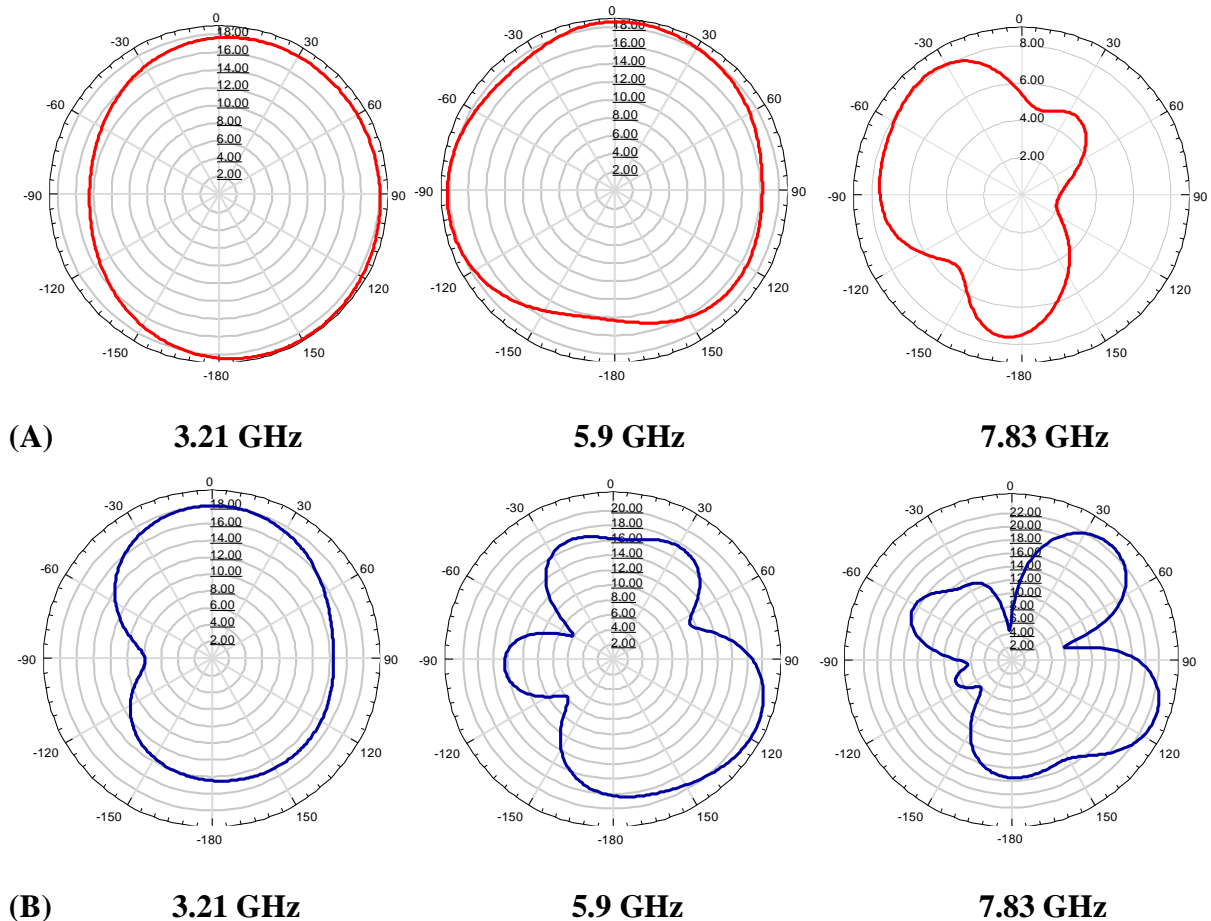


Figure III.5 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne base (A) plan E et (B) plan H.

III.2.2 Etude paramétrique de la position de la ligne d'alimentation pour l'antenne de base

Afin d'étudier l'influence de la position de la ligne d'alimentation sur l'adaptation de l'antenne, on varier la position p_f , tout en gardant les paramètres de l'antenne fixés, les valeurs de la position p_f sont données au tableau [III.2]:

Paramètres	Pf_1	Pf_2	Pf_3	Pf_4	Pf_5
Valeurs (mm)	14.25	14.75	15.25	15.75	16

Tableau III.2 : Valeurs de la position ligne d'alimentation p_f .

Les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de p_f sont donnés dans les Figures III.6 et III.7.

A partir des Figures III.6 et III.7, on constate que la position optimale de la ligne est $pf=15.25$ mm, tel que la bande passante est égale à 9.1 GHz. (allant de 2.3à 11.4 GHz)

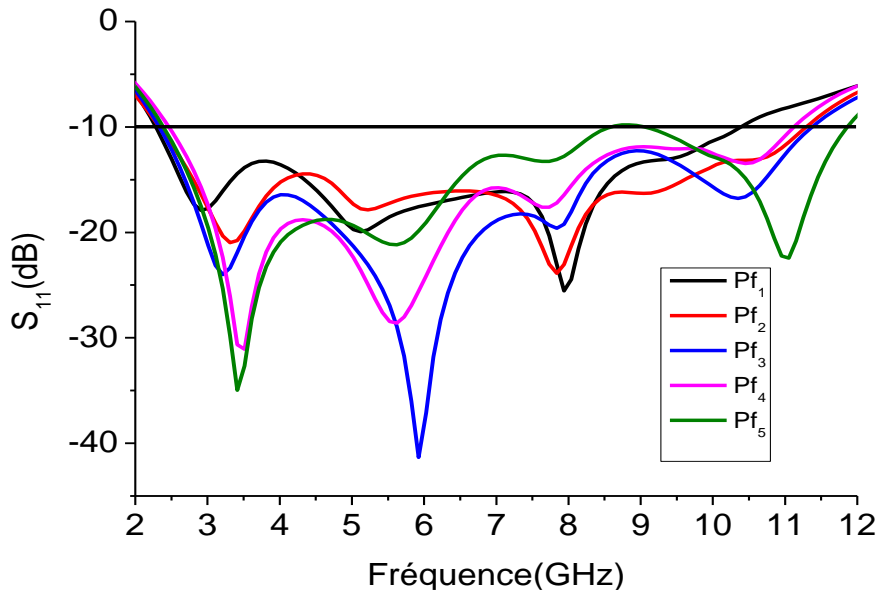


Figure III.6 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de Pf.

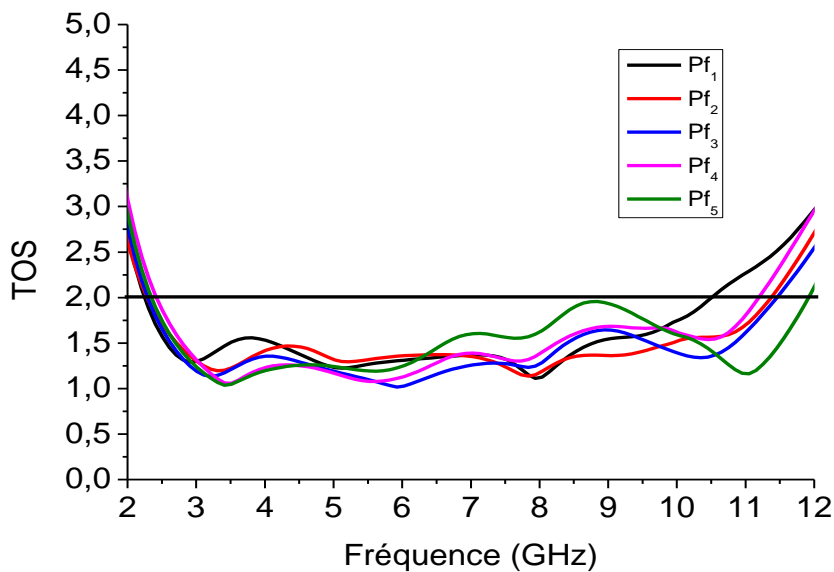


Figure III.7 : VSWR pour différentes valeurs de Pf.

III.3 Etude et conception d'une antenne ULB à double bandes rejetées

La technique la plus connue et la plus simple pour réaliser la fonction bande filtrée est l'insertion des fentes sur l'élément rayonnant ou sur la ligne d'alimentation, donc, dans la suite de notre travail, nous allons insérer deux fentes sur le patch et la ligne pour réaliser deux antennes à bande rejetée, ensuite on fait la combinaison de ces deux antennes afin de réaliser une antenne ULB à double bandes rejetées, tout en gardant le comportement ULB en dehors des bandes rejetées.

III.3.1 Insertion de la première fente en forme U

La bande de fréquence pour les systèmes ULB cause des interférences aux systèmes de communications radio existants, tels que le WiMAX de 3,3 à 3,6 GHz. Donc, afin d'éviter ces interférences, des modifications peuvent être faites sur l'antenne précédente pour réaliser la fonction stop bande. Ainsi une fente en forme U est introduite dans l'élément rayonnant afin de rejeter la bande WiMAX. La géométrie de l'antenne obtenue est représentée à la Figure III.8. Les dimensions de la fente en forme U sont : $W_1=12mm$, $W_2=2mm$, $W_3=0.5mm$, $W_4=2mm$, les autres paramètres géométriques de l'antenne sont ceux de l'antenne de base. La longueur totale de la fente en forme U est $34.28mm$, soit environ $0,4 \lambda$ à la fréquence centrale de la bande de fréquence rejetée désirée ($f= 3.5$ GHz).

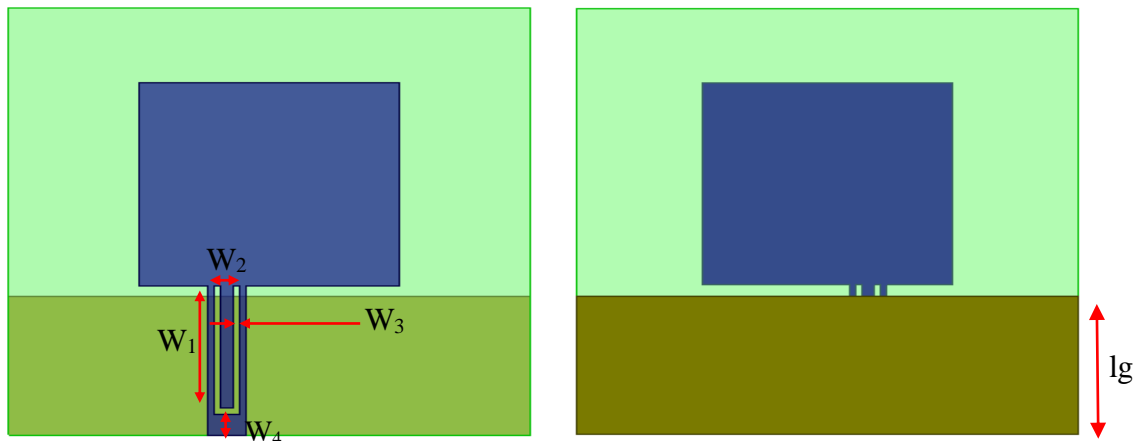


Figure III.8 : Antenne ULB à première bande rejetée.

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.9, III.10, III.11.

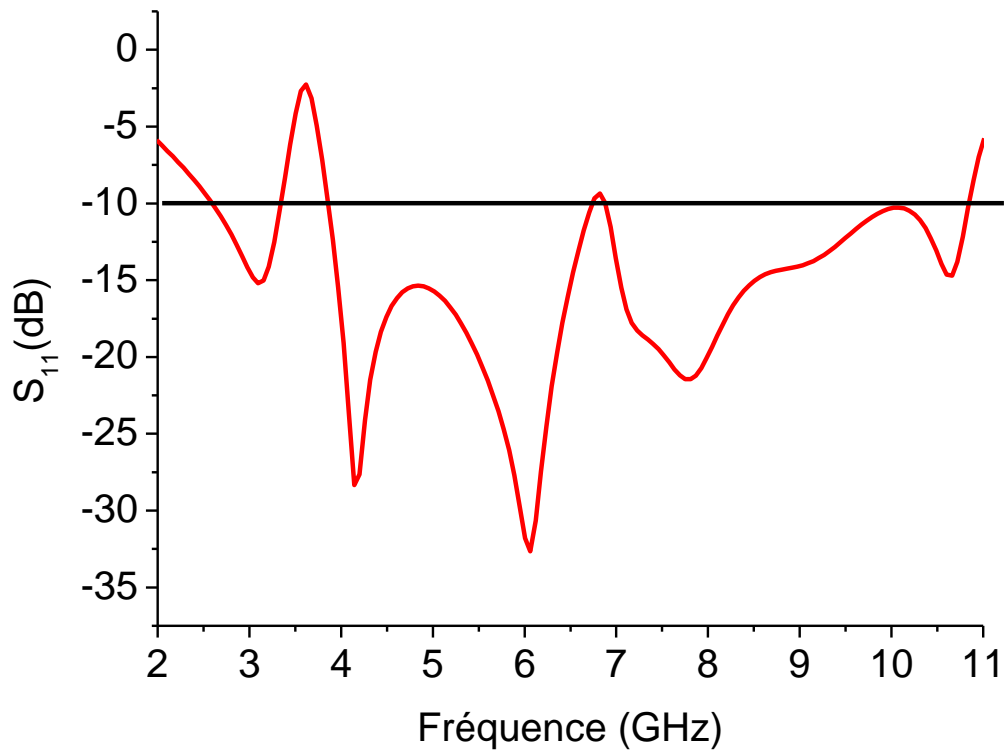


Figure III.9 : Coefficient de réflexion S_{11} d'Antenne ULB à première bande rejetée.

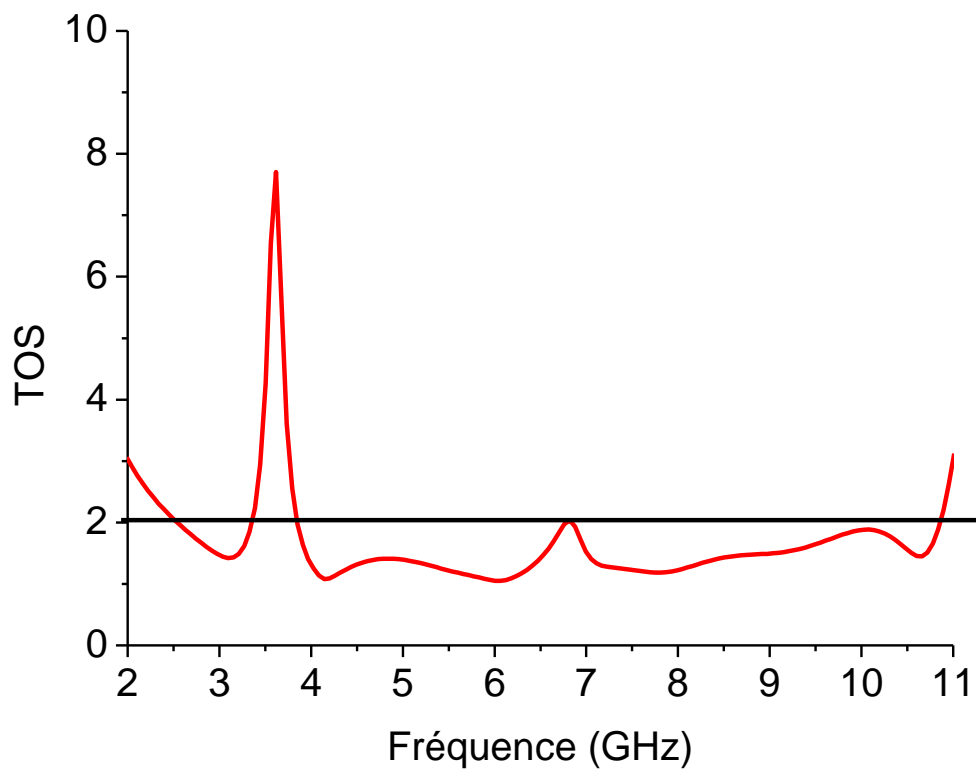


Figure III.10 : VSWR d'Antenne ULB à première bande rejetée.

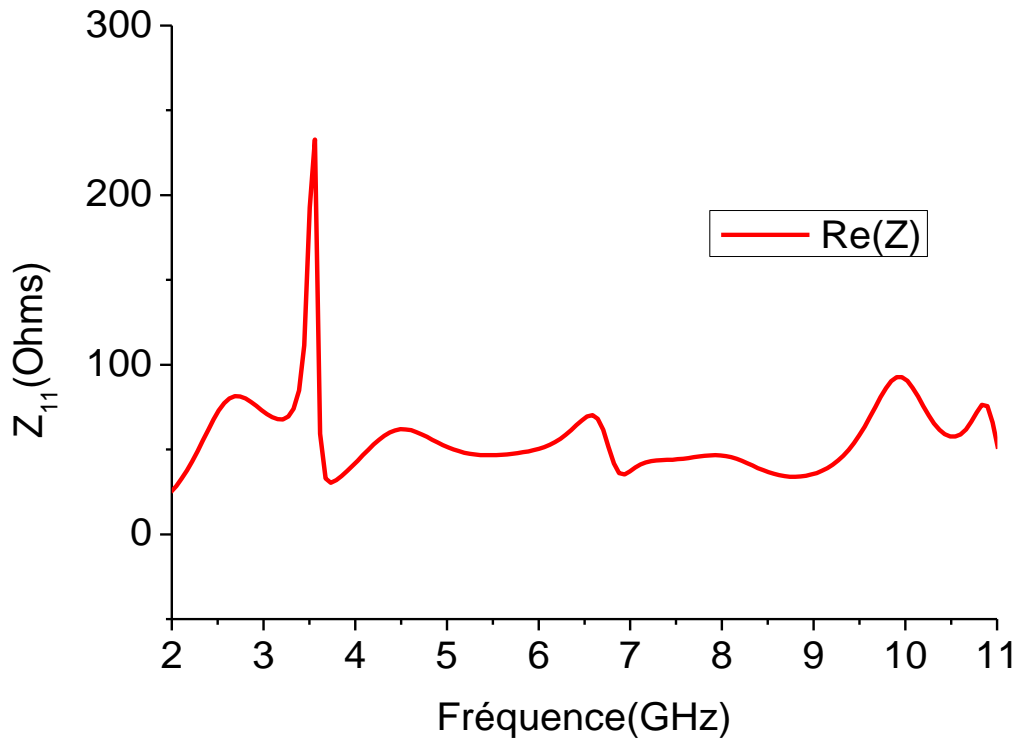


Figure III.11 : Paramètres Z de l’antenne ULB à première bande rejetée.

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 [2.7, 10.770GHz], soit une bande passante de 119.82 % sauf dans les bandes [3.323, 3.865 GHz] ($S_{11} \geq -10dB$, et $VSWR \geq 2$) avec un $VSWR = 7.65$ est obtenue à 3.626 GHz.

La partie réelle de l’impédance d’entrée de l’antenne varie entre 14.45 ohms et 82 ohms dans la bande passante de l’antenne et atteindre plus de 235 ohms dans la bande rejetée.

III.3.2 Etude paramétrique de la fente en forme U

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 $W1$ et largeur $W2$ et sa position dans le patch noté par $W4$, il faut faire varier indépendamment chacun de ces paramètres.

III.3.2.1 Etude paramétrique de la longueur de la fente $W1$

Dans une première étape on fait varier: la longueur de la fente $W1$, Les valeurs de la longueur $W1$ sont données au tableau [III.3]:

Paramètres	$W1_1$	$W1_2$	$W1_3$	$W1_4$	$W1_5$
Valeurs (mm)	11	11.50	12	12.50	13

Tableau III.3 : Valeurs de la longueur de fente $W1$.

Les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de longueur $W1$ sont donnés aux Figures III.12 et III.13.

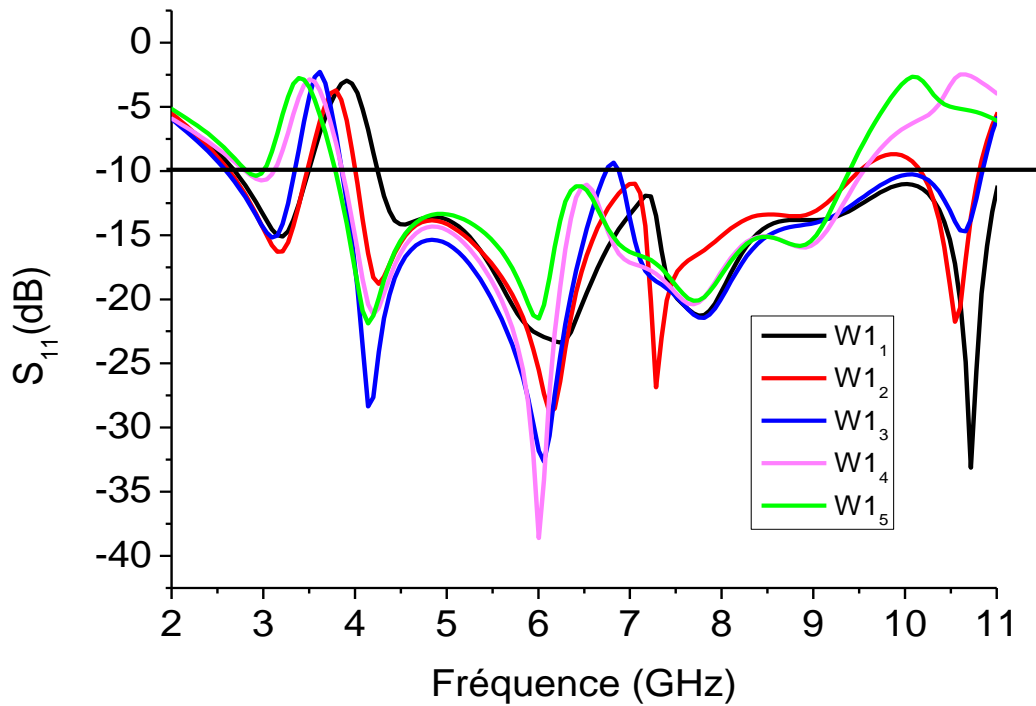


Figure III.12 : Coefficient de réflexion différents valeur de $W1$.

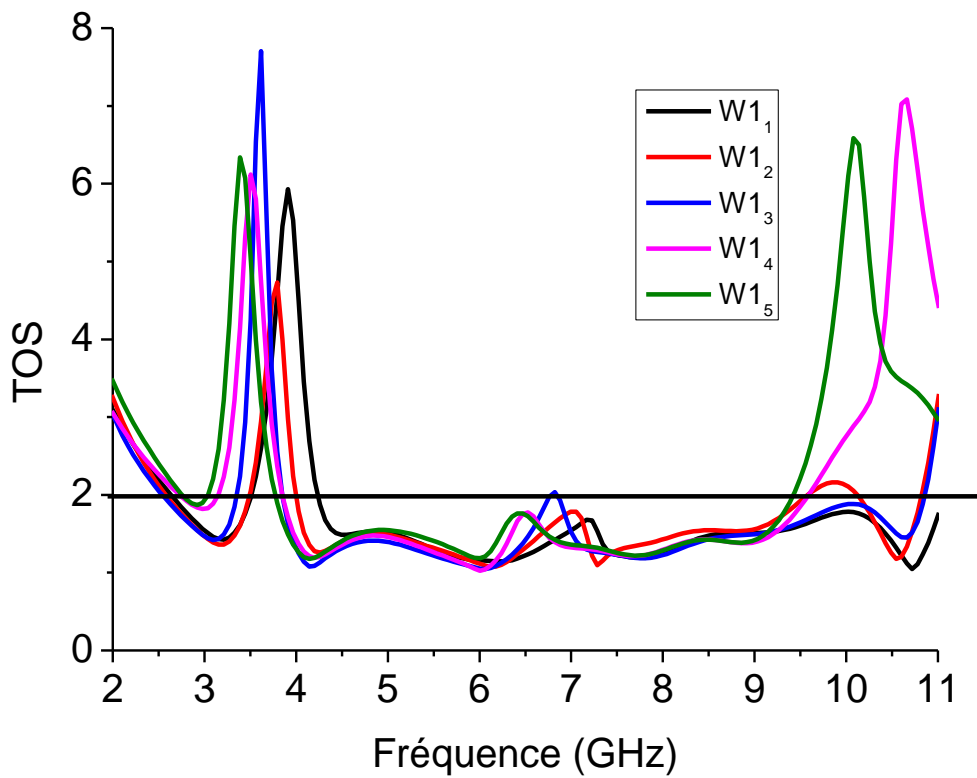


Figure III.13 : VSWR pour différents valeurs de $W1$.

D'après les résultats obtenus, on peut dire que lorsqu'on augmente la longueur $W1$ 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	$W1_1$	$W1_2$	$W1_3$	$W1_4$	$W1_5$
bande passante [GHz]: $S_{11} \leq -10dB$ (ou $VSWR \leq 2$)	2.693 11.052	2.629 10.829	2.597 10.866	2.792 9.579	2.819 9.395
Bande passant relative (%)	121%	122%	123%	110%	108%
Bande rejetée [GHz]: $S_{11} \geq -10dB$ (ou $VSWR \geq 2$) (GHz)	3.493 4.249	3.479 4.010	3.323 3.865	3.115 3.866	3.004 3.793
S_{11} minimal (dB)	-33.12	-28.80	-32.52	-38.59	-22.03
Désadaptation (VSWR max)	5.92	4.731	7.65	6.11	6.33

Tableau III.4 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR($W1$).

III.3.2.2 Etude paramétrique de la largeur de la fente $W2$

On fait varier la largeur $W2$ (largeur de la fente). Toutes les valeurs de la largeur $W2$ sont données dans le tableau [III.5]:

Paramètres	$W2_1$	$W2_2$	$W2_3$	$W2_4$
Valeurs (mm)	1.7	1.8	1.9	2

Tableau III.5 : Valeurs La largeur de fente $W2$.

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de $W2$ sont donnés dans les figures III.14 et III.15

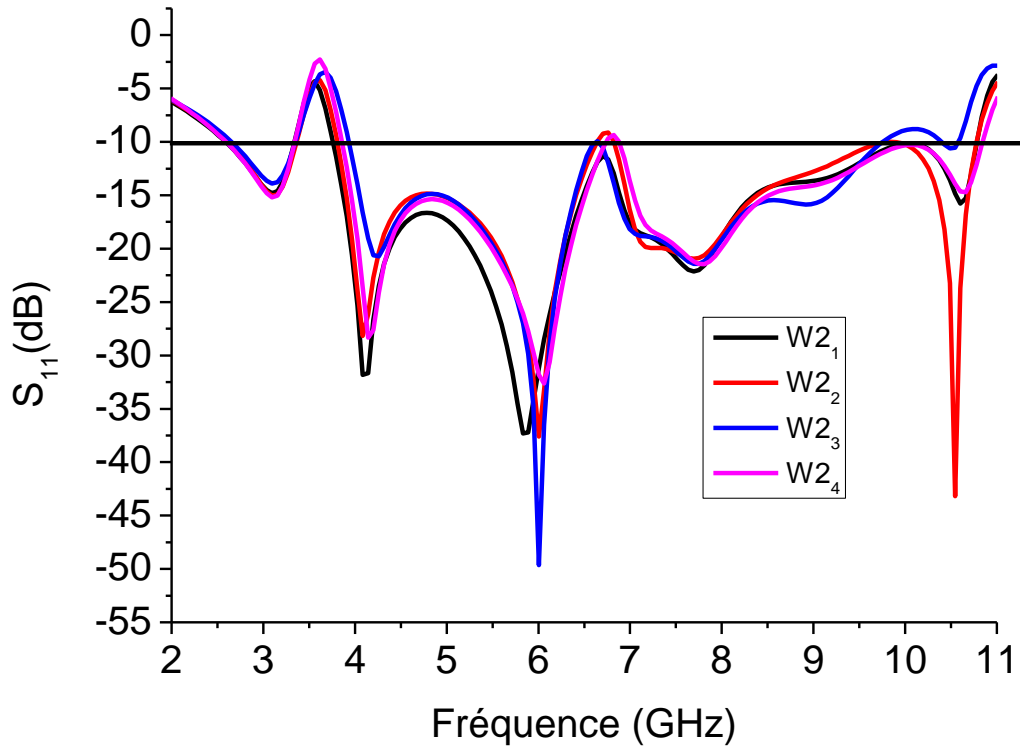


Figure III.14: Coefficient de réflexion pour différents valeur de W_2 .

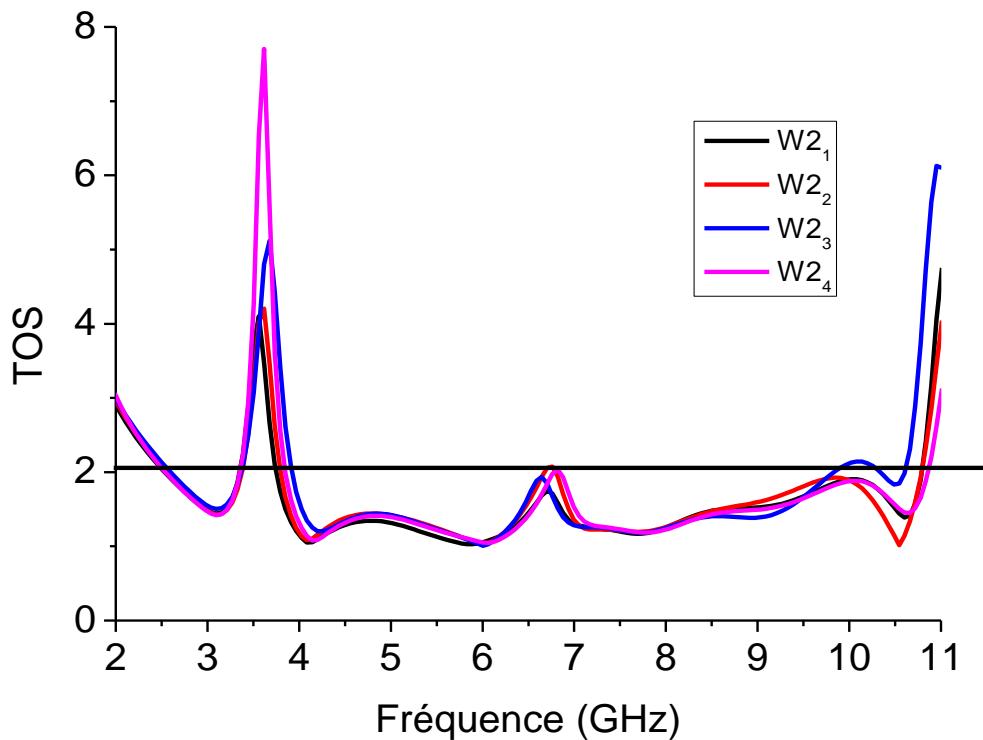


Figure III.15 : VSWR pour différents valeur de W_2 .

On peut voir d'après les Figures III.14 et III.15 que le coefficient de réflexion et le taux d'onde stationnaire restent les mêmes quand la largeur de la fente W_2 change de 1.7 mm

à 2mm, donc la bande rejeté n'est pas sensible à ce paramètre. Le tableau III.6 résume l'étude paramétrique du W2.

Paramètres	W2 ₁	W2 ₂	W2 ₃	W2 ₄
bande passante [GHz]: $S_{11} \leq -10dB$ (ou $VSWR \leq 2$)	2.590 10.786	2.610 10.787	2.646 10.617	2.597 10.866
Bande passant relative (%)	122.5%	122%	120%	123%
Bande rejetée [GHz]: $S_{11} \geq -10dB$ (ou $VSWR \geq 2$) (GHz)	3.345 3.760	3.364 3.813	3.359 3.943	3.323 3.865
S_{11} minimal (dB)	-37.30	-43.19	-49.12	-32.52
Désadaptation (VSWR max)	4.10	4.20	5.11	7.65

Tableau III.6 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR(W2).

III.3.2.3 Etude paramétrique de la position de fente W4

Maintenant nous allons varier la position de fente W4, les valeurs de la position W4 sont données au tableau [III.7] :

Paramètres	W4 ₁	W4 ₂	W4 ₃
Valeurs (mm)	1.8	2	2.2

Tableau III.7 : Valeurs La position de fente W4.

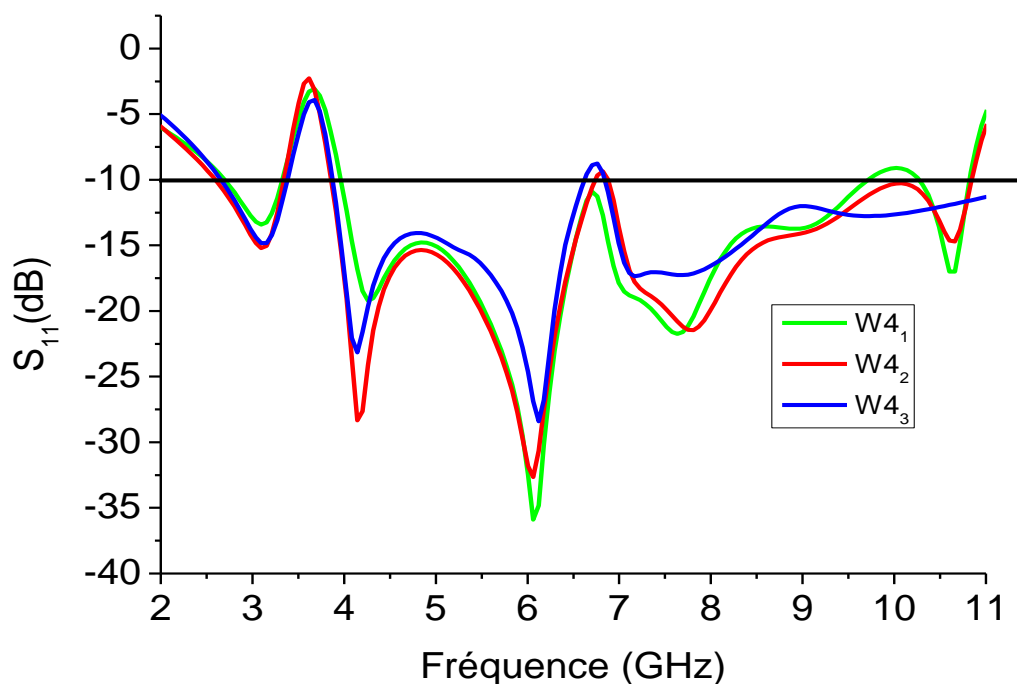


Figure III.16 : Coefficient de réflexion pour différents valeur de W4.

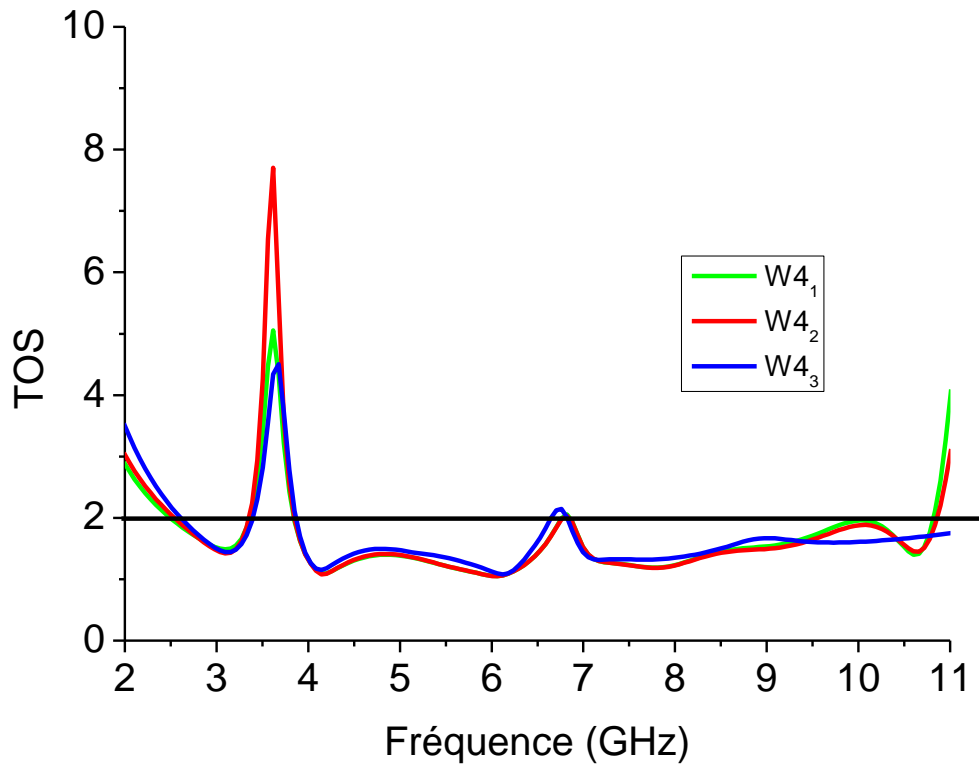


Figure III.17 : VSWR pour différents valeur de W4.

Les résultats de simulation de la Figure III.16 ou III.17 montrent que, lorsque W4 augmente, la bande rejetée ne varie pas, ainsi que pour W4=2 mm on obtient une bonne adaptation en dehors la bande rejetée. Le tableau III.8 résume cette étude paramétrique.

Paramètres	W4 ₁	W4 ₂	W4 ₃
bande passante [GHz]: $S_{11} \leq -10dB$ (ou $VSWR \leq 2$)	2.693 10.855	2.597 10.866	2.640 10.990
Bande passant relative (%)	120%	123%	122%
Bande rejetée [GHz]: $S_{11} \geq -10dB$ (ou $VSWR \geq 2$) (GHz)	3.335 4.006	3.323 3.865	3.388 3.900
S_{11} minimal (dB)	-35.95	-32.52	-29.98
Désadaptation (VSWR max)	5.66	7.65	4.47

Tableau III.8 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR(W4).

III.3.3 Insertion de la deuxième fente en forme C

En raison de la gamme étendue de fréquences que couvre la technologie ULB, elle peut être affectée par la technologie WLAN (5.15-5.35 GHz) et HIPERLAN/2 (5.15-5.35 GHz, 5.47-5.725 GHz en Europe), il est donc souhaitable d'atténuer ces signaux d'interférences pour réduire leur impact sur le système ULB. Pour se faire, on introduit une fente de forme C dans l'élément rayonnant afin d'éviter ces interférences. La géométrie de cette structure est représentée à la Figure III.18

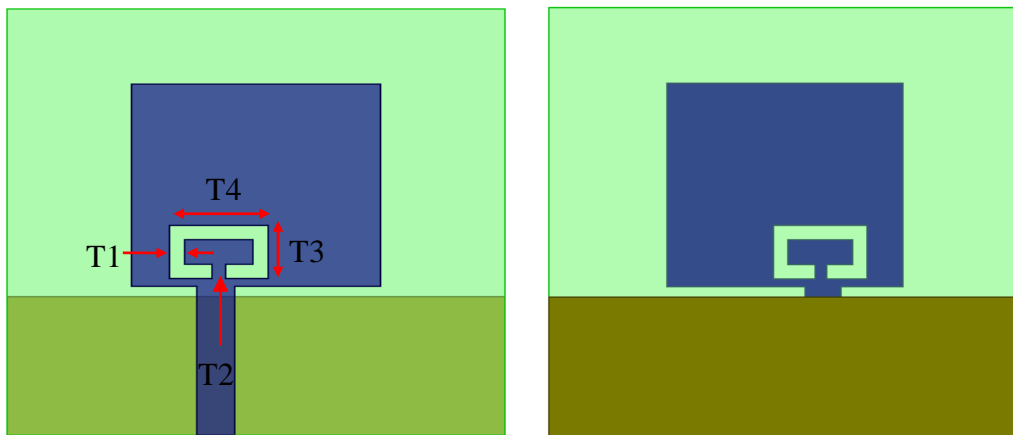


Figure III.18 : Antenne ULB à deuxième bande rejetée.

Les dimensions de la fente en forme C sont: $T1=1,3mm$, $T2=1mm$, $T3=5mm$, $T4=8mm$, les autres paramètres géométriques de l'antenne sont les mêmes que ceux de l'antenne précédente de base, la longueur totale de la fente en forme C est $23.52mm$, soit environ $0,4\lambda$ à la fréquence centrale de la bande de fréquence rejetée désirée ($f= 5.1 GHz$).

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.19, III.20, III.21.

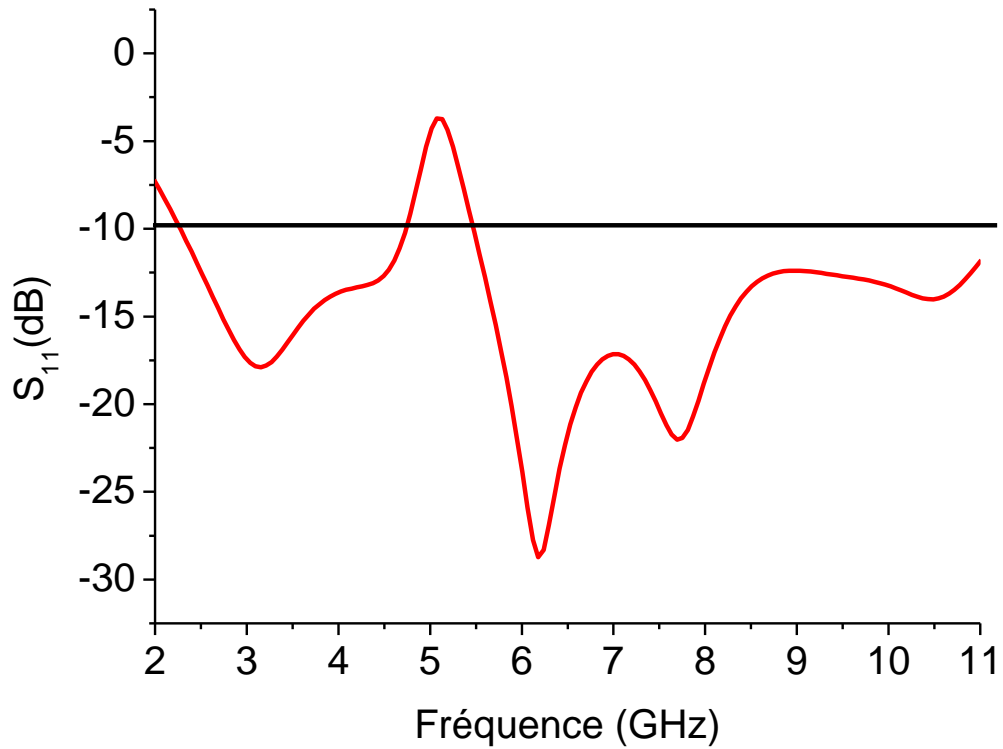


Figure III.19 : Coefficient de réflexion S_{11} d'Antenne ULB à deuxième bande rejetée.

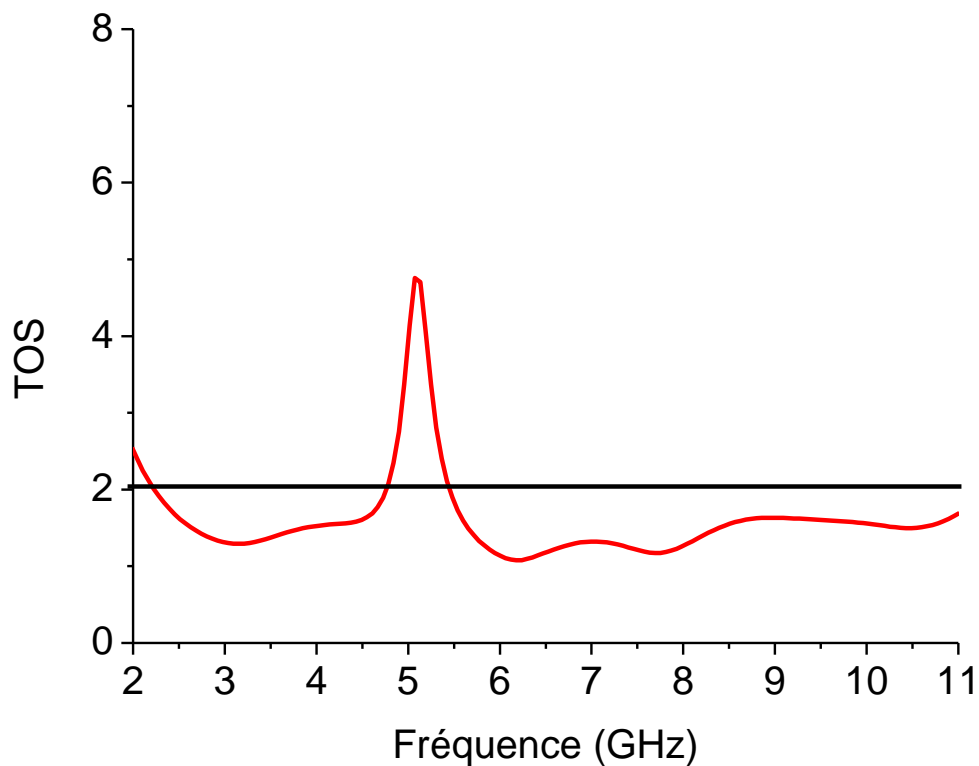


Figure III.20 : VSWR d'Antenne ULB à deuxième bande rejetée.

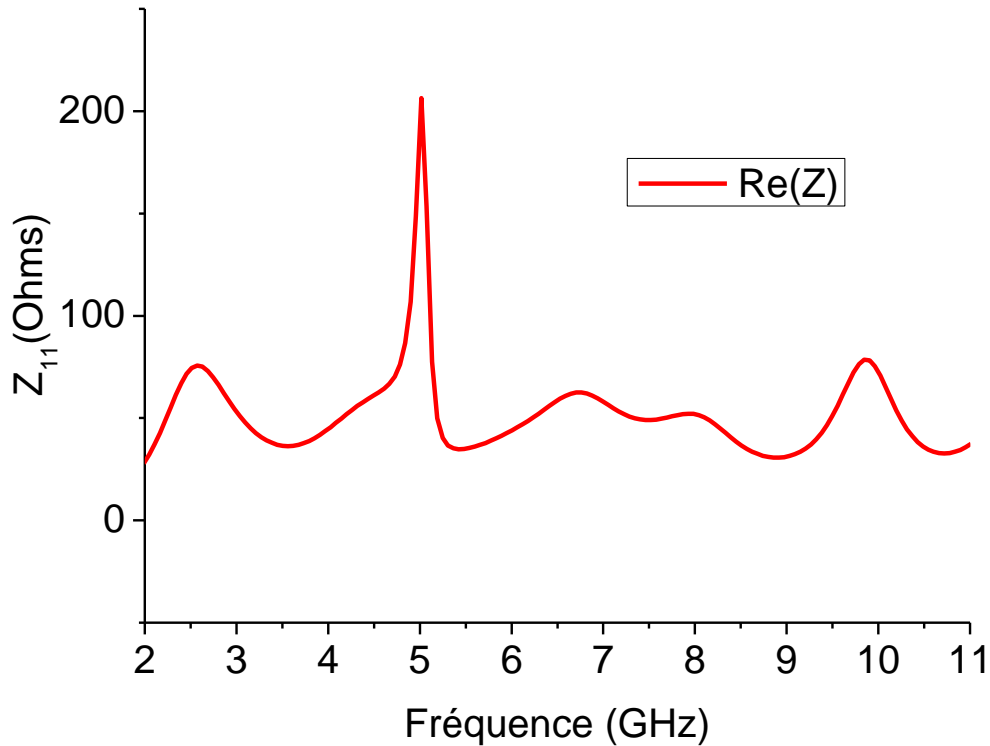


Figure III.21 : Paramètres Z de l'antenne ULB à deuxième bande rejetée.

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 [2.241, 11.351GHz], soit une bande passante de 134.03 % sauf dans les bandes [4.850, 5.510 GHz] ($S_{11} \geq -10dB$, et $VSWR \geq 2$) avec un $VSWR = 4.75$ est obtenue à 5.12 GHz.

La partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne varie entre 31.04 ohms et 78.50 ohms dans la bande passante de l'antenne et atteindre plus de 206 ohms dans la bande rejetée.

III.3.4 Etude paramétrique de la fente en forme C

Afin de réaliser des résultats satisfaisants et mettre en évidence l'influence de chaque paramètre de la fente, et en particulier la largeur de chaque fente T_1 et longueur T_2 , il faut faire varier indépendamment chacun de ces paramètres.

III.3.4.1 Etude paramétrique de la largeur de la fente T_1

Dans une première étape on fait varier: la largeur de la fente T_1 , Les valeurs de la largeur T_1 sont données au tableau [III.9]:

Paramètres	T_{11}	T_{12}	T_{13}	T_{14}
Valeurs (mm)	0.9	1.1	1.3	1.5

Tableau III.9 : Valeurs de la largeur de fente T_1 .

Les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de longueur $W1$ sont donnés aux Figures III.22 et III.23

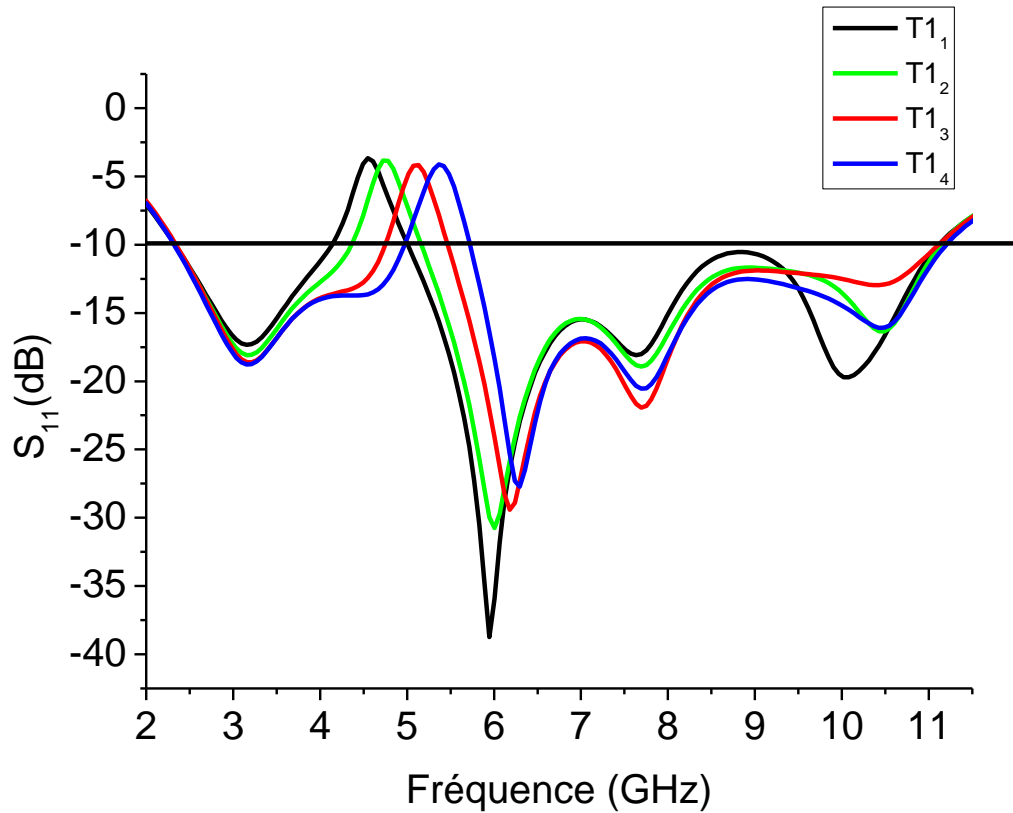


Figure III.22 : Coefficient de réflexion pour différents valeur de $T1$.

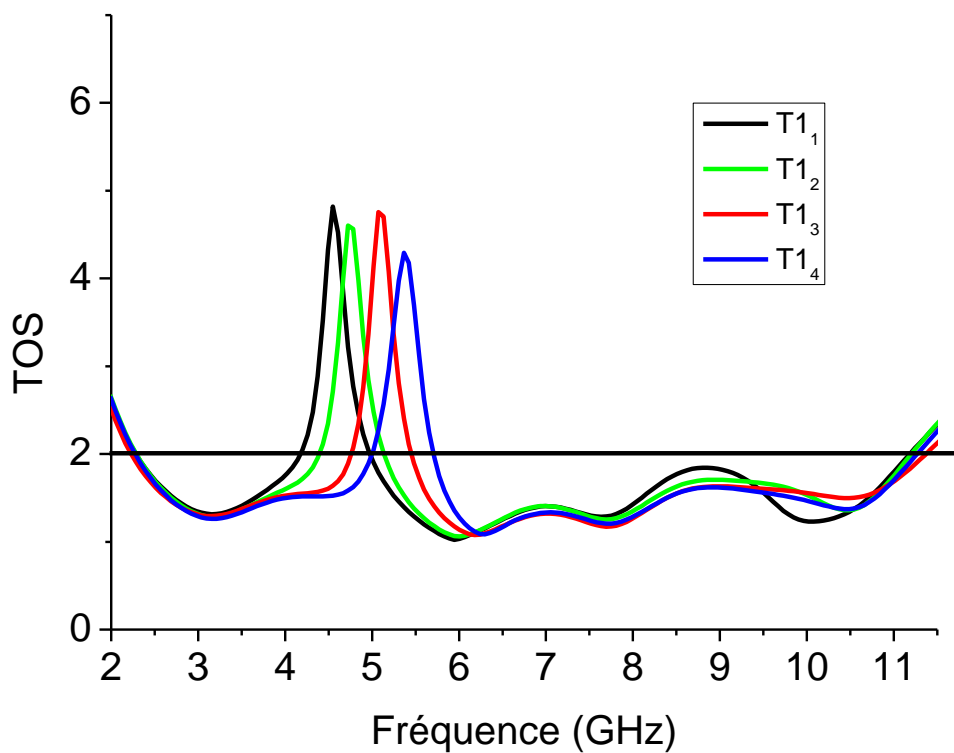


Figure III.23 : VSWR pour différents valeur de $T1$.

D'après ces résultats obtenus, on peut dire que lorsqu'on augmente la largeur T1 de la fente, la bande de fréquences rejetée se décale vers les fréquences supérieures, tous en gardant le comportement ULB en dehors la bande rejetée. On peut résumer ces résultats dans le tableau [III.10].

Paramètres	T1 ₁	T1 ₂	T1 ₃	T1 ₄
bande passante [GHz]: $S_{11} \leq -10dB$ (ou $VSWR \leq 2$)	2.319 11.177	2.330 11.204	2.241 11.351	2.282 11.235
Bande passant relative (%)	131%	131%	134%	132%
Bande rejetée [GHz]: $S_{11} \geq -10dB$ (ou $VSWR \geq 2$) (GHz)	4.134 5.003	4.380 5.170	4.850 5.510	5.032 5.731
S_{11} minimal (dB)	-38.34	-30.69	-30.04	-27.58
Désadaptation (VSWR max)	4.75	4.74	4.75	4.25

Tableau III.10 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR(T1).

III.3.4.2 Etude paramétrique de la longueur de la fente T2

Dans cette étape on fait varier: la longueur de la fente T2, Les valeurs de la largeur T2 sont données au tableau [III.11]:

Paramètres	T2 ₁	T2 ₂	T2 ₃	T2 ₄
Valeurs (mm)	0.2	1	1.8	2.6

Tableau III.11 : Valeurs de la longueur de fente T2.

Les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de longueur W1 sont donnés aux Figures III.24 et III.25

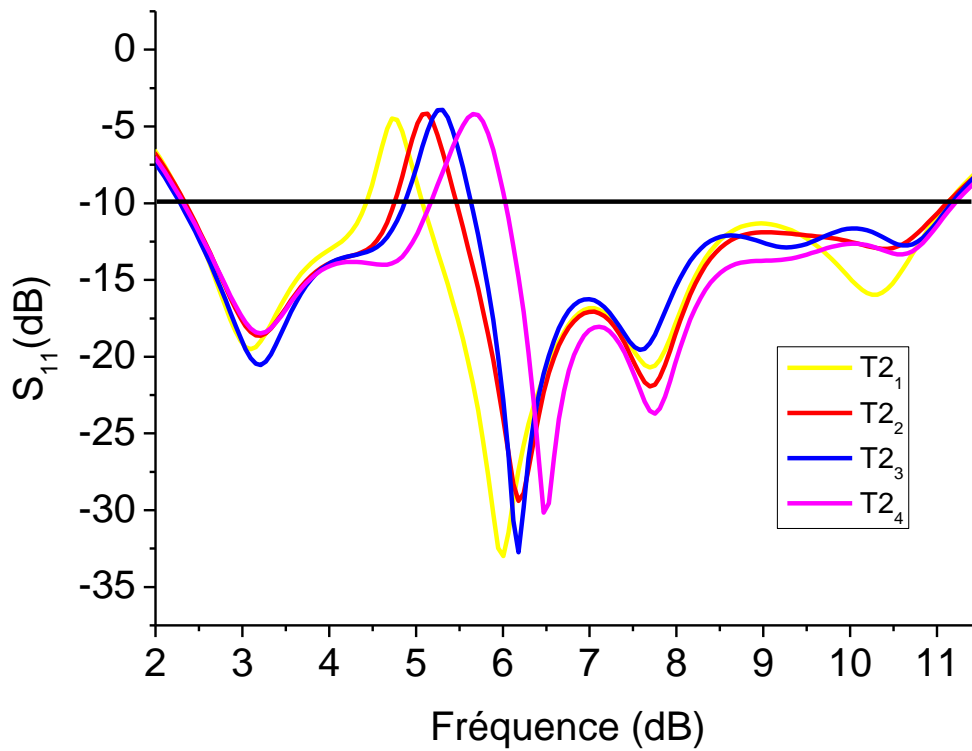


Figure III.24 : Coefficient de réflexion pour différents valeur de T_2 .

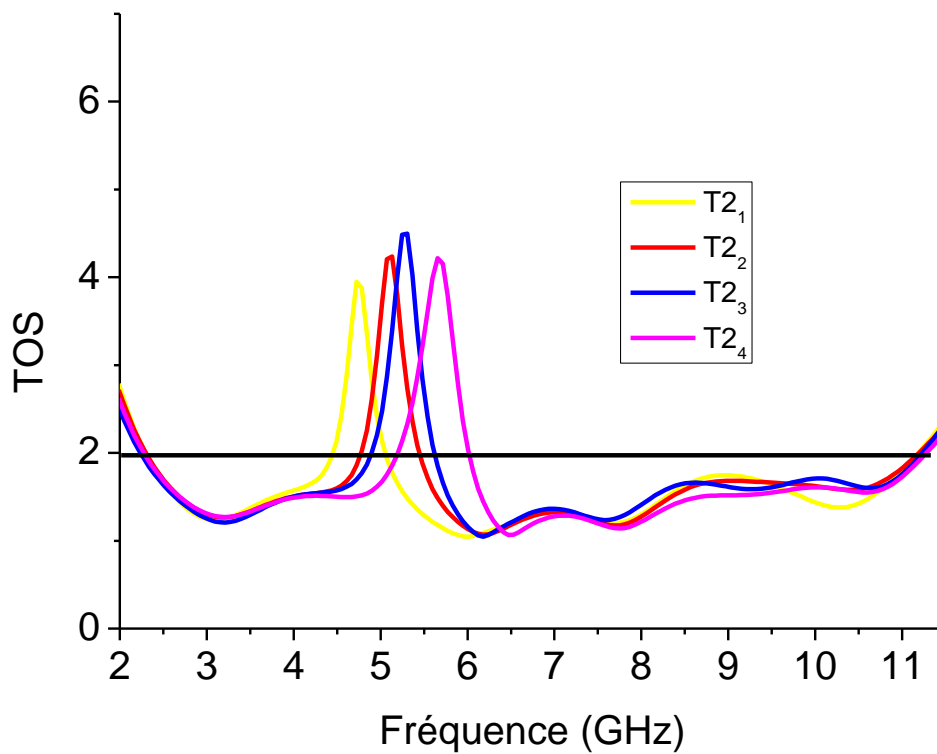


Figure III.25 : VSWR pour différents valeur de T_2 .

Chapitre III : Résultats de simulation et discussions

Les résultats de simulation de la Figure III.24 ou III.25 montrent que, lorsque T2 augmente, la bande de fréquences rejetée se décale vers les fréquences supérieures. On peut résumer ces résultats dans le tableau [III.12].

Paramètres	T2 ₁	T2 ₂	T2 ₃	T2 ₄
bande passante [GHz]: $S_{11} \leq -10dB$ (ou $VSWR \leq 2$)	2.350 11.192	2.241 11.351	2.290 11.190	2.327 11.292
Bande passant relative (%)	130%	134%	134%	131%
Bande rejetée [GHz]: $S_{11} \geq -10dB$ (ou $VSWR \geq 2$) (GHz)	4.438 5.075	4.850 5.510	4.992 5.642	5.211 6.045
S_{11} minimal (dB)	- 32.80	- 30.04	-32.33	- 30.10
Désadaptation (VSWR max)	4.02	4.75	5.20	4.25

Tableau III.12 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR(T1).

III.4 L'antenne ULB à double bandes rejetées

Dans cette étape d'étude, on insère dans l'élément rayonnant les deux fentes citées précédemment (la fente de forme U et la fente de forme C), afin de réaliser le filtrage de deux bandes à savoir la bande WiMAX de 3,3 à 3,6 GHz, WLAN (5.15-5.35 GHz) et HIPERLAN/2 (5.15-5.35 GHz, 5.47-5.725 GHz en Europe). La géométrie de l'antenne ULB à double bandes rejetées proposée est montrée sur la figure III.26

La première bande de fréquence rejetée (3.32-3.86 GHz) est obtenu dans cette structure, en insérant dans l'élément rayonnant une fente de forme U. La fente de forme U une longueur totale de 34.28 mm et égale environ à 0.4λ à la fréquence centrale de la bande de à fréquence filtrée désirée (la fréquence centrale de la bande de fréquence filtrée désirée est 3,5GHz). La deuxième bande filtrée de 4.70-5.88 GHz est obtenu, en réalisant une autre fente de forme C dans le patch. La longueur de cette fente est choisie pour être égale à 23.52mm soit environ 0.4λ à la fréquence centrale de la bande de fréquence filtrée (5.1 GHz).

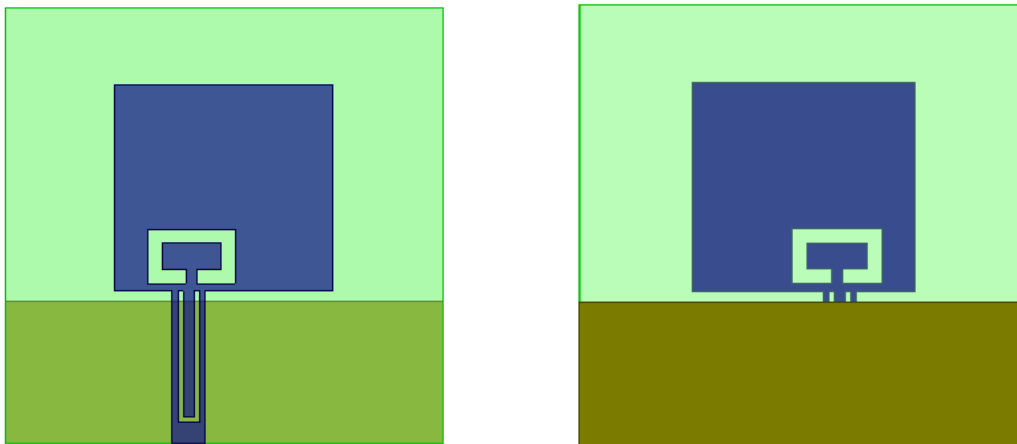


Figure III.26 : L'antenne ULB à double bande rejetée.

La première fente en forme U				La deuxième fente en forme C			
W1	W2	W3	W4	T1	T2	T3	T4
12	2	0.5	2	1.3	1	5	8

Tableau III.13 : Paramètres des fentes.

Les figure III.27, III.28 illustrent les résultats de simulation du coefficient de réflexion et le VSWR de l'antenne proposée. Cependant la figure III.29 présente le Diagramme de rayonnement dans le plan E et H pour différentes fréquences.

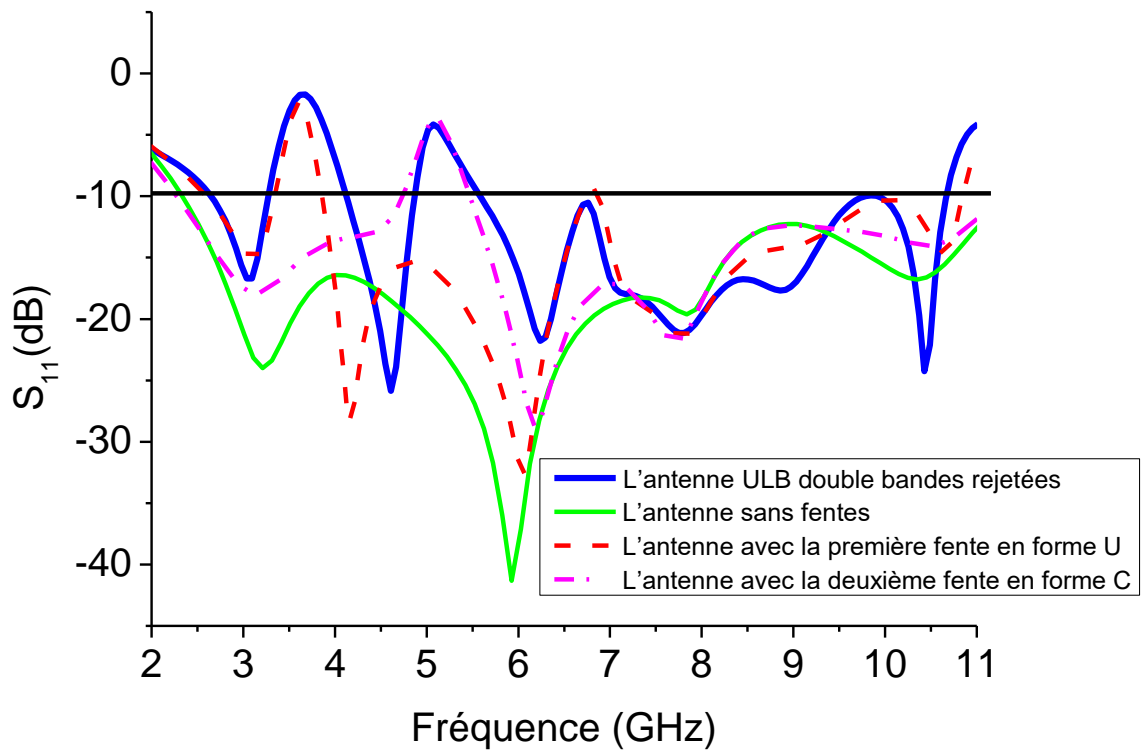


Figure III.27 : Le coefficient de réflexion de l'antenne avec et sans les fentes.

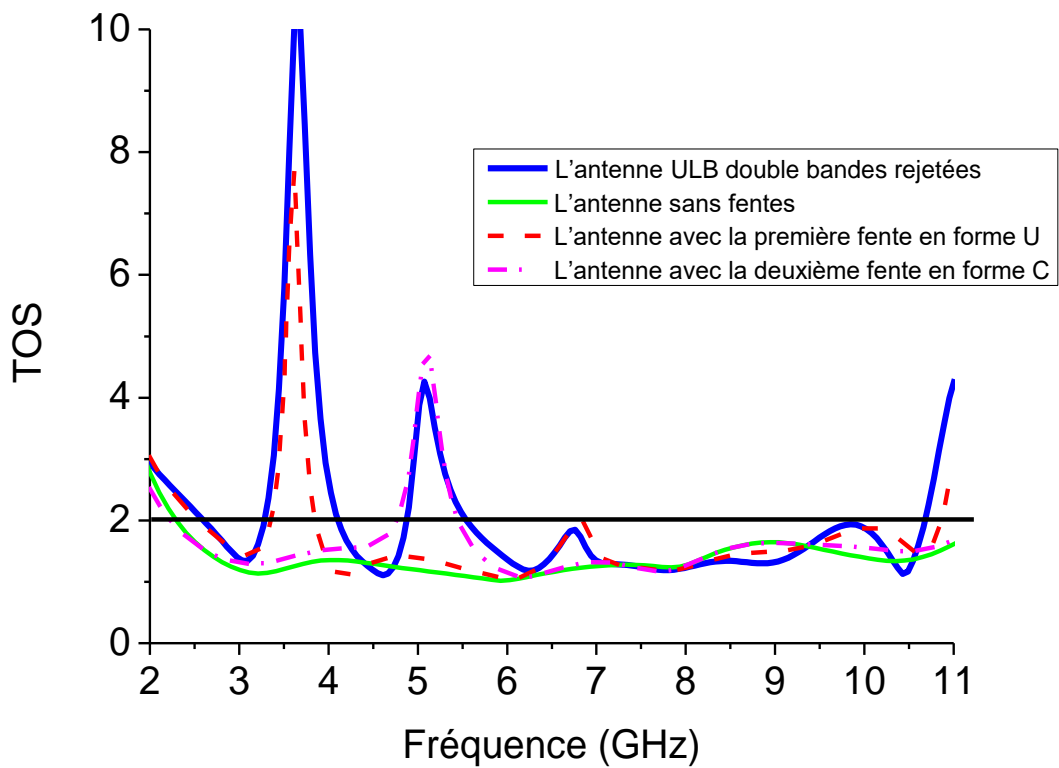


Figure III.28 : VSWR de l'antenne avec et sans les fentes.

III.4.1 Diagramme de rayonnement

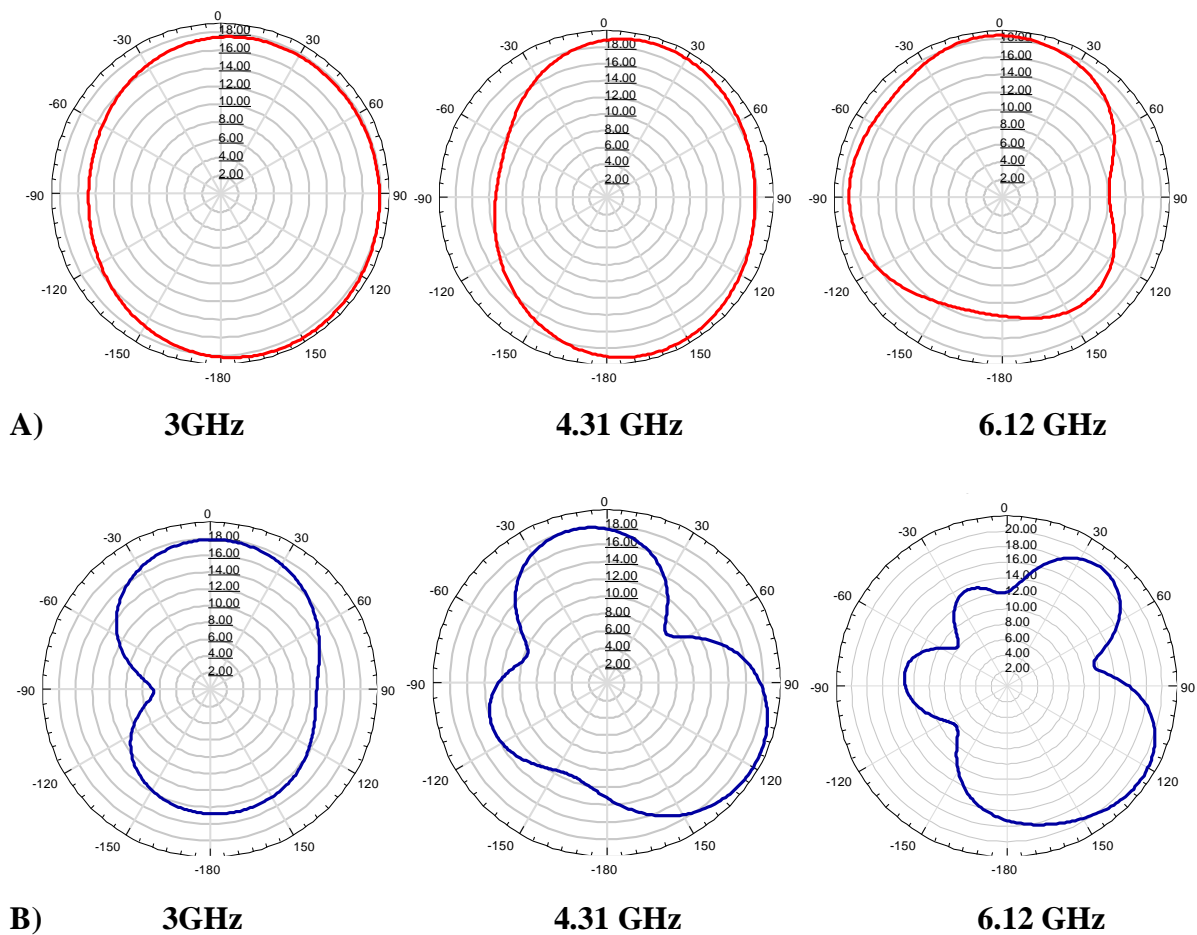


Figure III.29 : Diagrammes de rayonnement de l’antenne proposée (A) plan E et (B) plan H.

Comme représenté sur les figures III.27 et III.28, on peut observer que, l’antenne proposée présente une meilleure adaptation dans la bande de fréquence de 2.55 GHz à plus de 10.70 GHz avec un $VSWR \leq 2$ (ou $S_{11} \leq -10\text{dB}$), ce qui couvre la bande de fréquence d’ULB (3,1 - 10,6). Cependant, elle est désadaptée dans deux bandes de fréquences (bandes filtrées), avec un $VSWR > 2$ (ou $S_{11} > -10\text{dB}$). Les deux bandes de fréquences filtrées sont: [3.262, 4.035 GHz] avec un $VSWR = 9.82$ à 3.61 GHz, [4.90, 5.630 GHz] avec un $VSWR = 4.46$ à 5.145 GHz.

Dans la figure III.29 nous avons présenté les diagrammes de rayonnements simulés pour différentes fréquences. Il est clair que le diagramme de rayonnement de l’antenne dans le plan E est quasi omnidirectionnel. Cependant, dans le plan H pour la fréquence 3 GHz le diagramme est celui d’un dipôle. Mais, Lorsque la fréquence augmente le diagramme de rayonnement subit une déformation avec l’apparition des lobes secondaires.

III.6 Conclusion

Une nouvelle géométrie d'antenne imprimée ultra large bande à double bandes rejetées a été présentée dans ce chapitre. Les bandes filtrées sont réalisées en réalisant deux fentes (l'une est de forme C et l'autre est de fente U) dans l'élément rayonnant. L'antenne proposée présente une large bande de fréquence de fonctionnement de 2.55 GHz à plus de 10.70 GHz, ($S_{11} < -10$ dB) avec deux bandes de fréquences rejetées qui sont (3.26, 4.03 GHz) et (4.90, 5.63 GHz).

La première partie de ce travail a été consacrée à la mise au point d'une nouvelle antenne imprimée ULB. En premier lieu, nous avons introduit une fente en forme U sur le patch pour filtrer la bande de fréquence 3.26-4.03 GHz. Une étude paramétrique de la position et la largeur de cette fente a été effectuée. En deuxième lieu, nous avons introduit la deuxième fente en forme C sur l'élément rayonnant afin de filtrer la bande de fréquence 4.90-5.63 GHz, puis nous avons introduit les deux fentes dans l'antenne ULB pour réaliser la rejection des bandes de fréquences su-citées.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Les communications sans fil sont connues un engouement croissant du fait de l'accroissement des besoins en débits importants et à la raréfaction des bandes de fréquences 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 double bandes rejetées pour faciliter le rejet du signal à bande étroite.

Dans notre travail de mémoire. Il s'agit de concevoir et d'étudier des antennes patch imprimées à double bandes rejetées, 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 la méthode des éléments finis

Dans un premier partie, nous avons présenté l'antenne microbande et leur caractéristiques en générale.

En deuxième partie, 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 microbande rectangulaire ULB à double bandes rejetées. Celle-ci est obtenue par insertion de fentes en forme C et U dans l'élément rayonnant afin de rejeter les bandes WiMAX, WLAN et HIPERLAN/2, 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 2.55 GHz à 10.7 GHz, sauf dans les bandes étroite 3.26, 4.03GHz et 4.90, 5.63 GHz. Tous les paramètres de l'antenne tels : coefficient de réflexion, le VSWR, partie réelle de l'impédance d'entrée et diagrammes de rayonnement sont présentés et commentés.

REFERENCES

Références

- [1] MEDDOUR Meriem, BENKEDDA Siham” Etude et simulation d’une antenne microbande dans la bande WiFi 5 GHz” Mémoire de master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2017.
- [2] Deghfel Walid, Merzougui Rami, “Etude et conception d’antenne ultra large bande ULB à bande rejetée ”, Mémoire de Master, Université de M’sila, 2017.
- [3] M. TOUATI Housseem Eddine, Conception et Simulation d’une antenne micro-ruban circulaire, mémoire de Master, Université de Mohammed Khider, Biskra, 2014.
- [4] Chouti Leila, "Contribution A L'étude D'antennes Imprimées Rectangulaires. Double Bande Et Multibandes Tenant Compte De L'effet De Couplage", Mémoire De Magister, Université Mentouri-Constantine, Janvier 2009.
- [5] M. TEBACHE Soufiane, Méthodes de caractérisation hyperfréquence des antennes imprimées, Mémoire de Magister, Université de Mohammed khider, Biskra, 2013.
- [6] M. BELHEDRI Abdelkrim, Influence de la supraconductivité à haute température de transition sur la résonance d’une plaque rectangulaire réalisée sur un substrat à anisotropie de type électrique et magnétique, Mémoire de magistère en électronique, UKM Ouargla.2013.
- [7] Djoublia Linda, Contribution à l’étude des structures microbandes rayonnantes par la méthode des moments application à la forme triangulaire, Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2012.
- [8] ZHINING CHEN, MICHAEL Y.W.CHIA, “Broadband Planar Antennas Design and Applications,” Institute for Infocom Research, Singapore, John Wiley & Sons, 2006.
- [9] A. Boufrioua, “Contribution à l’Etude des Antennes à Patch Résistif et Parfaitement Conducteur Tenant Compte d’une Source d’Excitation et des Nouvelles Formes Asymptotiques de Courant,” Thèse de Doctorat, Université Mentouri, Constantine, 2006.
- [10] F. Benmeddour, “Etude et Réalisation d’un Résonateur Microruban de Forme Circulaire,” Thèse de Doctorat, Université Mentouri, Constantine, 2012.
- [11] Alaeddine AL-FAWAL, “Conception et Réalisation de Réseaux d’Antennes pour les Mesures de Propagation et de Transmission Application aux Réseaux de Communication sans Fil UMTS, WLAN, WLL ET HIPERLAN/2,” Diplôme d’Ingénieur, l’Université Libanaise, 2001.
- [12] Odile Picon et coll « LES ANTENNES Théorie, conception et application » Préface de Maurice Bellanger, Paris, 2009.
- [13] C. A. Balanis, « Antenna Theory: A Review, » Proc. IEEE, Vol. 80, No. 1, pp. 7–23, January 1992.

Références

- [14] BOUDGHENE Stambouli Hadjer et BOUNEBBAB Sabiha, Étude et Conception d'Antennes à Résonateurs Diélectriques, diplôme de MASTER, Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen ,2017.
- [15] S. Benkouda, “Contribution à l’Etude des Problèmes de Caractérisation des Antennes Micro-rubans à Plaques Rayonnantes Parfaitement Conductrices et Supraconductrices,” Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2012.
- [16] C. A. Balanis, “Antenna Theory Analysis and Design,” second edition, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [17] A. Hafiane, "Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique", Thèse de doctorat, Université de MARNE LA VALLEE, (2003).
- [18] J.R. Mosig, F.Gardiol, "Techniques analytiques et numériques dans l'analyse des antennes microruban", Annals et Télécommunications, 40, n° 7-8, pp. 411-437, (1985).
- [19] BOUHOUS Adil, Utilisation de la méthode de la phase stationnaire et des réseaux de neurones artificiels pour la modélisation d'un résonateur micro-ruban à structure ouverte, Mémoire de Master, Université de Batna, 2012.
- [20] Y. TIGHILT, identification des antennes micorubans multicouches par la méthode spectrale et les réseaux de neurones, thèse de doctorat en électronique, Université de Sétif, juin 2011.
- [21] Manallah Kamel, “ Techniques de mesure hyperfréquences large bande appliquées aux matériaux hétérogènes solides”, Mémoire de magister Option : Instrumentation Université Ferhat Abbas Setif, 2012.
- [22] Mohammed El amine CHAIB, “Modélisation et caractérisation de fonctions électroniques générées par des dispositifs à métamatériaux”. Mémoire de Magistère en Systèmes des Réseaux de Télécommunication. Université ABOU BEKR BELKAID TLEMEN, 2012.
- [23] 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 ‘’ Mémoire de Magister, Institut d'électronique, Université de Batna, 2011.
- [24] X.-C. Yin; C.-L. Ruan; S.-G. Mo; C.-Y. Ding and J.-H.Chu, “A compact ultra wideband microstrip antenna with multiple notches,” Progress In Electromagnetics Research, PIERs 84, 321–332, 2008.
- [25] H. G. Schantz and G. P. Wolenc, “Ultra-wideband antenna having frequency selectivity,” U.S. Patent Publication No. 2003/0090436 A1, 2003.

Références

- [26] 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.
- [27] 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.
- [28] ZITOUNI Ahmed, “Etude et conception d’antennes ULB standards et à bandes rejetées”, Thèse de Doctorat, Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen, 2014.