

Département d'Automatique, Télécommunication et d'Electronique

## Projet de Fin d'Etudes

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes de Télécommunications

### Thème

Amélioration Des Caractéristiques d'une Antenne Patch à SIW Par  
Création de Fentes Pour Applications en bande X

Préparé par :

- DJARA Younes
- MAZOUZ Zaïd

Dirigé par :

Mme HAMZAOUI Dahbia

Examiné par :

Mme OUALI Kahina

Mme BOUNCER Samira

Année universitaire : 2023/2024

## **Remerciements**

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué à la réalisation de ce mémoire.

Tout d'abord, je remercie chaleureusement ma directrice de mémoire, Mme D. Hamzaoui, pour son encadrement, ses précieux conseils et son soutien indéfectible tout au long de cette recherche. Sa disponibilité et sa bienveillance ont été déterminantes dans l'aboutissement de ce travail.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à Mme K. Ouali et Mme S. Bouncer pour avoir accepté d'évaluer ce travail et pour leur participation en tant que membres du jury.

Je souhaite également remercier l'ensemble des enseignants du département ATE pour la qualité de leur enseignement et leur passion communicative, qui ont éveillé en moi un intérêt profond pour le domaine des télécommunications.

Un grand merci à mes collègues de promotion pour leur soutien, leurs échanges constructifs et les moments de convivialité partagés. Votre camaraderie a rendu cette expérience inoubliable.

Je suis particulièrement reconnaissant envers ma famille pour leur patience, leur compréhension et leurs encouragements constants. Leur soutien et leur bienveillance ont été une source inestimable de motivation.

Enfin, je tiens à remercier toutes les personnes et institutions qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire. Votre aide et votre collaboration ont été précieuses.

Ce mémoire est le fruit d'un travail collectif et je vous en suis profondément reconnaissant.

Merci à tous.

**Z.Mazouz & Y.Djara**

## **Dédicaces**

*Je dédier ce travail à :*

*Mes chers parents qui m'ont soutenu et encouragé durant ces années  
d'études, respect, amour ;*

*La reconnaissance est le moindre sentiment que je puisse leur*

*Témoigner.*

*A mes chers frères*

*Youcef*

*Ramzi*

*Amine*

*Et ma sœur*

*Ilham*

*Une dédicace particulière et une pensée profonde à ma tante défunte*

*'Djida'*

*A tous mes amis*

*Zaid Mazouz*

## Dédicaces

*Je dédier ce travail à :*

*Mes chers parents qui m'ont soutenu et encouragé durant ces années  
d'études, respect, amour ;*

*La reconnaissance est le moindre sentiment que je puisse leur  
Témoigner.*

*A mon frère  
et ma sœur Wissam*

*Et mes deux tantes qui ont toujours  
été là pour moi,*

*Tous mes amis,*

*Younes Djara*

# Table de matières

Remerciements.....	i
Dédicaces.....	ii
Dédicaces.....	iii
Liste des figures .....	vi
Liste des tableaux .....	viii
Liste des abréviations.....	iv
Introduction générale .....	1
Chapitre I :Généralités sur les antennes patch .....	3
I.1 Introduction .....	3
I.2 Description d'une antenne imprimée .....	3
I.2.1 Différentes formes d'antenne patch .....	4
I.2.2 Avantages et inconvénients.....	4
I.3 Caractéristiques Radioélectriques.....	5
I.3.1 Impédance d'entrée (adaptation).....	5
I.3.2 Coefficient de réflexion.....	6
I.3.3 Taux d'onde stationnaire VSWR (voltage standing-Wave ratio) .....	7
I.3.4 Diagramme de rayonnement .....	7
I.3.5 Directivité .....	8
I.3.6 Gain .....	8
I.3.7 Efficacité.....	8
I.3.8 Facteur de qualité .....	9
I.4 Applications des antennes imprimées .....	9
I.5 Techniques d'alimentation .....	10
I.5.1 Alimentation par ligne micro ruban .....	10
I.5.2 Alimentation par sonde coaxiale .....	11
I.5.3 Alimentation couplée par ligne micro-ruban .....	12
I.5.4 Alimentation par couplage à travers une fente .....	12
I.6 Mécanisme de rayonnement d'une antenne imprimée .....	13
I.7 les paramètres géométriques de l'antenne patch .....	14
I.7.1 Largeur du Patch.....	14
I.7.2 Longueur du Patch.....	15
I.8 Conclusion .....	15
Chapitre II : La technologie SIW (GIS) .....	16
II.1 Introduction .....	18
II.2 Technologie des guides d'ondes .....	18

II.2.1 Guide d'onde rectangulaire.....	19
II.2.2 Les guides d'ondes planaires.....	20
II.3 Analyse du modèle de cavité .....	20
II.4 Définition de la technologie SIW.....	21
II.5 Guide d'onde intégré au substrat (SIW).....	21
II.6 Les modes de propagation dans un guide SIW .....	22
II.7 La structure de guide d'onde intégrée au substrat SIW .....	23
II.8 Les avantages de la technologie SIW .....	23
II.9 Paramètres des guides d'ondes intégrés au substrat .....	24
II.10 Les fentes dans une antenne patch SIW .....	25
II.11 Conclusion .....	26
Chapitre III : Résultats et discussions.....	27
III.1 Introduction .....	28
III.2 Configuration de l'antenne .....	28
III.3 L'influence de la courte fente sur la bande passante.....	30
III.3.1 Antenne SIW non chargée.....	30
III.3.2 Antenne SIW avec fente longue .....	30
III.3.3 Antenne SIW avec fente courte .....	31
III.4 Etude paramétrique.....	32
III.4.1 Effet de $d_1$ et $d_2$ .....	32
III.4.2 Effet de $ws_1$ et $ws_2$ .....	33
I.5 Résultats .....	34
III.5.1 Le gain en fonction de fréquence .....	34
III.5.2 Le diagramme de rayonnement .....	35
III.5.3 La Co-polarisation et la polarisation croisée.....	36
III.6 Conclusion .....	36
Conclusion générale.....	39
Références .....	40
Résumé.....	43

## Liste des figures

<b>Figure I.1</b> : Aspect d'une antenne micro-ruban rectangulaire .....	3
<b>Figure I.2</b> : Différentes formes d'antennes Patch .....	4
<b>Figure I.3</b> : Alimentation par encoche .....	6
<b>Figure I.4</b> : Distribution des tensions et des courants sur la surface d'une antenne planaire ....	6
<b>Figure I.5</b> : Diagramme de rayonnement d'une antenne directive .....	7
<b>Figure I.6</b> : Alimentation par ligne micro ruban .....	11
<b>Figure I.7</b> : Position de la ligne micro ruban .....	11
<b>Figure I.8</b> : Alimentation par sonde coaxiale .....	11
<b>Figure I.9</b> : Alimentation couplée par ligne micro ruban .....	12
<b>Figure 1.10</b> : Alimentation couplée par fente .....	13
<b>Figure I.11</b> : Alimentation couplée par fente .....	13
<b>Figure I.12</b> : Distribution des charges et densité du courant sur une antenne micro ruban .....	14
<b>Figure II.1</b> : Guide d'onde rectangulaire .....	19
<b>Figure II.2</b> : Représentation des murs électriques et magnétiques dans le modèle de la Cavité .....	21
<b>Figure I.3</b> : Ligne micro-ruban .....	22
<b>Figure II.4</b> : Topologie d'un guide SIW .....	22
<b>Figure II.5</b> : Amplitudes du champ électrique en mode fondamental dans une structure SIW .....	23
<b>Figure II.6</b> : Les paramètres de guide SIW .....	25
<b>Figure III.1</b> : Géométrie de l'antenne ��tudi��e, (a) vue de dessous (b) vue de dessus .....	29
<b>Figure III.2</b> : Tracé de résistance d'entrée (Real $Z_{11}$ ) de l'antenne SIW seule .....	30
<b>Figure III.3</b> : Tracé de résistance d'entrée (Real $Z_{11}$ ) de l'antenne SIW avec longue fente ...	30
<b>Figure III.4</b> : Tracé de résistance d'entrée (Real $Z_{11}$ ) de l'antenne SIW avec courte fente ...	31
<b>Figure III.5</b> : Variations du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) avec différentes valeurs de $d_1$ .....	32
<b>Figure III.6</b> : Variations du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) avec différentes valeurs de $d_2$ .....	32
<b>Figure III.7</b> : Variations du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) avec différentes valeurs de $W_{s1}$ ...	33
<b>Figure III.8</b> : Variations du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) avec différentes valeurs de $W_{s2}$ ..	33
<b>Figure III.9</b> : La bande passante de l'antenne optimis��e .....	34

<b>Figure III.10</b> : Représentation du gain en fonction de la fréquence [10.75GHz-9.79GHz]....	34
<b>Figure III.11</b> : Les diagrammes de rayonnement, (a) en coordonnées polaires ( $\phi=90$ ), (b) en coordonnées polaires ( $\theta=90$ ), (c) en 3d .....	35
<b>Figure III.12</b> : La Co-polarisation et la polarisation croisée à des fréquences (a) 9.79 GHz et (b) 10.757 GHz.....	36



## Liste des tableaux

<b>Tableau III.1</b> : Paramètres géométriques de l'antenne.....	39
--	----

## Liste des abréviations

SIW	Substrate Integrated Waveguide
CST	Computer Simulation Technology
RF :	Radio Fréquence
VSWR	Voltage Standing-Wave Ratio
PCB	Printed Circuit Board
LTCC	Low Temperature Co-fired Ceramic
DFW	Dielectric Frequency Waveguide

# Introduction générale

## **Introduction générale**

Ces dernières années, le domaine des télécommunications a connu une progression technologique remarquable, stimulée par une demande croissante à la fois du grand public et de l'industrie. Au cœur de cette évolution, les antennes jouent un rôle crucial en conférant un avantage compétitif déterminant à l'industrie des télécommunications. Elles sont indispensables pour concevoir les systèmes de communication modernes, nécessitant une exploration approfondie et une expertise spécialisée.

Pour répondre efficacement aux exigences croissantes des systèmes de communication contemporains, les ingénieurs en hyperfréquences sont confrontés au défi de développer des dispositifs basés sur des antennes planaires. Ces antennes se démarquent par leurs caractéristiques avantageuses, notamment leur capacité à fonctionner efficacement à des fréquences élevées tout en offrant une conception compacte et une intégration facile dans les circuits imprimés.

Grâce aux avancées technologiques constantes, en particulier dans les matériaux et les techniques de fabrication, les antennes planaires peuvent répondre aux besoins complexes des applications modernes telles que les réseaux 5G, les communications par satellite, les radars haute résolution, et bien d'autres. Leur développement continu est crucial pour améliorer la connectivité, augmenter la capacité des réseaux et assurer une transmission de données efficace dans un environnement numérique et interconnecté en constante évolution.

Les guides d'ondes rectangulaires classiques sont célèbres pour leurs performances supérieures dans le domaine des micro-ondes, grâce à leurs faibles pertes et à leur facteur de qualité élevé. Cependant, ces structures sont souvent encombrantes, ce qui rend leur intégration et leur fabrication difficiles. Pour répondre à ces défis, une nouvelle approche baptisée guide d'onde intégré au substrat (SIW : Substrate Integrated Waveguide) a été développée. Ce type de guide est construit directement sur un substrat planaire, où le champ électromagnétique est confiné à l'aide de deux rangées de cylindres métalliques ou de fentes métallisées.

L'objectif principal de guide d'onde SIW est de combiner les avantages des guides d'ondes traditionnels avec une intégration simplifiée et une fabrication plus aisée. En exploitant la structure planaire du substrat et en utilisant des cylindres métalliques ou des fentes métallisées pour confiner efficacement le champ électromagnétique, les guides d'ondes SIW offrent une solution compacte et efficace adaptée aux applications à haute fréquence. [1]

Cette technologie présente plusieurs avantages significatifs. Elle permet non seulement de

réduire l'encombrement physique des systèmes, mais aussi de faciliter leur intégration dans des circuits imprimés complexes. De plus, en minimisant les pertes tout en conservant des performances élevées, les guides d'ondes SIW sont particulièrement adaptés aux exigences croissantes des communications sans fil, des systèmes radar avancés et d'autres applications à haute fréquence. [2]

L'objectif de notre travail est de créer une antenne patch à cavité SIW (Substrate Integrated Waveguide) avec des fentes bilatérales dans le but d'élargir la bande passante, spécifiquement dans la bande X.

Dans le premier chapitre, nous aborderons une étude générale sur les antennes patch, en explorant le principe de fonctionnement, les différentes formes de cette antenne, ainsi que ses avantages et ses limitations, et les techniques d'alimentation.

Ensuite, dans le deuxième chapitre, nous traiterons la technologie SIW à fente, en examinant ses principes théoriques de conception ainsi que ses caractéristiques fondamentales.

Enfin, dans le dernier chapitre, nous réaliserons une étude de simulation sur logiciel CST pour étudier les paramètres qui nous permettent d'élargir la bande passante.

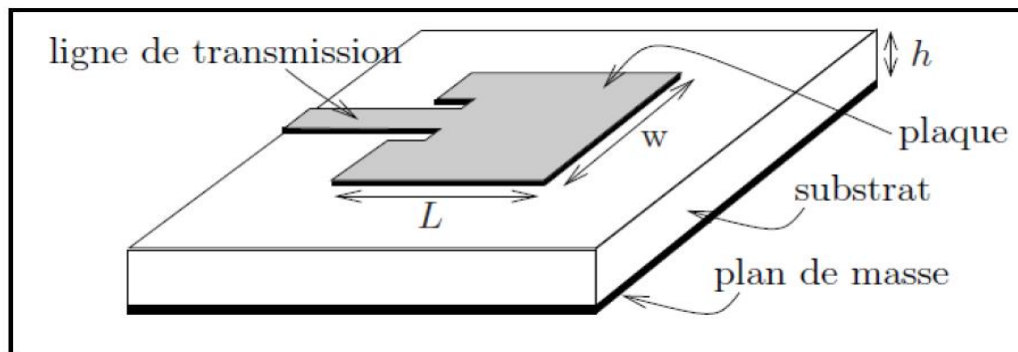
# **Chapitre I :Généralité sur les antennes patch**

### I.1 Introduction

L'introduction aux antennes patch comprend une brève présentation des composants clés des systèmes de communication sans fil. Ce chapitre fournit un aperçu général des antennes patch, mettant en évidence leurs applications, principes de fonctionnement et rôles dans les réseaux de communication modernes.

Les antennes patch sont des éléments essentiels pour les communications sans fil, car elles permettent la transmission et la réception des signaux électromagnétiques. Elles sont largement utilisées dans de nombreux domaines, tels que les télécommunications, l'informatique, la télévision et même les équipements médicaux. Leur conception compacte et leur efficacité élevée en font des choix populaires pour les applications nécessitant une connectivité sans fil fiable.

### I.2 Description d'une antenne imprimée



**Figure I.1** : Aspect d'une antenne micro-ruban rectangulaire.

Une antenne imprimée est constituée d'un matériau métallique rayonnant (généralement d'une épaisseur de 17,5 à 35  $\mu\text{m}$  en hyperfréquence et de 9  $\mu\text{m}$  en millimétrique) situé sur un côté du substrat diélectrique, et d'un plan de masse situé de l'autre côté, comme illustré dans la figure.

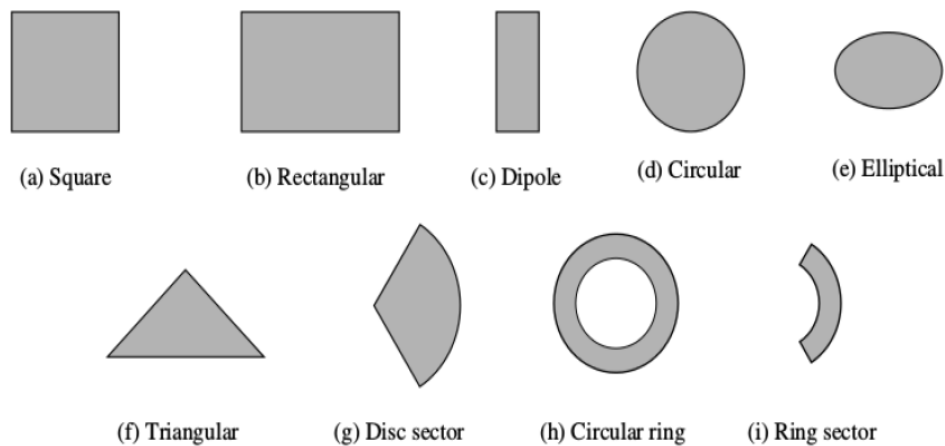
Le matériau conducteur utilisé pour fabriquer l'élément rayonnant est le cuivre ( $\sigma=5.7 \times 10^7 \text{ S/m}$ ) et l'or ( $\sigma=4.1 \times 10^7 \text{ S/m}$ ). D'autre part, le substrat se distingue par sa permittivité relative  $\epsilon_r$  et ses pertes diélectriques exprimées par le paramètre  $\tan \delta$ .

Il existe de nombreux substrats utilisés dans la conception d'antennes. En général, leurs permittivités relatives se situent dans la plage de  $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ . Il est parfois recommandé d'utiliser des substrats diélectriques d'une épaisseur importante et une permittivité faible afin d'obtenir une efficacité élevée et une large bande passante. Cependant, cette situation

entraîne une augmentation des pertes par ondes de surface, ce qui rend l'antenne de plus en plus lourde. [2]

### I.2.1 Différentes formes d'antenne patch

Les différentes formes de l'élément rayonnant de l'antenne patch peuvent être rectangulaires, carrées, circulaires ou simplement un dipôle de dimension d'environ demi-longueur d'onde ( $\lambda/2$ ). Les formes suivantes « Figure I.2 » sont les plus fréquentes, car elles offrent une grande facilité d'analyse et de fabrication, ainsi qu'un diagramme de rayonnement très intéressant.



**Figure I-2** : différentes formes d'antenne Patch [3].

L'élément rectangulaire est, sans conteste, parmi toutes ces formes, le plus facile à analyser. Une antenne patch présente des dimensions courantes telles que sa longueur  $L_p$ , sa largeur  $W_p$  et son épaisseur  $h$ . Sur le plan pratique, les antennes imprimées offrent une grande facilité d'intégration et sont couramment utilisées. Leurs applications couvrent un large éventail de fréquences (100 MHz à 100 GHz). [3]

### I.2.2 Avantages et inconvénients

L'antenne micro-ruban présente de nombreux avantages notables qui en font un choix privilégié pour de nombreuses applications technologiques modernes. Parmi ces avantages, on trouve [4] :

- Elles sont caractérisées par leur taille compacte et leur design plat, ce qui les rend extrêmement faciles à intégrer dans des dispositifs électroniques de petite taille, tels que les téléphones portables ou d'autres appareils ;



- Leur méthode de fabrication est relativement simple et peu coûteuse par rapport à d'autres types d'antennes, ce qui en fait un choix économique et judicieux pour de nombreux fabricants ;
- Les antennes patch offrent un rendement optimal et une directivité exceptionnelle, ce qui les rend particulièrement efficaces pour la transmission et la réception de signaux dans des applications nécessitant une couverture directionnelle ;
- Leur conception flexible leur permet de s'adapter à différents types de fréquences et de bandes de fréquences, ce qui les rend très polyvalentes pour une large gamme d'applications de communication sans fil.

Malgré leurs nombreux avantages, les antennes patch présentent également quelques inconvénients :

- Leur bande passante est souvent limitée, ce qui peut restreindre leur utilisation dans certaines applications nécessitant une large couverture de fréquences.
- Ces antennes sont sensibles aux interférences externes, ce qui peut entraîner une dégradation de la qualité du signal.
- Faible gain et faible efficacité de rayonnement.

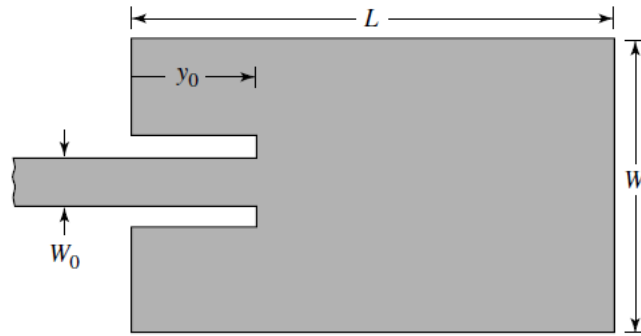
Afin de pallier ces désavantages, de nombreuses études ont été réalisées et ont conduit à des avancées significatives qui ont amélioré les performances de ces antennes.

### I.3 Caractéristiques Radioélectriques

#### I.3.1 Impédance d'entrée (adaptation)

Afin d'adapter l'impédance d'entrée à celle du système RF. Nous avons opté, dans cette partie, pour la méthode d'adaptation par encoche, auparavant, l'antenne patch était alimentée à l'extrémité. Cette configuration entraînait une impédance d'entrée élevée, c'est pourquoi l'alimentation a été modifiée comme le montre la figure. Comme le courant est faible aux extrémités d'un patch demi-onde et augmente vers le centre, l'impédance d'entrée ( $Z=V/I$ ) pourrait être réduite si le patch était alimenté plus près du centre.

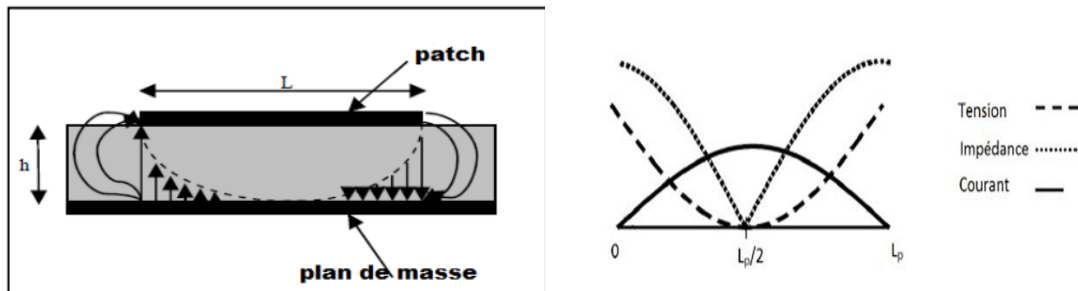
Une méthode pour y parvenir consiste à utiliser une alimentation insérée (à une distance  $Y_0$  de l'extrémité) comme le montre la figure suivante :



**Figure I.3 :** Alimentation par encoche [5].

Le courant ayant une distribution sinusoïdale, le fait de s'éloigner d'une distance  $Y_0$  de l'extrémité augmentera le courant.

De plus, à mesure que le courant augmente, la tension diminue également.



**Figure I.4 :** Distribution des tensions et courants sur la surface d'une antenne planaire

Ainsi, en utilisant  $Z=V/I$ , l'impédance d'entrée varie de la manière suivante :

$$Z_{in} = \cos^2\left(\frac{\pi Y_0}{L}\right) Z_0 \quad (I-1)$$

Dans l'équation, l'impédance d'entrée est représentée par  $Z_0$  si le patch était alimenté à l'extrémité. Ainsi, en alimentant l'antenne patch comme illustré à la (Fig.1), il est possible de réduire l'impédance d'entrée.

### I.3.2 Coefficient de réflexion

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. La valeur de l'impédance caractéristique est généralement fixée à 50  $\Omega$ . En se basant sur l'impédance caractéristique et l'impédance d'entrée de l'antenne, nous pouvons calculer le coefficient de réflexion de la manière suivante :

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \quad (I-2)$$

Tel que  $Z_c$  : l'impédance caractéristique

$Z_e$  : l'impédance d'entrée de l'antenne

### I.3.3 Taux d'onde stationnaire VSWR (Voltage Standing-Wave Ratio)

Lorsqu'une antenne est mal adaptée, les ondes incidentes ( $V^+$ ) et réfléchies ( $V^-$ ) forment une onde stationnaire le long de la ligne de transmission. Cette onde stationnaire présente des variations d'amplitude sinusoïdales dans l'espace. Le VSWR est calculé comme le rapport entre l'amplitude maximale et minimale de cette onde stationnaire le long de la ligne [6].

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (I-3)$$

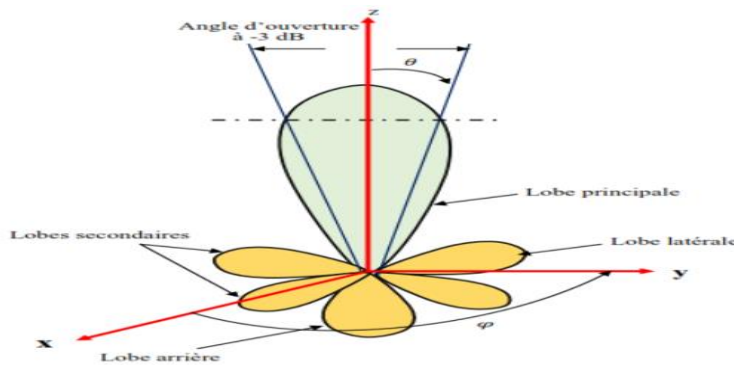
Le VSWR est toujours supérieur à 1, et peut même approcher l'infini pour une antenne en court-circuit ou en circuit ouvert.

$$1 \leq VSWR \leq \infty \quad (I-4)$$

### I.3.4 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne représente la puissance rayonnée par unité d'angle solide, variant dans différentes directions de l'espace. A l'exception des antennes omnidirectionnelles, les antennes n'émettent pas uniformément dans toutes les directions. Elles présentent généralement une direction principale de rayonnement, appelée "lobe principal", où une grande partie de la puissance est concentrée. En plus du lobe principal, il peut y avoir des lobes secondaires ou latéraux qui rayonnent dans des directions indésirables.

Par conséquent, ces lobes indésirables doivent être minimisés pour un bon fonctionnement de l'antenne. Cette figure montre le diagramme de rayonnement d'une antenne directive [7] :



**Figure I.5:** Diagramme de rayonnement d'une antenne directive [7].

### I.3.5 Directivité

La directivité d'une antenne se définit comme rapport entre la densité de puissance créée dans une direction donnée et celle d'une antenne isotrope. La directivité s'exprime en fonction des angles d'orientation  $(\theta, \phi)$ , selon l'expression [3] :

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_T} \quad (\text{I-5})$$

Où :

$P_T$  : est la puissance rayonnée totale.

$P(\theta, \varphi)$  : est la densité de puissance de l'antenne qui est exprimée en fonction de sa puissance d'alimentation  $P_a$ , cette densité est donnée par :

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_a}{4\pi} \quad (\text{I-6})$$

La directivité n'a pas de dimension, car elle correspond au rapport entre deux intensités de rayonnement. Ainsi, elle est habituellement exprimée en dBi.

### I.3.6 Gain

Le gain d'une antenne joue un rôle crucial dans ses performances au sein d'un système. Il est défini comme le rapport entre l'intensité de rayonnement maximale obtenue au sommet du lobe principal et l'intensité de rayonnement dans la même direction qui serait produite par une source électromagnétique isotrope alimentée par la même puissance d'entrée.

Le rapport du gain est donné par [8] :

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

### I.3.7 Efficacité

L'efficacité de l'antenne est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'antenne. Elle est exprimée comme suit [5] :

$$\eta = \frac{P_R}{P_a} \quad (\text{I-8})$$

Ces pertes au niveau de l'antenne sont modélisées par une résistance série de perte  $R_p$ , il est possible d'exprimer l'efficacité rayonnée de la façon suivante, en tenant compte du fait que  $R_r$  correspond à la résistance de rayonnement.

$$\eta = \frac{R_r}{(R_r + R_p)} \quad (\text{I-9})$$

### I.3.8 Facteur de qualité

Un facteur de qualité pour une antenne est défini comme le rapport entre l'énergie maximale stockée et la puissance totale émise. Il est défini [9] de la manière suivante [9] :

$$Q = \frac{2\omega_0 \cdot \max(W_e \cdot W_m)}{P_R} \quad (\text{I-10})$$

Avec :

$W_e$  et  $W_m$  respectivement les énergies électriques et magnétiques moyennes stockées dans la zone réactive de l'antenne.

- $\omega_0$  : la fréquence angulaire de travail.
- $P_R$  : la puissance rayonnée par l'antenne.

Le facteur de qualité  $Q$  est approximativement inversement proportionnel à la bande passante de l'antenne. La relation entre elle et la bande passante BP est :

$$Q \approx \frac{1}{BP} \quad (\text{I-11})$$

### I.4 Applications des antennes imprimées

Les antennes imprimées sont largement reconnues pour leurs performances robustes, leur conception simplifiée et leur usage répandu dans divers secteurs tels que médical, satellitaire, et même militaire pour des applications comme les fusées et les missiles. Elles surpassent les antennes conventionnelles en offrant des avantages tels que la facilité de conception, la légèreté, et une fabrication économique grâce à l'utilisation de substrats peu coûteux.

Ces antennes sont devenues cruciales dans de nombreux domaines en raison de leur adaptabilité et de leur efficacité. Elles trouvent leur place dans des applications variées, notamment :

- Communications mobiles et par satellite,
- Systèmes de positionnement global (GPS),
- Identification par radiofréquence (RFID),
- Radars,
- Télémédecine.

Grâce à leur polyvalence croissante et à leurs avantages économiques, les antennes imprimées sont destinées à remplacer de plus en plus les antennes conventionnelles dans un large éventail d'applications. [10]

### I.5 Techniques d'alimentation

Les antennes imprimées peuvent être alimentées par différentes méthodes, regroupées en deux principales catégories : les méthodes d'alimentation avec contact et les méthodes d'alimentation par proximité.

Dans les méthodes d'alimentation avec contact, l'énergie RF est directement fournie au patch de l'antenne. Les méthodes d'alimentation avec contact les plus couramment utilisées incluent l'alimentation par ligne micro-ruban et l'alimentation par sonde coaxiale.

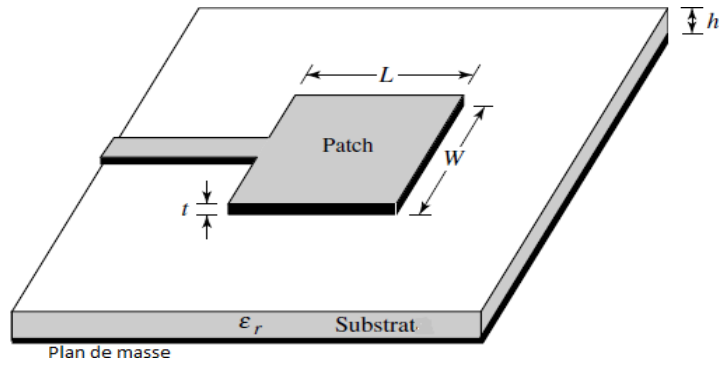
D'autre part, dans les méthodes d'alimentation par proximité, le patch de l'antenne reçoit indirectement l'énergie RF, celle-ci étant transportée vers le patch par couplage électromagnétique. Les techniques d'alimentation par proximité les plus populaires sont l'alimentation par couplage de ligne et l'alimentation par couplage à travers une fente [11-13].

Ces méthodes d'alimentation sont couramment utilisées dans la conception d'antennes imprimées pour optimiser les performances et l'efficacité du rayonnement.

#### I.5.1 Alimentation par ligne micro ruban

Dans cette méthode d'alimentation, un ruban conducteur est directement connecté au bord du patch rayonnant, comme illustré dans la Figure 1.6 La longueur du ruban conducteur est généralement plus courte que celle du patch, ce qui permet une intégration sur le même substrat pour former une structure planaire. L'encart découpé dans le patch est conçu pour ajuster l'impédance de la ligne d'alimentation au patch, éliminant ainsi le besoin d'un adaptateur supplémentaire. Ce réglage précis de la position de l'encart permet une adaptation d'impédance efficace.

Cette méthode d'alimentation est appréciée pour sa facilité de fabrication, sa simplicité de modélisation et son efficacité dans l'adaptation d'impédance. Cependant, dans certaines applications où un substrat épais est requis, cela peut entraîner une augmentation des ondes de surface et du rayonnement parasite potentiellement affectant négativement la bande passante. [14]



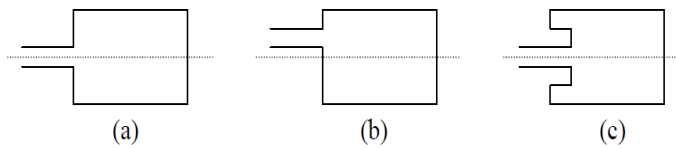
**Figure I.6 :** Alimentation par ligne micro ruban [3].

Trois techniques d'alimentation peuvent être utilisées avec la ligne micro-ruban, comme présenté ci-dessous :

(a) : Le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément.

(b) : Le point de jonction est décalé par rapport à cet axe et cela permet une meilleure adaptation d'impédance.

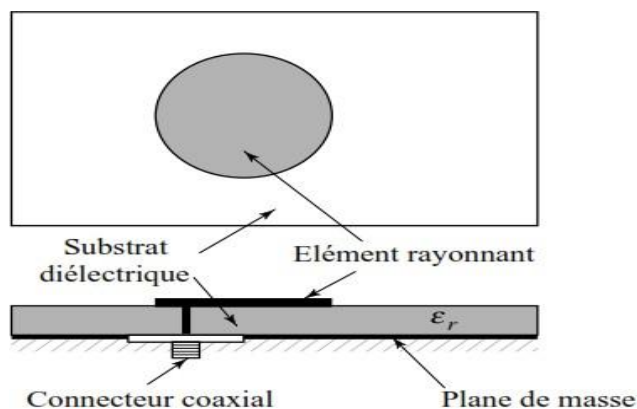
(c) : Alimentation axiale avec une encoche.



**Figure I.7 :** Position de la ligne micro ruban [3].

### I.5.2 Alimentation par sonde coaxiale

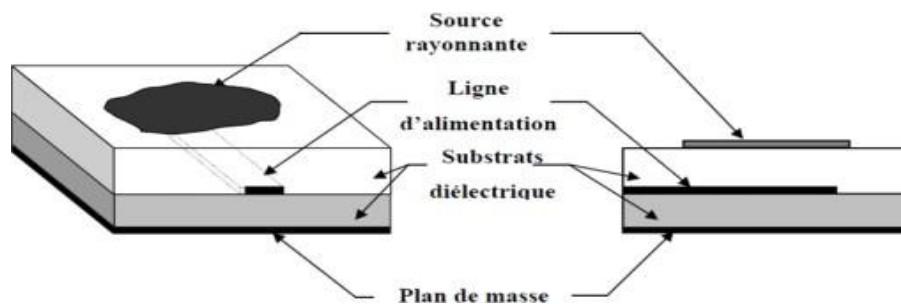
L'alimentation coaxiale, également appelée alimentation par sonde, est une technique largement utilisée pour alimenter les antennes à patchs micro-ruban. Dans cette technique, le conducteur interne du connecteur coaxial est tiré à travers le diélectrique et soudé sur le patch rayonnant, tandis que le conducteur externe est fixé au plan de masse (figure I.8).



**Figure I.8 :** Alimentation par sonde coaxiale [3].

Le principal avantage de l'alimentation coaxiale est sa flexibilité quant à son emplacement à l'intérieur du patch, facilitant ainsi l'adaptation à l'impédance d'entrée de l'antenne. Cependant, cette technique présente des défis importants. Elle est complexe à modéliser en raison de la nécessité de percer un trou dans le substrat pour permettre le passage du conducteur central du coaxial, tandis que le connecteur doit rester en dehors du plan de masse, compromettant la planéité de la structure pour les substrats épais. De plus, avec des substrats plus épais, la longueur accrue de la sonde coaxiale rend l'impédance d'entrée plus inductive, ce qui peut poser des problèmes d'adaptation d'impédance. [15]

### I.5.3 Alimentation couplée par ligne micro-ruban



**Figure I.9 :** Alimentation couplée par ligne micro ruban [18].

L'alimentation à couplage de proximité, également connue sous le nom de schéma de couplage électromagnétique, implique l'utilisation de deux substrats diélectriques distincts. Dans cette méthode, la ligne micro-ruban est placée entre ces deux substrats, avec le patch rayonnant situé sur le dessus du substrat supérieur, comme illustré dans la figure (I.9).

Le principal avantage de cette technique d'alimentation est qu'elle permet d'éliminer les rayonnements parasites et offre une bande passante très élevée [16]. Cependant, elle présente des inconvénients significatifs tels que la complexité accrue de la fabrication en raison de l'utilisation de deux substrats, ainsi que des coûts plus élevés et des défis d'intégration dans les dispositifs électroniques. [17]

### I.5.4 Alimentation par couplage à travers une fente

Dans ce type d'alimentation, le patch rayonnant et la ligne micro-ruban d'alimentation sont séparés par le plan de masse, comme illustré dans la Figure 1.10. Le couplage entre le patch et la ligne d'alimentation est réalisé à travers une fente ou une ouverture pratiquée dans le plan de masse.



L'ouverture de couplage est généralement centrée sous le patch, et la quantité de couplage dépend de la forme, de la taille et de l'emplacement précis de cette ouverture. Grâce à la présence du plan de masse entre le patch et la ligne d'alimentation, les rayonnements parasites sont réduits au minimum. Typiquement, un matériau à haute constante diélectrique est utilisé pour le substrat inférieur, tandis qu'un matériau plus épais à faible constante diélectrique est utilisé pour le substrat supérieur afin d'optimiser le rayonnement du patch. [3]

Cependant, cette technique d'alimentation présente plusieurs inconvénients importants. Elle peut être difficile à fabriquer en raison des multiples couches qui augmentent l'épaisseur de l'antenne. De plus, elle tend à limiter la largeur de bande disponible, ce qui peut être une limitation dans certaines applications.

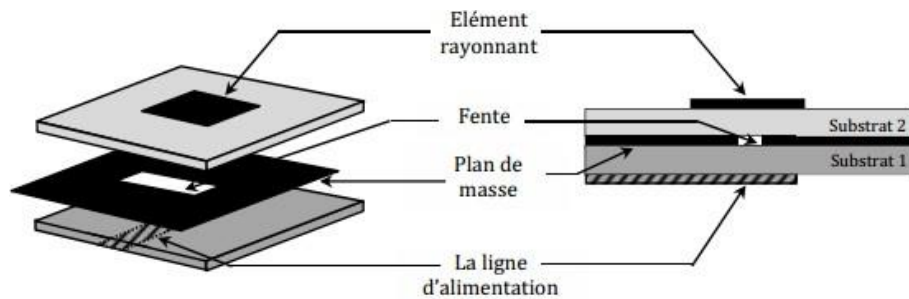


Figure I.10: Alimentation couplée par fente [19].

### I.6 Mécanisme de rayonnement d'une antenne imprimée

Le fonctionnement d'une antenne imprimée rectangulaire repose essentiellement sur sa configuration géométrique pour le processus de rayonnement. Dans ce paragraphe, nous allons résumer le principe de fonctionnement d'une antenne imprimée rectangulaire.

Considérons une antenne rectangulaire à micro ruban alimentée par une sonde, opérant en mode fondamental. La sonde d'alimentation applique une tension entre elle-même et le plan de masse, ce qui induit l'apparition et la répartition de charges au-dessus et en dessous du patch, entre le plan de masse et le substrat (voir figure I.11). Cette configuration crée un champ électrique vertical entre le patch et le plan de masse. [20-21]

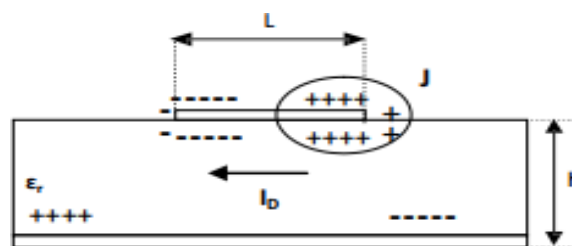
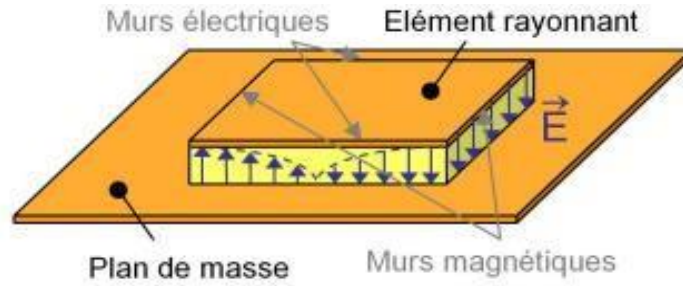


Figure I.11 : Distribution des charges et densité du courant sur une antenne micro ruban [22].



**Figure I.12** : Distribution de la composante verticale du champ électrique en mode fondamental [22].

La figure (I.12) illustre la répartition dans le cas où l'antenne atteint son efficacité maximale de rayonnement, c'est-à-dire lorsqu'elle est en résonance (la longueur de l'élément rayonnant est un multiple de la demi-longueur d'onde guidée). Cette représentation correspond au mode fondamental de l'antenne. Au centre de l'antenne, le champ électrique est nul, favorisant ainsi un maximum de rayonnement dans la direction normale à l'antenne. [19]

## I.7 les paramètres géométriques de l'antenne patch

Balanis [3] propose une formulation de la fréquence de résonance pour une antenne patch rectangulaire, indiquant que :

$$fr = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (I-12)$$

L'impédance d'entrée est donnée par l'équation :

$$Z_{in} = Z_0 \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (I-13)$$

### I.7.1 Largeur du Patch

Elle est essentielle pour l'impédance d'entrée de l'antenne et influence significativement sa bande passante lors des résonances, tout en ayant peu d'effet sur la fréquence de résonance et sur le diagramme de rayonnement. [23]

$$W = \frac{c}{2fr} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (I-14)$$

$fr$  : fréquence de rayonnement.

$\epsilon_r$  : constante diélectrique du substrat.

$C$  : vitesse de la lumière.

### I.7.2 Longueur du Patch

Pour calculer la longueur  $L$ , il est nécessaire d'abord de déterminer  $\Delta L$ , qui représente le débordement des champs. Ensuite,  $L_{eff}$ , la longueur effective de la ligne, doit être calculée comme une demi-longueur d'onde en prenant en compte la permittivité effective du microstrip qui dépend de la largeur de la ligne et de l'épaisseur du substrat. [24]

$$\varepsilon_{eff} = \left(\frac{\varepsilon_r+1}{2}\right) + \left(\frac{\varepsilon_r-1}{2}\right)\left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (I-15)$$

$\varepsilon_{eff}$  : constante diélectrique effective.

$\varepsilon_r$  : constante diélectrique du substrat.

$h$ : hauteur du substrat.

$w$ : largeur du patch.

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (I-16)$$

Avec :

$$\Delta L = 0.412h \left[ (\varepsilon_{eff} + 0.3) \frac{\left(\frac{w}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.813\right)} \right] \quad (I-17)$$

Et la dimension effective du Patch sera :  $L_{eff} = L + 2\Delta L$

Donc la longueur du patch est :  $L = L_{eff} - 2\Delta L$

### I.8 Conclusion

Ce chapitre a couvert de manière approfondie les antennes imprimées, notamment leur conception géométrique variée et leur adaptation à diverses applications technologiques. Nous avons exploré les techniques d'alimentation cruciales qui influencent directement les performances des antennes patch, telles que l'alimentation par micro bande que nous allons utiliser dans notre travail. En outre, nous avons mis en lumière les caractéristiques spécifiques des antennes patch, notamment leur capacité à être configurées pour optimiser la directivité et le gain, tout en considérant leurs limitations comme la bande passante et le coefficient de réflexion

## **Chapitre II : La technologie SIW (GIS)**

### II.1 Introduction

Le guide d'onde est une méthode traditionnelle de transmission pour les signaux hyperfréquences et leur traitement, largement utilisée dans de nombreuses applications aujourd'hui. Une variété de composants hyperfréquences tels que des coupleurs, des détecteurs, des isolateurs, des déphaseurs et des fentes de ligne sont disponibles commercialement pour différentes bandes de guides d'ondes standard. Ces composants ont évolué pour présenter des caractéristiques telles que des pertes faibles et une manipulation efficace de la puissance. Cependant, en raison de leur encombrement leur utilisation est limitée dans certaines applications pratiques, et leur fabrication en série est également complexe. Ainsi, les lignes de transmission planes telles que le micro ruban et le strip-Line sont devenues préférées dans de nombreuses applications commerciales, en raison de leur potentiel pour la miniaturisation et l'intégration.

Malgré cette transition, il existe encore une forte demande pour les guides d'ondes, notamment dans les applications sensibles à la perte et à la puissance. Par conséquent, combiner les avantages des lignes de transmission planaires avec ceux des guides d'ondes pourrait être significatif pour les applications à micro-ondes.

De nombreuses recherches sont en cours pour développer de nouvelles plateformes de transmission qui réduisent la taille du circuit, simplifient le processus de fabrication, diminuent les coûts de production tout en maintenant des performances élevées. La technologie de guide d'ondes intégré au substrat (SIW) est particulièrement prometteuse, car elle permet d'intégrer facilement des guides d'ondes rectangulaires conventionnels dans des substrats standard tels que les PCB ou le LTCC. [25]

### II.2 Technologie des guides d'ondes

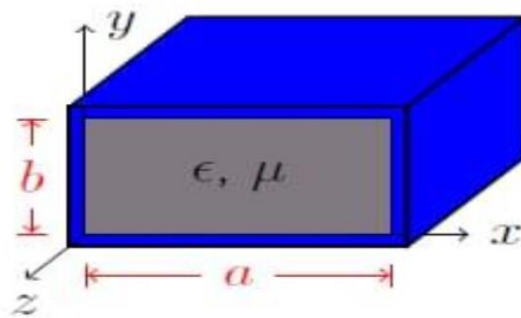
Un guide d'ondes est un tube métallique creux, de forme rectangulaire ou circulaire, utilisé pour diriger les micro-ondes. Ces guides sont fabriqués en laiton, en cuivre ou en aluminium, avec une surface intérieure souvent revêtue d'or ou d'argent. Ils sont principalement déployés dans les gammes de fréquences micro-ondes et optiques, contrairement aux lignes de transmission qui opèrent à des fréquences plus basses. Le choix de la structure dépend essentiellement de la bande de fréquences nécessaire et de la puissance à transférer. Les pertes d'efficacité des lignes de transmission sont attribuées à l'effet de peau et aux pertes diélectriques. En revanche, dans les guides d'ondes, les ondes électromagnétiques se propagent sans rayonnement externe significatif, car elles restent confinées dans un espace borné. Bien que remplis d'air, ces guides connaissent des pertes minimales dues à l'effet de peau, entraînant une

dissipation de puissance sous forme de chaleur dans leurs parois, ces pertes restent généralement négligeables [26].

Les ondes électromagnétiques peuvent se propager à travers divers modes à l'intérieur d'un guide d'ondes, notamment les modes Transversal électrique (TE) et Transversal magnétique (TM). Dans le mode TE, le champ électrique est exclusivement dans le plan transversal à la direction de propagation (avec  $E_z = 0$  et  $H_z \neq 0$ ). En revanche, le mode TM présente uniquement un champ magnétique dans le plan transversal (avec  $H_z = 0$  et  $E_z \neq 0$  dans la direction de propagation). La sélection de ces modes est déterminée par les solutions des équations de Maxwell spécifiques au guide d'ondes considéré. Chaque mode possède une fréquence de coupure distincte, influencée par les dimensions physiques du guide d'ondes. En dessous de la fréquence de coupure respective, le guide d'ondes ne peut pas transmettre de signaux efficacement. Le mode prédominant est celui associé à la fréquence de coupure la plus basse.[26]

### II.2.1 Guide d'onde rectangulaire

Les guides d'onde peuvent supporter les modes TE et TM, où le champ électrique est transversal à la direction de propagation pour les modes TE, tandis que le champ magnétique est transversal pour les modes TM. Un guide d'onde rectangulaire est un exemple de tel guide, constitué d'un tube métallique creux avec une section transversale rectangulaire. Les ondes électromagnétiques peuvent être confinées à l'intérieur de ces guides, guidées le long de leurs parois par réflexion interne.



**Figure II.1** : Guide d'onde rectangulaire [26].

Typiquement, les guides d'ondes rectangulaires sont fabriqués selon des dimensions standard, où la largeur « a » (dans la direction x) est environ deux fois la hauteur « b » (dans la direction y). Il est crucial que la dimension « a » ne soit pas inférieure à la moitié de la longueur d'onde. Cette condition garantit que le guide d'ondes puisse efficacement supporter la

propagation des ondes électromagnétiques. Si «  $a$  » est inférieur à cette limite, il devient impossible pour l'énergie de se propager le long du guide d'onde, car les conditions de résonance nécessaires ne sont pas satisfaites. [26]

### II.2.2 Guides d'ondes planaires

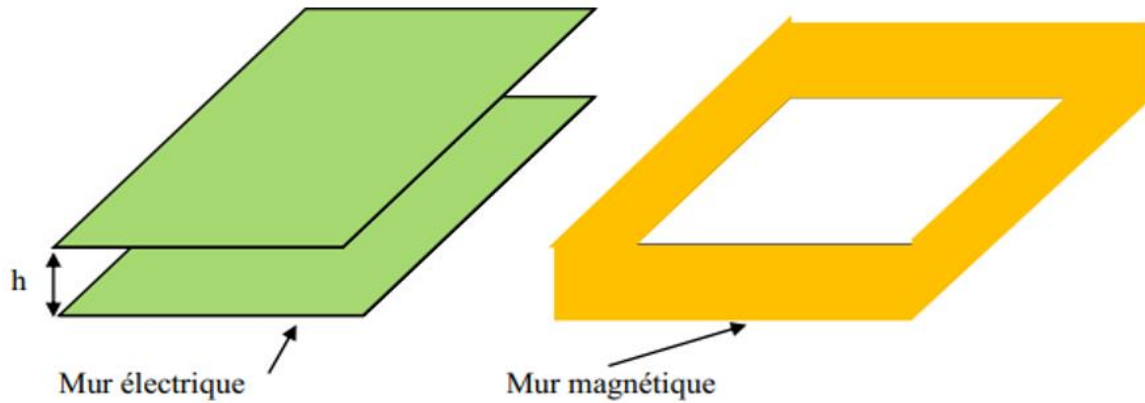
Les guides d'ondes planaires tirent leur conception de la technologie planaire, connue pour son faible encombrement, son poids léger et son coût économique. Ils sont constitués de plusieurs couches de matériaux différents, typiquement avec un substrat diélectrique entre deux plaques conductrices. Dans ces guides, le mode de propagation prédominant est généralement le mode TEM, caractérisé par des champs électriques et magnétiques transversaux. Cette structure permet une intégration efficace dans les circuits imprimés haute fréquence tout en minimisant les pertes et en offrant une bonne isolation entre les différents composants. Les guides d'ondes planaires sont largement utilisés dans les applications micro-ondes et RF pour des antennes, des filtres et d'autres dispositifs nécessitant des performances élevées tout en respectant des contraintes d'encombrement et de coût. [27]

### II.3 Analyse du modèle de cavité

Les antennes micro-ruban sont connues pour leur résonance à bande étroite et sont souvent décrites comme des cavités à pertes. L'analyse de ces antennes utilise naturellement le modèle de cavité, où les parois supérieure et inférieure agissent comme des surfaces électriques, tandis que les parois périphériques servent de surfaces magnétiques. Cette modélisation repose sur plusieurs observations clés, notamment pour les substrats minces ou  $h \ll \lambda_0$  :

1. Les champs électromagnétiques à l'intérieur du substrat ne varient pas significativement le long de l'axe  $z$ , indiqué par  $(d/dz=0)$ . Cela est dû à la minceur du substrat par rapport à la longueur d'onde libre  $\lambda_0$ .
2. Le champ électrique  $E$  est principalement dirigé selon l'axe  $z$ , tandis que le champ magnétique  $H$  comporte principalement des composantes transversales  $H_x$  et  $H_y$  dans la région entre la métallisation du patch et le plan de masse. Cette observation se rapporte aux surfaces électriques en haut et en bas de la cavité.
3. Le courant électrique à travers le patch, perpendiculaire à la métallisation, est nul, ce qui implique que la composante tangentielle de  $H$  le long du bord du patch est négligeable. Cela permet d'envisager l'ajout de surfaces magnétiques le long de la périphérie du patch pour modéliser correctement le comportement de l'antenne. [28]

4. En résumé, le modèle de cavité est une approche efficace pour comprendre et analyser les propriétés des antennes micro-ruban en raison de leur structure planaire et de leurs caractéristiques de résonance à bande étroite, facilitant ainsi leur intégration dans diverses applications de communication et de radar.



**Figure II.2 :** Représentation des murs électriques et magnétiques dans le modèle de la cavité [29].

### II.4 Définition de la technologie SIW

La technologie SIW ou GIS, signifiant "Substrate Integrated Waveguide" ou "Guide d'Onde Intégré au Substrat", fusionne les caractéristiques d'un guide d'onde volumique et d'une technologie planaire en intégrant un guide d'onde dans un substrat diélectrique. Concrètement, cela implique de remplacer les parois latérales conductrices d'un guide d'onde volumique traditionnel par des rangées de vias métalliques, agissant comme des murs réflecteurs. Ce substrat diélectrique est habituellement métallisé par des plans de masse sur ses parois inférieures et supérieures. Cette combinaison permet de tirer parti des avantages des deux approches. Les dimensions des vias intégrés au substrat sont des paramètres cruciaux pour la conception d'une structure utilisant la technologie SIW. [30]

### II.5 Guide d'onde intégré au substrat (SIW)

Le guide d'onde intégré au substrat (SIW) est une forme de ligne de transmission plane qui tire ses caractéristiques principales du guide d'ondes rectangulaire. La structure physique d'une ligne de transmission SIW est représentée dans la figure II.3. Cette ligne de transmission consiste en deux plaques métalliques encadrant un matériau diélectrique (le substrat diélectrique). Des montants métalliques périodiques sont disposés le long du substrat pour reproduire les parois métalliques latérales d'un guide d'onde rectangulaire. [31]



La figure suivante (Figure II.4) illustre la topologie d'un guide SIW où :

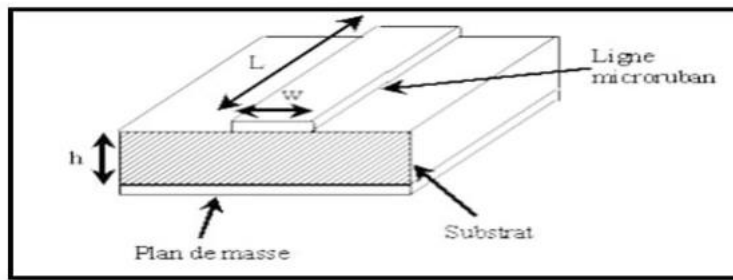
$d$  : Diamètre des vias.

$p$  : La distance entre deux vias adjacents centre à centre.

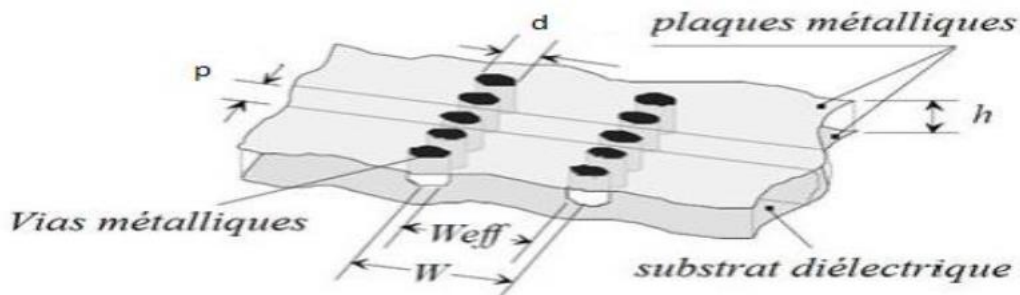
$h$  : La hauteur du substrat.

$w_{eff}$  : L'écartement réel entre les deux rangés de vias .

$w$  : La distance entre les deux rangés (centre à centre).



**Figure II.3 :** Ligne micro-ruban [32].



**Figure II.4 :** Topologie d'un guide SIW [33].

### II.6 Les modes de propagation dans un guide SIW

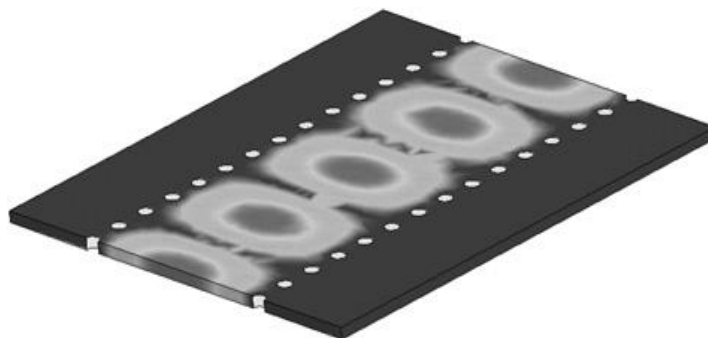
Comme nous avons pu le voir dans les guides d'ondes rectangulaires conventionnels, on distingue deux principaux types de modes de propagation, à savoir les modes  $TE_{mn}$  et  $TM_{mn}$ . Cependant, dans un guide SIW, les modes TM ne se manifestent pas. En effet, les modes de propagation transverses magnétiques requièrent des courants électriques surfaciques sur les parois latérales du guide, ce qui est entravé par les espaces diélectriques entre les vias intégrés dans la structure SIW.

Le mode fondamental d'un guide SIW correspond au mode TE<sub>10</sub> d'un guide d'onde rectangulaire classique. De plus, parmi les modes TEM<sub>n</sub>, seuls les modes TEM<sub>0</sub> peuvent se propager, car ils présentent une densité de courant électrique verticale sur les parois latérales du guide sans contrainte de circulation. [30, 34]

### II.7 La structure de guide d'onde intégrée au substrat SIW [35]

Les structures SIW partagent des caractéristiques de propagation similaires à celles des guides d'ondes métalliques rectangulaires, sous réserve d'un espacement étroit entre les vias métalliques et de la possibilité de négliger les fuites de rayonnement (voir Figure II.5). En particulier, les modes SIW correspondent pratiquement à un sous-ensemble des modes guidés du guide d'onde rectangulaire, connus sous le nom de modes TEM<sub>0</sub>, où  $m = 1, 2$ , etc. Les modes TM ne sont pas supportés par le SIW en raison de l'espacement entre les vias métalliques, ce qui induit des courants de surface longitudinaux soumis à un rayonnement significatif en raison des lacunes présentes.

Notamment, le mode fondamental du SIW est similaire au mode TE<sub>10</sub> d'un guide d'onde rectangulaire (voir figure II.5), caractérisé par une densité de courant électrique verticale le long des parois latérales. Cette analogie entre le SIW et le guide d'onde rectangulaire a permis d'établir des relations empiriques entre les dimensions géométriques du SIW et la largeur effective du guide d'onde rectangulaire ayant des caractéristiques de propagation semblables. Ces relations simplifient le dimensionnement préliminaire et la conception des composants SIW, évitant ainsi le recours à des outils d'analyse en ondes complètes.



**Figure II.5:** Amplitudes du champ électrique en mode fondamental dans une structure SIW.

### II.8 Les avantages de la technologie SIW

- Les compétences en matière de gestion de la puissance sont accrues.

- Les pertes liées au rayonnement sont moins importantes.
- La production de différents composants RF en utilisant la structure SIW est plus abordable.
- Il est possible de réaliser une intégration haute densité lors du montage de composants discrets sur des structures SIW.
- Grâce à l'utilisation de matériaux métalliques, la perte de conducteur est réduite. [36]

### II.9 Paramètres des guides d'ondes intégrés au substrat

Pour un guide SIW, le choix des dimensions est crucial pour assurer des performances optimales. En remplaçant les cylindres par deux simples parois conductrices parfaites, il est nécessaire de rapprocher au maximum ces parois pour se rapprocher d'un guide rectangulaire rempli de diélectrique (DFW). Pour un guide d'ondes rectangulaire, la fréquence de coupure pour un mode arbitraire peut être déterminée à l'aide de la formule suivante [37]:

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{II .1})$$

Où :

- C : la vitesse de la lumière.
- m,n: les nombres des modes.
- a,b : les dimensions de guide d'onde.

Pour le mode TE<sub>10</sub> :

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (\text{II .2})$$

Pour DFW avec la même fréquence de coupure, la dimension  $a_d$  est donnée par:

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II .3})$$

La distance  $a_s$  entre les deux rangées du cylindres est exprimée par la formule suivante :

$$a_s = a_d + \left(\frac{d^2}{0.95s}\right) \quad (\text{II .4})$$

Où:

- d : diamètre de via.
- s : la distance entre les vias.

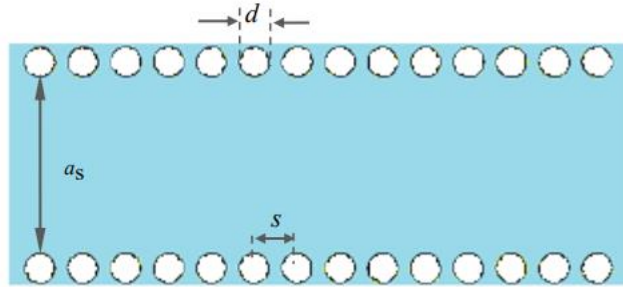
Pour construire un guide SIW deux condition sont nécessaires :

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (\text{II .5})$$

$$s \leq 2d \quad (\text{II .6})$$

La longueur d'onde guidée  $\lambda_g$  est :

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (\text{II .7})$$



**Figure II.6** Les paramètres de guide SIW [37].

### II.10 Les fentes dans une antenne patch SIW

Les fentes dans une antenne patch SIW sont stratégiquement intégrées soit dans le plan de masse, le substrat diélectrique et parfois directement dans la structure du patch de l'antenne. Chaque emplacement de fente contribue à optimiser le fonctionnement de l'antenne en facilitant le couplage des ondes électromagnétiques, en améliorant le rayonnement et en ajustant les caractéristiques électromagnétiques essentielles à une performance optimale de l'antenne.

#### • Les avantages

Les fentes dans une antenne patch SIW offrent plusieurs avantages tels que :

- Elles améliorent la bande passante.
- Elles réduisent les pertes par rayonnement.
- Elles permettent le contrôle de la polarisation.
- Augmentent la directivité tout en conservant un faible encombrement et réduisent le couplage entre éléments rayonnants tout en améliorant la stabilité thermique.

#### • Les inconvénients

Malgré les avantages des fentes dans une antenne patch SIW, il existe également des inconvénients à prendre en compte :

- Une complexité accrue de conception et de fabrication.
- Des risques de pertes de signal et de désalignements.

- Une sensibilité accrue aux variations environnementales.

Dans notre étude, nous avons intégré des fentes bilatérales au sein de l'antenne SIW en les appliquant stratégiquement sur le plan de masse ainsi que sur le patch. La longue fente est positionnée sur le plan de masse, tandis que la courte fente est implémentée sur le patch de l'antenne. Notre objectif principal est d'analyser l'impact de ces fentes sur l'élargissement de la bande passante de l'antenne à cavité SIW. Cette approche méthodologique sera examinée en détail dans le dernier chapitre, où nous évaluerons comment les modifications structurelles peuvent potentiellement améliorer les performances de l'antenne en termes de réponse en fréquence et de capacité à supporter un spectre plus large de fréquences.

### II.11 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'explorer en profondeur la technologie SIW, en examinant ses principes théoriques de conception ainsi que ses caractéristiques fondamentales, mettant en lumière ses avantages prometteurs. En particulier, nous avons parlé sur les fentes intégrées qui peuvent être appliquées à cette technologie pour élargir sa bande passante et évaluer les effets de cette modification. La prochaine phase de notre recherche consistera à concevoir et simuler une antenne SIW à fentes en utilisant le logiciel de simulation CST. Cette étape nous permettra de mener une étude paramétrique approfondie visant à optimiser les performances de l'antenne en exploitant les avantages spécifiques offerts par la technologie SIW à fente.

## **Chapitre III : Résultats et discussions**

### III.1 Introduction

Depuis l'utilisation commerciale de la bande de fréquence de 8 GHz à 12 GHz, les systèmes de communication large bande sont devenus le sujet le plus intéressant. Toutefois, afin de répondre à l'augmentation de la demande de communication sans fil, différentes antennes à large bande ont été examinées. Les systèmes qui peuvent fonctionner sur cette bande sont essentiellement des systèmes de communication par satellite et mobile, ainsi que des systèmes radars tels que les radars météorologiques et de détection. Ces systèmes nécessitent des antennes très directives avec une large bande, ce qui est souvent réalisé grâce à de nouvelles technologies, notamment la technologie SIW. Les systèmes de communication sans fil à ondes millimétriques et les systèmes radars utilisent principalement l'antenne SIW à fentes en raison de ses caractéristiques avantageuses telles que son poids réduit et son coût abordable.

Au cours de ce chapitre, une antenne patch à SIW et à fente bilatéral est présentée pour des applications en bande X. La configuration proposée de l'antenne comprend un patch micro ruban rectangulaire ainsi qu'un plan de masse partiellement alimenté par une ligne micro ruban, ainsi que deux fentes rectangulaires, une fente longue insérée dans le plan de masse et la courte fente insérée dans l'élément rayonnant. La simulation des performances de l'antenne est effectuée en utilisant le logiciel de simulation électromagnétique CST Studio.

Par la suite, une étude paramétrique de l'antenne, afin de mieux analyser l'influence de différents paramètres géométriques de l'antenne tels que la position et la largeur des fentes, sur les performances de l'antenne et en particulier sur la largeur de bande.

### III.2 Configuration de l'antenne

La représentation graphique de l'antenne à fentes bilatérales proposée, qui repose sur la cavité SIW, ainsi que sa perspective, sont illustrées dans la figure 1. Selon la proposition, la conception consiste en une cavité SIW et deux fentes transversales.

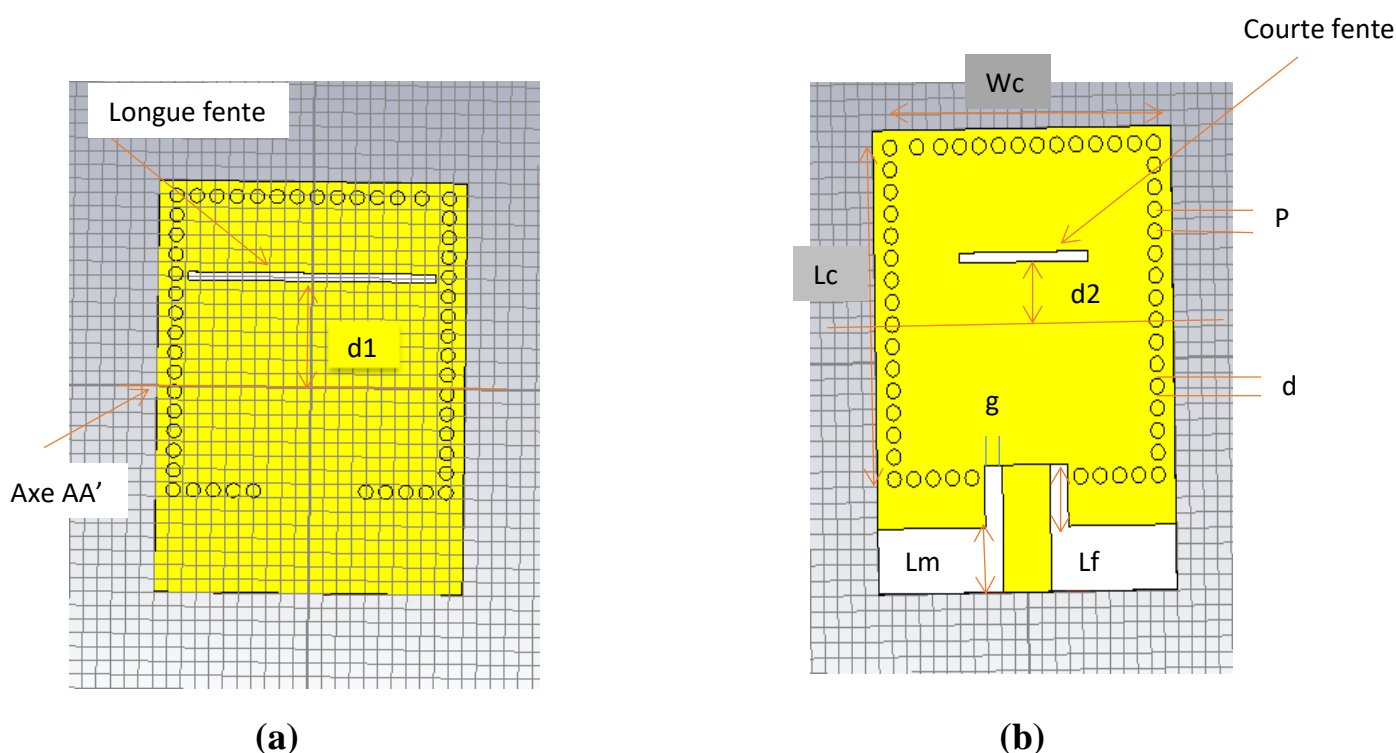
Deux fentes longitudinales. De plus, afin de simplifier la configuration planaire, on utilise une ligne micro-ruban de  $50\Omega$  afin de stimuler l'antenne offerte.

Les quatre parois latérales de la cavité SIW sont préparées par des poteaux métalliques disposés sur un seul substrat diélectrique.

La distance entre les vias d'interconnexion adjacents 'p' et le diamètre du poteau "d" doivent respecter les directives nécessaires ( $p \leq 2d$  et  $d \leq 0.1\lambda_0$ ) pour minimiser les pertes par fuites entre les vias consécutives.

Deux fentes rectangulaires de longueurs inégales sont placées au-dessus de l'axe central de la cavité. Une longue dimension ( $Ls1 \times Ws1$ ) est imprimée sur le plan de masse inférieure de la cavité, à une distance  $d1$ , par rapport à l'axe central de la cavité.

De même, une fente courte, de même largeur que la fente longue, est gravée sur la face supérieure et positionnée à une distance  $d2$  de AA'.



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

L'antenne à fentes bilatérales à large bande SIW est réalisée sur un substrat RT/Duroid 5880 avec une permittivité relative ( $\epsilon_r$ ) de 2,2 et une épaisseur ( $h$ ) de 0,6 mm, et les autres paramètres sont regroupés dans ce tableau :

**Tableau III.1** : Paramètres géométriques de l'antenne.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
<b>Wc</b>	19.6	<b>Lm</b>	4.2	<b>Ls2</b>	9.1
<b>Lc</b>	22.5	<b>Lf</b>	4	<b>d1</b>	5.26
<b>W</b>	21.6	<b>Ws2</b>	0.4	<b>d2</b>	4.64
<b>L</b>	29.4	<b>Ws1</b>	0.6	<b>d</b>	0.6
<b>W50</b>	3	<b>g</b>	1.25	<b>P</b>	1
		<b>Ls1</b>	17.7		



### III.3 L'influence de la courte fente sur la bande passante

Dans cette partie, afin de comprendre comment la fente rectangulaire courte influence l'élargissement de la bande passante, nous analysons le tracé de la résistance d'entrée (réelle

( $Z_{11}$ )) pour voir les différents modes utilisés avec longue et courte fente insérée dans notre antenne. On commence d'abord par le SIW simple puis aller vers les deux fentes bilatérales.

#### III.3.1 Antenne SIW non chargée

Lorsque la cavité SIW est stimulée par la ligne d'alimentation, on voit qu'il y a deux modes qui est générés, le mode dominant TE<sub>110</sub> est à 7,25 GHz et le mode TE<sub>210</sub> à 10,69 GHz.

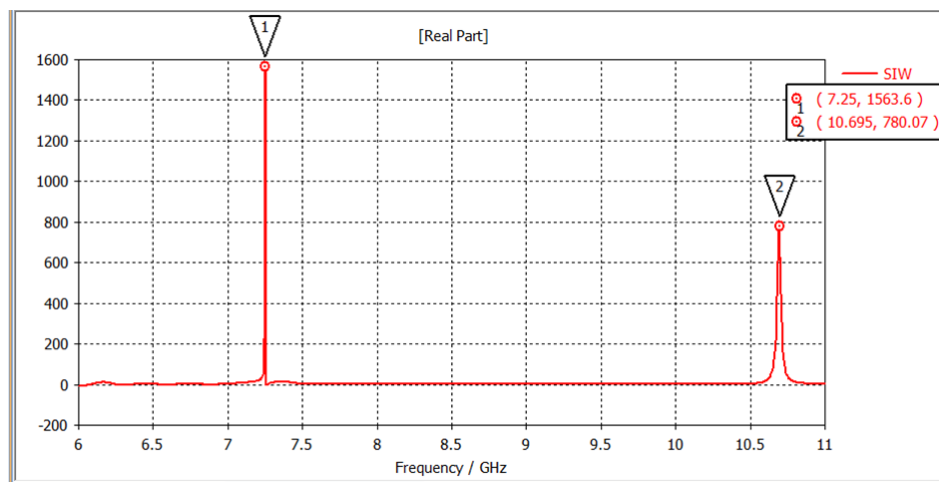


Figure III.2 : Tracé de résistance d'entrée (Real  $Z_{11}$ ) de l'antenne SIW seul.

#### III.3.2 Antenne SIW avec fente longue

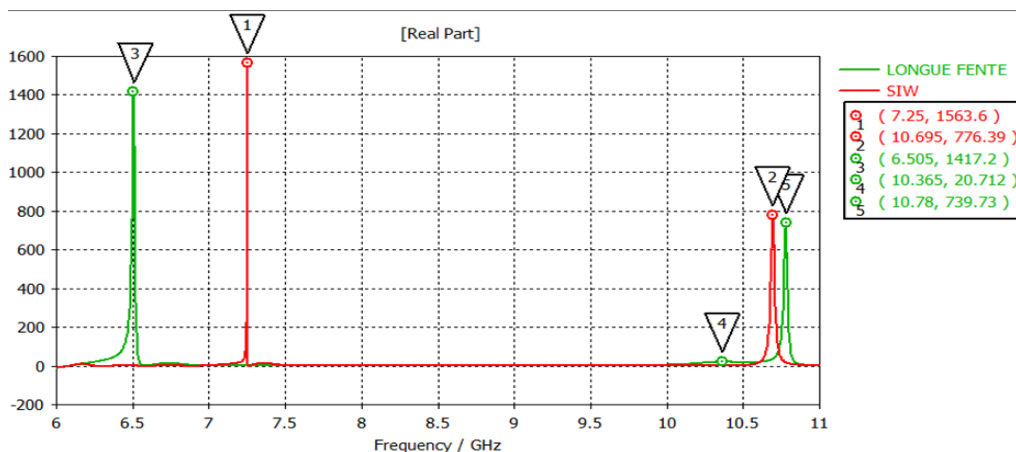


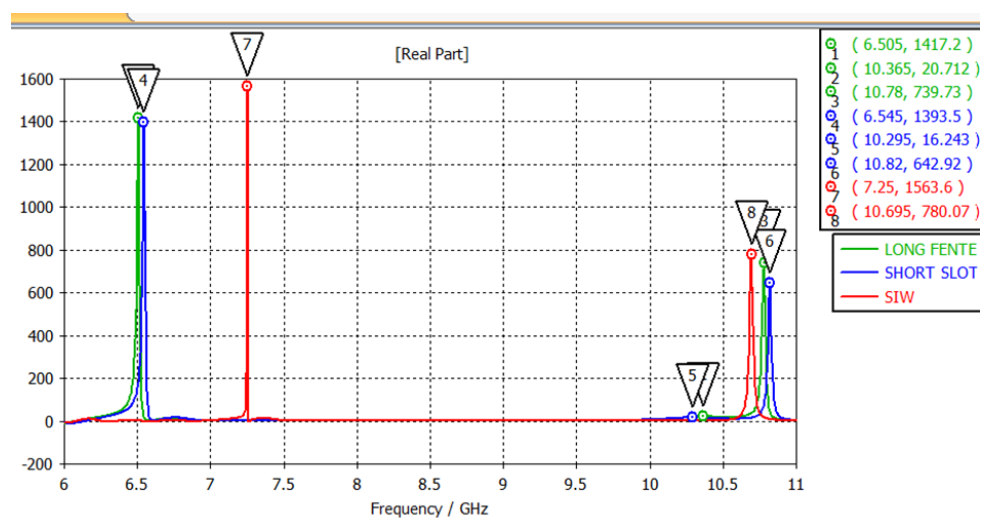
Figure III-3 : Tracé de résistance d'entrée (Real  $Z_{11}$ ) de l'antenne SIW avec longue fente

Une fois insérée la fente longue (non résonante) sur le plan de masse, cette dernière va exciter les deux modes de la cavité SIW on voit que le mode TE<sub>110</sub> se déplace vers le bas de 7.25 GHz à 6.5GHz. Le mode obtenu à une fréquence de 6.5 GHz est connu sous le nom de demi TE<sub>110</sub>, car son champ électrique présente une grande disparité de magnitude sur les deux côtés de la longue fente et diminue progressivement du centre vers les bords de la cavité. Outre le mode demi TE<sub>110</sub>, un nouveau couple de modes hybrides (impair TE<sub>210</sub> et pair TE<sub>210</sub>) sont générés dans la gamme de fréquences proche, à 10,36 GHz et 10,78 GHz.

### III.3.3 Antenne SIW avec fente courte

Avec l'introduction d'une fente courte, l'adaptation d'impédance de l'antenne est davantage observée. On peut observer que la résonance du mode impair TE<sub>210</sub> a été considérablement réduite en raison de l'insertion de la fente résonante. Le mode TE<sub>210</sub> impair à 10,36 GHz est déplacé à 10,29 GHz. De la même manière, le mode pair TE<sub>210</sub> présente un léger décalage vers le haut, passant de 10,78 GHz à 10,82 GHz. Ce qui conduit à réduire la valeur du facteur de qualité (Q) de la cavité. De cette manière, il est possible de conclure que les modes impairs TE<sub>210</sub> et même TE<sub>210</sub> jouent un rôle important dans l'amélioration de la bande passante.

Le facteur de qualité (Q) de la cavité est considérablement diminué en raison de l'effet de charge élevé. De cette manière, on obtient une réponse à large bande dans la bande de fonctionnement désirée. Il est indéniable que cela peut être dû au même tracé de résistance d'entrée ( $Z_{11}$  réel), comme illustré dans la figure 2. Il est clair que la fente courte (fente résonante) insérée sur la plaque supérieure de la cavité permet de rendre le mode demi TE<sub>110</sub> quasiment imperturbable.



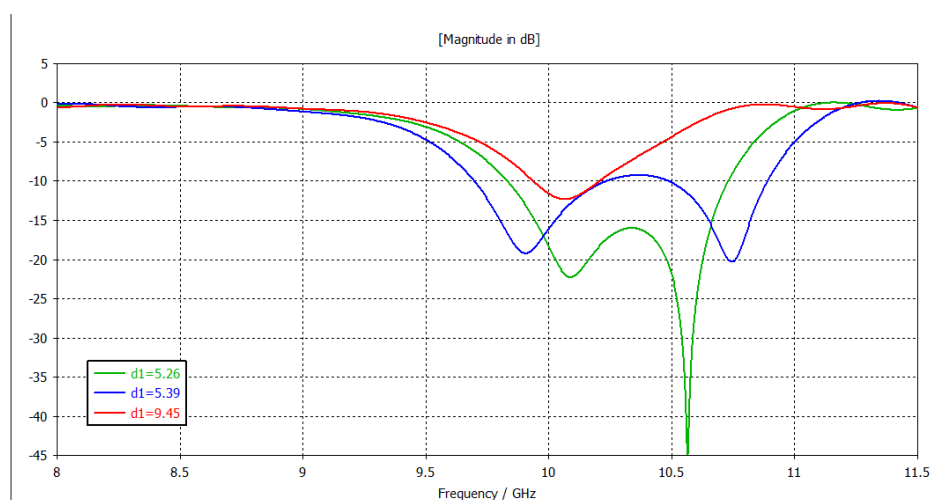
**Figure III.4** : Tracé de résistance d'entrée (Real  $Z_{11}$ ) de l'antenne SIW avec courte fente

### III.4 Etude paramétrique

Afin d'aboutir à des résultats satisfaisants et de mettre en évidence l'influence de chaque paramètre de la fente, et en particulier la position et les largeurs des fentes, il faut faire varier indépendamment chacun de ces paramètres :

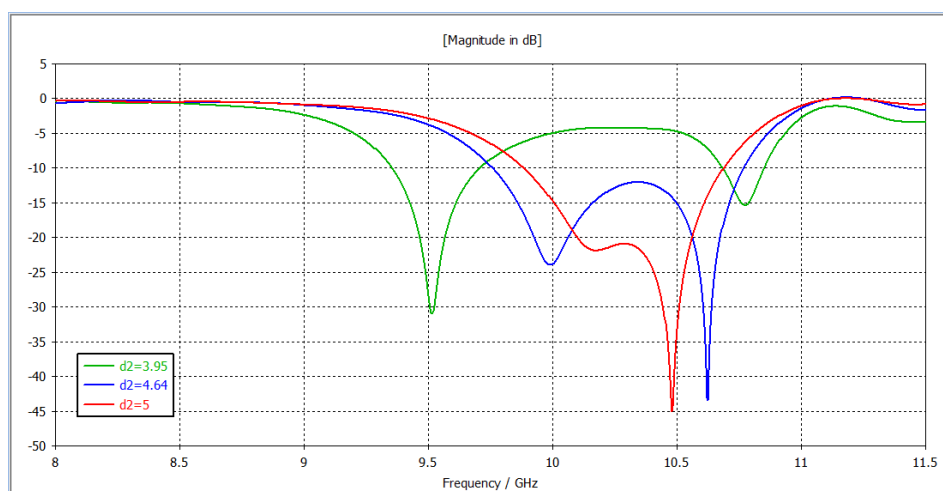
#### III.4.1 Effet de $d_1$ et $d_2$

Les effets des positions des fentes ( $d_1$ ,  $d_2$ ) à partir de la ligne AA' (ligne centrale de la cavité) ont été élaborés sur cette figure :



**Figure III.5 :** Variations du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) avec différentes valeurs de  $d_2$ .

En manipulant les distances  $d_1$  de 5.26 mm jusqu'à 9.45 mm par rapport à l'axe AA' on observe des variations significatives dans le graphe du coefficient de réflexion  $S_{11}$ . Ainsi, il est remarquable qu'à  $d_1 = 5.26$  mm le paramètre  $S_{11}$  est optimisé, l'adaptation d'impédance est considérablement améliorée et la bande passante a également augmenté à 0.9 GHz.



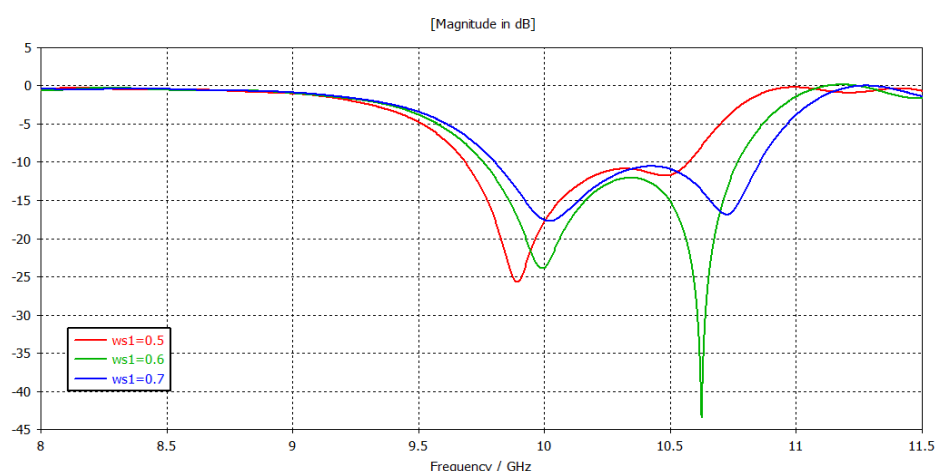
**Figure III.6 :** Variations du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) avec différentes valeurs de  $d_2$ .

De la même manière, lorsque la fente courte est déplacée de la ligne centrale (AA'), comme illustré dans la figure 2, l'impédance est améliorée en raison du changement de mode impair  $TE_{210}$ . On peut remarquer que la bande passante atteint son maximum à une distance  $d_2 = 4.64$ . Cette dernière est améliorée de  $0.9\text{ GHz}$  jusqu'à  $1.01\text{ GHz}$ .

La variation des distances  $d_1$  et  $d_2$  n'ont pas un impact régulier sur l'amélioration de l'impédance et de la bande passante.

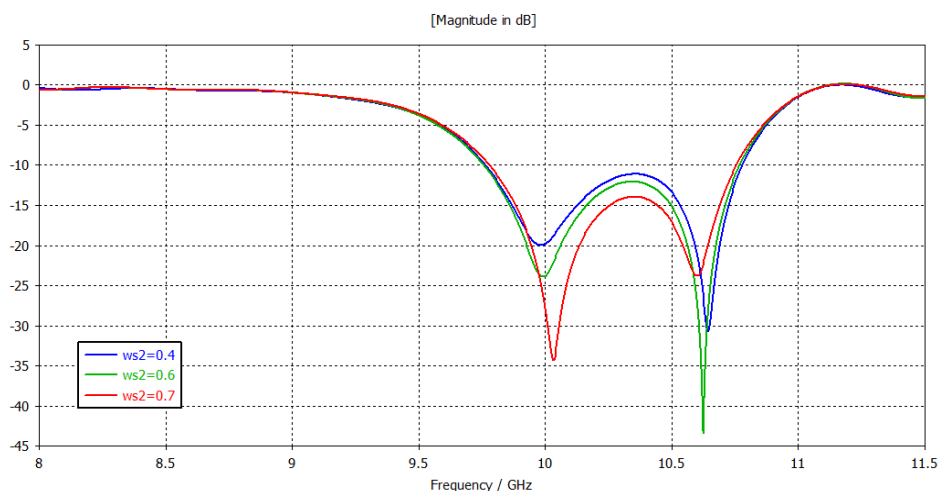
### III.4.2 Effet de $ws_1$ et $ws_2$

Les effets de la largeur des fentes ( $Ws_1$ ,  $Ws_2$ ) ont été élaborés sur ces figures :



**Figures III.7 :** Variations du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) avec différentes valeurs de  $Ws_1$

D'après les résultats obtenus, on peut dire que lorsqu'on augmente la largeur de la fente, la bande de fréquence se décale vers les fréquences supérieures. Ainsi, on observe une adaptation qui est dégradée à une valeur de  $Ws_1=0.5$ .

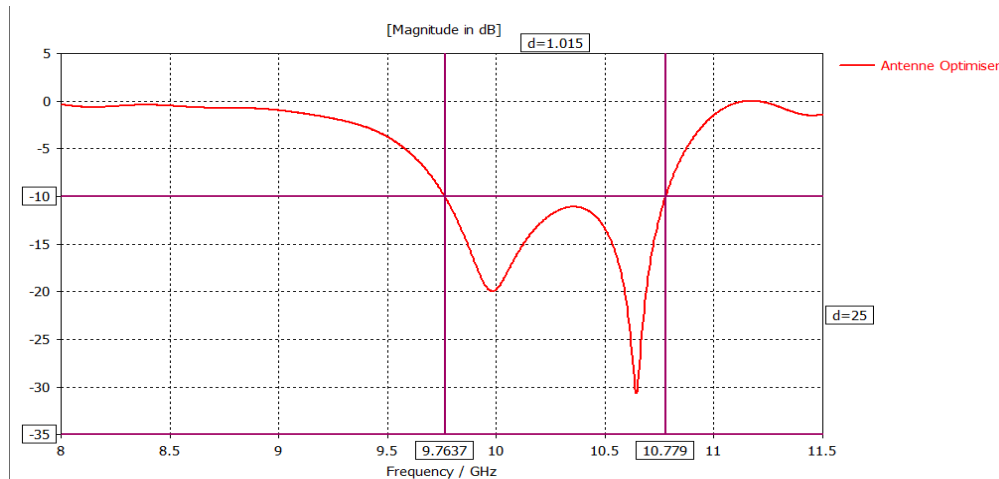


**Figures III.8 :** Variations du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) avec différentes valeurs de  $Ws_2$

On peut voir d'après cette figure que les largeurs de bande passante restent les mêmes quand la largeur de la fente  $Ws2$  change de 0.4 à 0.7, donc la bande passante n'est pas sensible à ce paramètre.

### I.5 Résultats

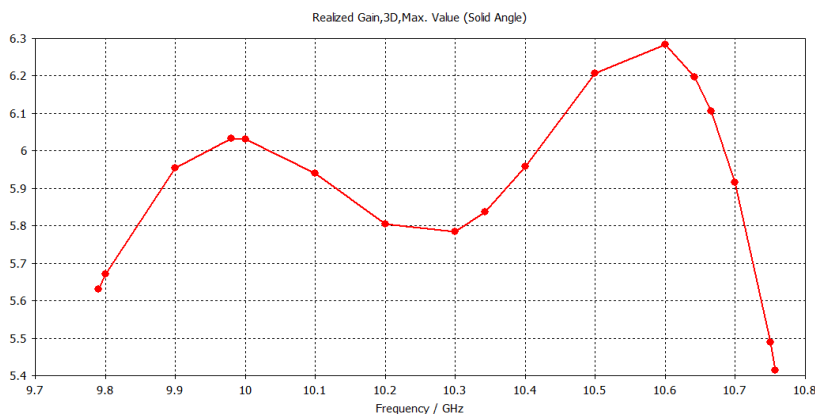
Après avoir étudié l'effet des différents paramètres, nous avons pu optimiser notre antenne. Ci-dessous les différents résultats obtenus :



**Figure III.9 :** la bande passante de l'antenne optimisée.

Le résultat que nous avons obtenu montre que notre antenne est capable de fonctionner efficacement sur une large gamme de fréquences, s'étendant précisément de 9.763 GHz à 10.776 GHz. Cela signifie que notre antenne est conçue pour opérer sur une bande spectrale relativement large, ce qui lui permet de répondre à divers besoins et conditions d'utilisation dans ce domaine de fréquence spécifique.

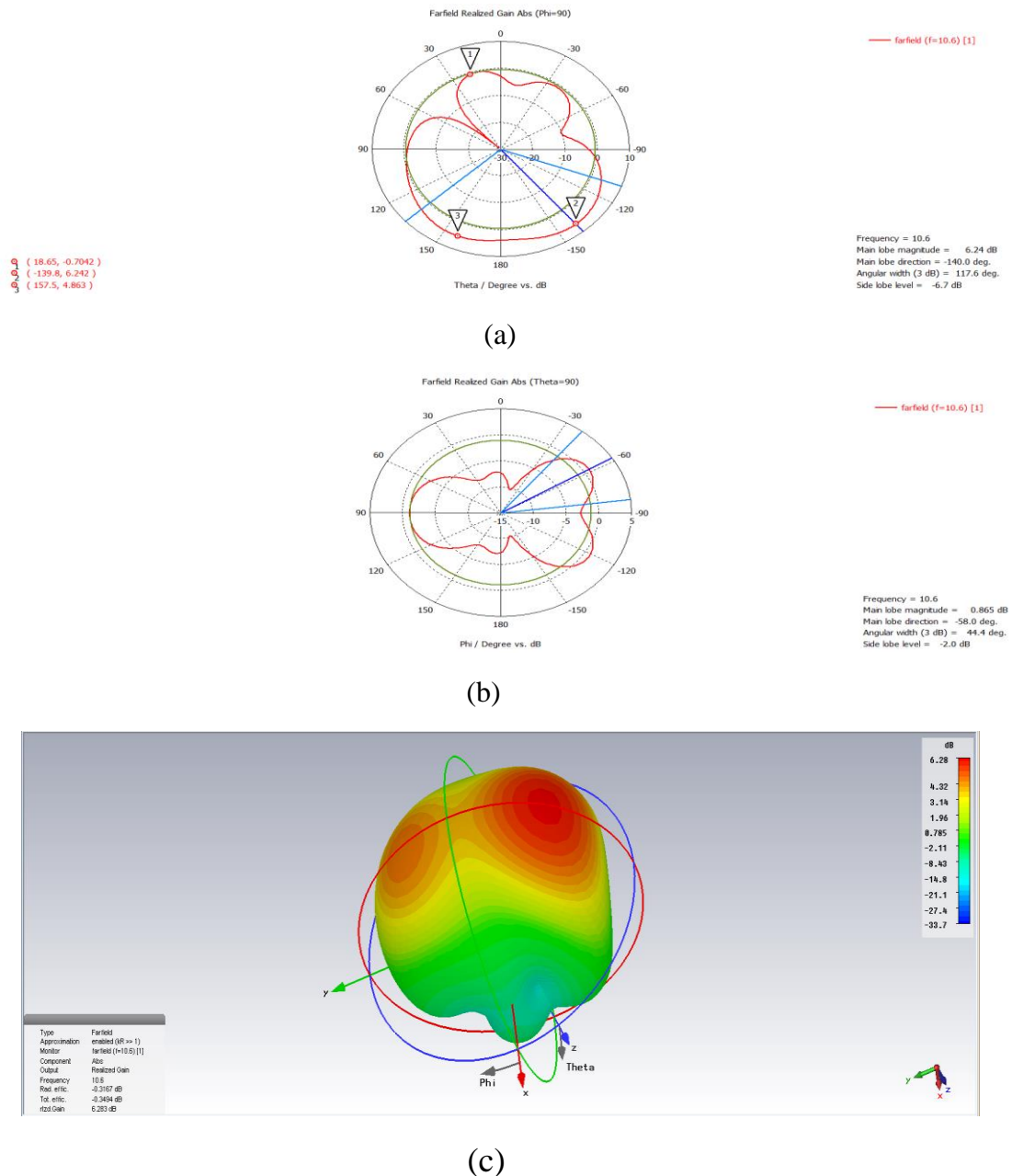
#### III.5.1 Le gain en fonction de fréquence



**Figure III.10 :** Représentation du gain en fonction de la fréquence [10.75GHz-9.79GHz].

La figure présente le gain en fonction d'une plage de fréquences s'étendant de 9.79 GHz à 10.75 GHz. On observe une tendance intéressante où le gain augmente progressivement avec la fréquence jusqu'à ce qu'il atteigne un pic à environ 10 GHz. Ensuite, le gain commence à diminuer légèrement jusqu'à une fréquence  $f=10.3$  GHz, puis on constate une augmentation à nouveau jusqu'à qu'il arrive à un pic supérieur de 6.24 dBi à une fréquence 10.5 GHz. Au-delà de cette fréquence, le gain commence à décroître jusqu'à la limite supérieure de la bande de fréquence examinée.

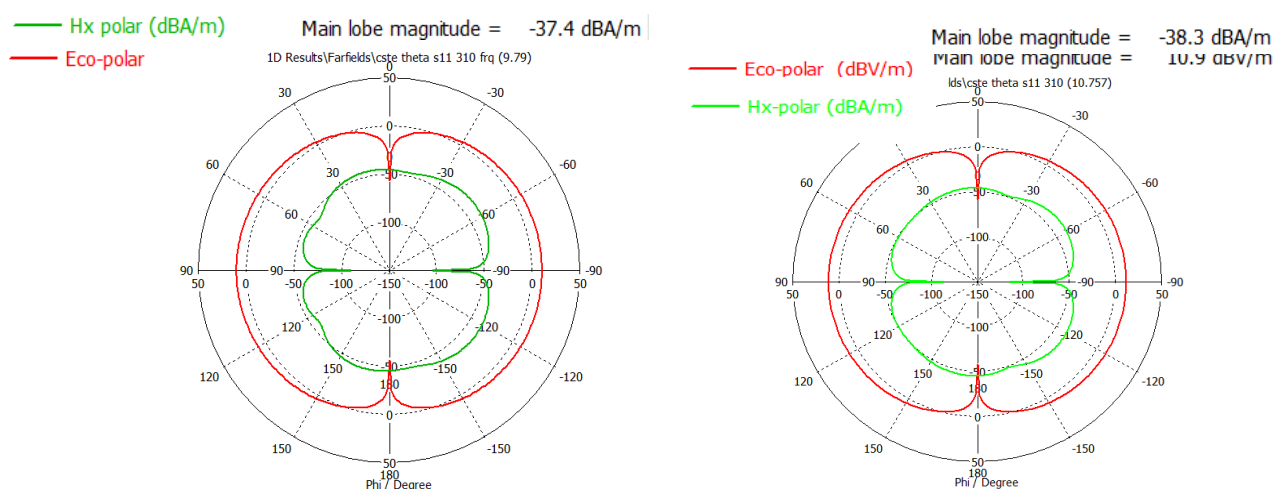
### III.5.2 Le diagramme de rayonnement



**Figure III.11 :** Les diagrammes de rayonnement, (a) en coordonnées polaire (phi=90), (b) en cordonne polaire (theta=90), (c) en 3d.

Après avoir fait les simulations sur toute la bande de fonctionnement de notre antenne, nous avons trouvé un gain maximal de 6.24 dBi à une efficacité de -0.36 dBi (figure III-10 (c)). Dans la figure (a), le marqueur 2 indique le point où le gain de l'antenne est maximal à une valeur de 6.24 dBi, ce qui indique que l'antenne émet de manière optimale dans cette direction. Quant au marqueur 2, il représente le rayonnement arrière de l'antenne. La valeur de ce rayonnement est très faible, ce qui le rend négligeable. En d'autres termes, l'énergie émise dans cette direction est minime et n'affecte pas significativement les performances globales de l'antenne.

### III.5.3 La Co-polarisation et la polarisation croisée



**Figure III.12 :** La Co-polarisation et la polarisation croisée à des fréquence (a) 9.79 GHz et (b) 10.757 GHz

### III.6 Conclusion

En conclusion, l'étude des paramètres influençant les antennes patch à SIW et à fentes démontre clairement leur flexibilité et leur capacité à être optimisées pour répondre à des exigences spécifiques en matière de performances. Les paramètres tels que les dimensions géométriques de fentes courtes et longues et leurs emplacements sur l'antenne jouent un rôle crucial dans l'élargissement de la bande passante et la détermination des caractéristiques électromagnétiques telles que la directivité et l'efficacité rayonnante. L'ajustement minutieux de ces paramètres permet non seulement d'améliorer la bande passante de l'antenne, mais également de garantir une adaptation optimale aux applications en bande X, qu'elles soient dans les radars ou d'autres systèmes sans fil.

# **Conclusion générale**



### Conclusion générale

Les communications sans fil connaissent actuellement une expansion significative. Face à la demande croissante de débits élevés et à la limitation des ressources en termes de spectre de fréquence disponible, il est devenu crucial de développer de nouvelles technologies d'antennes capables de répondre à ces besoins croissants. Nous constatons que l'antenne patch ne répond pas adéquatement à ces exigences spécifiques, car parmi ses limites, une bande passante étroite.

En conséquence, notre projet de recherche s'inscrit dans ce contexte spécifique. Nous nous concentrons sur la conception et l'étude d'antennes patch imprimées à fente, spécifiquement adaptées au large bande X. À travers une analyse approfondie des paramètres de l'antenne, nous avons observé que l'application de cette approche permet d'élargir de manière significative la bande passante de notre antenne patch. Nos recherches ont également souligné l'importance critique de la largeur et de l'emplacement des fentes, qui influencent directement les performances globales de l'antenne. En optimisant ces variables, nous avons obtenu des résultats encourageants, ouvrant ainsi la voie à des antennes patch plus performantes et adaptées à une gamme étendue d'applications.

Les résultats obtenus montrent bien que l'antenne proposée est bien adaptée dans la bande de fréquence de 9.76 GHz à 10.77 GHz. Tous les paramètres de l'antenne, tels que le coefficient de réflexion, l'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement, ont été présentés et commentés.

# Références

## Références

- [1] M. A.Rabah, « Contribution à la conception et à la réalisation des composants microondes compacts en technologie guides d'ondes intégrés aux substrats : modélisation par la méthode des éléments finis 2D»,thèse de doctorat, Université Abou bakr Belkaid de Tlemcen, février 2017 .
- [2] M. Guerroui, « Conception d'une nouvelle antenne pour une application GPR » thèse de doctorat, université 8 mai 1945 GUELMA, 2022.
- [3] Balanis, C.A., Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley & Sons, Inc, 1997.
- [4] Wissem El May, décembre 2021. Développement d'antennes textiles pour des applications IoT.
- [5] C. A. Balanis. Antenna Theory: Analysis and Design. Wiley-Inter science, 3rd edition, 2005
- [6] Makarov, S.N, « Antenna and EM Modeling with MATLAB», John Wiley & Sons, Inc, 2002.
- [7] BOUACHRA, M· BOUKHRIS, Ch. Conception et performance des réseaux d'antenne patch en bande Ka pour application du satellite pour l'obtention du diplôme de master en Réseau de télécommunication,2022.
- [8] Mansouri. M et Ezzeroug. E, Conception et simulation d'une antenne patch ultra-large bande [1-8] pour l'obtention du diplôme de master en aéronautique, Institut d'aéronautique et des études spatiales, 2019.
- [9] R. F. Harrington. Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency. Journal of Research of the National Bureau of Standards, 64D: 1–12, 1960.
- [10] Singh, and V.S. Tripathi, "Micro strip Patch Antenna and its Applications: a Survey." Int. J. Comp. Tech. Appl., Vol 2 no.5, pp. 1595-1599 2011.
- [11] F. Yang, X. Zhang, X. Ye, and Y. Rahmat-Sami, "Wideband E-shaped patch antennas for wireless communications", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 49, No. 7, pp. 1094-1100, Jul. 2001
- [12] Y. Ge, K. P. Esselle, and T. S. Bird, "E-shaped patch antennas for high-speed wireless networks", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52, No. 12, pp. 3213-3219, Dec. 2004
- [13] S. K. Behera, "Novel Tuned Rectangular Patch Antenna as a Load for Phase Power Combining" These de doctorates, Jadavpur University, Kolkata, 2012.
- [14] Nazih HAMDIKEN; "Analyse d'une antenne micro bande circulaire par la méthode Neuro spectrale" ; mémoire de Magister en électronique, département d'électronique, Université

de Constantine, 2006.

- [15] K. Fong, H. Pues, and M.J. Wither, "Wideband multilayer coaxial-feed Micro strip antenna element". Electronics letters, vol. 21, pp. 497-498, 1985.
- [16] A. Kumar, N, Gupta, and P. C. Gautam, "Gain and Bandwidth Enhancement Techniques in Micro strip Patch Antennas - A Review" International Journal of Computer Applications, 148(7), 9–14. 2016
- [17] S. Djidel, " Contribution à l'étude et à la conception d'antennes micro-rubans à large bande" thèse de doctorat, Université de M'silla, 2020
- [18] A. Aissa, " Contribution à L'étude des déphaseurs micro-rubans, applications aux réseaux d'antennes imprimées" thèse de doctorat, université de Guelma, 2018.
- [19] A. Djelloul, « Etude et conception d'antennes fractales pour des applications ultra-large bande » thèse de doctorat, Université de Tlemcen 2019
- [20] D. M. Pozar, "Micro strip antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 40, n° 1, pp. 79-91, January 1992.
- [21] A. Benomar, " Etude des antennes à résonateurs diélectriques. Application aux réseaux de télécommunications" thèse de doctorat en cotutelle de l'université de Tlemcen et limoge, 2015
- [22] R. M. Lamine, « Modélisation et simulation des antennes en onde millimétrique à base de méta matériaux » thèse de magister, Université Ziane Achour de Djelfa, 2018.
- [23] S. SAMIRA, « étude et caractérisation d'antennes imprimées pour système ultra-large bande », thèse de Magister en Génie électrique, Université Mohamed Khider Biskra, septembre 2015.
- [24] A. BERKAT, « Conception et réalisation d'antennes miniatures isotropes dans les bandes C et ISM », thèse de docteur en télécommunication option communication et réseaux sans fil, Université de Tlemcen, mai 2014.
- [25] D. Deslandes and K. Wu.2001 "Integrated micro strip and rectangular waveguide in planar form" IEEE Microw. Wireless Components. Letters. Vol. 11, no. 2, pp. 68–70.
- [26] Gabriel Cormier, Ph.D. Ing, « GELE5223 Chapitre 2 Guides d'onde, » Université de Moncton.
- [27] RABAH Mohammed Amine, Février 2017, Contribution à la Conception et à la Réalisation des Composants Micro-ondes Compacts en Technologie Guides d'Ondes Intégrés aux Substrats : Modélisation par la Méthode des éléments Finis 2D, (Thèse de doctorat, Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –Faculté de Technologie).
- [28] Ramesh Garg "Micro strip Antenna Design Handbook" 1980. PP. 257,258.

- [29] S. Djidel, " Contribution à l'étude et à la conception d'antennes micro-rubans à large bande" thèse de doctorat, Université de M'silla, 2020.
- [30] Jonathan Garreau, décembre 2012, Étude de filtres hyperfréquence SIW et hybride planaire SIW en technologie LTCC, (Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale)
- [31] D. Deslandes, "K. Wu., Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters," IEEE Trans. Microw. Theory and Techno, vol. 51, no. 2, pp. 593–596, Feb 2003.
- [32] A. Beneddif, W. Belkacem fehire, " Modélisation des filtres basés sur les nouvelles technologies de méta matériaux /SIW, " mémoire master, université de Tlemcen, 2016.
- [33] Ahmad Ismail Alhzzoury, "Contribution à la modélisation des structures SIW et SINRD pour application micro-ondes et télécommunications, " thèse de doctorat, université Toulouse, 2013.
- [34] NOURI Keltouma, décembre 2008, Conception, réalisation et caractérisation de filtres et de duplexeurs en technologies guides d'ondes et SIW application aux systèmes de communications (Thèse de doctorat, Université de Tlemcen, faculté des sciences de l'ingénieur, département de Télécommunication).
- [35] Bozzi, M.; Georgiadis, A.; Wu, K., "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," Microwaves, Antennas & Propagation, IET, vol.5, no.8, pp.909, 920, June 6
- [36] D. Deslandes, K. Wu, "accurate Modeling wave Mechanisms, and design consideration of substrate waveguide," IEEE Transaction on microwave theory and techniques, vol.54, no 6 2006, Jun.
- [37] Mehadji Abri, " Simulation d'un nouveau guide d'onde intégré au substrat opérant dans la bande [3.4-4.2GHZ], "

## **Résumé**

Notre travail s'est porté sur les antennes Patch. Nous avons traité les antennes en général, ainsi que leurs caractéristiques. Ensuite, nous avons traité les antennes patch à SIW, leurs fabrications, leurs techniques d'alimentation et leurs modélisations.

La conception des antennes utilisant le logiciel CST se base essentiellement sur la variation de la dimension et de l'emplacement de la fente sur le patch, afin d'avoir une structure qui résonne dans les fréquences désirées pour des applications en bande X.

L'objectif de notre travail est d'étudier et de concevoir d'antenne patch à SIW et à fente bilatérales ayant des caractéristiques satisfaisantes du point de vue d'élargissement la bande passante.

**Mots clé :** antenne patch, SIW, fente, bande passante large, bande x

## **Abstract**

Our work focused on Patch antennas. We treated the antennas in general, as well as their characteristics, then we treated the SIW patch antennas, their manufacturing, their power supply techniques and their modeling.

The design of antennas using the CST software is essentially based on the variation in the dimensions and location of the slot on the patch antenna order to have a structure that resonates in the desired frequencies for X-Band applications.

The objective of our work is to study and design a patch antenna with SIW and bilateral slot having satisfactory characteristics from the point of view of expanding the bandwidth.

**Key words:** patch antenna, SIW, slot, wide bandwidth, x-band