

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية  
الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان -

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –



## **MEMOIRE**

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

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : système de télécommunication (ST)

**Par** :

Sari Zineb

Saidi Ahlem

**Sujet**

**Simulation et optimisation d'un triplexeur hyperfréquence  
pour système radar en technologie SIW**

Soutenu publiquement, le 28 /09 /2020, devant le jury composé de :

Mlle F. LALLAM	Maitre de conférences (B)	Univ. Tlemcen	Présidente
Mr M. ABRI	Professeur	Univ. Tlemcen	Encadrant
Mme T. BENMANSOUR	Doctorante	Univ. Tlemcen	Co-Encadrante
Mme H. BADAoui	Maitre de conférences (A)	Univ. Tlemcen	Examineur

## Table des matières

Remerciements .....	I
Dédicaces .....	II
DEDICACE.....	III
Liste des figures .....	IV
Liste des Tableaux.....	VII
Liste des abréviations et des acronymes .....	VIII
RÉSUMÉ.....	IX
Introduction générale.....	XI

### **Chapitre I : Généralités sur les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW)**

I.1- Introduction .....	1
I.2- Généralités sur les guides d'ondes classiques .....	1
I.2.1 Historique.....	1
I.2.2 définition du guide d'onde .....	1
I.2.3 Utilisation du guide d'onde.....	2
I.2.4 Les guides d'ondes circulaires .....	3
I.2.4.1 Définition .....	3
I.2.5 Les guides d'ondes rectangulaires .....	3
I.2.5.1 Définition .....	3
I.2.6 Les équations de Maxwell .....	4
I.2.7 Les Conditions aux limites.....	6
I.2.8 Les modes de propagation .....	6
I.2.8.a Étude des modes TE.....	6
I.2.8.b Étude des modes TM .....	8
I.2.9 Les avantages du guide d'ondes .....	10
I.2.10 Les inconvénients du guide d'ondes .....	10

I.3- La technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW .....	10
I.3.1 Introduction.....	10
I.3.2 Historique de SIW.....	11
I.3.3 Définition .....	11
I.3.4 Principe de fonctionnement .....	12
I.3.5 Les règles de conception.....	12
I.3.6 Adaptation du guide d'onde en technologie SIW .....	14
I.3.6.1 La ligne micro-ruban.....	15
I.3.6.2 La transition .....	17
I.3.7 Quelques exemples des circuits .....	20
I.3.7.1 Les circuits passifs SIW .....	20
I.3.7.2 Les circuits actifs SIW .....	21
I.3.8 Les antennes SIW .....	21
I.3.9 Utilisation des bandes de fréquences .....	22
I.3.9.1 La bande S.....	22
I.3.9.2 La bande C .....	22
I.3.10 Les avantages et les inconvénients de SIW .....	24
I.4- Conclusion .....	24

## **Chapitre II : Triplexeur en technologie SIW**

II. 1 Introduction .....	26
II.1.1 Historique .....	26
II.1.2 Définition de duplexeur .....	27
II.1.3 Le rôle de duplexeur .....	27
II.1.4 Les caractéristiques du duplexeur.....	28
II.1.4.1 Perte d'insertion .....	29
II.1.4.2 Coefficient de réflexion .....	29

II.1.4.3 Isolation et autres caractéristiques .....	30
II.1.5 Principes de base de duplexeur radar .....	30
II.1.6 Les applications du radar .....	30
II.1.7 Les applications du duplexeur radar .....	32
II.1.8 Duplexeur en technologie SIW .....	35
II.1.9 Les avantages et les inconvénients d'un duplexeur .....	38
II.2 Triplexeur hyperfréquence.....	39
II.2.1 Introduction .....	39
II.2.2 Définition de triplexeur .....	39
II.2.3 Le rôle de triplexeur.....	40
II.2.4 Les caractéristiques de triplexeur .....	41
II.2.5 Antenne-triplexeur à base de guide d'onde intégré au substrat .....	42
II.2.5.1 Principe de fonctionnement .....	43
II.2.5.2 résultats expérimentaux .....	45
II.3 Conclusion .....	47

### **Chapitre III : Présentation des résultats de simulation**

III.1 Introduction .....	49
III.2 Transition de la ligne micro-ruban au guide d'onde SIW .....	49
III.3 Conception du guide SIW opérant en bande S.....	50
III.3.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper .....	53
III.4 Conception du guide HMSIW (demi-mode) opérant en bande S .....	54
III.4.1 Distribution du champ électrique dans le guide HMSIW .....	55
III.5 Conception du guide SIW opérant en bande C .....	56
III.5.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper .....	59
III.6 Conception du guide HMSIW (demi-mode) opérant en bande C .....	59
III.6.1 Distribution du champ électrique dans le guide HMSIW .....	61

III.7 Conception d'un duplexeur .....	61
III.7.1 Distribution du champ électrique d'un duplexeur .....	63
III.8 Conception d'un duplexeur 1 .....	63
III.8.1 Distribution du champ électrique d'un duplexeur 1 .....	65
III.9 Conception d'un triplexeur.....	65
III.9.1 Distribution du champ électrique d'un triplexeur .....	69
III.10 Conclusion.....	71
CONCLUSION GENERALE.....	72
Références bibliographiques.....	73

# ***Remerciements***

*Nous tenons à remercier tout d'abord DIEU le tout puissant qui nous a donné durant toutes ces années la santé, le courage et la foi.*

*Nous tenons à remercier chaleureusement notre encadreur Mr ABRI Mehadji professeur à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté de diriger ce travail et de nous avoir accompagnés tout au long de sa réalisation avec beaucoup d'intérêt et de disponibilité et d'avoir mis son expérience à nos profits dans son encadrement ainsi que la confiance qu'il nous a témoigné.*

*Merci pour notre Co-encadrante Mme BENMANSOUR Thouraya pour ses orientations éclairées, et ses aides pour élaborer notre projet.*

*Nos remerciements vont également à tous les enseignants de l'université et également la promotion MASTER spécialité Systèmes de Télécommunication.*

*Enfin nous remercions les membres du jury de nous avoir honorés en acceptant de juger ce travail*

# Dédicaces

*Du profond de mon cœur, je dédie ce travail à tous ceux qui me sont cher,*

## **À MES CHERS PARENTS**

*Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consenti pour mon instruction et mon bien être. Je vous remercie pour tout le soutien et l'amour que vous me portez depuis mon enfance et j'espère que votre bénédiction m'accompagne toujours.*

## **À MES CHERES SŒURS**

*Soulef, Zahra, Wafaa*

## **À MON CHER FRERE Hafid**

## **À MES CHERS PETITS NEVEUX ET NIECES**

*Chaimaa, Meriem, Abdelkrim, Amira, Yousra, Wassim*

*Aucune dédicace ne saurait exprimer tout l'amour que j'ai pour vous, Votre joie et votre gaieté me comblent de bonheur. Que Dieu, le tout puissant, vous protège et vous garde.*

## **UNE SPECIALE DEDICACE**

*À mon fiancé mon conseiller, qui m'a assisté dans les moments difficiles, qui compte énormément pour moi, et pour qui je porte beaucoup de tendresse et de respect à toi cher*

*Mehdi.*

*À ma chère amie Ahlem qui m'accompagne durant toute cette période de travaille, et à tous mes chère amis,*

*À tous ceux que je n'ai pas cité leurs noms mais je n'oublie jamais leurs aides.*

**Zineb**

# DEDICACE

*Avec un énorme plaisir, un cœur ouvert, et une immense joie, que je dédie ce modeste travail*

*à :*

*Mes parents :*

*Ma mère, qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, reçois à travers ce travail aussi modeste soit-il, l'expression de mes sentiments et de mon éternelle gratitude*

*Mon père, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie. Puisse Dieu faire en sorte que ce travail porte son fruit; Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutien permanent venu de toi*  
*Mes frères : Mohamed, Oussama, Sid Ahmed et Mes sœurs : Nassima, Fatima, Ikram qui n'ont cessé d'être pour moi des exemples de persévérance, de courage et de générosité*

*Mon merveilleux partenaire et ami Sari Zineb et sa famille.*

*Et finalement à mes ami(e)s et tous les membres de famille.*

*Et à ceux qui ont oublié mon stylo et n'ont pas oublié mon cœur...*

*Ahlem*

## *Liste des figures*

### **Chapitre I**

Figure I-1:Exemple des guides d'ondes. ....	2
Figure I-2:(a) Géométrie d'un guide d'onde circulaire, (b) et (c) orientation verticale et horizontale du champ électrique (mode fondamental TE <sub>11</sub> ), (d) exemple d'un guide d'onde circulaire.....	3
Figure I-3:a) Exemple d'un guide d'onde rectangulaire, b) Schéma d'un guide d'onde rectangulaire. ....	4
Figure I-4:le mode de propagation TE .....	7
Figure I-5:le mode de propagation TM. ....	9
Figure I-6:Guide d'onde SIW. ....	11
Figure I-7:Structure d'un guide d'onde intégré au substrat (SIW). ....	12
Figure I-8:Les paramètres d'un guide SIW.....	13
Figure I-9:structure de la ligne micro-ruban. ....	16
Figure I-10:les Paramètres géométriques de la transition. ....	17
Figure I-11:Guide d'onde SIW avec des transitions micro ruban.....	18
Figure I-12:Exemples des circuits passifs SIW, (a) filtre de bande C SRR, (b) guide rectangulaire SIW, (c) coupleur SIW, (d) Duplexeur SIW. ....	21
Figures I-13 : Exemples des circuits actifs SIW, a) oscillateur SIW, b) amplificateur SIW [16].....	22
Figure I-14:Topologies d'antennes: (a) ALTSA, (b) antenne corne, (c) antenne à ondes qui fuient, et (d) réseau d'antennes. ....	22

### **Chapitre II**

Figure II-1.1:(a) exemple d'un duplexeur, (b) schéma d'un Système d'émission/réception utilisant un duplex .....	27
Figure II-1.2:Schéma remplit le rôle de duplexeur.....	28
Figure II-1.3:isolateur double jonction.....	30
Figure II-1.4:(a) système radar, (b) Schéma de principe d'un système radar. ....	32
Figure II-1.5:le duplexeur radar. ....	32

Figure II-1.6: Photographies des configurations frontales du radar 680 GHz. (a) Duplexeur à grille filaire. (b) Duplexeur OMT / klaxon. (c) Front-end montrant le polariseur de réseau et le trajet du faisceau.....	33
Figure II-1.7: Images radar 680 GHz comparées lors de l'utilisation (a) d'un duplexeur filaire et (b) du nouveau duplexeur OMT. La qualité d'image des deux émetteurs-récepteurs est identique. ....	34
Figure II-1.8: structure de SIW duplexeur. ....	35
Figure II-1.9: transition entre l'antenne SIW et le duplexeur. ....	36
Figure II-1.10: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> du filtre SIW à f=6 GHz.....	37
Figure II-1.11: Paramètres S <sub>ij</sub> du Filtre SIW .....	37
Figure II-1.12: Paramètres S <sub>ij</sub> mesurés du même filtre [45]. ....	38
Figure II-2.1: Exemple d'un triplexeur. ....	39
Figure II-2.2: le principe de triplexeur. ....	41
Figure II-2.3: Maquette du triplexeur compact .....	41
Figure II-2.4: Topologie de couplage du triplexeur .....	42
Figure II-2.5: Conception proposée (W = 11, L = 18, L <sub>p</sub> = 18.2, W <sub>p</sub> = 11.5, L <sub>1</sub> = 11.6, L <sub>2</sub> = 8.15, L <sub>s</sub> = 2.5, W <sub>s</sub> = 0.8, L <sub>s1</sub> = 16, w <sub>s1</sub> = 26, w <sub>s0</sub> = 5, p = 2, d = 1). Toutes les dimensions sont en mm. (a) configuration de l'antenne, (b) échantillon fabriqué, et (c) distinctes .....	43
Figure II-2.6: Variation de la fréquence de résonance avec différentes dimensions (a) L <sub>p</sub> et W <sub>p</sub> et, (b) L <sub>1</sub> et L <sub>2</sub> . ....	44
Figure II-2.7: Résultats simulés et mesurés ( S  -Paramètres et gain) 7 Résultats simulés et mesurés ( S  -Paramètres et gain) .....	46
Figure II-2.8: Diagrammes de rayonnement à deux plans de coupe φ = 0° et φ = 90° (a) 1,18 GHz (Port1: ON), (b) 5,15 GHz (Port2: ON) et (c) 5,78 GHz (Port1: ON). ....	46

### Chapitre III

Figure III-1: Structure générale du taper des guides SIW avec ces paramètres. ....	50
Figure III-1: structure de guide SIW fonctionnant dans la bande S sans taper (a) Vue de face. (b) vue en perspective. ....	51
Figure III-3: Coefficients de transmission et de réflexion de guide SIW fonctionnant en bande S. ....	52
Figure III-4: guide SIW en bande S avec taper. ....	52
Figure III-5: résultat de simulation du guide SIW en bande S avec taper. ....	53

Figure III-6:vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f= 1.7$ GHz .....	54
Figure III-7:Géométrie du HMSIW opérant dans la bande S .....	54
Figure III-8:Résultats de simulation des paramètres S11, S21 .....	55
Figure III-9:Distribution du champ électrique pour la technologie HMSIW.....	55
Figure III-10:Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande C sans taper.(a)vue de face,(b)vue en perspective.....	56
Figure III-11:Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande C.....	57
Figure III-12:La topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat (a) Vue de face. (b) vue en perspective .....	58
Figure III-13: Coefficients de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW ...	58
Figure III-14:vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f= 6.8$ GHz. ....	59
Figure III-15:Géométrie du HMSIW opérant dans la bande C,(a)Vue de face. (b) vue en perspective.....	60
Figure III-16:Résultats de simulation des paramètres S11, S21. ....	60
Figure III-17:Propagation du champ électrique dans le guide HMSIW. ....	61
Figure III-18:Le duplexeur en deux bandes S et C, (a) vue en face, (b) vue en perspective. ..	62
Figure III-19:Résultat de simulation de duplexeur .....	62
Figure III-20:distribution du champ électrique, (a)Vue de face, (b) Vue en perspective. ....	63
Figure III-21:Le duplexeur 1 en deux bandes S et C, (a) vue en face, (b) vue en perspective. 64	
Figure III-22:Résultat de simulation de duplexeur1. ....	64
Figure III-23:distribution du champ électrique. ....	65
Figure III-24:Structure triplexeur SIW fonctionnant dans la bande C (a)vue en face (b) vue en perspectiv .....	67
Figure III-25:Résultats de simulation des paramètres (a) S11, (b) S21, (c) s31, (d) s41 .....	68
Figure III-26: Distribution de champ électrique.....	71

## *Liste des Tableaux*

Tableau I-1 : Bande de fréquences et leurs applications .....	23
Tableau II-1.1: Applications radars et bandes de fréquences associé .....	31
Tableau II-1.2: Paramètres caractéristiques .....	36
Tableau II-1.3:Paramètres caractéristiques du filtre.....	36
Tableau III-1:Impédances et dimensions des tapers pour chaque guide SIW.....	50
Tableau III-2:Les paramètres de triplexeur dans la bande C.....	66

## *Liste des abréviations et des acronymes*

$\epsilon_r$	Permittivité relative.
$\mu$	Perméabilité magnétique.
$\eta$	Impédance d'onde du milieu ; $\eta = 120\pi = 177 \Omega$
$\rho$	La densité volumique de charge électrique.
$\vec{E}$	Vecteur d'intensité du champ électrique.
$\vec{H}$	Vecteur d'intensité du champ magnétique.
$\vec{B}$	Le pseudo-vecteur induction magnétique.
$\vec{j}$	La vectrice densité de courant.
$\omega$	La pulsation de l'onde.
$\omega_c$	La pulsation de coupure.
$k$	La constante de propagation.
$C$	La vitesse de la lumière.
$F_c$	La fréquence de coupure.
$d$	Le diamètre des trous.
$\lambda$	La longueur d'onde.
$\lambda_g$	La longueur d'onde du guide.
<b>SIW</b>	Substrat Integrated Waveguide.
<b>HMSIW</b>	Half Mode Substrate Integrated Waveguide.
<b>CST</b>	Computer Simulation Technology.
$a_{siw}$	Largeur du SIW.
<b>TE</b>	Transverse électrique.
<b>TM</b>	Transverse magnétique.
<b>RF</b>	Radio fréquence
<b>LNA</b>	Low noise amplifieur
<b>PA</b>	Power amplifieur

## RÉSUMÉ

Les développements technologiques en télécommunication visent depuis plusieurs années vers la réduction des revenus et les coûts, les volumes et les pertes de ces appareils.

La technologie guide d'onde intégré au substrat (GIS), ou bien SIW (SubstrateIntegratedWaveguide) est une nouvelle technologie qui a commencé à gagner en popularité, après la réalisation de certains circuits ayant une taille estimée très intéressante et un faible coût.

Dans notre mémoire nous visons principalement l'étude de triplexeur hyperfréquence pour système radar utilisant la technologie de guide d'ondes à faisceaux multiples à substrat SIW en bande C et S pour une utilisation dans les systèmes de communication sans fil et les systèmes de communication spatiaux.

L'utilisation de Microwave Studio Science et Technologie a donné de bons résultats en termes de triplexage et d'adaptabilité dans la gamme S et C.

**Mots clés :** Triplexeur, technologie SIW, Bande S et C, CST Microwave studio.

## Abstract

Technological developments in telecommunications have been aimed for several years at reducing the income and costs, volumes and losses of these devices.

Waveguide technology integrated into the substrate (GIS), or SIW (SubstrateIntegratedWaveguide) is a new technology which started to gain popularity, after the realization of certain circuits having a very interesting estimated size and low cost.

In our thesis we mainly target the study of microwave triplexer for radar system using SIW C-band and S-band multi-beam substrate waveguide technology for use in wireless communication systems and space communication systems. .

The use of Microwave Studio Science and Technology has given good results in terms of triplexing and adaptability in the S and C range.

**Keywords:** Triplexer, SIW technology, S and C band, CST microwave studio.

## ملخص

تهدف التطورات التكنولوجية في مجال الاتصالات لعدة سنوات إلى تقليل الدخل والتكاليف وحجم وخسائر هذه الأجهزة. دمج تقنية الدليل الموجي في الركيزة (SIW) ، أو (Substrate Integrated Waveguid) GIS هي تقنية جديدة بدأت تكتسب شعبية، بعد تحقيق دوائر معينة لها حجم تقديري مثير للاهتمام وتكلفة منخفضة. في أطروحتنا، نستهدف بشكل أساسي دراسة الميكروويف ثلاثي الإرسال لنظام الردار باستخدام الدليل الموجي لاستخدامها في أنظمة الاتصالات اللاسلكية وأنظمة الاتصالات الفضائية. أعطى استخدام علوم وتكنولوجيا استوديو الميكروويف نتائج جيدة من حيث الإرسال الثلاثي والقدرة على التكيف في و النطاق C و S.

**الكلمات الرئيسية:** استوديو ميكروويف CST , نطاق C و S ، تقنية SIW، ثلاثي .

## Introduction générale

L'expansion des systèmes de télécommunications au cours des dernières années a nécessité le développement d'équipements performants à des prix raisonnables. Ce besoin a affecté les systèmes à toutes les fréquences, y compris les fréquences RF et les hyperfréquences. Certains composants à faible perte, tels que les filtres à guide d'onde, ont donné de bonnes performances, même si leur taille et leur poids sont compromis, certaines applications nécessitant des composants plus légers et plus compacts. La technologie SIW est l'une des approches qui a fourni des solutions de composantes hautes performances à une fraction du poids et de la taille des composants de guides d'ondes rectangulaires traditionnels.

La technologie SIW est un des candidats potentiels permettant de fabriquer des filtres à faible coût, de petites tailles présentant de faibles pertes et facilement intégrables dans les systèmes planaires. Comme cette technologie est relativement récente, de nombreux projets de recherche sont présentement en cours de conception et de réalisation de plusieurs composants SIW en guide d'ondes rectangulaires, très utilisés dans les systèmes de télécommunications. Ces composants doivent être connectés à des structures planaires, de sorte qu'ils aient une intégration complète.

Le premier chapitre sera concerné à la présentation d'une description détaillée sur les guides d'onde pour le cas de la technologie planaire. L'adaptation de guide d'onde intégré au substrat puis différents exemples des circuits utilisant ce technologie et les diverses application intégré au substrat.

Par la suite, le deuxième chapitre a été consacré rapidement à la présentation générale sur le duplexeur, puis les principes de base de duplexeur radar et leur applications. et sera concerné aussi sur l'utilisation de triplexeur hyperfréquence dans les systèmes radars.

Dans le dernier chapitre notre intérêt s'est porté sur la démarche à suivre pour la présentation des résultats de conception des triplexeurs fonctionnant dans les deux bandes S et C à l'aide du logiciel de simulation «CST MICROWAVE STUDIO».

Ce document sera enfin clôturé par une conclusion générale et une référence bibliographique.

# Chapitre I

---

## Généralités sur les guides d'ondes Intégrés au substrat (SIW)

---

## I.1- Introduction

Les guides d'ondes ce sont des lignes de transmission traditionnelle utilisée pour le guidage d'un signal micro-onde et jusqu'à aujourd'hui sont encore largement utilisés pour plusieurs applications. A base de cette technologie, des différents composants micro-ondes sont réalisés tels que: les coupleurs, les déphaseurs sont disponibles dans le marché puisque en prend en compte que ces guides présentent des faibles pertes avec une forte énergie transmise.

Puisque leur poids est lié à la fréquence utilisée, l'intégration des guides d'ondes avec d'autres composants micro-ondes devienne limitée et très couteuse.

Aujourd'hui, une telle technologie qui est basée sur l'utilisation des circuits imprimée pour limiter les caractéristiques des guides d'ondes traditionnelles. Ils sont appelés les guides d'ondes intégrées au substrat (GIS).

Dans cette partie, nous allons étudier les théories générales qui concernent les guides d'ondes.

## I.2- Généralités sur les guides d'ondes classiques

### I.2.1 Historique

Le premier guide d'ondes fut proposé par Joseph John Thomson en 1893 et vérifié expérimentalement par Oliver Lodge en 1894 , l'analyse mathématique de la propagation d'ondes à l'intérieur d'un tube métallique fut menée à bien par John Rayleigh en 1897 (*McLachan*, 1947).

La fondation de l'électromagnétisme moderne et les bases théoriques de micro-ondes étaient grâce à Jaunes Clark Maxwell qui formulent les équations et qui portent son nom « Équations de Maxwell » dans son traité sur l'électricité et magnétisme, c'était en 1873.

### I.2.2 définition du guide d'onde

Le guide d'onde est notamment utilisé en optique, en physique et en télécommunication. Qui sert à guider les ondes électromagnétiques ou les ondes acoustiques, pour les maintenir confinées dans un milieu particulier, sur une certaine distance.

La (figure I.1) illustre quelques exemples des guides d'ondes.



**Figure I-1: Exemple des guides d'ondes.**

Le guide d'ondes est une forme particulière de la ligne de transmission utilisée pour les applications micro-ondes. Les guides d'ondes peuvent être généralement classés en deux catégories :

- ✓ Les guides d'ondes diélectriques à section circulaire sont surtout utilisés pour les télécommunications aux fréquences optiques, se composent seulement de diélectriques et emploient les réflexions à partir d'interfaces diélectriques à propager l'onde électromagnétique le long du guide.
- ✓ Les guides d'ondes métalliques prennent habituellement la forme d'un tube de métal conducteur clos. Les ondes se propageant à l'intérieur du guide d'ondes de métal peuvent être caractérisés par des réflexions à partir des parois conductrices.

### **I .2.3 Utilisation du guide d'onde**

les guides d'ondes sont utilisés dans de nombreux domaines, de la recherche en physique, à l'électronique en passant par les radars ou les pinces optiques utilisées pour déplacer des particules ou des objets biologiques tels que des cellules, ils sont aussi utilisés dans les transmetteurs de haute puissance, les fours micro-ondes , les bloc-convertisseurs à faible bruit des antennes de réception des signaux de télévision...ect.

On peut aussi considérer le guide d'ondes comme un filtre passe-haut avec sa propre fréquence de coupure.

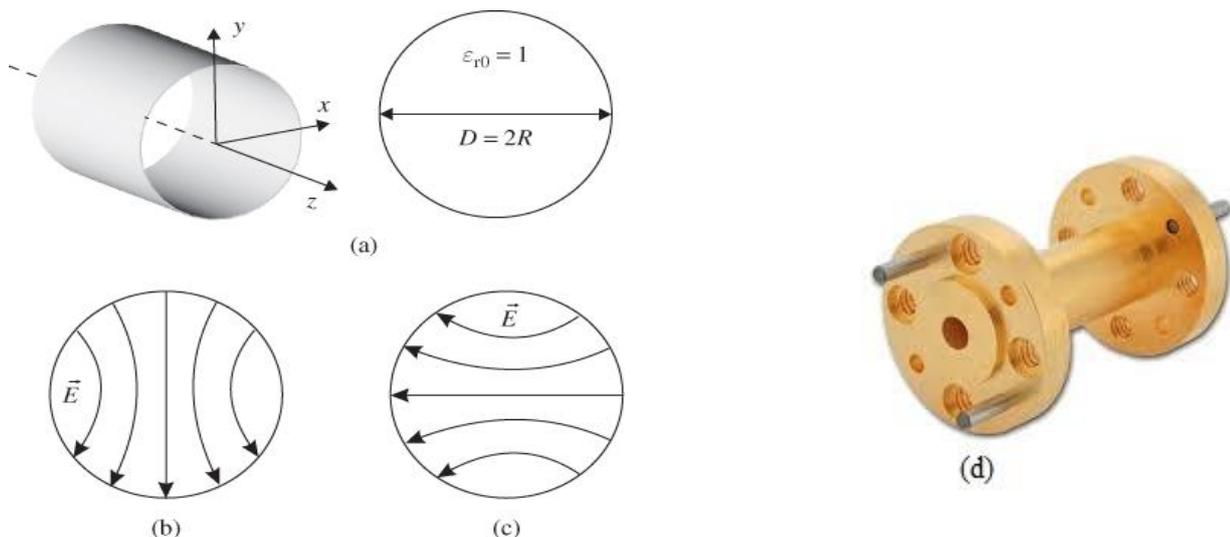
Un guide d'ondes peut transporter des puissances EM très importantes cela d'autant plus que les dimensions du guide sont grandes ce qui correspond à la fréquence d'utilisation plus basse.

## I.2.4 Les guides d'ondes circulaires

### I.2.4.1 définition

Les guides d'ondes à section circulaire sont en principe ceux qui représentent le moins de pertes. Ils permettent également de faire véhiculer deux signaux à polarisation orthogonale dans le même guide. Toutefois la maîtrise requise pour garder les champs électriques et magnétiques bien perpendiculaires est très délicate. C'est pourquoi on leur préfère les guides rectangulaires ou elliptiques [27].

Un guide d'onde circulaire est constitué d'un cylindre métallique creux de rayon intérieur  $R$  (figure I-2). Il est représenté dans le système de coordonnées de cylindriques ou l'axe  $z$  est toujours défini comme étant la direction de propagation.



**Figure I-2:(a) Géométrie d'un guide d'onde circulaire, (b) et (c) orientation verticale et horizontale du champ électrique (mode fondamental TE<sub>11</sub>), (d) exemple d'un guide d'onde circulaire.**

## I.2.5 Les guides d'ondes rectangulaires

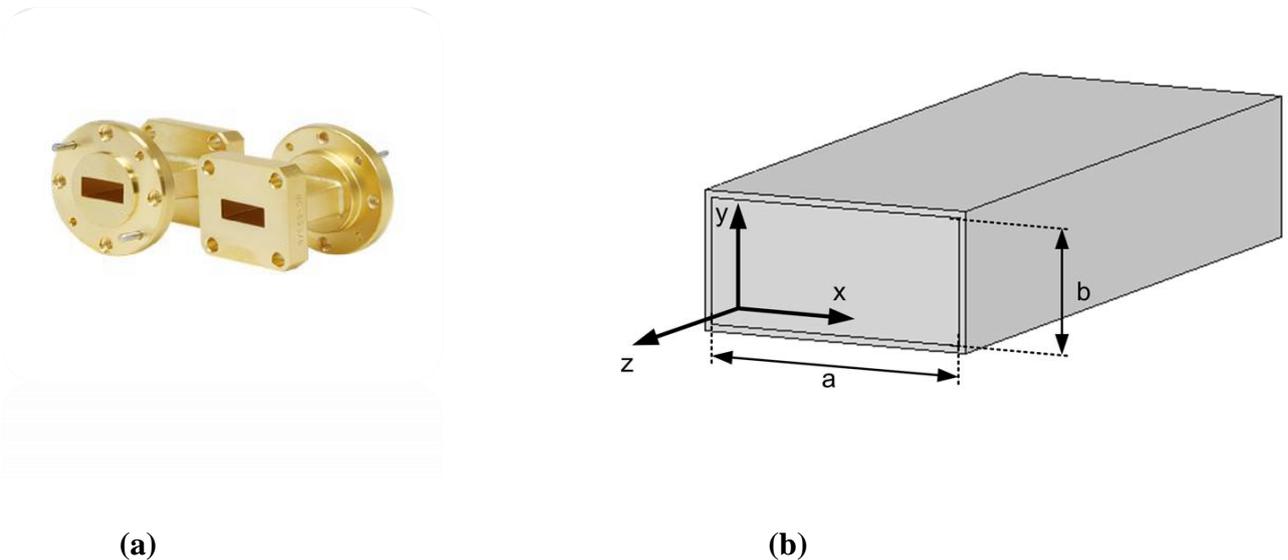
### I.2.5.1 Définition

Un guide d'onde rectangulaire est un système de guidage réalisé sous forme de tube métallique de section droite rectangulaire par lequel l'énergie transmise sous forme d'onde

électromagnétique. Ainsi, ils sont les premiers types des lignes de transmission utilisées pour transporter des signaux hyperfréquences.

Les guides d'ondes rectangulaires, par opposition aux guides d'ondes circulaires et elliptiques, constituent de loin la configuration dominante pour la base installée de guides d'ondes pour les systèmes compacts tels que le radar et les abris d'équipement internes. Cela est probablement dû à la rigidité généralement plus grande des structures rectangulaires car l'épaisseur de la paroi peut facilement être rendue plus épaisse qu'avec du circulaire. Il est également plus facile d'acheminer et de monter de très près [22].

Il possède une section rectangulaire de largeur  $a$  sur l'axe ( $x$ ), et de hauteur  $b$  sur l'axe ( $y$ ). L'axe ( $z$ ) définit toujours la direction de propagation. Ils sont représentés dans la figure suivante:



**Figure I-3:a) Exemple d'un guide d'onde rectangulaire, b) Schéma d'un guide d'onde rectangulaire.**

Le principal avantage de ce type des guides est la minimisation de la perte lors de la transmission, ils sont de plus complètement blindés ce qui entraîne une bonne immunité des très faibles signaux transmis aux interférences externes [21].

## I.2.6 Les équations de Maxwell

Le socle de l'électromagnétisme repose sur cinq équations : les quatre équations de Maxwell qui résument toutes les lois de l'électricité et du magnétisme, et l'expression de la force de Lorentz. Ces équations sont (sous leur norme locale).

L'équation de maxwell Gauss

$$\mathit{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (\text{I.1})$$

L'équation de maxwell flux magnétique

$$\mathit{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{I.2})$$

L'équation de maxwell faraday

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{I.3})$$

L'équation de maxwell ampère

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{B} = \mu_0 \vec{J} + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{I.4})$$

La force de Lorentz

$$\vec{F}_L = q (\vec{E} + \vec{v} * \vec{B}) \quad (\text{I.5})$$

On note:

- ✓  $\rho$ : La densité volumique de charge électrique.
- ✓  $\vec{J}$ : La vectrice densité de courant.
- ✓  $\vec{E}$ : Vecteur d'intensité du champ électrique.
- ✓  $\vec{B}$ : Le pseudo-vecteur induction magnétique.
- ✓  $\epsilon_0$ : La permittivité diélectrique du vide.
- ✓  $\mu_0$ : La perméabilité magnétique du vide.

La relation locale exprimant la conservation de la charge est :

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \mathit{div} \vec{J} = 0 \quad (\text{I.6})$$

En l'absence de charge électrique et de courant électrique, ces équations deviennent comme suit :

$$\mathit{div} \vec{E} = 0 \quad (\text{I.7})$$

$$\mathit{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{I.8})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{I.9})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{B} = \mu \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{I.10})$$

## I.2.7 Les Conditions aux limites

Pour déterminer la solution fondamentale, nous fixons les conditions suivantes :

- ✓ Premièrement, l'onde qui se propage à l'intérieur du guide d'ondes doit obéir aux mêmes propriétés électromagnétiques du vide.
- ✓ Deuxièmement, les conducteurs métalliques qui limitent le guide sont supposés parfaits, de sorte que le champ électromagnétique sera considéré comme nul aux parois du guide.

La présence d'une onde électromagnétique dans le guide revient chercher des solutions à l'équation de propagation qui respectent ces conditions aux limites, c'est-à-dire:

- ✓ On suppose que la composante tangentielle de  $E$  soit nulle sur les parois métalliques du guide (continuité de  $E$ ) [29]. En fixant certaines hypothèses simplificatrices, on obtient la solution fondamentale suivante :

$$\vec{E} = E_0 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \sin(wt - kz) \vec{e}_y$$

Avec :

$E_0$  : vecteur constant.

$w$  : pulsation de la fonction sinusoïdale.

$k$ : vecteur d'onde.

$(wt - kz)$  : phase instantanée.

## I.2.8 Les modes de propagation

L'onde électromagnétique peut être classifiée en deux modes, en fonction de la polarisation :

- ✓ Le mode transverse électrique (TE),
- ✓ le mode transverse magnétique (TM).

Dans le cas d'un mode (TE), le champ électrique n'existe pas dans la direction de propagation de l'onde ( $E_z=0$ ) et ( $H_z \neq 0$ )

Le même cas pour le mode (TM), le champ magnétique n'existe pas dans la direction de propagation de l'onde ( $H_z=0$ ) et ( $E_z \neq 0$ ).

### I.2.8.a Étude des modes TE

Dans le cas de propagation des modes TE, en appliquant les conditions aux limites, nous permet de simplifier les équations de Maxwell de la manière suivante [25].

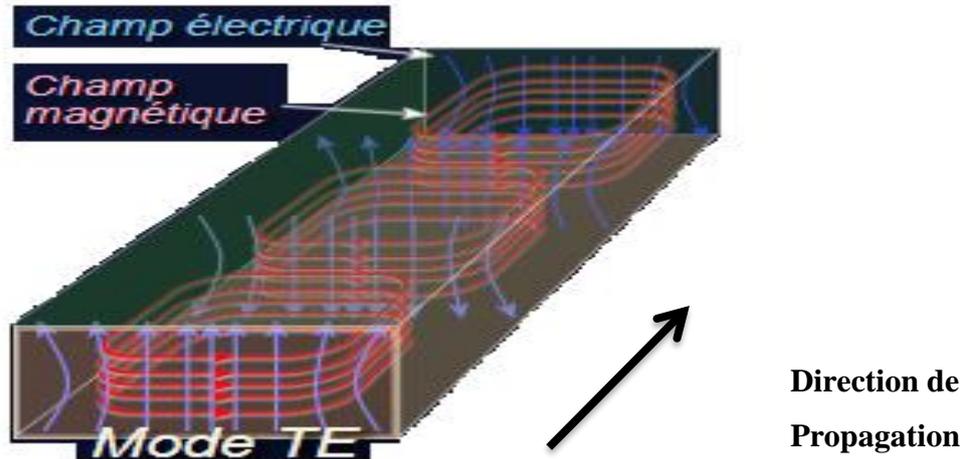


Figure I-4: le mode de propagation TE

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m a}{\pi} x\right) \cos\left(\frac{n b}{\pi} y\right)$$

$$(K_c^2) = \left(\frac{m a}{\pi}\right)^2 + \left(\frac{n b}{\pi}\right)^2$$

Où :  $k = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$ , n et m sont des entiers.

Les expressions du champ électromagnétique de mode  $TE_{mn}$ , sont les suivantes :

$$E_x = H_0 \frac{j\omega\mu}{K_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right) e^{-j\omega t - \gamma z}$$

$$E_y = -H_0 \frac{j\omega\mu}{K_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) e^{-j\omega t - \gamma z}$$

$$E_z = 0$$

Et :

$$H_x = H_0 \frac{\gamma}{K_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) e^{j\omega t - \gamma z}$$

$$H_y = H_0 \frac{\gamma}{K_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right) e^{j\omega t - \gamma z}$$

$$H_z = H_0 \left(\cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)\right) e^{j\omega t - \gamma z}$$

L'impédance de l'onde TE s'exprime par :

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{E_y} = -\frac{E_y}{H_y} = \frac{k_{\eta}}{\gamma}$$

Avec :  $\eta$  : est appelé impédance d'onde du milieu,  $\eta = 120\pi = 377 \Omega$ .

Il existe une infinité de modes de propagation TE. Chaque mode est représenté par une solution d'équations de Maxwell pour les guides d'onde. Ces modes sont notés  $TE_{mn}$ , où  $m$  et  $n$  sont des entiers.

Les deux modes sont caractérisés par une fréquence de coupure spécifique : La fréquence de coupure dépend de la géométrie du guide et des propriétés physiques du milieu entre les conducteurs ( $\epsilon, \mu$ ) [26].

$$f_c = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}$$

Avec :

$a, b$  : dimensions du guide.

$m, n$  : les numéros de mode.

$c$  : vitesse de lumière.

$\epsilon_r$  : Permittivité relative de milieu.

$\mu$  : Perméabilité.

On déduit la pulsation de coupure du mode  $TE_{mn}$  :

$$w_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

On déduit la longueur d'onde de coupure donnée par l'équation :

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}}$$

**Dimensionnement d'un guide en mode fondamentale seul à la fréquence  $f$**

$$TE_{10} \text{ propagatif} \rightarrow f > fc_{10} \rightarrow a > \frac{c}{2f}$$

$$TE_{01} \text{ non propagatif} \rightarrow f < fc_{01} \rightarrow b > \frac{c}{2f}$$

$$TE_{10} \text{ non propagatif} \rightarrow f < fc_{10} \rightarrow a < \frac{c}{f}$$

### I.2.8.b Étude des modes TM

On appelle mode transverse magnétique ou mode de propagation tel que :

$H_z = 0, E_z \neq 0$ , C'est-à-dire tel que le champ magnétique est orthogonal à l'axe de propagation.

$$E_z \text{ doit satisfaire : } \frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + K^2 E_z = 0$$

Avec  $E_z = 0$

Sur les parois du guide ce que nous permettons d'extraire l'expression de différentes composantes des champs de l'onde sont les conditions de continuité sur les parois du guide.

$$E_x = -E_0 \frac{j\gamma}{K^2 c} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi}{a}\right) x \sin\left(\frac{n\pi}{b}\right) y e^{j\omega t - \gamma z}$$

$$E_y = -E_0 \frac{j\gamma}{K^2 c} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi}{a}\right) x \cos\left(\frac{n\pi}{b}\right) y e^{j\omega t - \gamma z}$$

Et :

$$H_x = E_0 \frac{jw\mu}{K^2 c} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi}{a}\right) x \cos\left(\frac{n\pi}{b}\right) y e^{j\omega t - \gamma z}$$

$$H_y = -E_0 \frac{jw\mu}{K^2 c} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi}{a}\right) x \sin\left(\frac{n\pi}{b}\right) y e^{j\omega t - \gamma z}$$

$$H_z = 0$$

On remarque qu'il y a double infinité selon le couple  $(m, n)$  avec  $n$  et  $m$  différent du zéro et le premier c'est le mode  $TM_{11}$ .

$$\text{On déduit : } Z_{TM} = \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x}$$

$$\text{et : } \lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}$$

La (figure I.5) montre la répartition du champ  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  d'un mode TM dans un guide d'onde rectangulaire.

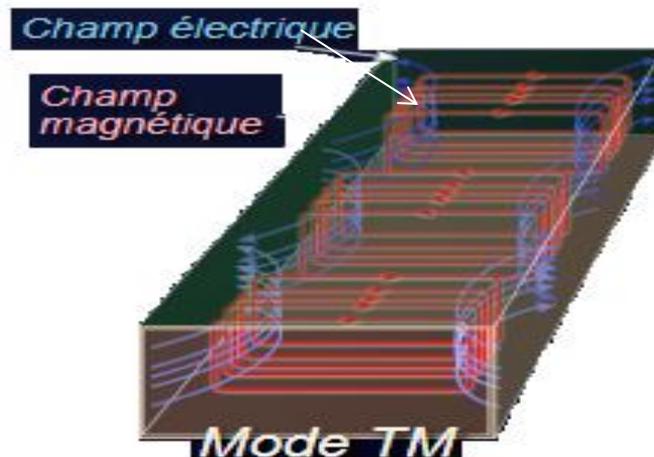


Figure I-1: le mode de propagation TM.

## I.2.9 Les avantages du guide d'ondes

Les guides d'ondes ont plusieurs avantages, parmi eux :

- La minimisation de la perte lors de la transmission.
- Ils sont de plus complètement blindés ce qui entraîne une bonne immunité des très faibles signaux transmis aux interférences externes.
- La bonne reproductibilité de ces structures.
- Ces circuits présentent une bonne compatibilité, un poids faible et un cout de fabrication peu important par rapport à des techniques volumiques.
- Avoir un facteur de qualité meilleur que ceux atteignables avec les topologies planaires.

## I.2.10 Les inconvénients du guide d'ondes

Les guides d'ondes sont soumis à plusieurs inconvénients parmi eux :

- Sa faible économie et son taille et poids volumineux, lorsque la fréquence de travail augmente la largeur de guide qui est la moitié de la longueur diminue par contre il n'est pas adapté aux opérations à base fréquences en raison de ses dimension accrues.
- Ils supportent une bande étroite d'opération.
- Les ondes stationnaires provoquent des pannes diélectriques qui ont des effets néfastes sur les guides d'ondes [28].

## I.3- La technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW

### I.3.1 Introduction

Les télécommunications ont longtemps été le moteur principal des recherches, pour cela on peut dire que la technologie des guides d'ondes Intégré au substrat SIW (Substrate Integrated Waveguide) représente la pierre fondamentale de notre étude.

Cette technologie montre une nouvelle forme de ligne de transmission qui a été popularisée au cours des dernières années par certains chercheurs. Elle permet d'exploiter les propriétés de la propagation guidée pour transformer un substrat pour un guide d'onde.

De ce fait, il est important de comprendre le fondement théorique derrière ce phénomène physique. Ce dernier consiste à canaliser un signal électromagnétique dans un volume délimité par des interfaces réfléchissantes. L'énergie électromagnétique du signal est alors transmise avec un faible taux d'atténuation.

Dans cette partie, nous allons en premier lieu faire la connaissance de cette technologie en explorant ses règles de conception, et finir avec l'utilisation des bandes de fréquence (la bande C et S).

### I.3.2 Historique de SIW

Depuis le début des années 1990, diverses tentatives ont été proposées pour la mise en œuvre de structures de guides d'ondes planaires. La première référence dans la littérature est un brevet japonais en 1994 où un nouveau guide d'onde diélectrique-charge est proposé sous la forme de deux rangées de vias métalliques dans un substrat diélectrique [1]. Plus tard en 1995, un brevet américain propose un guide d'onde avec un processus LTCC (Low Temperature Co Ceramics) aussi appelé structure diélectrique multicouche [2].

En 1997, une première application de la technologie SIW apparaît pour les antennes millimétriques [1], suivie par d'autres études connexes, puis l'utilisation des composants SIW en LTCC. Depuis le début des années 2000, l'intérêt pour la technologie SIW et l'intégration des composants est intensivement menée par l'équipe dirigée par le professeur Ke Wu au Centre de recherche Polygames. L'excitation par ligne micro ruban comme transition vers une topologie SIW a fait l'objet d'un rapport en 2001, cette excitation est devenue, la référence des excitations de circuits SIW [1].

### I.3.3 Définition

La technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) (Guide d'ondes Intégrés au substrat (GIS)), est basée sur la réalisation de guide d'ondes dans un substrat diélectrique. La distribution du champ dans le guide SIW est similaire à celle d'un guide d'ondes rectangulaire classique. Par conséquent, il présente les avantages de faible coût, de facteur de qualité élevé, et peut facilement être intégré dans les circuits micro-ondes et ondes millimétriques intégrés [5].

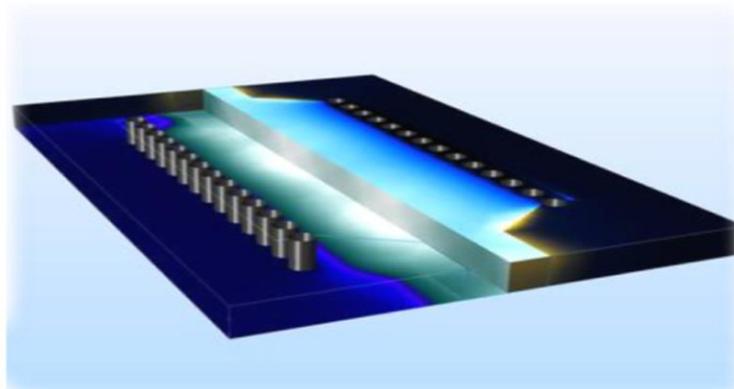


Figure I-1: Guide d'onde SIW.

### I.3.4 Principe de fonctionnement

Les métallisations supérieure et inférieure du substrat sont utilisées comme des parois (plaques métalliques) de la structure de guide d'ondes.

Tandis que, le substrat contient des rangées de vias métalliques soudées aux deux plaques pour assurer les parois latérales comme représenté sur la (Figure I.7). La structure résultante possède un profil plat et propose de bonnes performances de guides d'ondes métalliques.

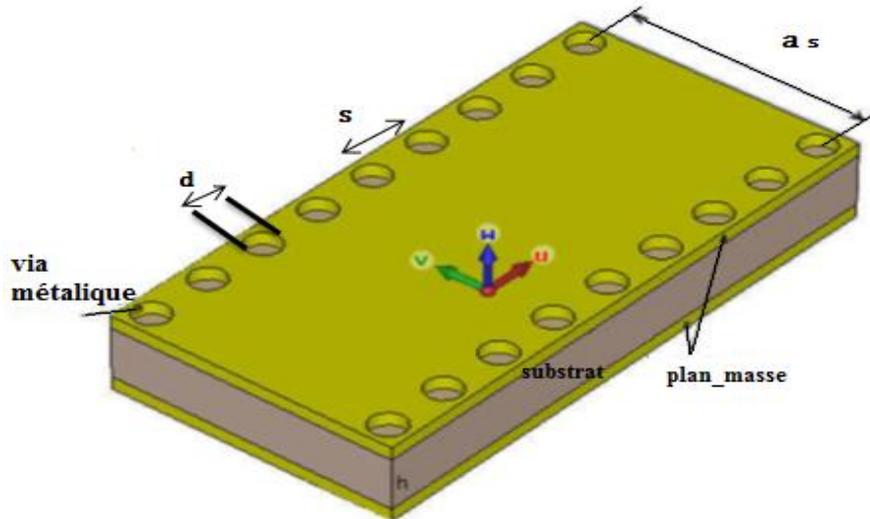


Figure I-2: Structure d'un guide d'onde intégré au substrat (SIW).

L'ensemble de trous métallisés permet de nous donner une cavité dans qui va y avoir l'apparition de modes de cavités. Ce sont les coefficients de qualité dépendant d'une façon directe à la performance électrique du substrat (perte de diélectrique), au métal (perte conductrice) et aussi de la forme des dimensions de la cavité. En effet, selon sa forme et ses dimensions, la cavité va engendrer l'apparition de modes qui seront TE ou TM, et les coefficients de qualité peuvent varier de façon significative.

### I.3.5 Les règles de conception

Lors de la conception de la technologie SIW, plusieurs règles doivent être prises en compte qui permet à la fois de guider l'énergie électromagnétique et à minimiser les pertes, le paramètre le plus important pour un guide d'onde est la fréquence de coupure.

Le principe de la technologie des guides d'ondes intégrée au substrat est donc de réaliser un guide d'onde volumique dans un substrat planaire. La métallisation des deux faces de substrat

forme les parois métalliques haute et basse, avec l'existence de deux rangées des vias métalliques sur les côtés du guide SIW qui permet de limiter le champ électromagnétique.

Les principaux paramètres géométriques de construction d'un guide d'ondes en technologie SIW sont le diamètre des vias métalliques  $d$ , la distance entre deux vias adjacentes  $s$  et la distance entre les deux rangées des vias  $as$ . Le choix des dimensions du SIW doit être judicieux pour obtenir un système performant. La (figure I.7) montre les principaux paramètres du SIW.

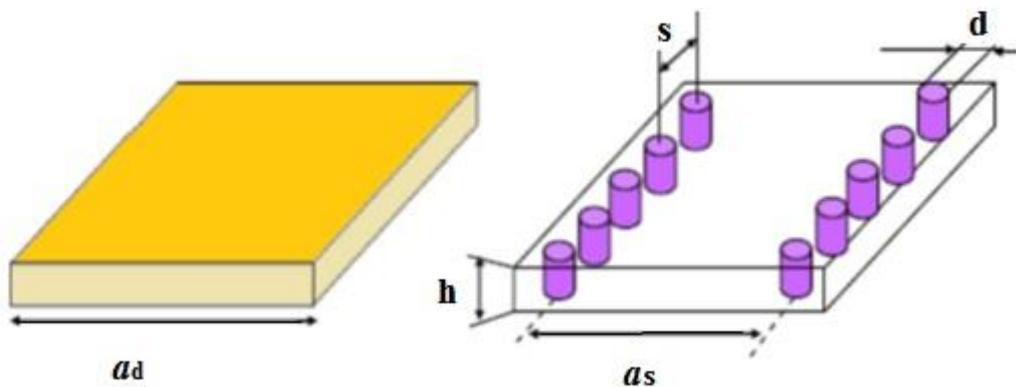


Figure I-3: Les paramètres d'un guide SIW.

Pour la construction d'un guide SIW, la première étape est la décision de l'emplacement des vias métalliques, comme il est indiqué dans [17] pour que les vias ne puissent chevaucher, la distance entre eux  $s$  doit être supérieure au diamètre du via  $d$  et puisque les vias métalliques jouent le rôle d'un mur métalliques, les vias doivent donc être le plus rapprochés possibles. Cependant, le circuit devient alors très fragile aux bris mécaniques lorsque ces vias sont trop près les uns des autres, si, à l'inverse, ils sont trop espacés, les pertes par radiation peuvent rapidement devenir trop élevées. Le diamètre  $d$  a aussi un impact sur les pertes et doit être optimisé par  $s$ . Il est montré dans [11] que le rapport  $s/d$  a une relation directe sur les pertes et il faut l'utiliser comme un paramètre de conception d'un guide SIW. D'après Deslandes [1], si  $s = 2d$ , on peut dire que les pertes par radiation sont alors négligeables par rapport aux autres pertes [2] :

$$d < \frac{\lambda_g}{51.11} \quad \text{I.11}$$

$$s < 2d \quad \text{I.12}$$

Où  $\lambda_g$  est la longueur d'onde guide donné par [12]:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \varepsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}}$$

Un autre paramètre important est la distance entre les deux rangées de vias, ce qui définit la largeur du guide SIW. Cette distance est représentée par le paramètre  $a_s$  dans (la figure I.8). Ce paramètre est déterminé à partir des équations de conception d'un guide d'onde rectangulaire; où la fréquence de coupure d'un guide d'onde rectangulaire du mode fondamental est la même que celle d'un guide d'onde intégrée au substrat, elle est donnée par (I.13):

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{I.13})$$

Pour le mode fondamental TE<sub>10</sub>, la formule (1.11) devienne plus simple, elle est donné par :

$$f_c = \frac{c}{2a}$$

Un guide d'onde intégrée au substrat est considéré comme un guide d'onde conventionnel remplis par un diélectrique, d'où la largeur  $a_d$  d'un guide d'onde rectangulaire remplis par un diélectrique calculé par la fréquence de coupure est donnée par :

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\varepsilon_r}}$$

La détermination de la largeur du guide SIW est résumée dans la littérature par [2] :

$$a_s = a_d + \frac{d^2}{0.95 s}$$

### I.3.6 Adaptation du guide d'onde en technologie SIW

Dans les systèmes d'émission/réception hyperfréquences où le signal au niveau de l'antenne doit transiter par un guide d'onde, demandent généralement une transition intermédiaire pour faire un lien entre le circuit planaire en technologie micro ruban et le guide d'ondes.

Cette transition doit permettre d'adapter en impédance le mode fondamental du guide TE<sub>10</sub> sur le mode quasi-TEM (transverse électromagnétique) de la ligne micro ruban.

Cette transition est généralement réalisée directement sur le substrat d'accueil qui compose le système. Pour répondre aux exigences industrielles, la transition micro-ruban/guide d'ondes dispose des bonnes performances électriques en termes d'adaptation avec la facilité d'intégration sur le même circuit planaire.

Puisque cette transition est située dans la chaîne de réception juste avant l'amplificateur faible bruit et comme à ce niveau le signal est relativement faible, elle doit assurer un minimum de

perdes et l'adaptation doit donc être optimale à la fréquence de travail du système (coefficient de réflexion  $< -20\text{dB}$ ).

Toute la difficulté est de garder une bonne adaptation d'impédance sur une large bande de fréquences pour permettre une utilisation générique de la transition, puisque l'impédance que le signal perçoit au niveau du guide est beaucoup plus importante que celle de la ligne micro-ruban, dont l'impédance caractéristique est généralement à  $50\Omega$ . Les dimensions de ces transitions sont donc optimisées pour fonctionner autour d'une fréquence donnée.

Pour réaliser ces transitions il existe plusieurs techniques en fonction de l'emplacement du guide d'ondes par rapport au circuit planaire. Parmi ces techniques, on trouve trois grandes familles:

- ✓ Les transitions placées dans le sens de propagation du guide [15-17].
- ✓ Les transitions utilisant une fente placée sous le conducteur micro-ruban [18-11].
- ✓ Les transitions par sonde ou par patch [11-17].

Les guides d'ondes intégrés au substrat présentent la nécessité d'adaptation pour la connexion avec d'autres composants actifs et aussi pour assurer une transmission totale de notre signal micro-onde. Cette opération est facile dans ce cas puisque les guides SIW sont conçus sur un substrat diélectrique, ce qui prouve l'avantage d'utiliser cette technologie.

### I.3.6.1 La ligne micro-ruban

La ligne micro-ruban [11] (figure I.9) est l'une des structures de guidage pour circuits microondes parmi les plus connues, utilisée en micro-électronique pour confectionner des circuits planaires (miniaturisation) réalisant des données.

Elle est constituée d'un plan de masse parfaitement conducteur sur lequel est déposé un substrat diélectrique dont sa surface supérieure est le siège d'un ruban conducteur. Le substrat est caractérisé par sa permittivité  $\epsilon_r$  et son épaisseur  $h$  tandis que le ruban est caractérisé par son épaisseur  $t$  et sa largeur  $W$ .

La ligne micro-ruban est l'une des lignes de transmission les plus utilisées dans la conception de systèmes micro-ondes.

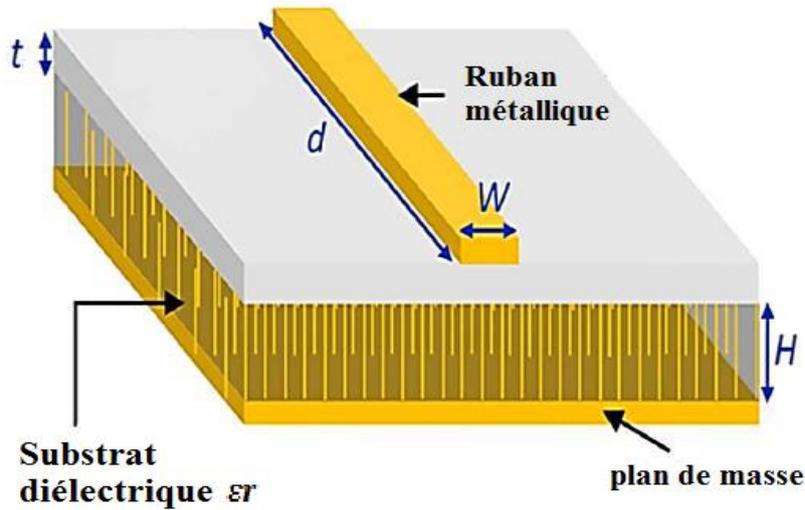


Figure I-4: structure de la ligne micro-ruban.

Lors de l'étude des lignes micro-ruban, l'analyse consiste à déterminer à partir des paramètres physiques (dimensions et permittivité), la permittivité effective et la largeur effective nécessaires à la détermination de l'impédance caractéristique de la ligne, et de remplacer la structure réelle par un diélectrique homogène de permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  et la largeur du ruban par une largeur effective  $W_{eff}$ .

L'impédance caractéristique, établie par Wheeler [17], est donnée par la relation (I.16). La détermination de l'impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban ne peut se faire que si on détermine la permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  (relation (I.14)) et la largeur  $w_{eff}$  (relation (I.15)) de la ligne.

**Le constant diélectrique effectif :**

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{w}}} \tag{I.14}$$

**La largeur effective du ruban :**

$$\frac{w_{eff}}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left( 1 + \ln \frac{1\pi w}{t} \right) & \text{si } \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \\ \frac{w}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left( 1 + \ln \frac{2h}{t} \right) & \text{si } \frac{w}{h} > \frac{1}{2\pi} \end{cases} \tag{I.15}$$

**L'impédance caractéristique :**

$$Z_c = \begin{cases} \frac{z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left( \frac{8h}{w_{eff}} + \frac{w_{eff}}{1h} \right) & \text{si } \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left( \frac{w_{eff}}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{w_{eff}}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1} & \text{si } \frac{w}{h} > 1 \end{cases} \tag{I.16}$$

Avec :  $z_0 = 120\pi$

La synthèse de la ligne micro-ruban par la méthode de Wheeler, permet de déterminer les caractéristiques physiques de la ligne (relation (I.17)) pour une impédance caractéristique donnée.

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{4}{e^{k_1} - e^{-k_1}} & \text{si } \frac{w}{h} \leq 2 \\ \frac{\varepsilon_r - 1}{\pi \varepsilon_r} \left( \ln(k_2 - 1) + 0.19 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right) + \frac{2}{\pi} (k_2 - 1 - \ln(2k_2 - 1)) & \text{si } \frac{w}{h} > 2 \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

$$k_1 = \pi \sqrt{2(\varepsilon_r + 1)} \frac{z_c}{z_0} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (\text{I.18})$$

$$k_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{z_0}{z_c}$$

### I.3.6.2 La transition

La connexion entre les guides d'ondes rectangulaires et les circuits planaires ne peut pas avoir lieu sans le soutien de structures supplémentaires appelées transitions. Une transition efficace entre un guide d'onde rectangulaire et une ligne micro-ruban requière alors une conformité des champs à l'interface entre les deux structures, ainsi qu'une adaptation d'impédance.

Une fois le SIW fabriqué, on doit le tester. Il faut donc obligatoirement avoir une transition vers une ligne de transmission qui est reliée à un analyseur de réseau. La transition micro-ruban est utilisée pour exciter le guide d'onde et pour adapter l'impédance au SIW. Cette transition est connectée au milieu de la largeur du SIW, puisque le champ électrique du mode dominant présente une intensité maximale en ce lieu.

Une transition du SIW vers une ligne micro-ruban a été proposée par Deslandes dans [18]. La topologie de la structure est donnée à la (figure I.10).

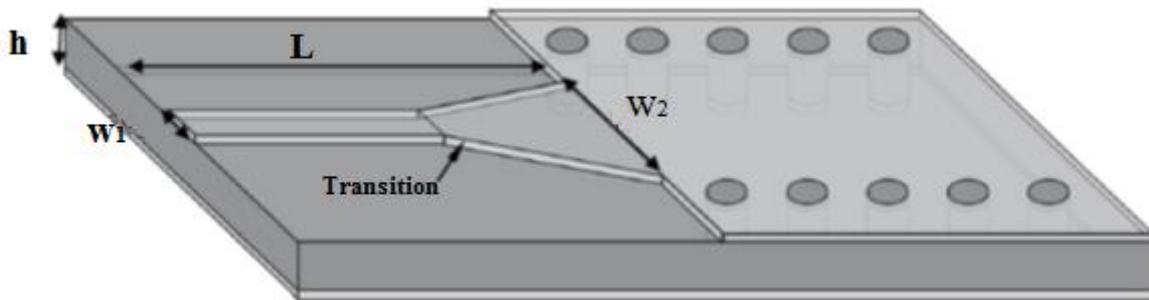
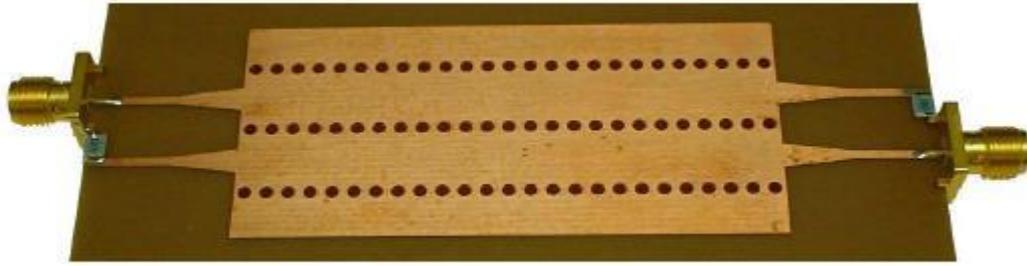


Figure I-5: les Paramètres géométriques de la transition.

- Exemple de réalisation d'une transition micro ruban-SIW :



**Figure I-6: Guide d'onde SIW avec des transitions micro ruban.**

Comme le montre la (figure I.10), il y a trois paramètres géométriques principaux [35] qui doivent être calculés pour réaliser notre transition.

- ✓ La largeur initiale de la ligne micro-ruban  $W_1$  qui est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de  $50\Omega$ .
- ✓ La largeur du taper ou la largeur finale  $W_2$ .
- ✓ La longueur du taper  $L$ .

La théorie de calcul des grandeurs géométriques pour une ligne micro-ruban dans [35] nous permet de connaître ses dimensions à une impédance de  $50\Omega$  avec des conditions physiques données par:

$$\frac{w_1}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \text{pour } \frac{w}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{pour } \frac{w}{h} > 2 \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Où

$$A = \frac{z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.21 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad \text{et} \quad B = \frac{377\pi}{2z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Avec:  $Z_0$ : est l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban.

$h$ : est l'épaisseur du substrat.

$\epsilon_r$ : est la permittivité relative du substrat.

Après le calcul de rapport  $W_1/h$ , et puisqu'on a la valeur de  $h$  on peut déduire la valeur de  $W_1$ .

Selon [35] on peut calculer la valeur de  $W_2$ :

$$\frac{1}{W_{eff}} = \begin{cases} \frac{60}{\eta h} \ln \left( \frac{8h}{w_2} + \frac{w_2}{1h} \right) & \text{si } \frac{w_2}{h} \leq 1 \\ \frac{z_0}{\eta h} \left( \frac{w_2}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{w_2}{h} + 1.44 \right) \right)^{-1} & \text{si } \frac{w_2}{h} > 1 \end{cases} \quad (I.20)$$

$$\frac{1}{W_{eff}} = \frac{-0.627 \varepsilon_r}{\frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1+\frac{12h}{w_2}}} \right)}$$

$$\frac{1}{W_{eff}} = \frac{4.18}{W_{eq}} e$$

Avec :

$\eta$ : est l'impédance d'onde.

$W_{eff}$ : présente la largeur d'un guide équivalent qui modélise la ligne micro-ruban.

$W_{eq}$ : Est la largeur d'un guide rectangulaire qui fournit la même fréquence de coupure.

Et pour la largeur optimum  $W$ , en choisissant la largeur médiane ou :

$$W_{milieu} = (W1 + W2)/2$$

Ensuite on détermine la longueur d'onde pour cette largeur et on fixe la longueur à un quart de longueur d'onde. Pour cela il faut commencer par trouver la constante diélectrique effective pour cette largeur de ligne micro-ruban par l'équation (I.21):

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+12 \frac{h}{w_{milieu}}}} \quad (I.21)$$

La longueur d'onde de coupure est donnée par l'équation (I.22):

$$\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_e}} \quad (I.22)$$

$$\text{Avec : } L = 1/4 \lambda_c$$

Après la détermination de la longueur  $L$ , on peut l'optimiser pour réduire les pertes de retour.

Dans ce manuscrit, le taper est exploité pour l'adaptation d'impédance au niveau de l'entrée de guide SIW à l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban.

De ce cas, la détermination des dimensions du taper est reliée aux calculs de l'impédance du guide d'ondes intégré au substrat qui est donné par [34]:

$$Z_G = Z_{TE} \frac{\pi^2 h}{8a_s}$$

Où  $Z_{TE}$  présente l'impédance d'onde du mode TE donnée par l'équation(I.23):

$$Z_{TE} = \sqrt{\frac{\mu \lambda_g}{\varepsilon \lambda}} \quad (I.23)$$

$\lambda_g$  est la longueur d'onde de guidés qui est donnée par l'équation (I.24):

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \varepsilon_r - (\frac{\pi^2}{a})^2}{c^2}}} \quad (\text{I.24})$$

### I.3.7 Quelques exemples des circuits

Les SICs (Substrate Integrated Circuits) peuvent être construits en utilisant les structures synthétisées mentionnées ci-dessus intégrées avec les autres circuits planaires comme la ligne micro-ruban ou autres sur le même substrat diélectrique. On aura lieu à plusieurs SICS passifs et actifs dans cette partie.

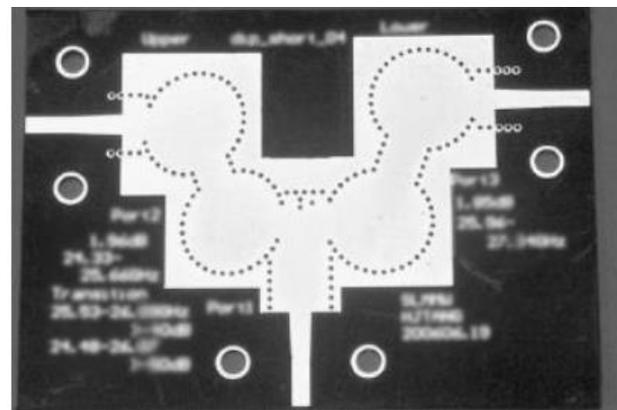
#### I.3.7.1 Les circuits passifs SIW

Concernant les circuits passifs, la plupart des composants hyperfréquences classiques ont été mis en œuvre dans les technologies SIW. Cette solution permet généralement d'obtenir des composants avec une taille réduite par comparaison avec les fonctions de guide d'ondes classiques. Parmi les composants passifs, les filtres ont reçu une attention particulière.

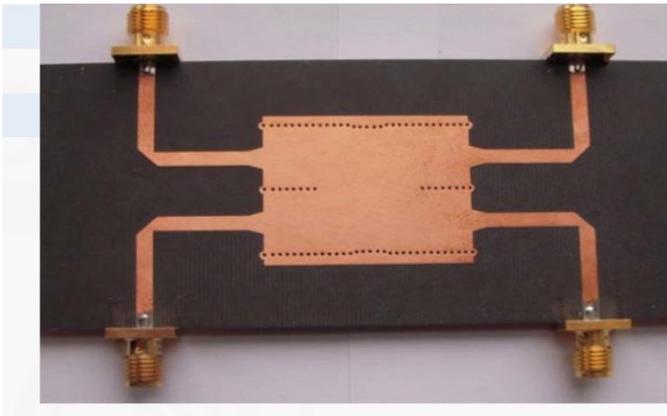
Quelques exemples sont reportés sur la (figure I.12),



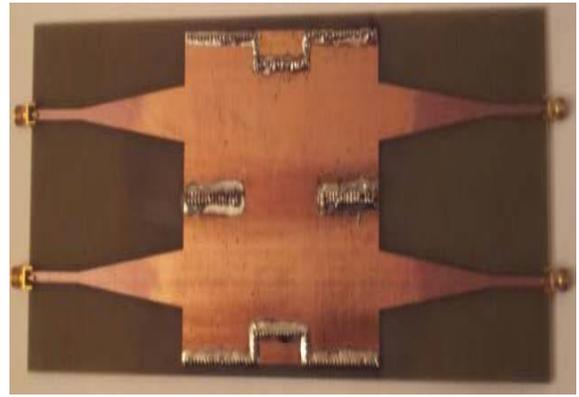
(a)



(b)



(c)



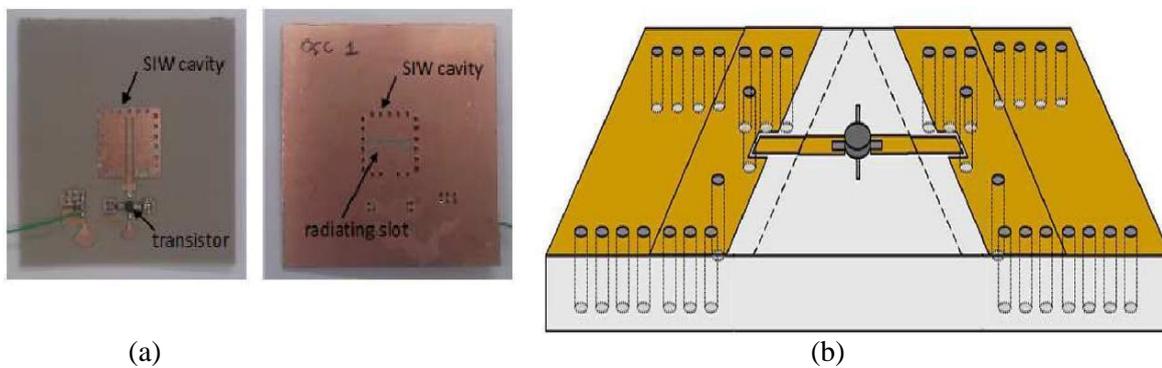
(d)

**Figure I-7: Exemples des circuits passifs SIW, (a) filtre de bande C SRR, (b) guide rectangulaire SIW, (c) coupleur SIW, (d) Duplexeur SIW.**

### I.3.7.2 Les circuits actifs SIW

Cependant, les circuits SIW sont plus avantageux pour les réductions de la taille et les coûts des circuits microondes dans les applications à ondes millimétriques. Mais leur taille pose un problème pour les applications aux basses fréquences.

Les développements récents d'oscillateurs, de mélangeurs [13], et d'amplificateurs [14] en 2012 [15], sont bien notables. Nous représentons Quelques exemples sur les (Figures I.13).



(a)

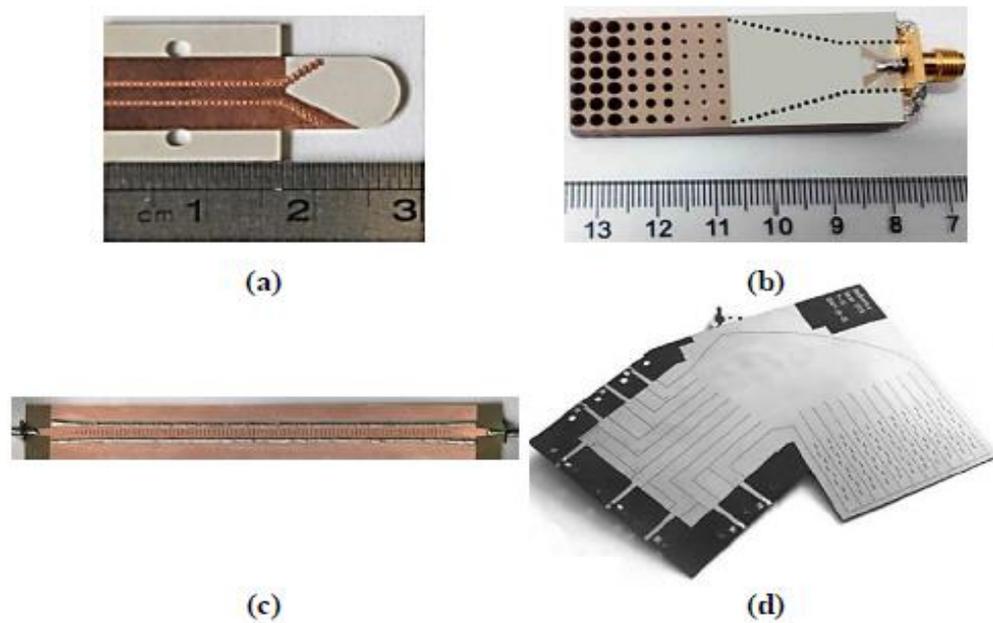
(b)

**Figures I-13 : Exemples des circuits actifs SIW, a) oscillateur SIW, b) amplificateur SIW [16].**

### I.3.8 Les antennes SIW

Les antennes sont l'un des composants clés des systèmes émetteurs-récepteurs. Des exemples d'antennes SIW sont donnés à la (Figure I.14). Utilisation d'un substrat avec une permittivité élevée, taille d'antenne peut être diminué par rapport à la même structure basée sur un guide d'onde creux. Par conséquent, les antennes SIW sont appropriées pour les systèmes qui

nécessitent de la compacité et de l'efficacité. Comme indiqué en [17] pour une antenne ALTSA, en [18] pour une antenne corne et en [19] pour une antenne à ondes de fuite, il existe plusieurs topologies d'antennes existantes qui ont été démontrées sur la base de SIW. Ils peuvent également former un réseau pour améliorer les performances ou créer les conditions requises pour la formation du faisceau ou la direction du faisceau, comme démontré par exemple dans [20].



**Figure I-14: Topologies d'antennes: (a) ALTSA, (b) antenne corne, (c) antenne à ondes qui fuient, et (d) réseau d'antennes.**

### I.3.9 Utilisation des bandes de fréquences

#### I.3.9.1 La bande S

La bande S est une bande de fréquence définie sur la partie du spectre électromagnétique allant de 2 à 4 GHz. Elle est surtout utilisée par les radars météorologiques (exemple AN/SPY-1 ou SAMPSON) et quelques satellites de communication, spécialement ceux que la NASA emploie pour communiquer avec leurs navettes spatiales et la station spatiale internationale. Cette bande sert sur terre aux réseaux Wifi et WiMax, mais aussi aux fours à micro-ondes qui opèrent aux alentours de 2.45 GHz.

#### I.3.9.2 La bande C

La bande C est une bande de fréquence définie sur la partie du spectre électromagnétique allant de 4 à 8 GHz pour des usages comme les radars météorologiques.

Le découpage en sous bandes a été effectué à l'origine selon des critères, modifiés ensuite pour respecter une nomenclature internationale (du moins occidentale) aujourd'hui également obsolète.

La puissance d'émission, qui lui est généralement associée, est relativement faible, en comparaison avec la bande Ku par exemple. Elle nécessite donc des paraboles de grande taille pour sa réception, cependant la bande C est moins sensible à la pluie que la bande Ku. Elle est utilisée par les satellites, vital pour toutes les communications globales.

- Largement utilisée pour les communications globales par satellite.
- Fournit une large couverture géographique, indispensable pour la télévision et les autres communications globales.
- Extrêmement fiable, même dans les régions pluvieuses.

Les radars bande C sont aussi utilisés en trajectographie. En France le BEM Monge (bâtiment d'essais et de mesures) possède deux radars bande C : Armor conçus par Thales [67].

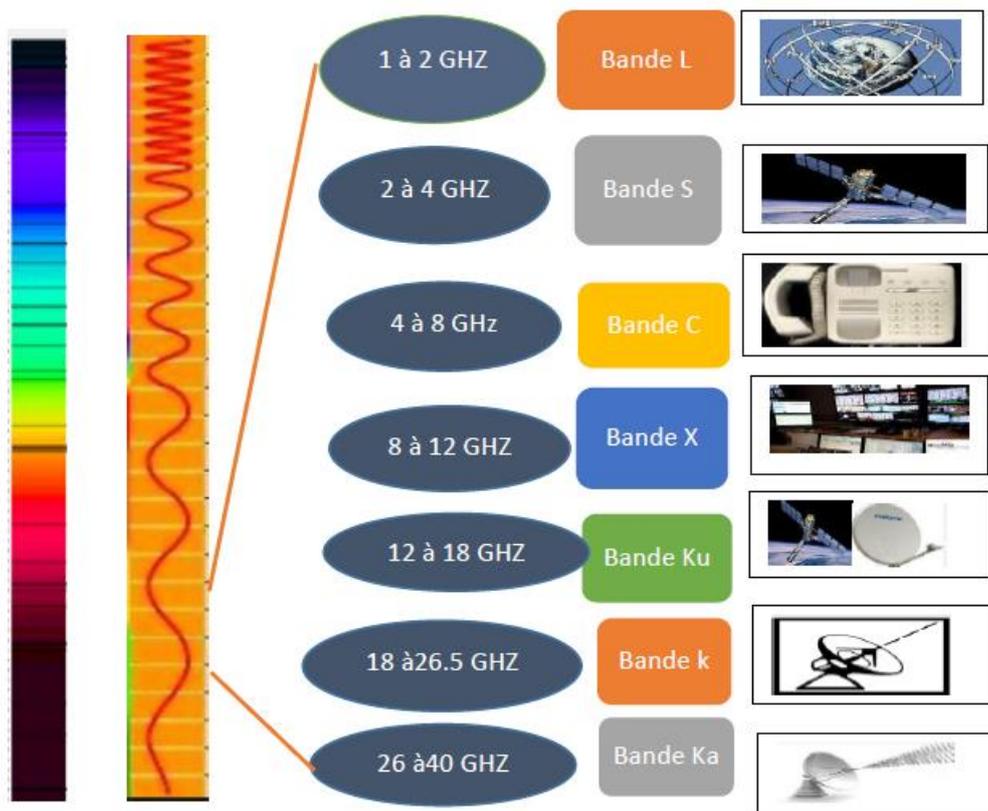


Tableau I-1 : Bande de fréquences et leurs applications

### I.3.10 Les avantages et les inconvénients de SIW

➤ Les avantages de la technologie SIW sont les suivants :

- Faible coût de fabrication.
- Petite taille et faible poids.
- Facilité d'intégration des circuits à ondes millimétriques.
- Possibilité d'intégration avec les circuits passifs comme avec les circuits actifs.
- Aucune perte de rayonnement et faible pertes de transmissions.
- Facilité de mise en œuvre.
- Facteur de qualité élevé (le rapport entre la fréquence centrale et la bande passante).
- Excellente application large bande.
- Très bonne dispersion.
- Isolement de la plus part des modes parasites, voir élimination complète.

➤ Les inconvénients de SIW sont les suivants :

- Les pertes de fuite sont importantes, ce qui dépend de la séparation via des trous placés sur les plans supérieurs.
- En raison de sa structure de guide d'ondes, SIW présente une fréquence de coupure de valeurs inférieures.
- Les structures SIW présentent une faible flexibilité ce qui rend le travail de conception difficile.
- Elle est difficile à modéliser et donc les temps de réglages importants sont des points faibles de ces structures du point de vue de la conception.

## I.4- Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présentés une synthèse sur les propriétés des guides d'ondes, ainsi que la théorie de guidage SIW.

Cette technologie progresse tous les jours, ce qui donne lieu à des réalisations intéressantes de composants hyperfréquences actifs et passifs. De plus, la facilité de la conception de ces circuits SIW fait de cette technologie prometteuse avec de faibles coûts et sa petite dimension qui facilite son intégration au sein des circuits pour différents types d'application.

Le prochain chapitre sera consacré sur les triplexeurs hyperfréquence et les applications de cette nouvelle technologie SIW.

# Chapitre II

---

## Triplexeur en technologie SIW

---

## II. 1 Introduction

Ces dernières années, avec l'avancée rapide des dispositifs de communication sans fil, les demandes d'antennes de multiplexage en fréquence ont considérablement augmenté [36]. Ces appareils utilisent plusieurs émetteurs-récepteurs pour diverses applications.

Le domaine des micro-ondes et singulièrement celui des hyperfréquences connaissent un développement fulgurant depuis une quinzaine d'années. L'augmentation des standards ainsi que le nombre d'applications (et par conséquent le nombre de terminaux) utilisant le support électromagnétique provoque une saturation de la ressource fréquentielle disponible qui n'est évidemment pas infinie. Les systèmes de télécommunication sont contraints de sélectionner uniquement les fréquences auxquelles ils travaillent et de rejeter le plus possible les autres fréquences. C'est l'une des raisons pour lesquelles, l'utilisation des filtres hyperfréquences s'est rapidement généralisée dans ces dispositifs de télécommunication, qu'ils soient de réception ou d'émission, et ce quel que soit le domaine d'utilisation (téléphonie, GPS, TV par satellite, GE, radar etc.).

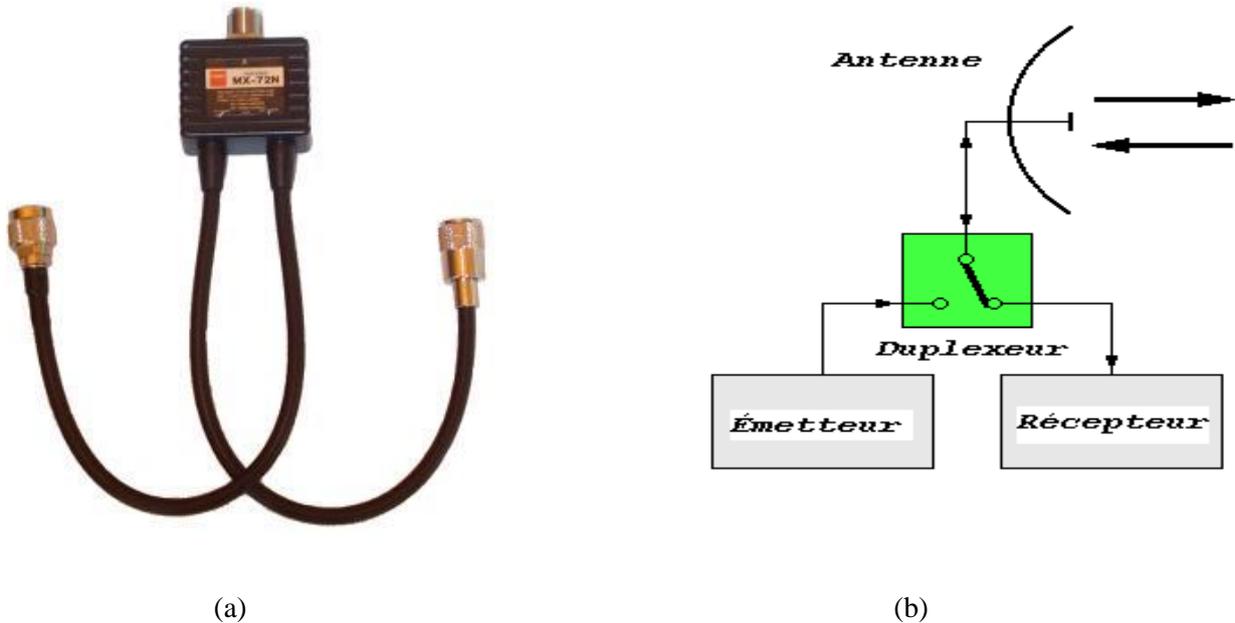
Ce deuxième chapitre est constitué de deux parties. La première partie s'intéresse à la présentation générale sur le duplexeur, Ainsi le principe de fonctionnement et les caractéristiques,...etc. Tandis que la deuxième partie sera focalisée sur l'utilisation de triplexeur hyperfréquence dans les systèmes radars.

### II.1.1 Historique

Les premiers duplexeurs ont été inventés pour être utilisés sur le télégraphe électrique et étaient connus sous le nom de duplex plutôt que de duplexeur. Ils étaient une forme précoce de la bobine hybride. Les sociétés de télégraphe souhaitaient disposer d'un tel appareil, car la possibilité de bénéficier d'un trafic simultané dans les deux sens pouvait permettre d'économiser des milliers de kilomètres de fils télégraphiques. Le premier de ces appareils a été conçu en 1853 par Julius Wilhelm Gintl du Telegraph autrichien. La conception de Gintl n'a pas été très réussie. Carl Frischen de Hanovre a de nouveau tenté d'équilibrer la ligne réelle avec une ligne artificielle et Siemens & Halske, qui a acheté et modifié le dessin de Frischen. Le premier duplex réellement réussi a été conçu par Joseph Barker Stearns de Boston en 1872. Il a ensuite été développé par Thomas Edison dans le télégraphe quadruplex. On estime que cet appareil a permis à Western Union d'économiser 500 000 dollars par an en construction de nouvelles lignes télégraphiques[37].

## II.1.2 Définition de duplexeur

Un duplexeur est un dispositif électronique permettant l'utilisation d'une même antenne pour l'émission et la réception du signal. Il s'agit donc d'un commutateur qui relie alternativement l'antenne à l'émetteur puis au récepteur radio [38], il est largement utilisé dans les instruments et équipements de test. Dans les systèmes de communication radar et radio.



**Figure II-1.1:(a) exemple d'un duplexeur, (b) schéma d'un Système d'émission/réception utilisant un duplex**

## II.1.3 Le rôle de duplexeur

Le rôle du duplexeur peut être utilisé pour diviser les fréquences d'entrée en deux bandes séparées, ou inversement, il peut combiner deux bandes séparées en une, il s'agit d'un composant hyperfréquence important qui est largement utilisé dans les systèmes de communication mobiles et par satellite.

L'antenne fonctionnant en mode émission/réception assure la liaison entre le canal de transmission et le système. Cette antenne est reliée aux voies d'émission (Tx) et de réception (Rx) isolées par un duplexeur. Du côté réception, le signal RF reçu par l'antenne est acheminé à la voie de réception (Rx) via le duplexeur. Ce signal est ensuite amplifié (LNA) puis transposé vers la gamme de fréquence intermédiaire. Du côté émission (Tx) le signal utile est transposé en hautes fréquences par le mélangeur, puis amplifié (Amplificateur de Puissance PA) et transmis à l'antenne via le duplexeur.(figure II-1.2)

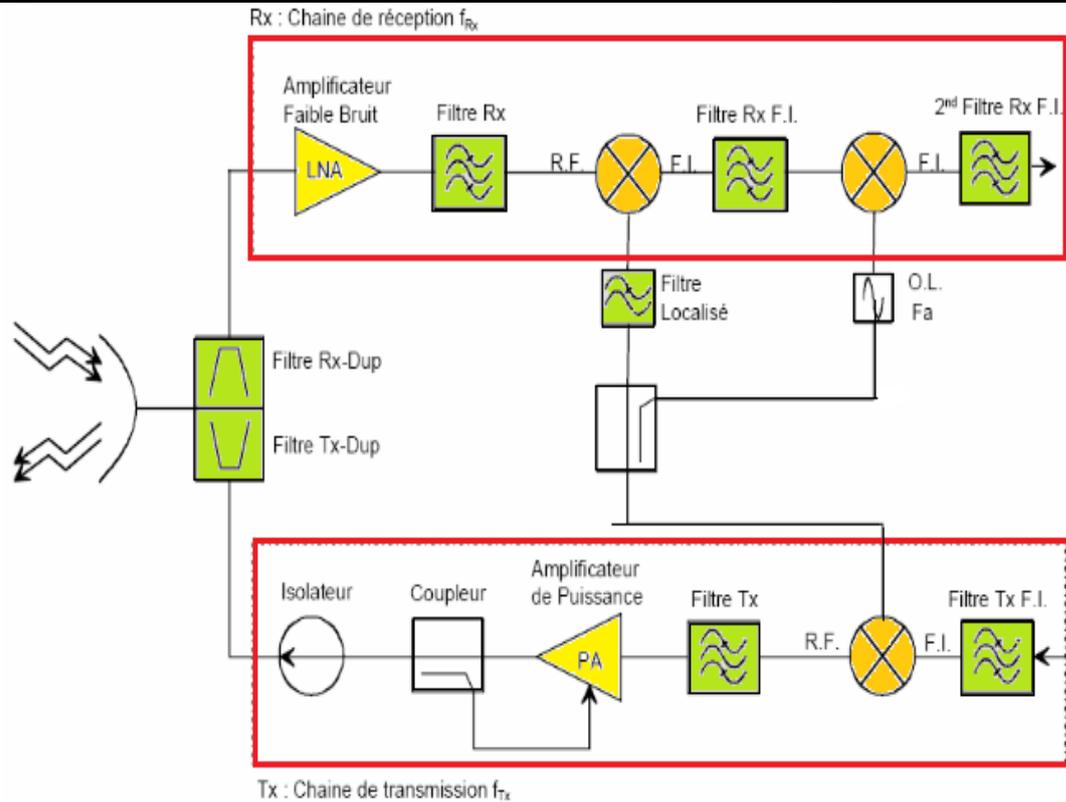


Figure II-1.1:Schéma remplie le rôle de duplexeur.

### II.1.4 Les caractéristiques du duplexeur

Un duplexeur doit donc être conçu pour [36] :

- ✓ Fonctionner dans les plages de fréquence d'émission et de réception.
- ✓ Pouvoir supporter la puissance d'émission.
- ✓ Avoir une sensibilité de réception supérieure au bruit d'émission.
- ✓ Opérer à une fréquence égale ou inférieure à la limite de fréquence entre celles de l'émetteur et du récepteur.
- ✓ Isoler les deux canaux de façon adéquate.

L'équation (2.1) présente les paramètres S d'un duplexeur idéal. Les indices 1, 2 et 3 représentent respectivement le port du transmetteur (TX), le port de l'antenne (ANT) et le port du récepteur (RX).

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Un duplexeur idéal possède :

- ✓ Des ports d'entrées et de sorties ayant une adaptation parfaite (Return Loss de  $-\infty$  dB pour  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{33}$ ).
- ✓ Une transmission sans perte entre le port TX et le port ANT (pertes d'insertion nulles entre les ports 1 et 2,  $S_{21} = S_{12} = 0$ dB).
- ✓ Une transmission sans perte entre le port ANT et le port RX (pertes d'insertion nulles entre les ports 2 et 3,  $S_{32} = S_{23} = 0$ dB).
- ✓ Une isolation idéale entre le port TX et le port RX (transmission nulle entre les ports 1 et 3,  $S_{13} = S_{31} = -\infty$ dB). [39]

### II.1.4.1 Perte d'insertion

La perte d'insertion est l'une des caractéristiques principales d'un duplexeur. Comme son nom l'indique, elle est une perte, une dissipation d'énergie transportée, par l'insertion du composant en cause. Les équipements destinés à assurer la mesure de cette quantité procèdent par comparaison entre l'énergie injectée à l'entrée et l'énergie disponible à la sortie. Si  $P_{out}$  est la puissance injectée à l'entrée d'un composant, et si  $P_{disp}$  est la puissance restante à la sortie du composant, la perte d'insertion, symbolisée par PI et exprimé en dB, est donnée par la relation :

$$PI \text{ (dB)} = 10 \log (P_{disp}/P_{out})$$

### II.1.4.2 Coefficient de réflexion

On qualifie la désadaptation d'impédance par le coefficient de réflexion en tension, symbolisé par la lettre gamma, qui correspond au rapport entre la tension réfléchie et la tension incidente :  $\tau_v = \frac{V_r}{V_i}$ .

Il peut aussi s'exprimer en fonction de la puissance  $\tau_v = \sqrt{\left(\frac{P_r}{P_i}\right)}$  ; où  $P_r$  et  $P_i$  désignent respectivement les puissances réfléchies et incidentes. Ce coefficient est souvent exprimé en dB :  $\tau \text{ (dB)} = 20 \log \tau_v$  et appelé Return Loss (pertes de retour ou pertes par réflexion). Le Return Loss, dénoté par les lettres RL, est un indicateur du niveau d'adaptation par rapport à une impédance idéale désirée et est donné par [40]:

$$RL = -10 \log P_i / P_r$$

### II.1.4.3 Isolation et autres caractéristiques

L'isolation d'un duplexeur définit sa capacité de rejeter la fréquence du transmetteur au port de réception et de rejeter la fréquence de la réception au port du transmetteur. Plus ces filtres auront la capacité de rejeter toutes les fréquences indésirables, meilleure sera alors l'isolation. Le résultat d'une meilleure isolation se traduira par une meilleure sensibilité à la réception donc par une qualité de transmission et de réception accrue : un meilleur rapport signal bruit (SNR) et par conséquent une faible probabilité d'erreur (BER).



Figure II-1.2:isolateur double jonction.

### II.1.5 Principes de base de duplexeur radar

La plupart des systèmes radar utilisent une seule antenne pour émettre et recevoir. Comme la plupart des radars utilisent des émetteurs de très haute puissance et des récepteurs très sensibles, un radar à une seule antenne nécessite un frontal capable de gérer les fonctionnalités de connexion et de déconnexion. Ceci est nécessaire pour être exécuté d'impulsion à impulsion.

C'est la fonction principale du duplexeur radar. Le duplexeur agit comme un commutateur SPDT ou un commutateur de transmission / réception à auto-activation rapide [41].

### II.1.6 Les applications du radar

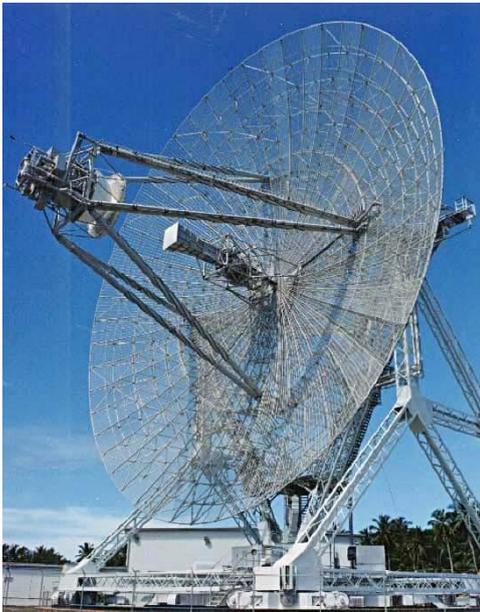
A l'heure actuelle, qu'ils soient civils ou militaires, les systèmes radars ont une utilité dans les domaines terrestre, maritime, aéronautique et spatial, leurs champs d'applications sont très diversifiés :

- ✓ contrôle aérien, atterrissage, trajectographie
- ✓ mesure de vitesse, altimétrie
- ✓ anticollision
- ✓ météorologie : détection des nuages et des pluies
- ✓ suivi de terrain, surveillance du sol, cartographie
- ✓ détection de mines
- ✓ guidage de missiles
- ✓ fusées de proximité, etc.

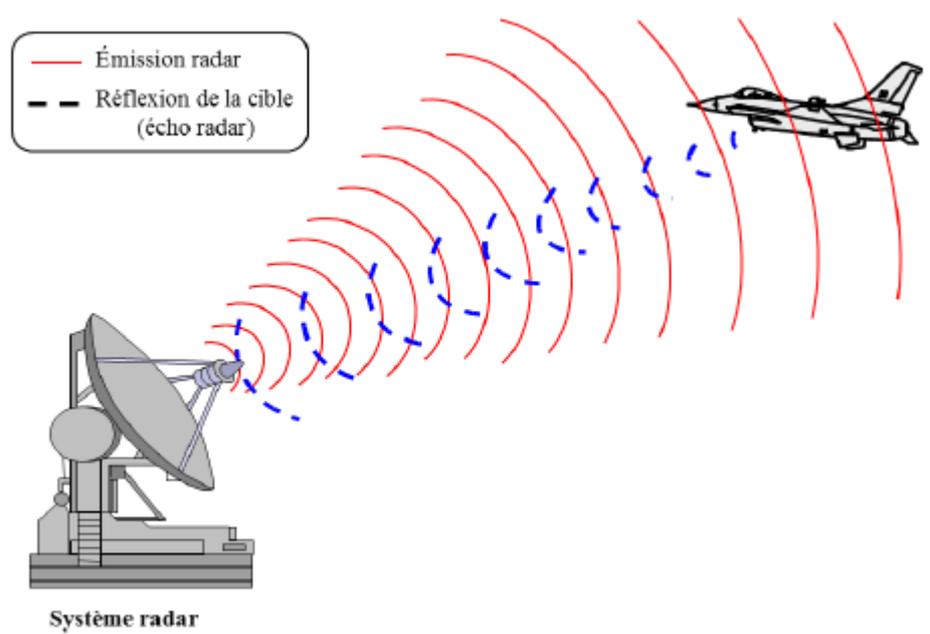
La bande d'émission allouée aux systèmes radars permet un recensement en fonction de ses applications puisque la fréquence d'émission est intimement liée à la dimension de la cible à détecter, à la taille de l'antenne mais également à la portée du radar.

Bandes	Fréquences (GHZ)	Applications
<b>HF</b>	3-30 MHZ	Radar côtiers
<b>VHF</b>	50-330 MHZ	Radar longue portée et à pénétration de sol
<b>UHF</b>	0.3-1	Radar très longue portée (détection de missiles balistiques)
<b>L</b>	1-2	Contrôle aérien de longue portée, surveillance aérienne, GPS
<b>S</b>	2-4	Radar de trafic aérien local, navals et radars météorologiques
<b>C</b>	4-8	Compromis entre la bande C et X pour les transpondeurs satellites
<b>X</b>	8-12	Autodirecteurs de missiles, radar de navigation, surveillance au sol
<b>Ku</b>	12-18	Radars de cartographie à haute résolution et altimétrie satellitaire
<b>K</b>	18-27	Radars de cartographie, radar routiers
<b>Ka</b>	27-40	Cartographie courte portée, radars et anti-collision automobile
<b>Q</b>	10-60	Communication militaires
<b>W</b>	60-110	Radars anti-collision automobile

**Tableau II-1.1: Applications radars et bandes de fréquences associé**



(a)



(b)

Figure II-1.3:(a) système radar, (b) Schéma de principe d'un système radar.

### II.1.7 Les applications du duplexeur radar

Le duplexeur radar remplit les fonctions suivantes:

- ✓ Connectez l'émetteur à l'antenne (déconnectez le récepteur) pendant la période d'envoi.
- ✓ Connectez le récepteur à l'antenne (déconnectez l'émetteur) pendant la période de réception.
- ✓ Assurer une isolation suffisante entre l'émetteur et le récepteur à tout moment [42].

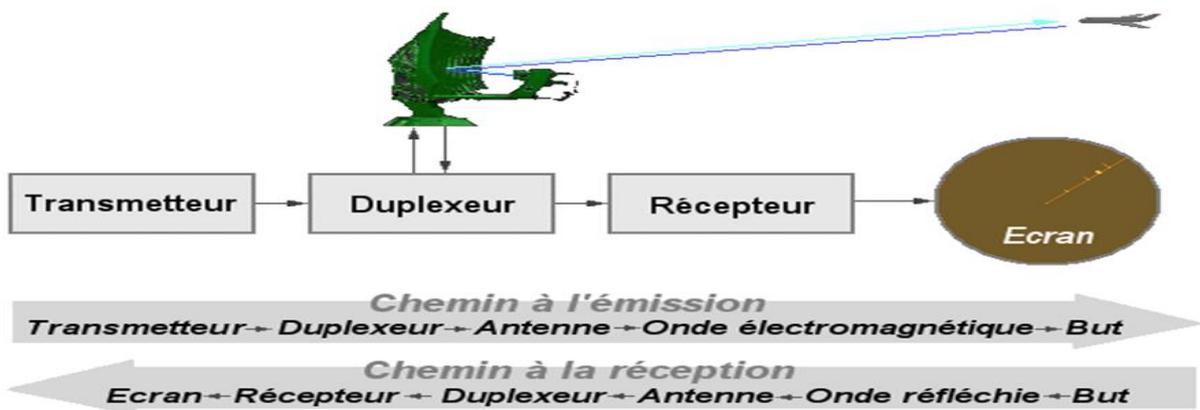
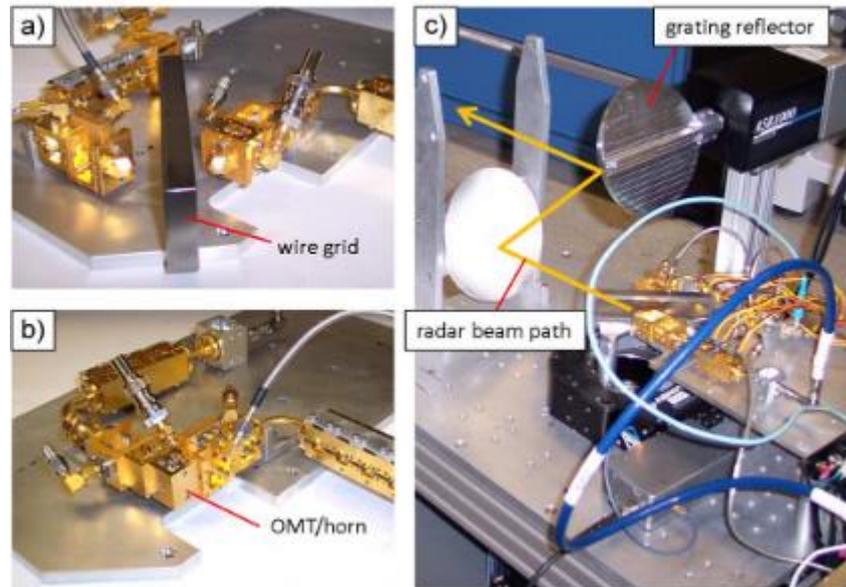


Figure II-1.4:le duplexeur radar.

### ❖ Évaluation de la performance radar



**Figure II-1.5: Photographies des configurations frontales du radar 680 GHz. (a) Duplexeur à grille filaire. (b) Duplexeur OMT / klaxon. (c) Front-end montrant le polariseur de réseau et le trajet du faisceau**

### ❖ Mesure de la perte d'insertion

Pour vérifier les performances OMT / corne 680 GHz et évaluer l'impact de l'isolation des ports de guide d'ondes finis, nous avons mené des expériences radar pour comparer directement l'utilisation de l'OMT à une grille métallique dans un duplexeur à polarisation circulaire.

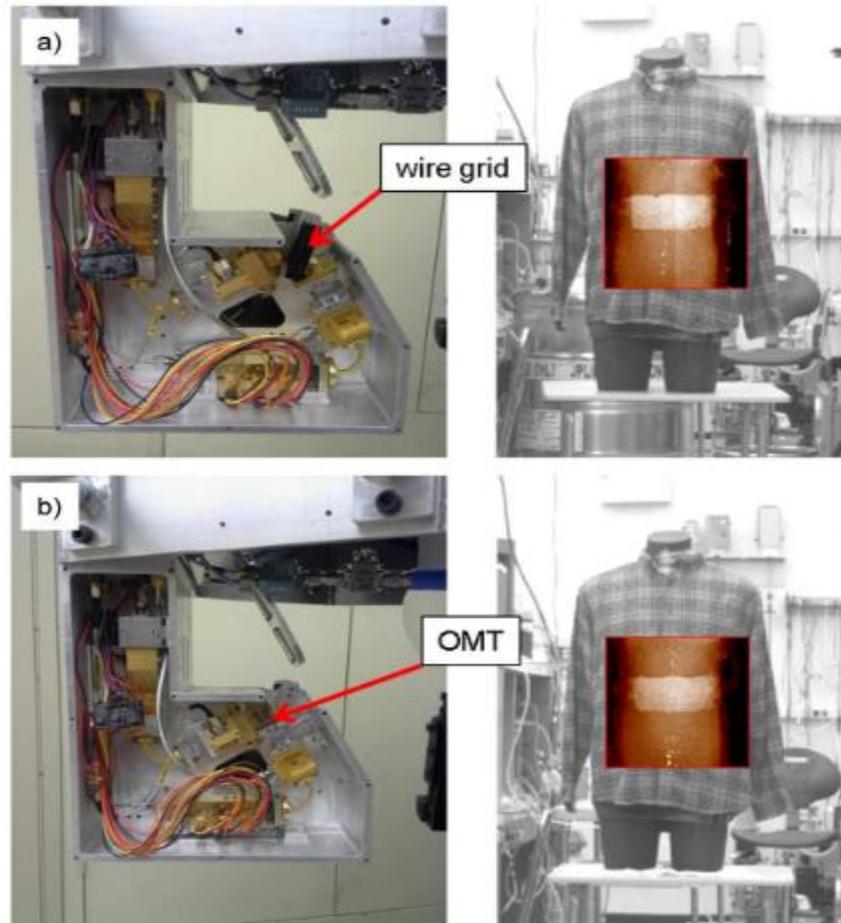
La figure II-1.6 (a) et (b) montre des photographies des deux configurations frontales sur une plaque d'aluminium montée sur un banc d'essai radar presque identique à celui rapporté dans [36] et [36]. Le sous-réflecteur de ce radar éclairant l'ouverture principale a été supprimé, ne laissant qu'un réflecteur d'alimentation parabolique et un réseau plat [FigII-1.6 (c)] pour projeter le faisceau collimaté horizontalement à travers notre laboratoire.

Avec le corne OMT positionné au même point focal du réflecteur d'alimentation que le corne d'émission de la configuration de grille métallique, ce système optique génère un faisceau collimaté d'un diamètre de 12 cm et d'un angle de divergence limité par la diffraction de  $0.2^\circ$ .

Pour la configuration du grillage, des cornes diagonales WR1.5 diagonales de Virginia Diodes Inc. ont été utilisées sur les ports **Tx** et **Rx** avec un gain nominal de 25 dB, comparé à un gain calculé de 25,6 dB pour le pavillon intégré sur l'OMT.

### ❖ Imagerie de la qualité du radar

Malgré la pénalité SNR totale de 8 dB due à l'utilisation de l'OMT au lieu de la grille métallique, la qualité du radar à travers les vêtements



**Figure II-1.6: Images radar 680 GHz comparées lors de l'utilisation (a) d'un duplexeur filaire et (b) du nouveau duplexeur OMT. La qualité d'image des deux émetteurs-récepteurs est identique.**

Les images que nous obtenons à l'aide de notre système radar d'imagerie à impasse restent inchangées. Cela peut être vu sur la figure II-1.7, qui présente l'imagerie radar (suivant les méthodes de [36]) d'une ceinture de bombe fictive de 1 po d'épaisseur attachée à la taille d'un mannequin et dissimulée par une chemise en flanelle en coton.

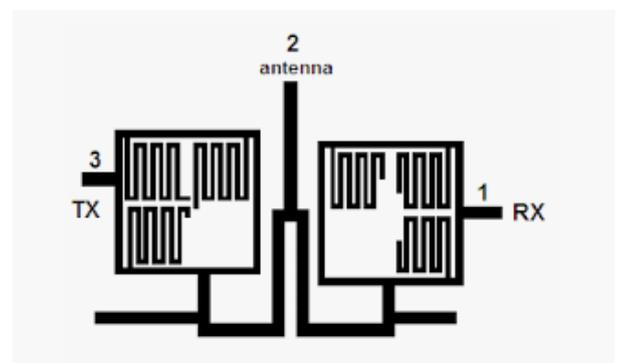
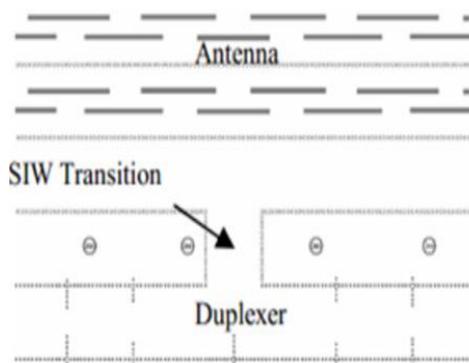
Le radar d'imagerie utilise ici un réflecteur principal de 50 cm de diamètre et fonctionne à une distance de 7 m. Il scanne également deux faisceaux simultanément sur un champ de vision cible de  $10 \text{ cm}^2$ .

Ces faisceaux sont générés dans un émetteur-récepteur frontal en-fermeture, dont la moitié droite est représentée sur la figure II-1.7 (a) et (b). Pour le cas de la figure II-1.7 (a), à la fois la gauche et la main droite

Les émetteurs-récepteurs sont construits avec les duplexeurs à grille filaire. Pour la figure II-1.7 (b), le nouveau duplexeur OMT a été utilisé dans l'émetteur-récepteur droit, comme le montre la photographie. Cependant, l'image radar de  $88 \times 88$  pixels de la ceinture de bombe factice est essentiellement identique pour les deux cas. Ainsi, d'un point de vue pratique, les performances OMT actuelles peuvent être un substitut approprié aux JPL radar d'imagerie à courte portée 680 GHz.

### II.1.8 Duplexeur en technologie SIW

Un duplexeur de guide d'onde d'intégration de substrat représente une partie de corps principale comme il sert à connecter entre les extrémités communes, une extrémité de sortie de canal du filtre de réception et une extrémité de réception de canal du filtre de transmission. Ce type de duplexeur se caractérise par une structure simple et une petite taille.



**Figure II-1.7: structure de SIW duplexeur.**

Connexions entre les composants du circuit: L'antenne et le duplexeur sont combinés en utilisant la transition SIW, d'après la (Fig II-1.8) La transition SIW-micros trip est remplacée par une transmission SIW droite, ce qui permet de faire un réseau d'antennes SIW et un duplexeur intégrés.

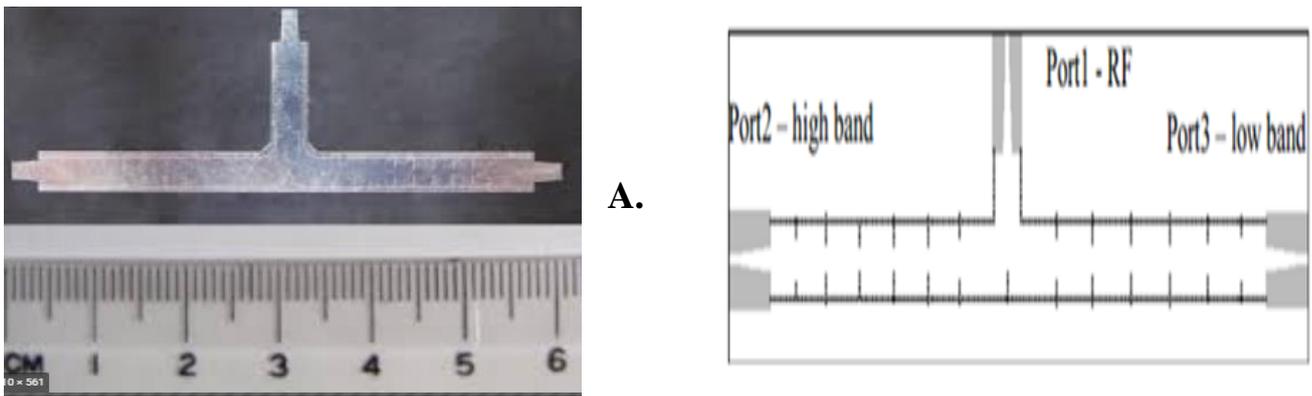


Figure II-1.8: transition entre l'antenne SIW et le duplexeur.

❖ **Filtres**

Le guide d'ondes intégré au substrat (SIW) est une technologie planaire à faible coût et à faible perte [43]. Les différents composants conçus en SIW peuvent être intégrés sur le même substrat en utilisant les transitions micro rubans coniques [44].

Dans cette application[11], un filtre est conçu par la mise en cascade de plusieurs guides RSIW. Les paramètres caractéristiques du guide RSIW ainsi que ceux des guides équivalents sont présentés dans le tableau II.1.2. La structure du filtre analysé, ayant les dimensions mentionnées dans le tableau II.1.3, est présentée sur la figure II.1.10.

Guide classique	Guide équivalent	Guide RSIW
WR137, a=34.85mm b=15.799mm, $\epsilon_r=1$	h=0.5mm, $\epsilon_r=3$ , fc=4.3GHZ	H=0.5mm, $\epsilon_r=3$ , d=0.5mm, p=1mm, Wsiw=20.5mm
	Weq=20.23mm	WT=6mm, LT=25mm, Wmst=1mm

Tableau II-1.2: Paramètres caractéristiques

$L_{F1}=L_{F7}=10\text{mm}$	$W_{Fi}=4\text{mm}$
$L_{F2}=L_{F6}=12\text{mm}$	$h_{F1}=h_{F6}=2.937\text{mm}$
$L_{F3}=L_{F5}=15.45\text{mm}$	$h_{F2}=h_{F5}=4.5\text{mm}$
$L_{F4}=16.128\text{mm}$	$h_{F3}=h_{F4}=5\text{mm}$

Tableau II-1.3 : Paramètres caractéristiques du filtre.

Les figures II.1.10 et II.1.11 illustrent la distribution du champ électrique du mode TE<sub>10</sub> du filtre dans la bande [5-7.5] GHz et les modules des coefficients de transmission S<sub>12</sub> et de réflexion S<sub>11</sub>. La réponse fréquentielle correspond parfaitement à celle d'un filtre sélectif.

Le module de S<sub>11</sub> présente des minima dans la bande [6-6.18] GHz donnant naissance à un filtre stop-bande en réflexion. Le module de S<sub>12</sub> présente un maximum dans cette même bande, indiquant ainsi le caractère passe-bande en transmission de ce filtre. La réponse fréquentielle de ce filtre (Figure II.1.11) conçu en technologie SIW a été comparée avec celle mesurée du même filtre dans la référence [11] (Figures II.1.12), où nous observons une nette cohérence.

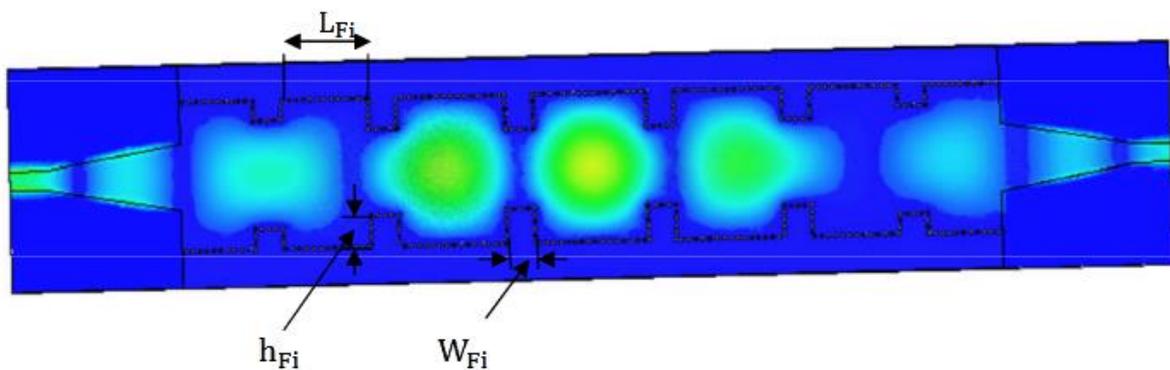


Figure II-1.9: Distribution du champ électrique du mode TE<sub>10</sub> du filtre SIW à f=6 GHz

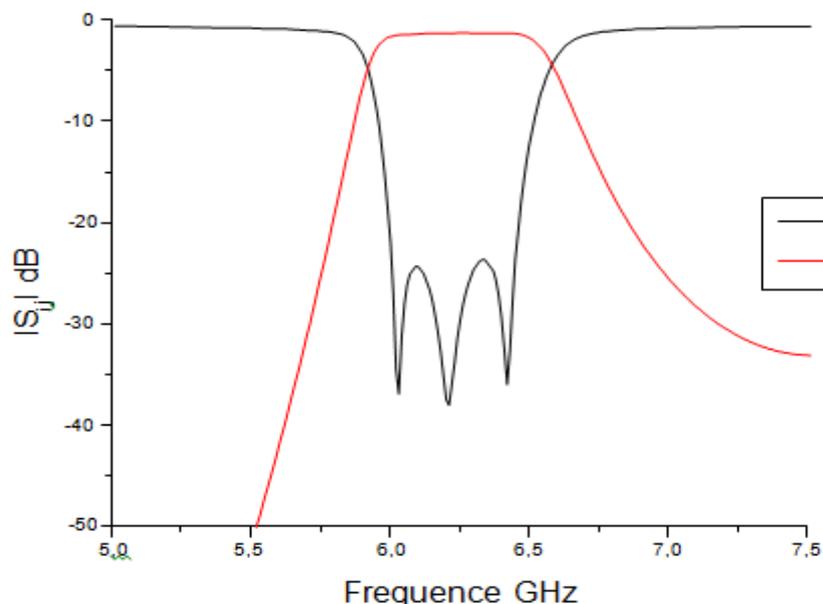


Figure II-1.10: Paramètres S<sub>ij</sub> du Filtre SIW

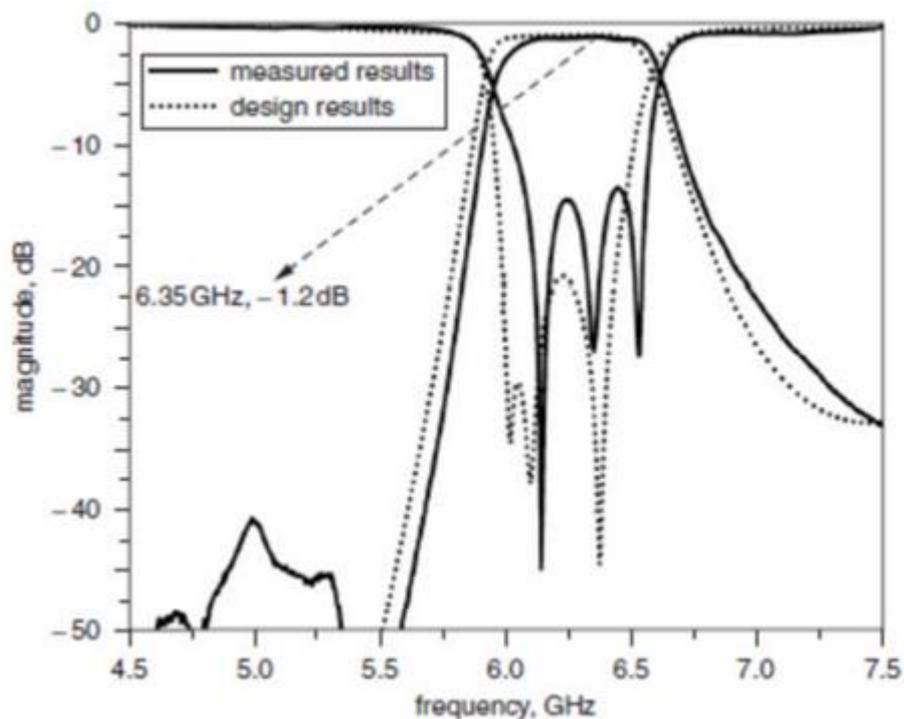


Figure II-1.11: Paramètres  $S_{ij}$  mesurés du même filtre [45].

### II.1.9 Les avantages et les inconvénients d'un duplexeur

Les avantages du Duplexeur :

- ✓ Il permet de partager la même antenne pour les modes d'émission et de réception. Ceci minimise l'espace et le coût du système sans fil.
- ✓ Il rend la conception du duplexeur très compacte grâce à son encombrement réduit.
- ✓ Il protège le récepteur des émetteurs de forte puissance par isolation.
- ✓ (Duplexeur de succursale) Son coût est faible.
- ✓ (Duplexeur du circulateur) ils sont utilisés dans les radars mono-statiques.
- ✓ (Duplexeur équilibré) sa capacité de gestion de puissance est supérieure à celle du duplexeur de branche. De plus, il dispose d'une plus grande bande passante de fonctionnement.

Les inconvénients du Duplexeur :

- ✓ Le niveau de bruit du récepteur augmente en raison de l'insertion du duplexeur dans la chaîne du récepteur. Ceci est dû à la perte d'insertion du duplexeur. Par conséquent, les gains et les valeurs de bruit appropriés sont utilisés pour atteindre le bilan de liaison au niveau du récepteur.
- ✓ (Duplexeur de branche) La bande passante est limitée. La puissance est limitée.
- ✓ (Duplexeur symétrique) Il ne permet pas l'émission et la réception simultanées [45].

## II.2 Triplexeur hyperfréquence

### II.2.1 Introduction

Ces dernières années, les antennes multifréquences ont été largement mises en œuvre dans les appareils portables et mobiles compacts sans fil modernes. Ces appareils sont généralement équipés de deux émetteurs-récepteurs ou plus avec un système multi-antenne pour différentes applications. Les antennes multi-bandes sont avantageuses pour réaliser une miniaturisation extrême des émetteurs-récepteurs, car il est assez compliqué d'intégrer étroitement les éléments multi-antennes dans des systèmes compacts [45-49]. Cependant, un élément sélectif en fréquence, tel qu'un diplexeur d'ordre supérieur ou un triplexeur est nécessaire pour faciliter la connectivité entre plusieurs émetteurs / récepteurs et l'antenne multi-bande en fournissant une meilleure isolation entre eux [50-51].

### II.2.2 Définition de triplexeur

Un triplexeur est un dispositif de filtrage à 4 ports qui divise une entrée en trois sorties différentes chacune avec une fréquence différente. Il peut également être utilisé dans l'autre sens et où il achemine les signaux à trois fréquences différentes vers un seul port. Un triplexeur permet à un seul câble coaxial de courir dans l'alimentation de trois antennes différentes. Ce dispositif bidirectionnel se compose généralement de 3 filtres passe-bande avec différentes fréquences de bande passante.

Un triplexeur est idéalement utilisé dans les smart phones, les Radars et autres systèmes émetteurs et récepteurs sans fil.



Figure II-2.1: Exemple d'un triplexeur.

### II.2.3 Le rôle de triplexeur

Le triplexeur peut comprendre des filtres ayant chacun pour rôle de faire passer les signaux d'une bande respective des bandes de fréquences entre les circuits d'émission/réception et l'antenne.

Un triplexeur est utilisé dans la partie E / S de l'antenne, et a des fonctions pour séparer ou combiner trois signaux de fréquence différents pendant la transmission et la réception, et est également utilisé dans les circuits CA (agrégation de porteuses). Il vise à obtenir une miniaturisation et une faible perte d'insertion, et prend également en charge une fonctionnalité élevée.

Le triplexeur se compose de trois lignes de transmission quart de longueur d'onde en série, de trois filtres passe-bande et de trois lignes de transmission pour le réglage de l'impédance du filtre. Le principe de fonctionnement est que chaque sous-bande a une impédance d'entrée adaptée ( $50 \Omega$  dans cette conception) à la jonction, mais une impédance d'entrée élevée à l'entrée d'autres sous-bandes. Les lignes de transmission en série de trois quarts de longueur d'onde différents fournissent une impédance élevée dans la bande de fréquences respective, c'est-à-dire empêchant les signaux de la sous-bande # 1 d'atteindre les sous-bandes # 2 et # 3. Les lignes d'accord de filtre au niveau des jonctions optimisent l'impédance de bande d'arrêt de chaque filtre, pour fournir une impédance de bande d'arrêt élevée dans les bandes voisines. Les sous-bandes voisines sont les plus critiques pour une sous-bande puisque le filtre passe-bande a une réjection limitée près de sa bande passante. L'ensemble du réseau est optimisé avec les filtres pour obtenir des bandes passantes plates et une performance symétrique entre les sous-bandes. (Figure II-2.2)

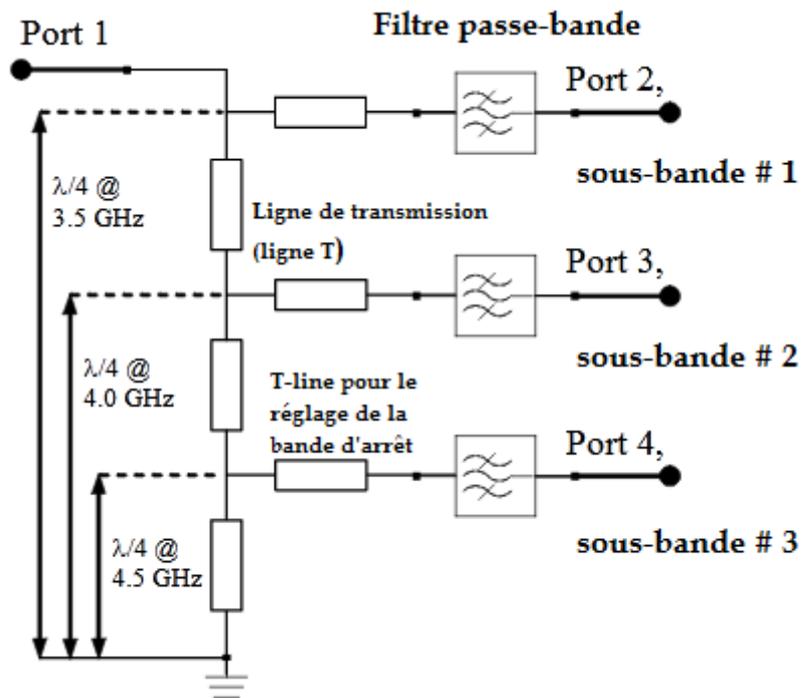


Figure II-2.3:le principe de triplexeur.

## II.2.4 Les caractéristiques de triplexeur

- ✓ Faible perte d'insertion
  - ✓ Température stabilisée, maintient les spécifications aux extrêmes thermiques
  - ✓ Conditions de classe IP multiples
  - ✓ Inspection 100% avant livraison
  - ✓ Conceptions personnalisées disponibles, conception à faible cout, conception à cout réduit.
- ❖ **Exemple de conception**

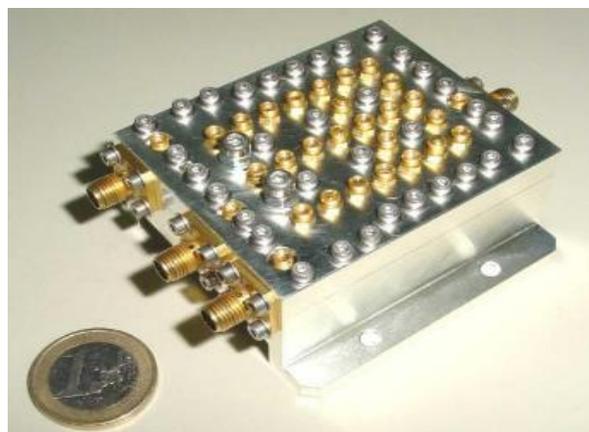


Figure II-2.4:Maquette du triplexeur compact

Ce triplexeur a été réalisé en cavités chargées de résonateurs diélectriques (figure II.2.3), afin de réduire sa masse et son volume. Les résonateurs diélectriques utilisés fonctionnent sur le mode TE<sub>01</sub>, et sont couplés entre eux par des iris (couplage magnétique) ou des sondes coaxiales (couplage électrique) afin de réaliser les différents signes des éléments de couplage. Ce triplexeur a été réglé en introduisant des vis de réglage pour compenser les tolérances de fabrication. Sa réponse en fréquence mesurée est très proche de sa réponse théorique, ce qui valide la méthode de synthèse basée sur l'évaluation de la matrice de couplage généralisée

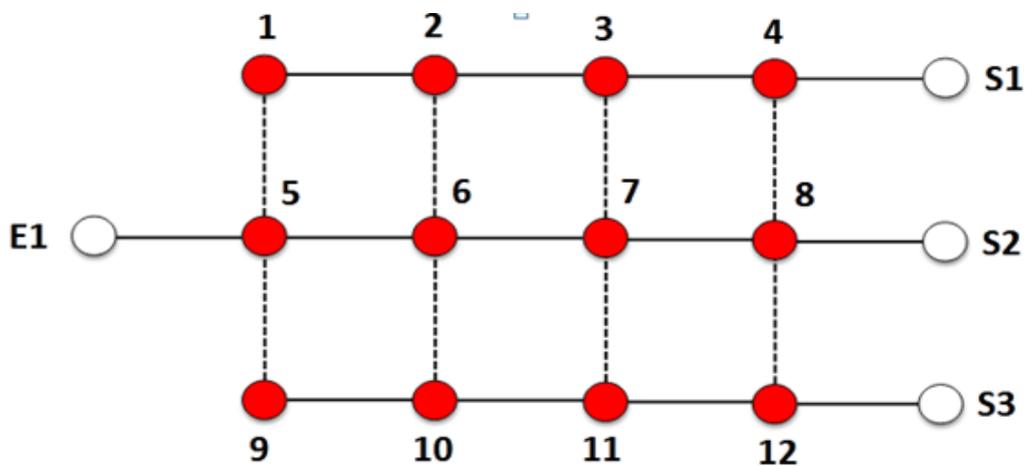


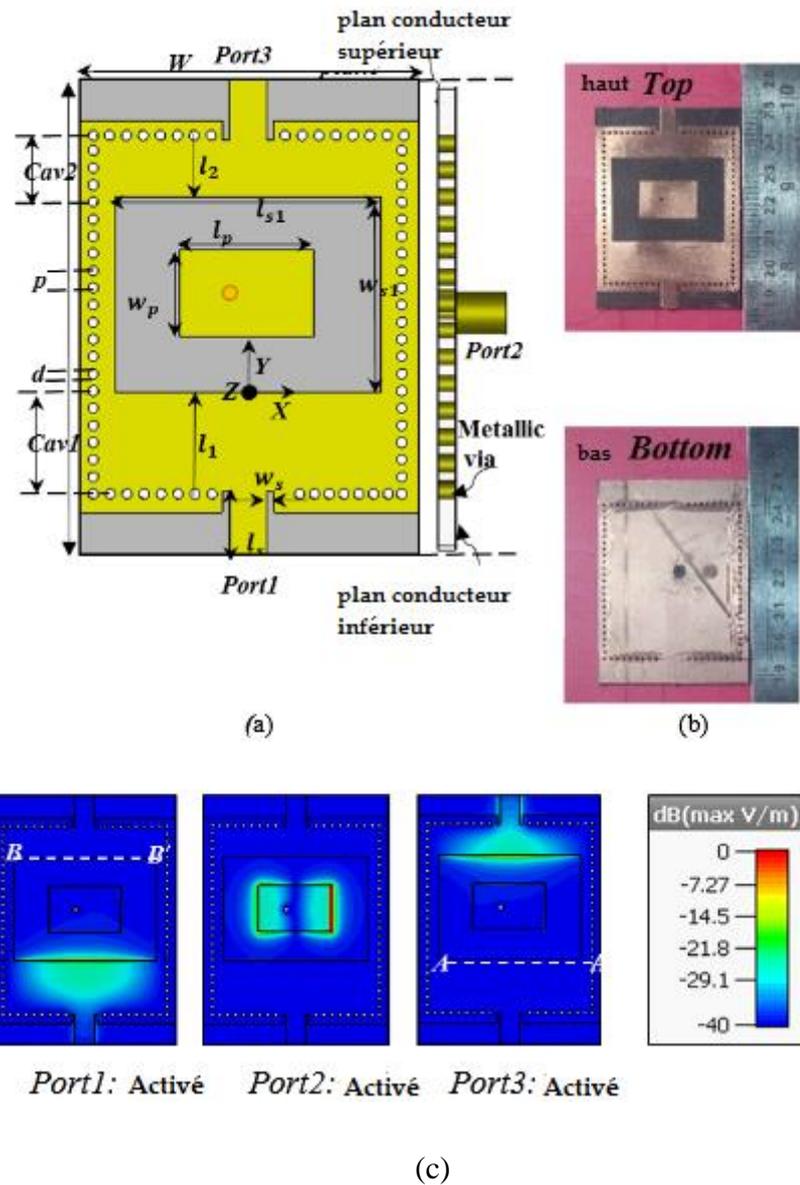
Figure II-2.5: Topologie de couplage du triplexeur

Cette méthode a été appliquée pour synthétiser et concevoir un triplexeur compact 12 pôles. La topologie de couplage de ce triplexeur est montrée sur la figure II-2.4.

On peut voir que chaque canal est réalisé avec 4 résonateur couplé en ligne (fonction d'ordre 4 sans zéros de transmission). De plus, des couplages (en pointillés) entre les différents canaux sont introduits, ce qui est impossible à réaliser pour un multiplexeur sur manifold. Ces couplages supplémentaires sont a priori exploités pour régler les réponses hors bande des différents filtres, afin d'augmenter l'isolation entre canaux.

### II.2.5 Antenne-triplexeur à base de guide d'onde intégré au substrat

Un triplexeur d'antenne nouvellement intégré est réalisé en utilisant la cavité SIW et proposé pour des applications de radioaltimètre (4,2 GHz), Wi-fi (5,2 / 5,8 GHz).



**Figure II-2.6 : Conception proposée ( $W = 41, L = 18, L_p = 18.2, W_p = 11.5, L_1 = 13.6, L_2 = 8.15, L_s = 2.5, W_s = 0.8, L_{s1} = 36, w_{s1} = 26, w_{50} = 5, p = 2, d = 1$ ). Toutes les dimensions sont en mm. (a) configuration de l'antenne, (b) échantillon fabriqué, et (c) distinctes**

Cette conception intégrée produit trois résonances simultanément en utilisant deux résonateurs à cavité demi-mode et un patch rectangulaire. Cette topologie offre un conception compacte avec une bonne accordabilité de fréquence pour chaque fréquence de résonance tout en maintenant une isolation élevée entre les ports d'entrée. [52]

### II.2.5.1 Principe de fonctionnement

La géométrie du triplexeur d'antenne à dos de cavité proposé est affichée sur Figure II-2.5 (a). La cavité plane du guide d'ondes intégré au substrat est réalisée en connectant une chaîne de montants métalliques le long des quatre parois latérales. Afin de minimiser les

fuites des parois latérales, le diamètre et le pas des poteaux métalliques sont sélectionnés en fonction des directives suggérées dans [43]. La géométrie proposée est une forme hybride de deux résonateurs à cavité demi-mode et d'un patch rectangulaire. Les résonateurs à cavité sont réalisés en découpant une fente annulaire sur la gaine supérieure de la cavité. La fente divise la cavité en deux parties (c'est-à-dire Cav1 et Cav2) et les deux parties peuvent être considérées comme équivalentes à des résonateurs à cavité demi-mode où les côtés de la cavité A-A 'et B-B' sont considérés comme des parois magnétiques quasi-statiques [45]. Afin de faire fonctionner le Cav1 à 1,2 GHz et Cav2 à 5,8 GHz, la longueur du Cav1 est sélectionnée plus élevée ( $L1 = 1,7 L2$ ) que Cav2. Les deux parties de la cavité (c'est-à-dire Cav1 et Cav2) et le patch sont excités pour fonctionner dans son mode dominant à l'aide de deux lignes d'alimentation micro-ruban et d'une sonde coaxiale, respectivement.

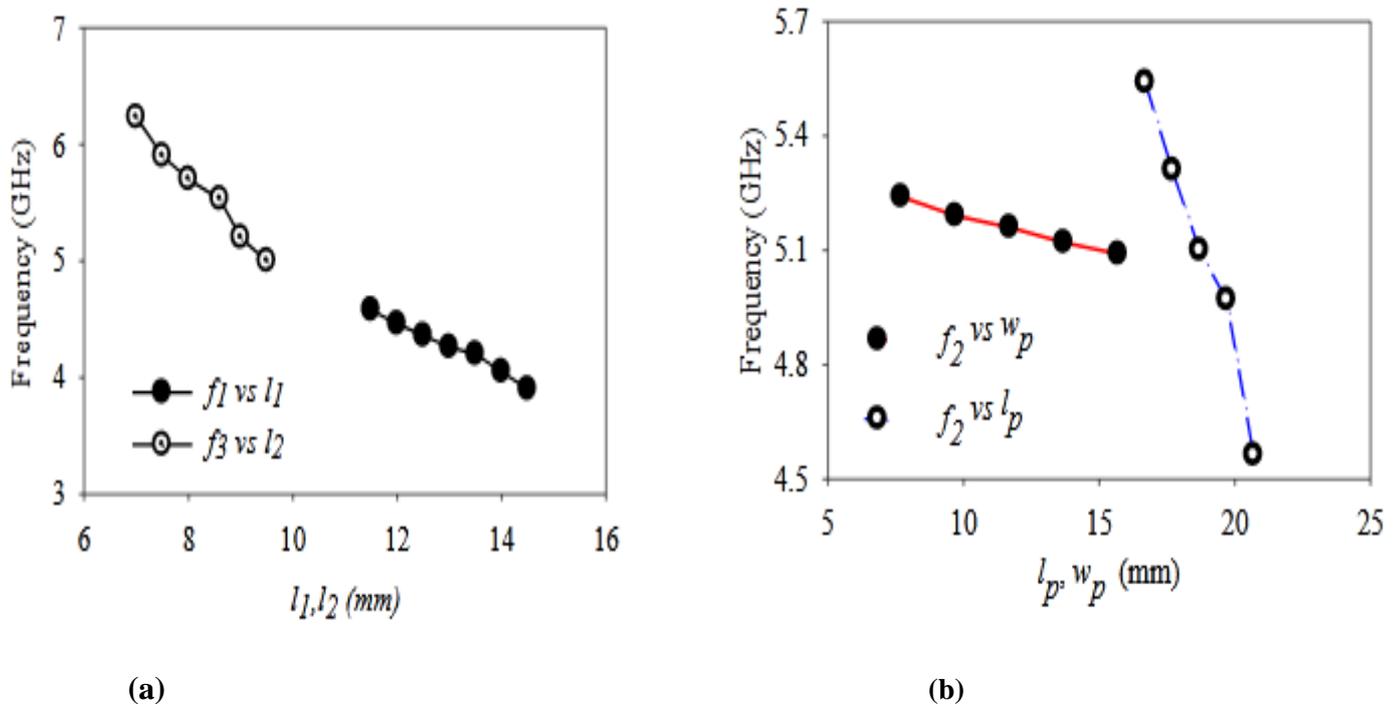


Figure II-2.7: Variation de la fréquence de résonance avec différentes dimensions (a)  $L_p$  et  $W_p$  et, (b)  $L_1$  et  $L_2$ .

Le principe de fonctionnement peut être mieux observé à l'aide de la distribution du champ électrique, illustrée sur la figure figureII-2.5 (c). Lorsque Port1 et Port3 sont excités, Cav1 et Cav2 émettent un champ électromagnétique à travers son ouverture diélectrique et résonne à 4,2 et 5,8 GHz, respectivement. De même, le patch résonne à 5,2 GHz lorsque le Port3 est excité. Pour éviter la corrélation de signal entre le patch et les résonateurs de la cavité, le patch est excité dans un axe orthogonal aux cavités.

De plus, pour diminuer le couplage de la puissance incidente à Port1 et Port3 avec Port2, l'écart entre les résonateurs de cavité et le patch est maintenu large, ce qui est égal à 7,85mm. Par conséquent, en adoptant cette topologie, un triplexeur d'antenne hautement intégré est obtenu avec une isolation intrinsèque élevée [45].

Pour analyser les paramètres, la géométrie proposée est simulée par le simulateur électromagnétique du studio CST et les paramètres finaux sont indiqués sur la Figure II-2.6 Les effets des dimensions du patch et de deux résonateurs à cavité sur la fréquence de résonance sont présentés sur la figureII-2.6. La fréquence de résonance diminue en augmentant la longueur ( $L_p$ ) et la largeur ( $W_p$ ) du patch, mais l'influence de la longueur est plus élevée dans la variation de fréquence. De même, les fréquences de résonance ( $f_1$  et  $f_3$ ) sont diminuées en augmentant la longueur ( $L_1$  et  $L_2$ ) de Cav1 et Cav2. Par conséquent, d'après l'explication ci-dessus, il est évident qu'en modifiant simplement les dimensions, la fréquence de résonance de chaque résonateur peut être modifiée dans une certaine plage de fréquences.

### II.2.5.2 résultats expérimentaux

La géométrie proposée est prototypée sur une seule couche de substrat RT / Duroid 5880 de constante diélectrique 2,2, épaisseur 1,57mm. Le prototype fabriqué de la conception proposée est présenté sur la figure II-2.5 (b). Pour vérifier les simulations, le prototype est testé expérimentalement. Une comparaison des résultats simulés et expérimentaux en termes de paramètres S est représentée sur la figureII-2.7. Les résultats expérimentaux se trouvent dans une bonne correspondance avec les homologues de simulation. Lorsque le Port1 est alimenté et que les autres sont terminés par une charge adaptée, la fréquence de résonance ( $f_1$ ) et le gain mesurés sont respectivement de 4,18 GHz (1,3%) et 1,75dBi. De même, lorsque Port3 est alimenté, la résonance correspondante ( $f_1$ ) est obtenue à 5,78 GHz (3,1%) avec une valeur de gain de 6,25dB.

De l'autre côté, la fréquence de résonance ( $f_2$ ) à 5,15 (2,7%) GHz est obtenu avec un gain de 6,85dBi, lorsque l'entrée Port2 est excitée et que d'autres sont adaptées à la charge. Les isolations mesurées sont inférieures à -24, -46, -23 dB aux trois fréquences de résonance. Ainsi, les paramètres optimisés confirment que la géométrie proposée peut être utilisée comme antenne-triplexeur.

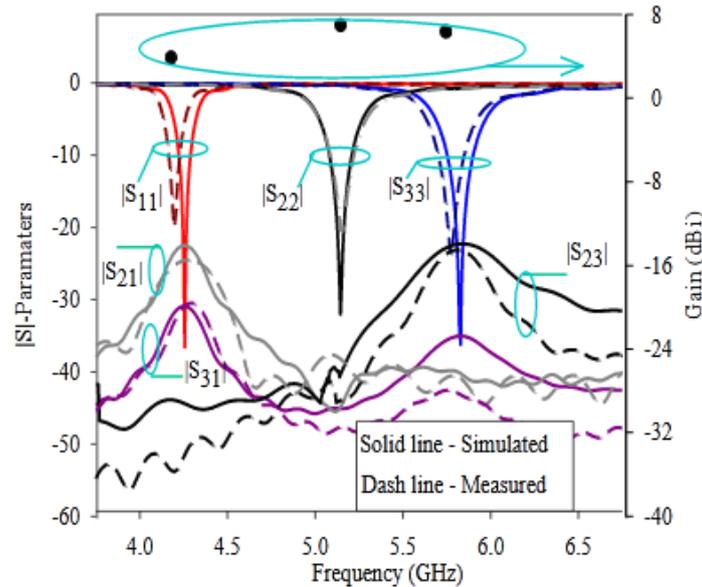


Figure II-2.8: Résultats simulés et mesurés ( $|S|$  -Paramètres et gain) 7 Résultats simulés et mesurés ( $|S|$  -Paramètres et gain)

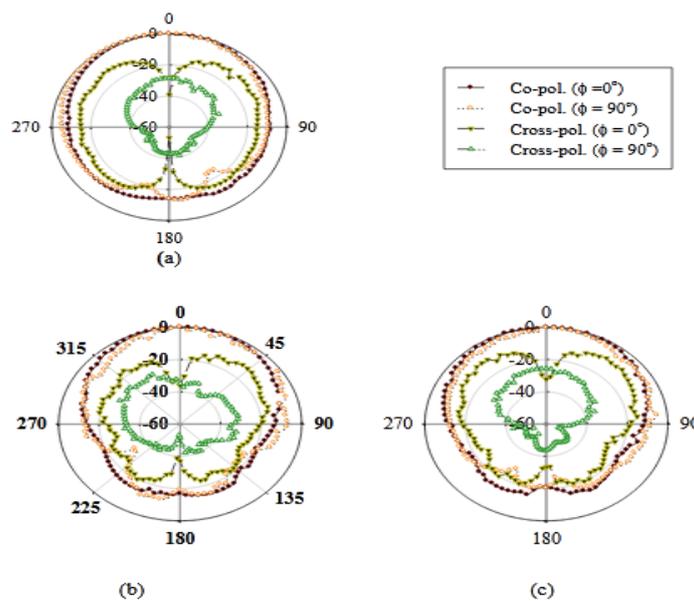


Figure II-2.9: Diagrammes de rayonnement à deux plans de coupe  $\phi = 0^\circ$  et  $\phi = 90^\circ$  (a) 4,18 GHz (Port1: ON), (b) 5,15 GHz (Port2: ON) et (c) 5,78 GHz (Port3: ON)

Le co-pol mesuré et cross-pol. Les diagrammes de rayonnement à chaque fréquence de résonance sont tracés sur la Figure II-2.8. L'antenne montre des radiations du lobe arrière inférieur et un diagramme de rayonnement unidirectionnel dû à la présence de la cavité. Le rapport avant / arrière mesuré moyen est meilleur que 15 dB à chaque fréquence de résonance. Le niveau transpolaire est meilleur que 32, 30 et 25,8 dB à la fréquence de résonance de 4,17, 5,11 et 5,75 GHz aux deux plans de coupe ( $\varphi = 0^\circ$  et  $\varphi = 90^\circ$ ), respectivement. Ainsi, la conception proposée fonctionne comme un triplxeur d'antenne avec un niveau polarisé plus bas, un gain élevé. L'antenne est intégrée dans de petits circuits avec un placement approprié des cavités et du patch, et sa taille, y compris le réseau d'alimentation, est de « $1,0\lambda_g \times 0,86\lambda_g$ ». La conception proposée offre les avantages combinés des antennes à fente et de la cavité. De plus, la conception proposée offre la souplesse nécessaire pour mettre à l'échelle la géométrie pour toute bande de fréquence de fonctionnement souhaitée.

### II.3 Conclusion

L'objectif de ce chapitre est de donner les principes de fonctionnement de duplexeur et triplxeur, ainsi que leurs applications dans le domaine hyperfréquence. Elle nous a permis de bien comprendre les principes physiques les plus importants et de les interpréter.

Le triplxeur fournit une bonne perte d'insertion et de bonnes réponses d'isolement. Cependant, les performances de perte de retour peuvent être améliorées. Deux ou plusieurs des structures défectueuses peuvent également être montées en cascade dans chaque section pour avoir des bandes de canaux contigus plus nettes.

Dans ce qui suit, nous allons concevoir et valider numériquement quelques structures électromagnétiques de base à la technologie SIW y compris les triplxeurs. Pour atteindre notre but, nous avons choisis un outil de conception et de simulation électromagnétique très précis dans leur résultats et disponible au niveau de notre laboratoire de télécommunication c'est le logiciel de simulation CST Microwave Studio.

# Chapitre III

---

## Présentation des résultats de simulation

---

### III.1 Introduction

Ce dernier chapitre sera réservé à la présentation des résultats de simulation des guides d'ondes en technologie SIW, ainsi que le duplexeur et des différentes structures SIW.

Nous allons présenter les résultats de simulation des guides d'ondes à base de la technologie SIW fonctionnant en bande S qui s'étale sur [2 - 4 GHz] et la bande C qui s'étale sur [4 - 8 GHz].

Dans le domaine électromagnétique plusieurs logiciels de simulation sont disponibles utilisant différentes méthodes numériques comme CST, HFSS, ADS. Le choix de logiciel de simulation dépend donc des critères de la conception par exemple la taille, le type et le matériau de la structure, la complexité de la géométrie, dans notre cas nous allons utiliser le logicielle CST.

### III.2 Transition de la ligne micro-ruban au guide d'onde SIW

Pour améliorer les performances de nos guides d'ondes dans leurs bandes de fréquences, il est nécessaire de les adapter. Donc on utilise une méthode qui consiste à calculer les impédances, de ce fait nous avons fixée l'impédance d'entrée à  $50 \Omega$  et calculé l'impédance de sortie  $Z_p$  comme suit :

$$Z_p = Z_{TE} \left\{ \frac{\pi^2 \cdot h}{8 \cdot a_s} \right\} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$$Z_{TE} = 120\pi \left( \frac{\lambda_g}{\lambda} \right) \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_r}} \quad (\text{III.2})$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2}} \quad (\text{III.3})$$

Afin de calculer l'impédance de sortie du guide d'onde SIW, nous réaliserons la structure du taper d'une longueur  $L_{out} + L_{in}$  de d'une largeur  $W_{out} + W_{in}$  pour chaque guide à l'aide de l'outil de conception ADS, qui sera intégrée au guide d'onde SIW sur notre logiciel CST dans le but d'avoir une adaptation. Comme la montre la figure III.1.

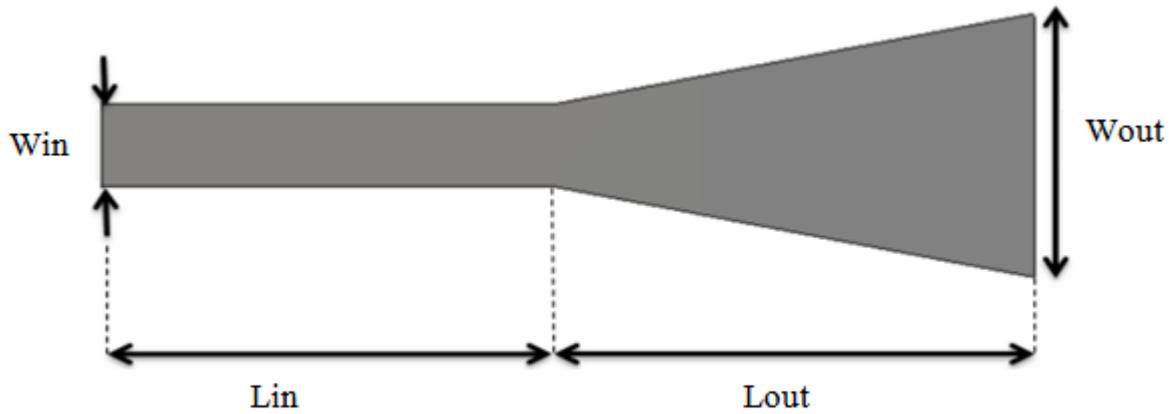


Figure III-1: Structure générale du taper des guides SIW avec ces paramètres.

Le tableau III.1 représente les dimensions du taper pour les deux bandes C et S.

	Bande C	Bande S
L'impédance d'entrée ( $\Omega$ )	50	50
L'impédance de sortie ( $\Omega$ )	24.65	12.56
Dimensions (mm)	$L_{in}=26.3$	$L_{in}=15$
	$L_{out}=16$	$L_{out}=53$
	$W_{in}=2.95$	$W_{in}=2.9$
	$W_{out}=9.98$	$W_{out}=8.8$

Tableau III-1: Impédances et dimensions des tapers pour chaque guide SIW.

### III.3 Conception du guide SIW opérant en bande S

Nous allons concevoir le guide d'onde SIW en bande S opérant dans [2-4 GHz], la conception du guide d'onde intégré au substrat SIW sera basée sur les équations mentionnées dans le chapitre I. Pour le mode  $TE_{10}$ , la fréquence de coupure prise est  $f_c=2.27$  GHz, l'épaisseur du conducteur est de 0.05 mm. Le diélectrique utilisé possède les propriétés suivantes :

- une permittivité relative de  $\epsilon_r = 4.3$
- une hauteur du substrat  $h = 1.54$  mm
- une perte tangentielle de  $tg\delta = 0.018$

La figure III -2 représente la structure du guide d'onde SIW vue de face et en perspective fonctionnant dans la bande S. Les dimensions de notre guide sont :

- La largeur efficace  $a_{siw} = 34.98$  mm
- Le diamètre des vias  $d = 1$  mm
- La distance entre les vias du centre au centre  $p = 1.5$  mm
- La longueur totale du guide d'onde  $L_g = 30$  mm

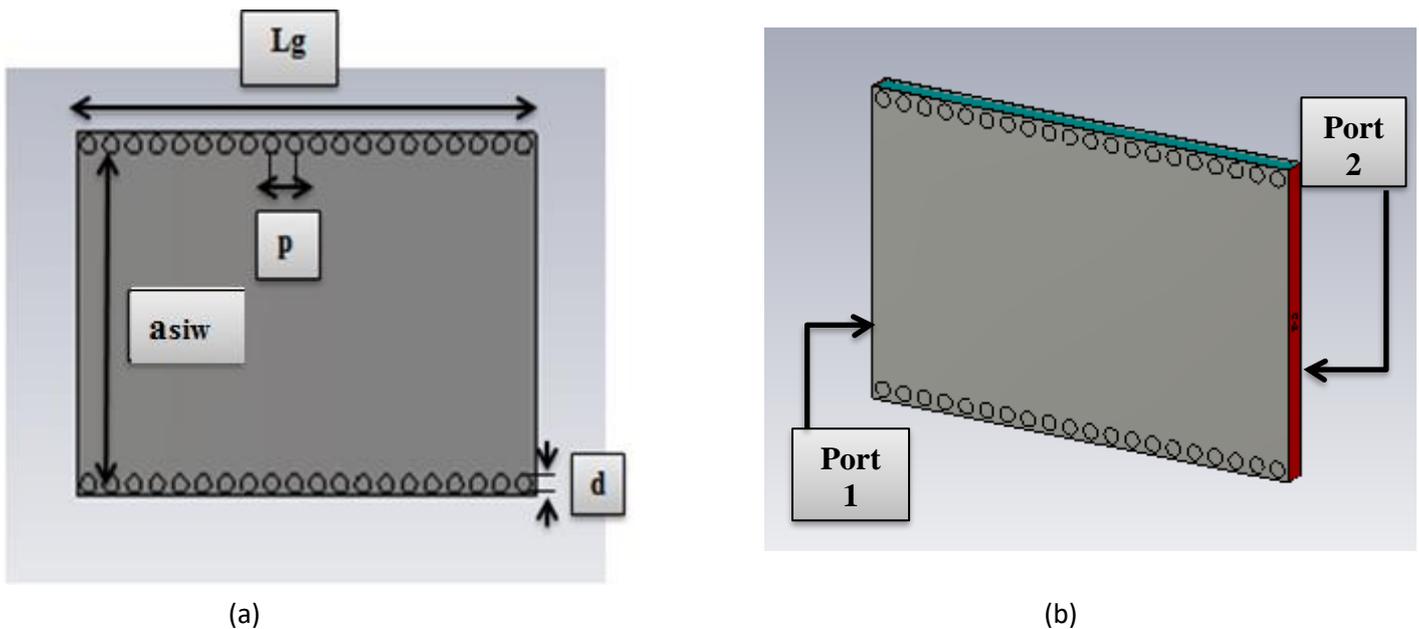
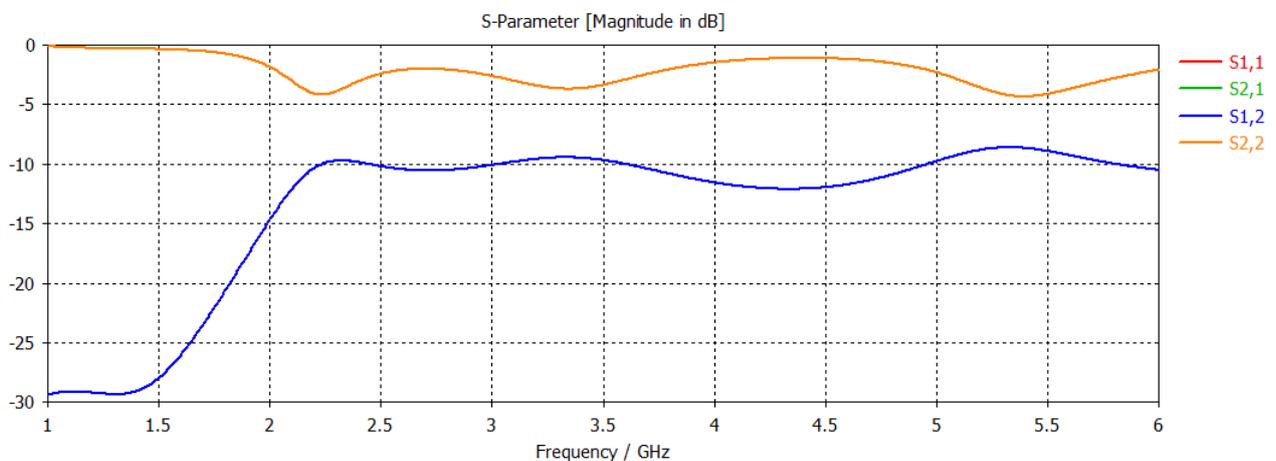


Figure III-2: structure de guide SIW fonctionnant dans la bande S sans taper (a) Vue de face. (b) vue en perspective.

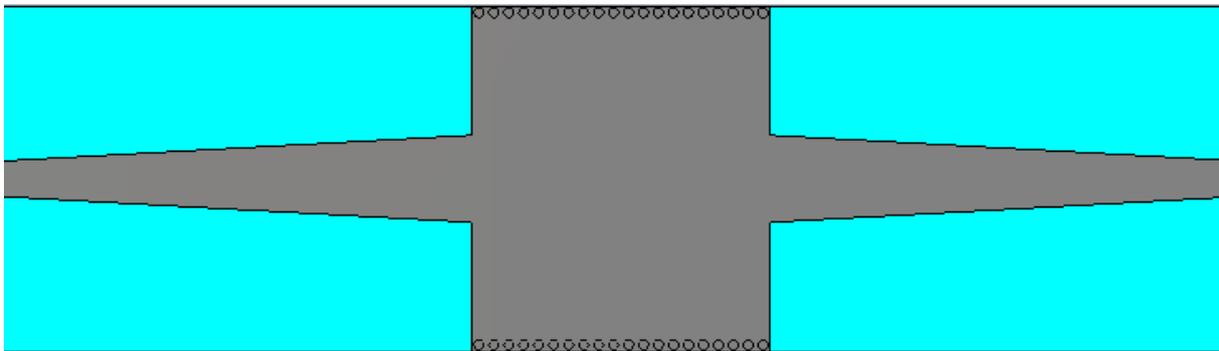
Après simulation nous avons obtenus les résultats illustrés dans la figure III.3 qui représente les coefficients de transmission et de réflexion du guide d'onde SIW opérant en bande S.



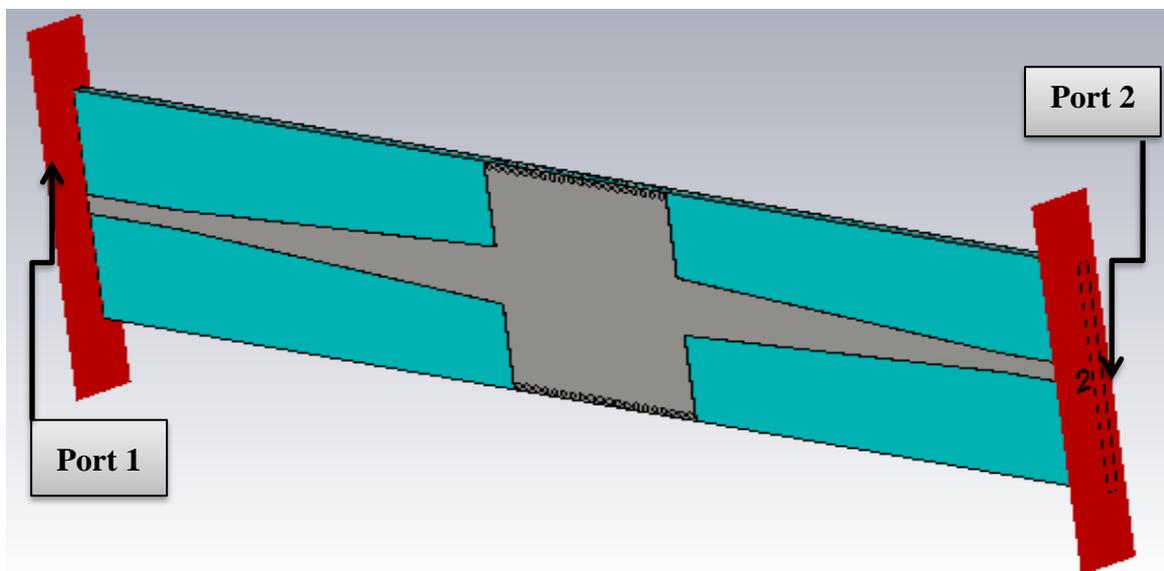
**Figure III-3: Coefficients de transmission et de réflexion de guide SIW fonctionnant en bande S**

Nous observons d'après la figure III.3 que nous avons une mauvaise transmission, sur toute la bande où le coefficient de transmission ne dépasse pas -10 dB est pratiquement nulle, et un coefficient de réflexion maximal qui atteint presque 0 dB, ainsi que la transmission commence à partir de la fréquence de coupure  $f_c = 2.27$  GHz. Cela signifie que le guide nécessite une adaptation.

Afin d'améliorer les performances du guide, il est nécessaire d'insérer un taper au niveau de ce dernier. Après la modification une topologie fiable a été trouvée.

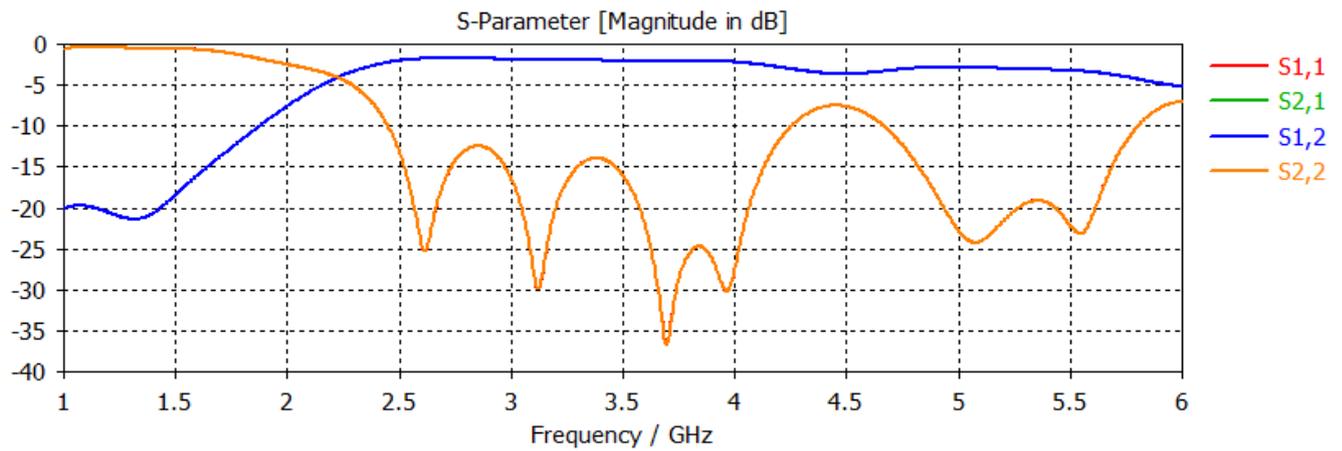


(a)



(b)

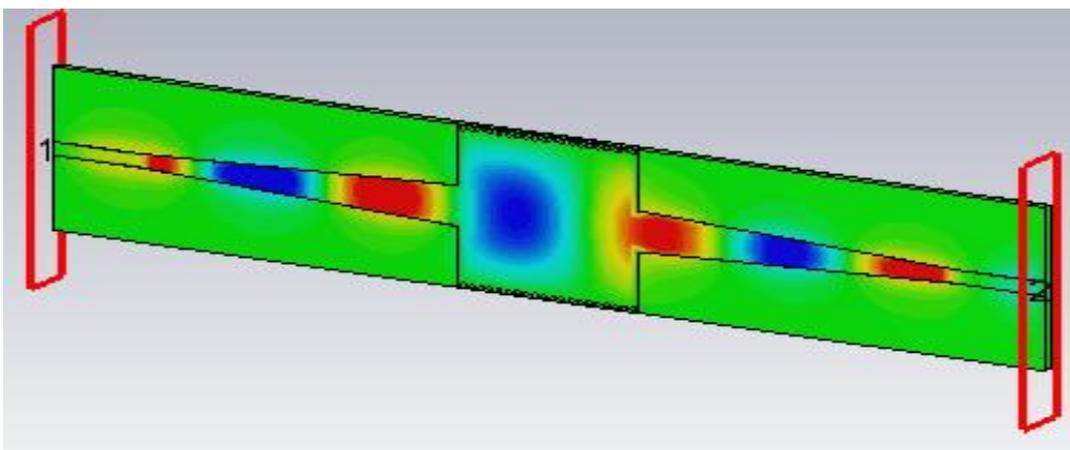
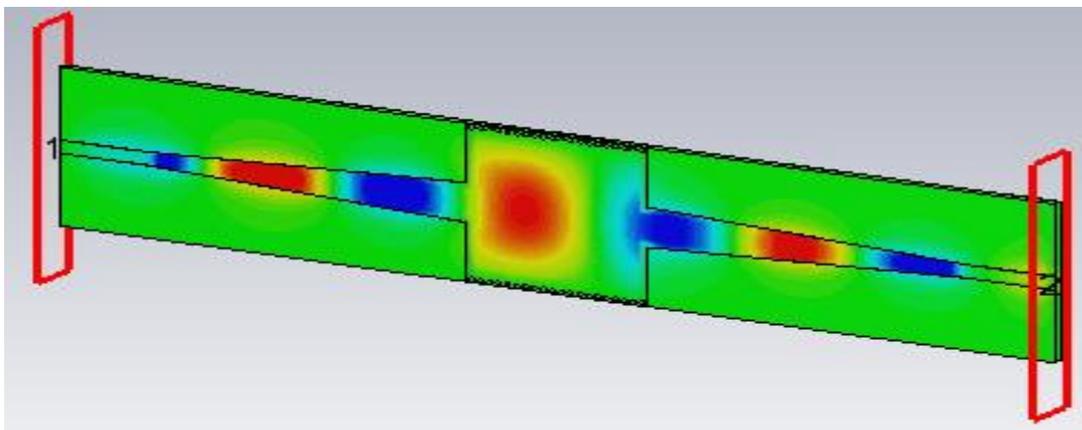
**Figure III-4: guide SIW en bande S avec taper.**



**Figure III-5: résultat de simulation du guide SIW en bande S avec taper.**

La figure III-5 montre que dans la bande [1-2] GHz, c'est-à-dire au-dessous de la fréquence de coupure  $f_c=2.27\text{GHz}$ , nous avons une transmission presque nulle et une réflexion totale. Au-delà de la fréquence de 2 GHz, nous observons qu'il y a une amélioration du coefficient de transmission qui atteint -2 dB, ainsi que plusieurs pics de résonance se figurent avec des niveaux qui atteignent jusqu'au -36 dB autour de 3.7GHz.

### III.3.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper

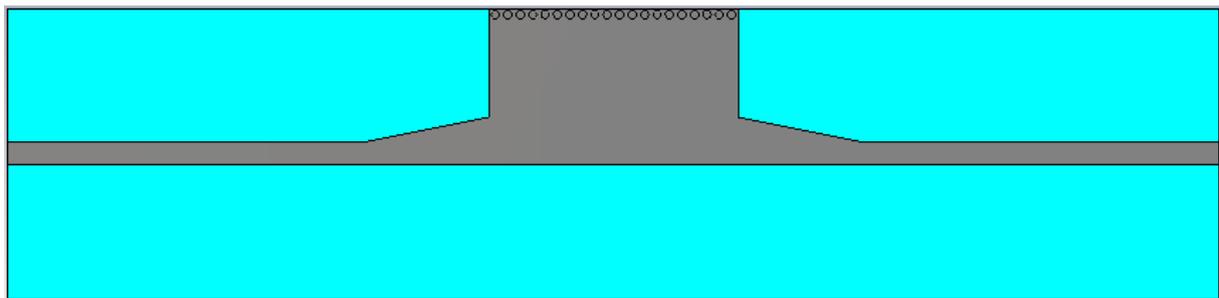


**Figure III-6:vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence  $f= 3.7$  GHz**

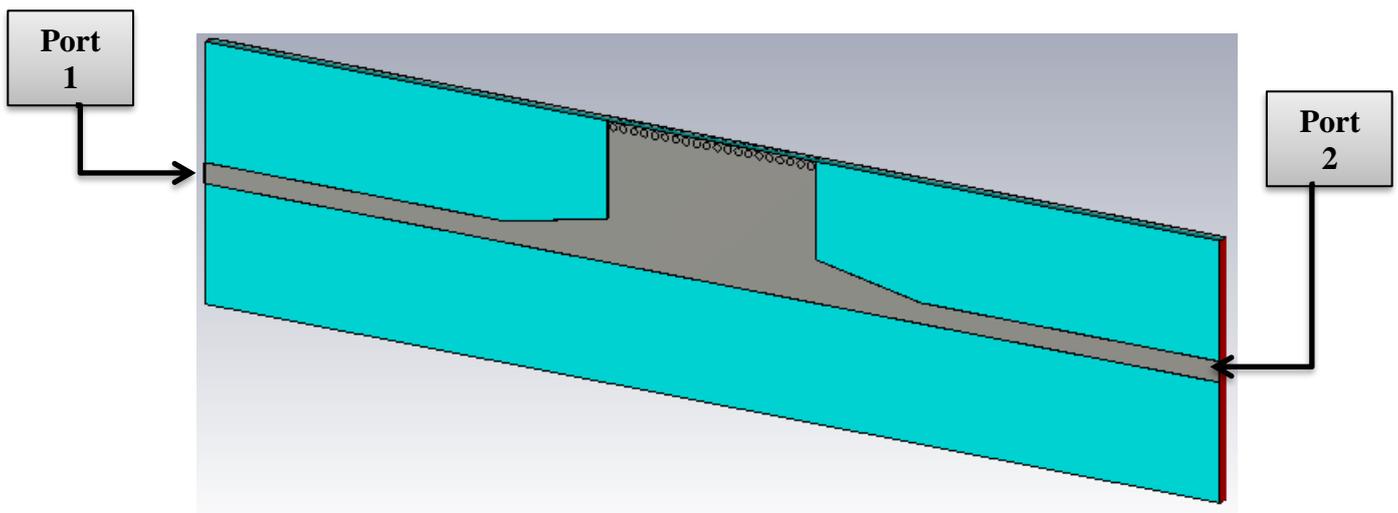
D'après la figure III.6. Nous observons le phénomène de propagation du champ. Ce dernier est bien localisé et délimité par deux rangées des via-métalliques, donc cette structure assure bien le guidage.

### III.4 Conception du guide HMSIW (demi-mode) opérant en bande S

Maintenant nous allons essayer de concevoir une nouvelle structure d'onde guidée appelée HMSIW «half mode substrate integrated waveguide ». Un HMSIW peut être considéré comme une moitié d'un SIW ce qui peut réduire la taille de près de 50 % sans détériorer la performance. De ce fait nous avons coupé notre guide précédent en deux guides SIW. La figure ci- dessous représente la nouvelle structure réalisée du guide HMSIW dans la bande S.



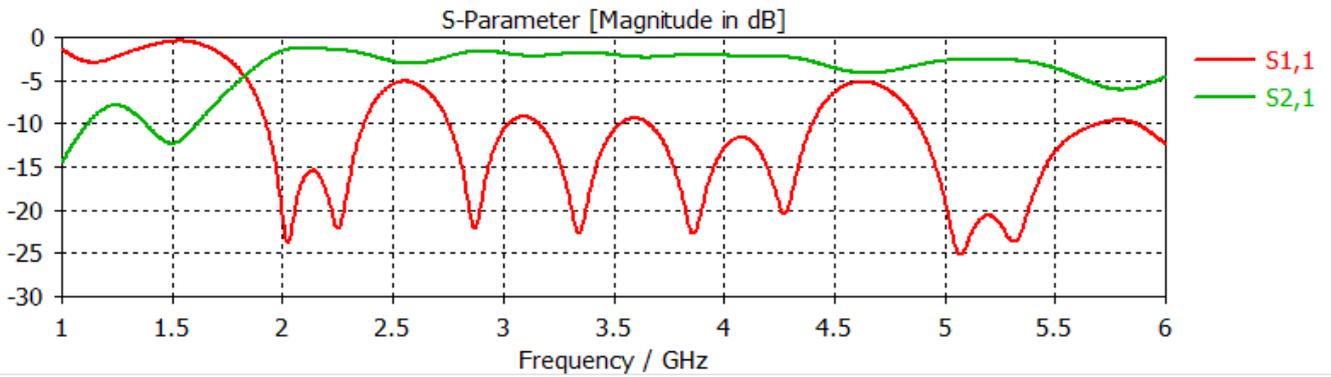
(a)



(b)

**Figure III-7: Géométrie du HMSIW opérant dans la bande S**

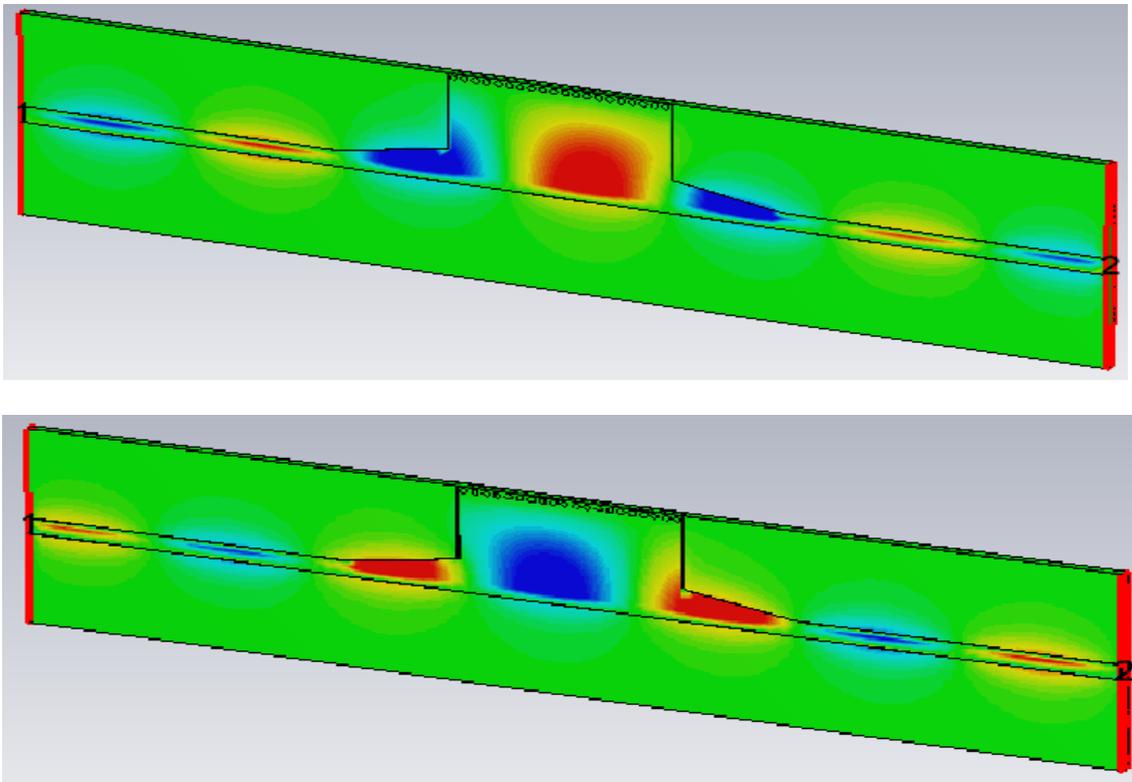
Les résultats de simulation sont illustrés dans La figure III.8



**Figure III-8: Résultats de simulation des paramètres S<sub>11</sub>, S<sub>21</sub>**

Le coefficient de réflexion S<sub>11</sub> est inférieur de -20 dB avec des pics qui atteignent -25 dB autour de fréquence 5.1 GHz et une transmission maximale autour de -1dB dans la bande fréquentielle [2-6 GHz] cela implique les résultats du guide HMSIW est plutôt satisfaisant car nous retrouvons qu'ils sont identiques à ceux du guide SIW.

#### III.4.1 Distribution du champ électrique dans le guide HMSIW



**Figure III-9: Distribution du champ électrique pour la technologie HMSIW.**

### III.5 Conception du guide SIW opérant en bande C

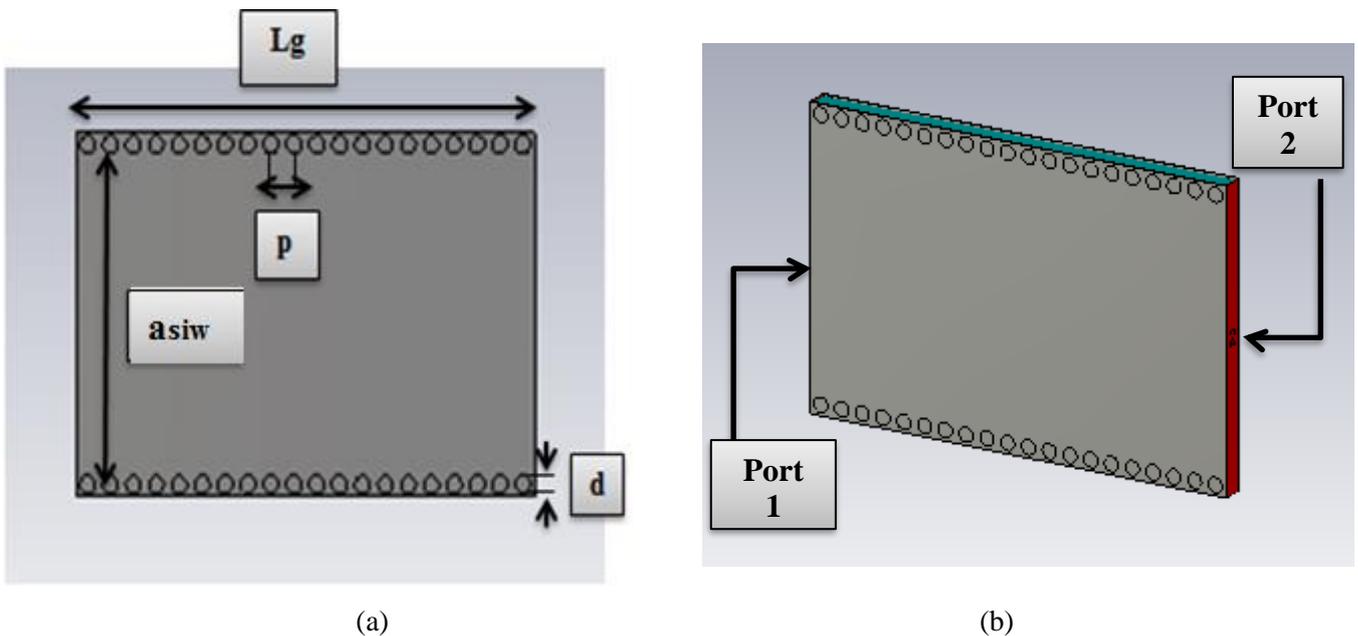
La conception du guide d'onde intégré au substrat SIW opérant dans la bande C [4-8 GHz] a été basée sur les équations mentionnées dans le chapitre I. Pour le mode TE<sub>10</sub>, la fréquence de coupure prise est  $f_c = 1\text{GHz}$ , l'épaisseur du conducteur est de 0.05 mm.

Le diélectrique utilisé possède les propriétés suivantes :

- une permittivité relative de  $\epsilon_r = 4.3$
- une hauteur du substrat  $h = 1.54\text{ mm}$
- une perte tangentielle de  $\text{tg}\delta = 0.018$

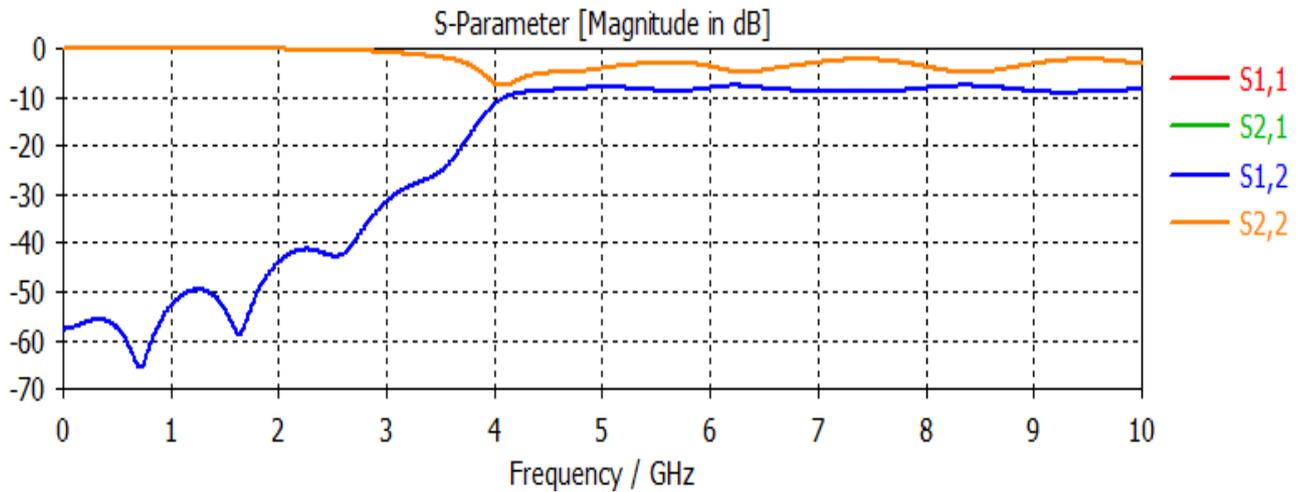
La figure III.10 représente la structure du guide d'onde SIW vue de face et en perspective fonctionnant dans la bande C. Les dimensions de notre guide sont :

- La largeur efficace  $a_{\text{siw}} = 18.8\text{ mm}$
- Le diamètre des vias  $d = 1\text{ mm}$
- La distance entre les vias du centre au centre  $p = 1.5\text{ mm}$
- La longueur totale du guide d'onde  $L_g = 30\text{ mm}$



**Figure III-10: Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande C sans taper. (a) vue de face, (b) vue en perspective**

Les résultats de simulation de ce guide SIW à l'aide du logiciel CST donnent les coefficients de transmission et de réflexion qui sont illustrés dans la figure III-11.



**Figure III-11: Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande C.**

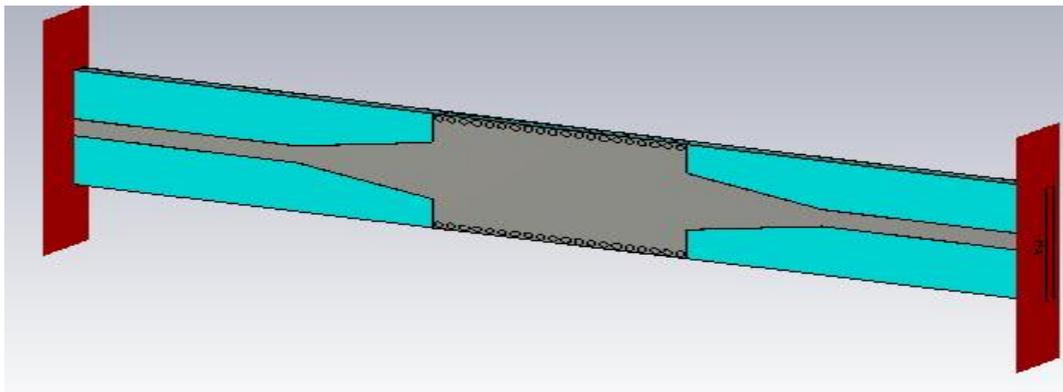
Dans la figure III-11 nous remarquons qu'on ne peut pas avoir une transmission qu'à partir de la fréquence de coupure  $f_c=4$  GHz. Nous observons aussi que dans la plage [0 - 3GHz] la transmission est pratiquement nul et la réflexion est presque totale.

À partir de la fréquence de coupure nous remarquons qu'il y a une stabilité du coefficient de transmission, mais ce résultat nécessite une adaptation.

La topologie finale sera composée du taper que nous avons déjà réalisés et du guide d'onde SIW pour améliorer nos résultats. Cette structure est représentée sur la figure III.12



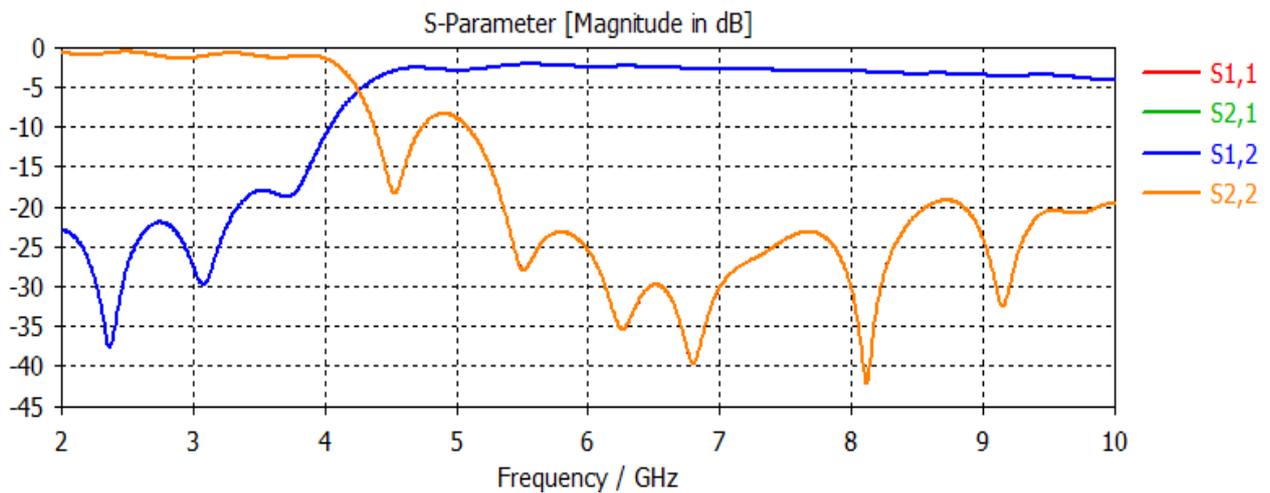
(a)



(b)

**Figure III-12: La topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat  
(a) Vue de face. (b) vue en perspective**

Les coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW après adaptation sont illustrés dans la figure ci-dessous :



**Figure III-13: Coefficients de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW**

À partir de la figure III.13 nous constatons que dans la bande [2-4 GHz] c'est-à-dire au-dessous de la fréquence de coupure  $f_c = 4.07$  GHz, nous avons une transmission presque nulle et une réflexion totale. Au-delà de la fréquence de 4.07 GHz nous observons qu'il y a une amélioration du coefficient de transmission qui atteint -1 dB, ainsi que plusieurs pics de résonance se figurent avec des niveaux qui atteignent jusqu'à -11 dB autour de 8 GHz.

### III.5.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper

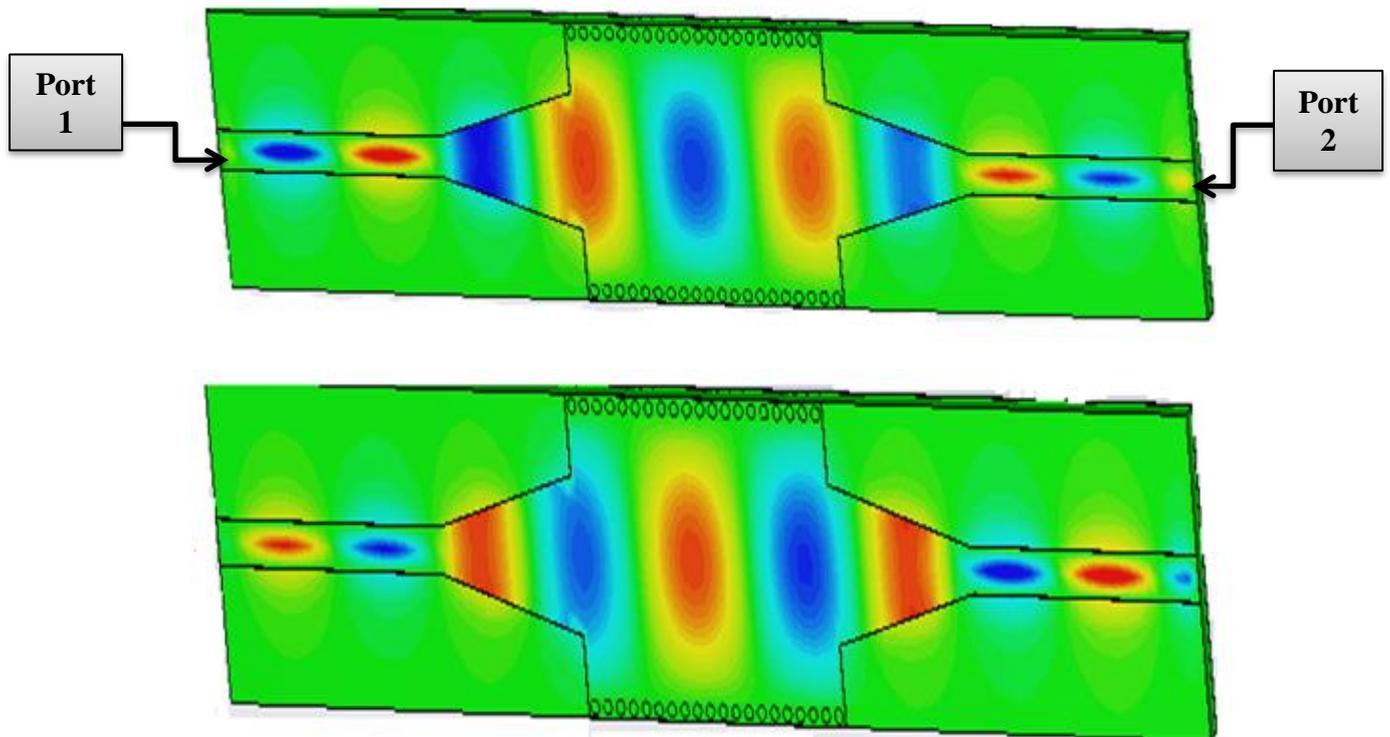
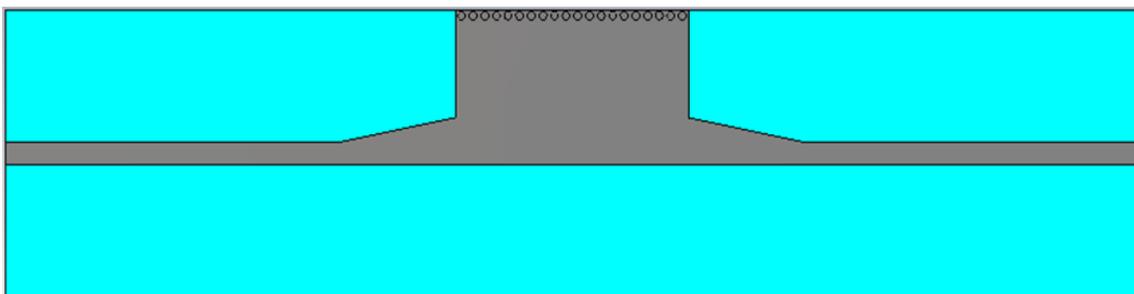


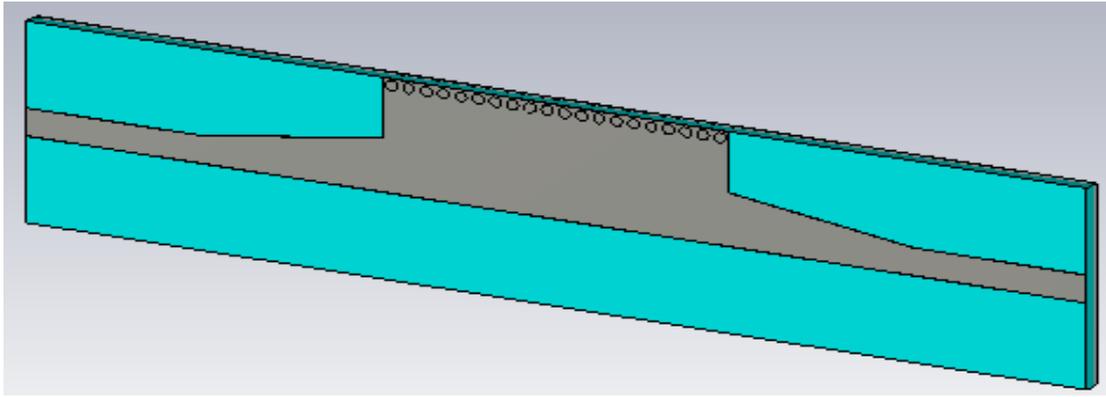
Figure III-14: vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence  $f = 6.8$  GHz.

### III.6 Conception du guide HMSIW (demi-mode) opérant en bande C

Maintenant nous allons essayer de concevoir une nouvelle structure d'onde guidée appelée HMSIW «half mode substrate integrated waveguide ». Un HMSIW peut être considéré comme une moitié d'un SIW ce qui peut réduire la taille de près de 50 % sans détériorer la performance. De ce fait nous avons coupé notre guide précédent en deux guides SIW. La figure ci-dessous représente la nouvelle structure réalisée du guide HMSIW dans la bande C.

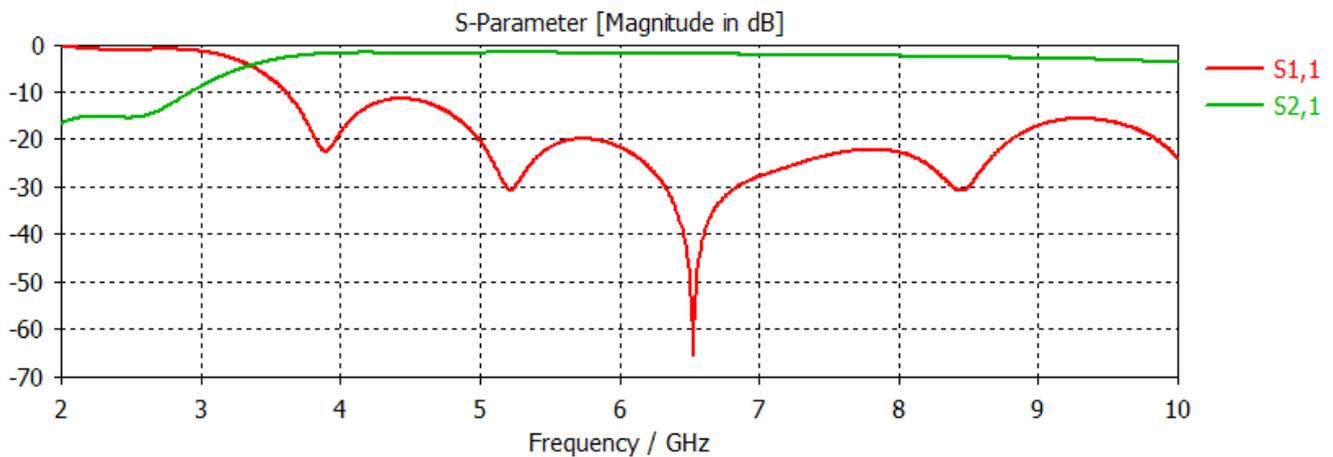


(a)



(b)

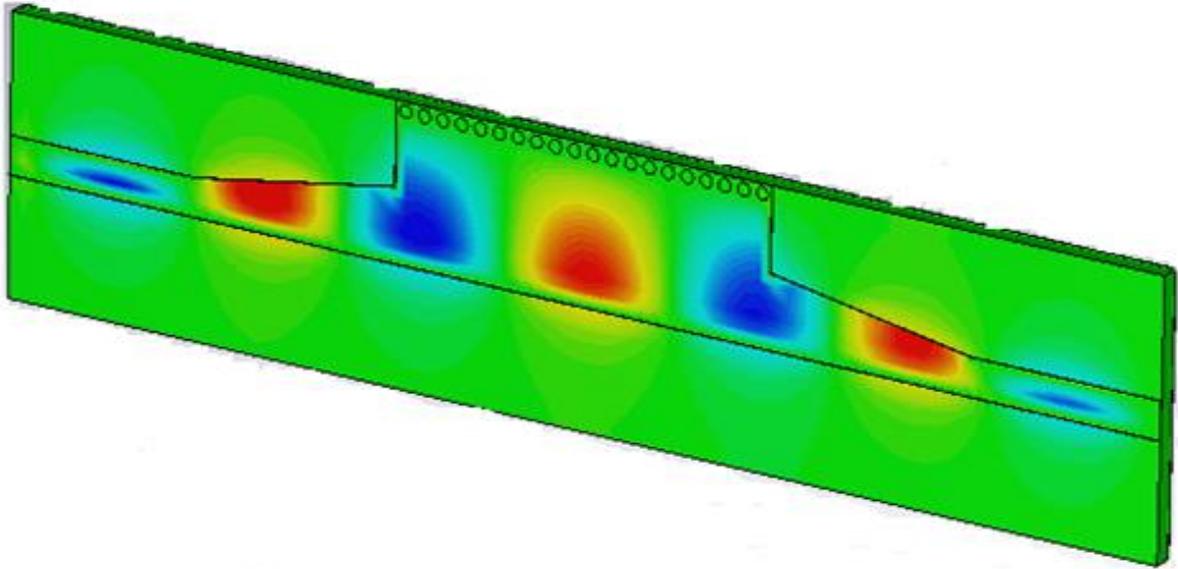
**Figure III-15: Géométrie du HMSIW opérant dans la bande C, (a) Vue de face. (b) vue en perspective.**



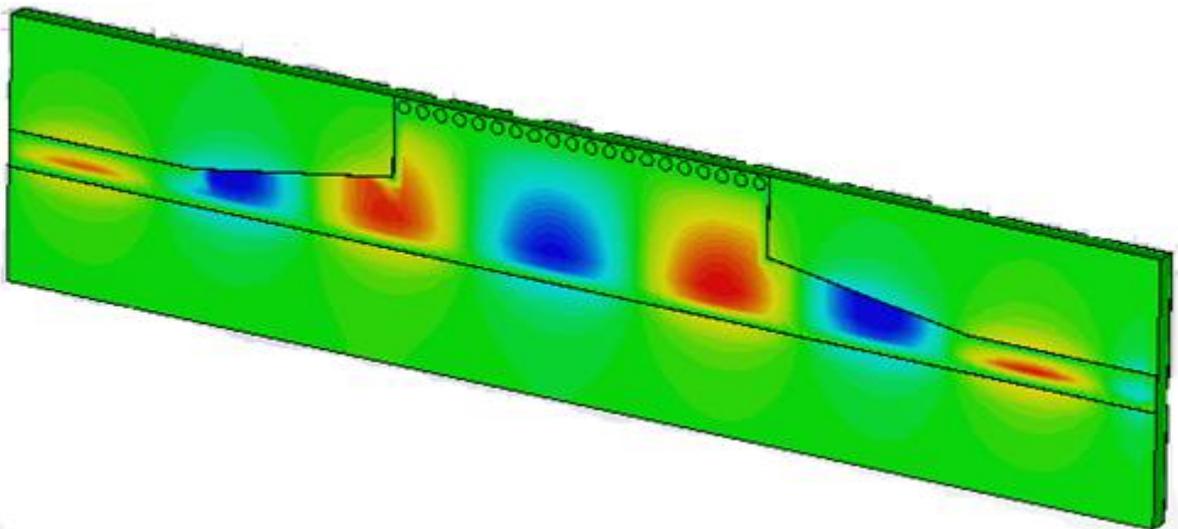
**Figure III-16: Résultats de simulation des paramètres S<sub>11</sub>, S<sub>21</sub>.**

D'après la figure III.16, les résultats sont plutôt satisfaisant car nous retrouvons qu'ils sont identiques à ceux du guide SIW. Nous remarquons que la transmission reste toujours maximale autour de -1 dB dans la bande fréquentielle [4-10 GHz] ainsi qu'une bonne réflexion avec un pic de -66 dB pour une fréquence de 6.5GHz.

### III.6.1 Distribution du champ électrique dans le guide HMSIW



(a)

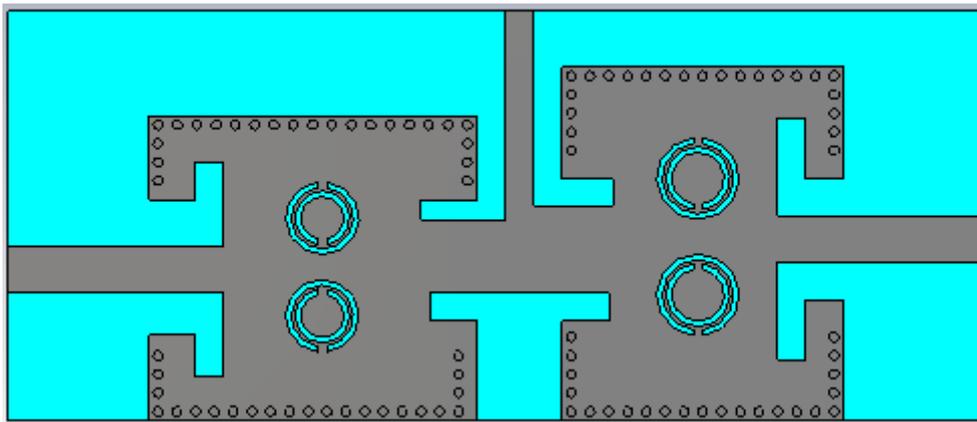


(b)

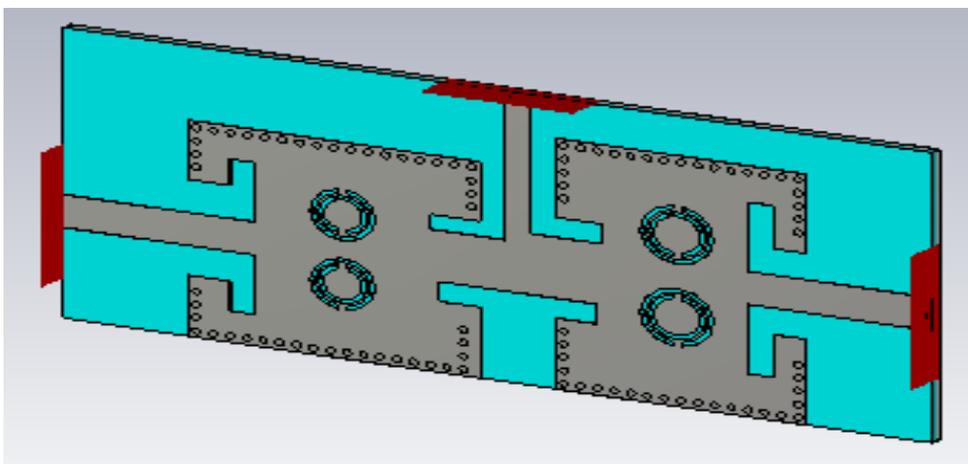
Figure III-17: Propagation du champ électrique dans le guide HMSIW.

### III.7 Conception d'un duplexeur

Nous allons concevoir le duplexeur en une seule étape d'optimisation à cause de la contribution des modes d'ordre supérieurs dans le comportement électrique de duplexeur. Ce dernier est réalisé à l'aide de deux filtres passe-bandes combinés avec la jonction T pour concevoir un duplexeur dans les deux bandes S et C figure III-18.



(a)



(b)

Figure III-18:Le duplexeur en deux bandes S et C, (a) vue en face, (b) vue en perspective.

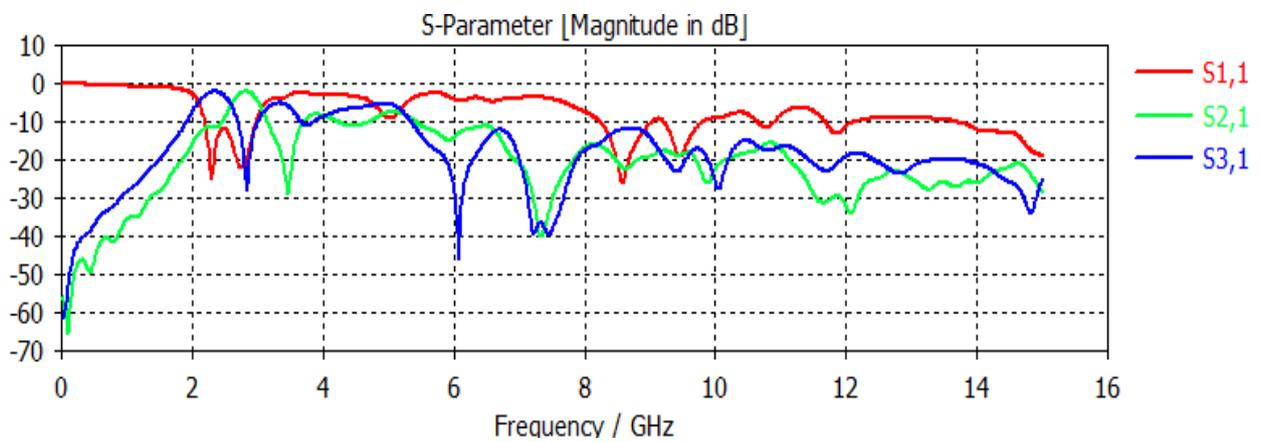
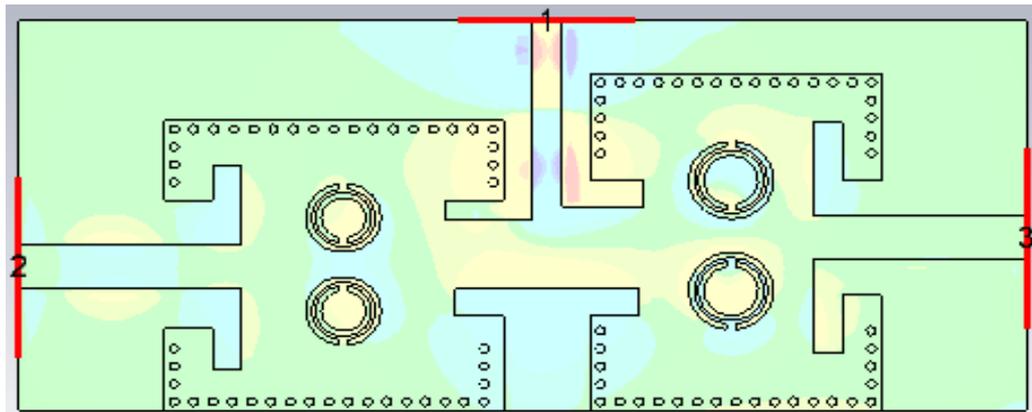


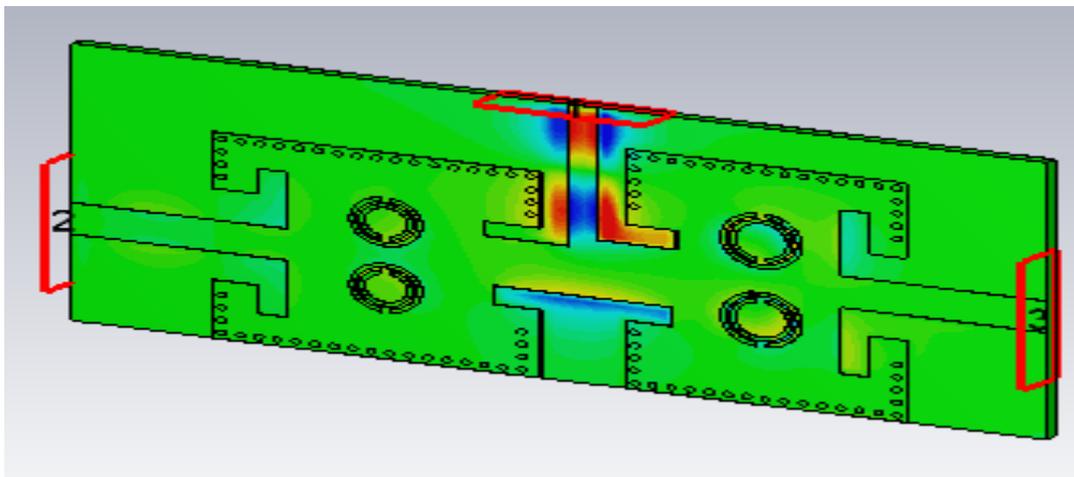
Figure III-19:Résultat de simulation de duplexeur

A partir de la Figure III-19, nous observons une bonne adaptation du duplexeur pour les deux bandes qui dépassent -20db, dans la bande [2-4] GHz nous avons deux fréquences la première 2.5 GHz et la deuxième 1 GHz qui atteignent de -1db cela signifie qu'il y a une bonne transmission, et dans la bande [4-10] GHz nous avons une fréquence de 8.5 GHz autour de -11db.

### III.7.1 Distribution du champ électrique d'un duplexeur



(a)



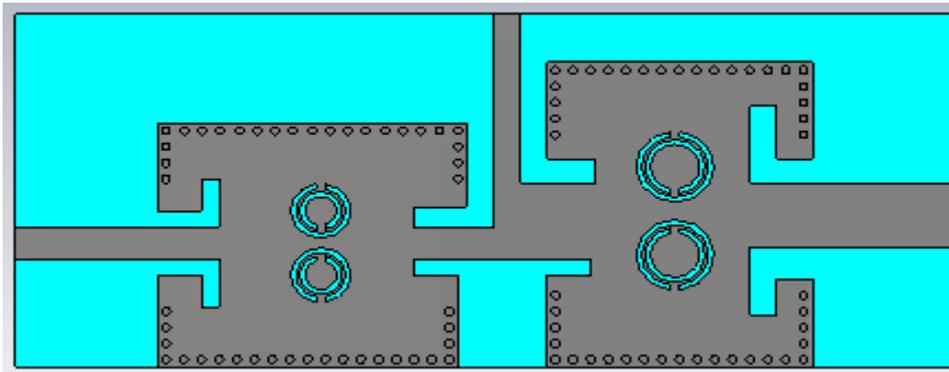
(b)

Figure III-20: distribution du champ électrique, (a) Vue de face, (b) Vue en perspective.

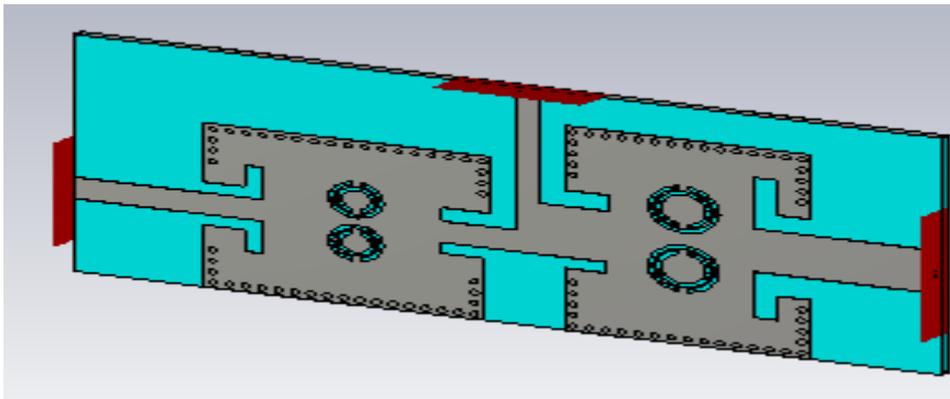
### III.8 Conception d'un duplexeur 1

En deuxième partie nous allons concevoir le duplexeur 1 comme nous l'avons déjà essayé précédemment en une seule étape d'optimisation.

La conception de ce dernier se fera en suivant la même méthode utilisée précédemment figure III-21.



(a)



(b)

Figure III-21: Le duplexeur 1 en deux bandes S et C, (a) vue en face, (b) vue en perspective.

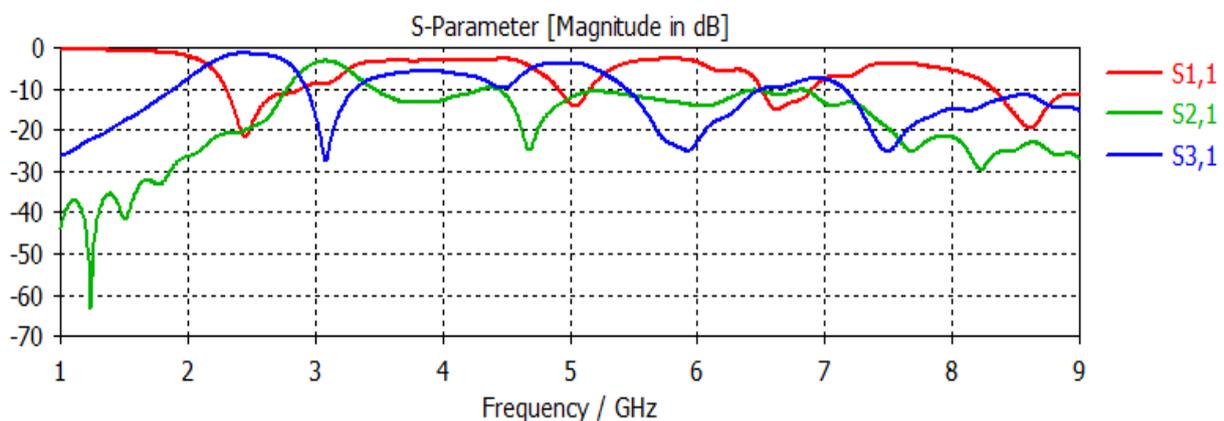


Figure III-22: Résultat de simulation de duplexeur1.

A partir de la Figure III-22, nous observons une bonne adaptation du duplexeur1 pour les deux bandes qui dépasse -20db, dans la bande [2-4] GHz nous avons deux fréquences la première 2.5 GHz et la deuxième 3.1 GHz qui atteint de -0.5db cela signifie qu'il y a une

bonne transmission, et dans la bande [4-8] GHz nous avons une fréquence de 6.8 GHz autour de -13db

### III.8.1 Distribution du champ électrique d'un duplexeur 1

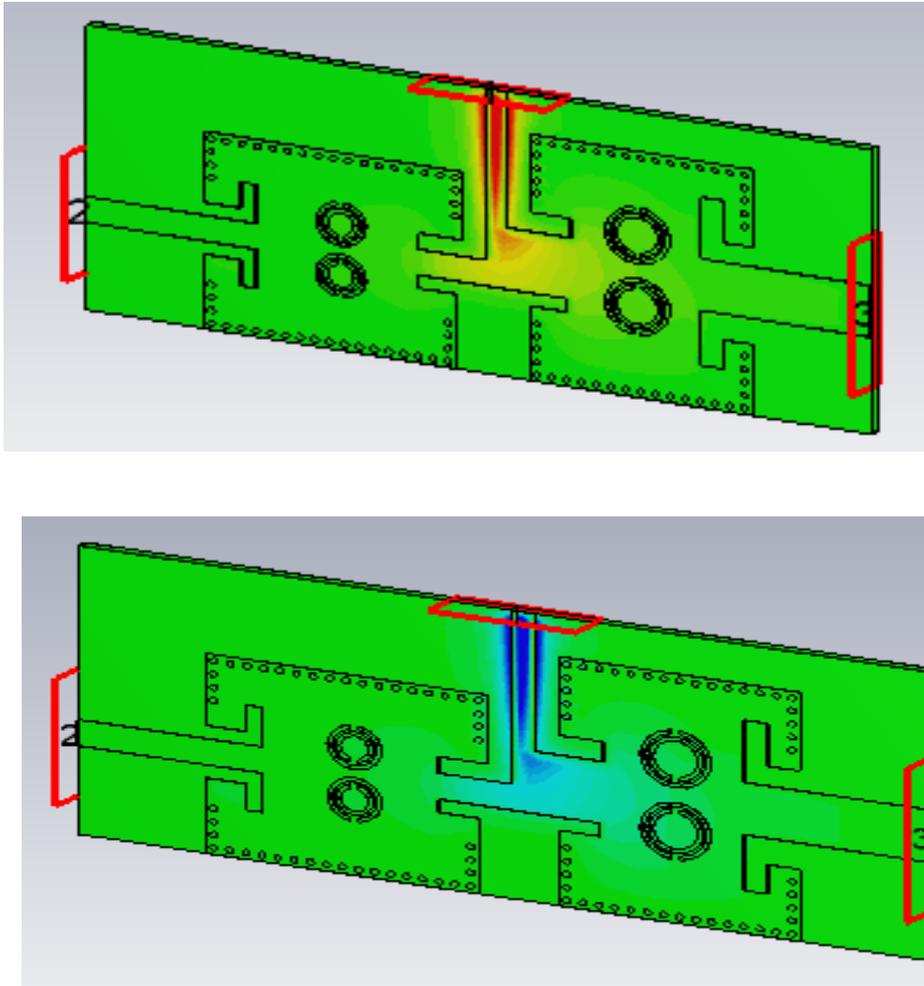


Figure III-23:distribution du champ électrique.

### III.9 Conception d'un triplexeur

Dans cette section, nous allons essayer de concevoir un triplexeur, possédant quatre ports, ce dernier a bien été défini dans le deuxième chapitre.

Des études ont montrés l'efficacité d'injecter des vias et des tapers pour la conception des triplexeurs, donc au niveau de notre guide nous allons essayer d'injecter des vias métalliques dans différentes position afin d'obtenir des résultats exploitables et un triplexeur performant.

La figure ci-dessous montre la structure de notre triplexeur SIW fonctionne dans la bande C qui s'étale sur [4-8 GHz], l'épaisseur du conducteur est de 0.05 mm. Le diélectrique utilisé possède les propriétés suivantes :

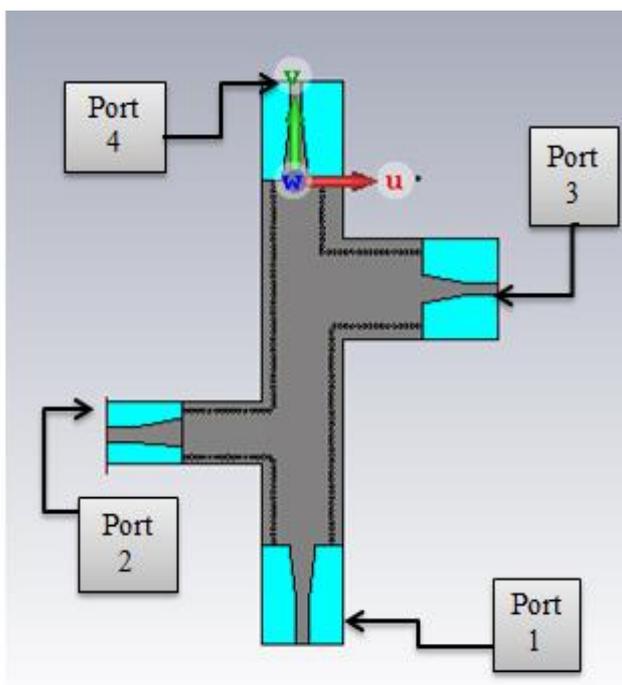
- Une perte tangentielle de  $tg\delta = 0.018$
- Une hauteur du substrat  $h = 1.54$  mm
- Une permittivité relative de  $\epsilon_r = 4.3$

Les dimensions de notre guide sont :

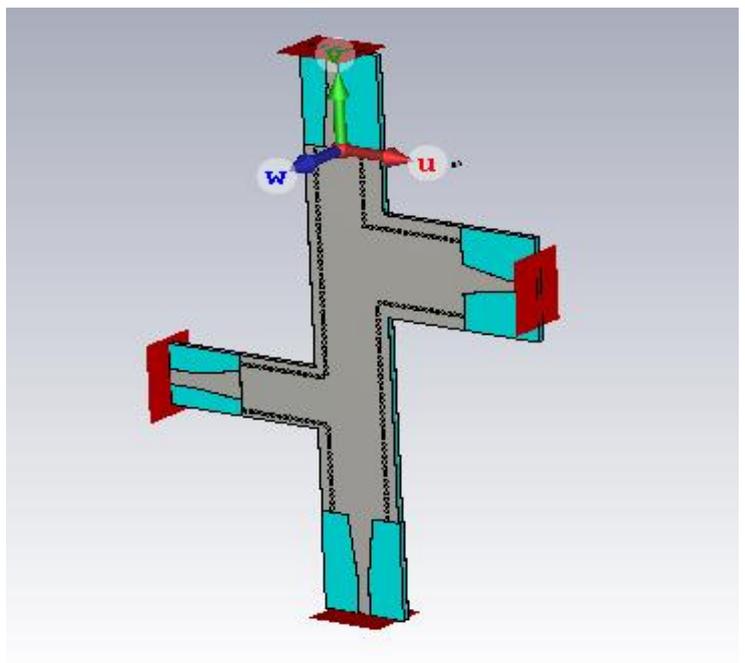
- Le diamètre des vias  $d = 1$  mm
- La distance entre les vias du centre au centre  $p = 1.5$  mm

Port 1 à $f=5\text{GHz}$	Port 2 à $f=7\text{GHz}$	Port 3 à $f=4\text{GHz}$	Port 4 à $f=6\text{GHz}$
$a_1=20\text{mm}$	$a_2=15\text{mm}$	$a_3=25\text{mm}$	$a_4=20\text{mm}$
$b_1=50\text{mm}$	$b_2=40\text{mm}$	$b_3=20\text{mm}$	$b_4=39.25\text{mm}$
$C=0.05\text{mm}$	$C=0.05\text{mm}$	$C=0.05\text{mm}$	$C=0.05\text{mm}$
$h=1.54\text{mm}$	$h=1.54\text{mm}$	$h=1.54\text{mm}$	$h=1.54\text{mm}$
Nombre de via=33	Nombre de via=26	Nombre de via=15	Nombre de via=26

TableauIII-2 : Les paramètres de triplexeur dans la bande C.



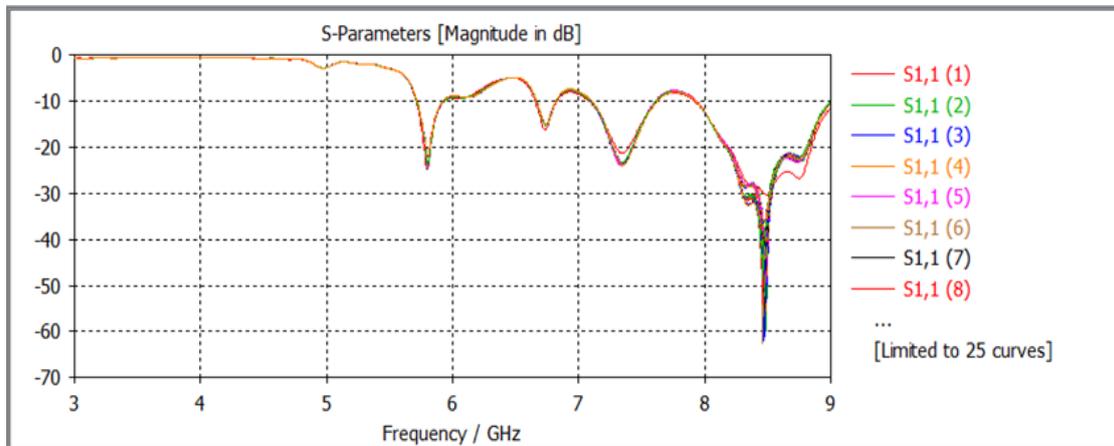
(a)



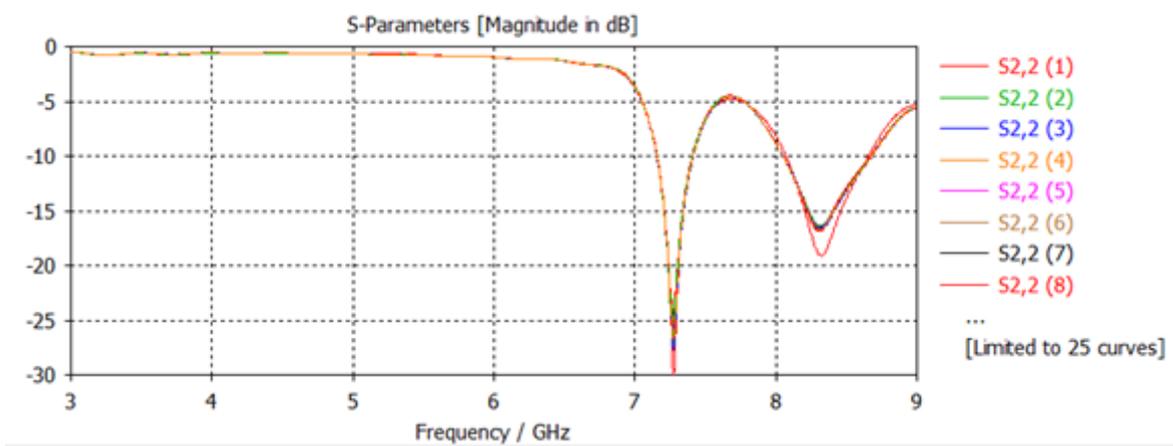
(b)

Figure III-24: Structure triplexeur SIW fonctionnant dans la bande C (a)vue en face (b) vue en perspective

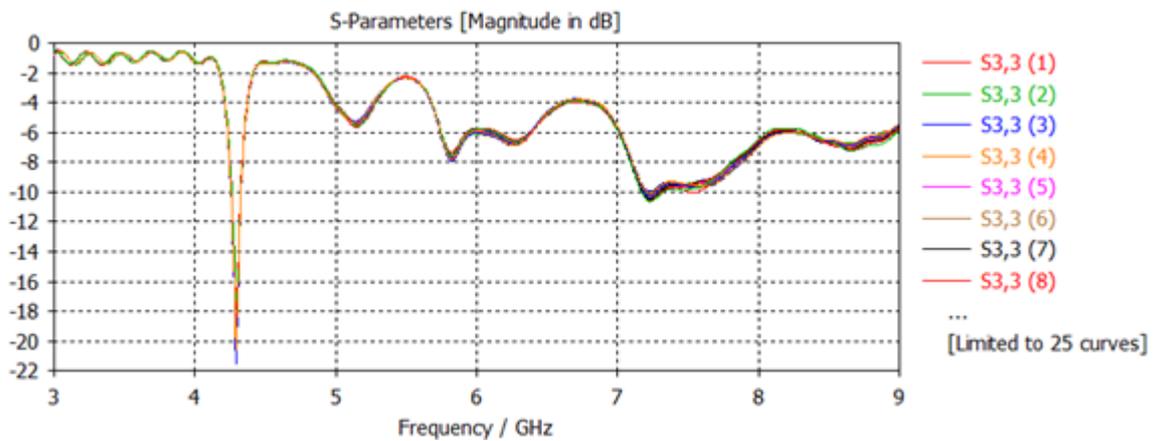
La figure III.25 représente les résultats de simulations avec CST :



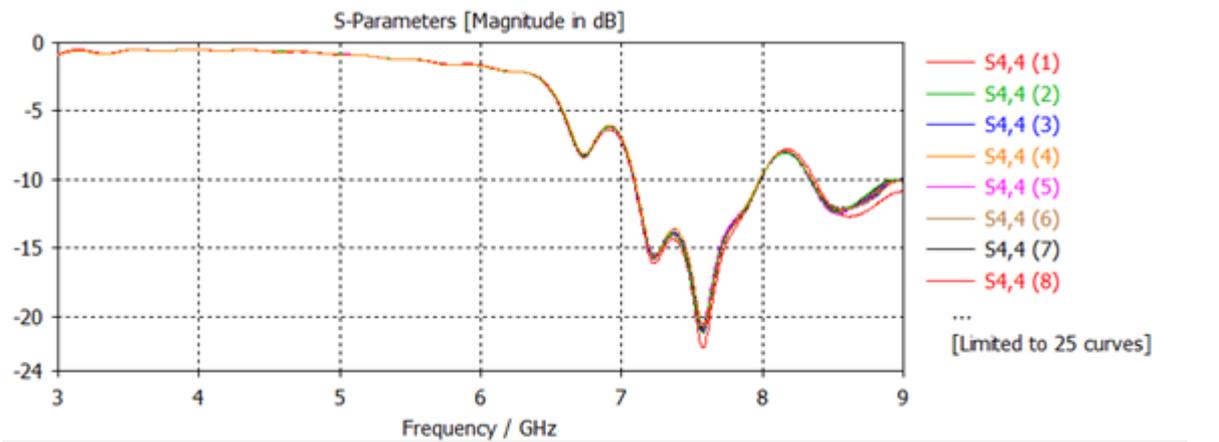
(a)



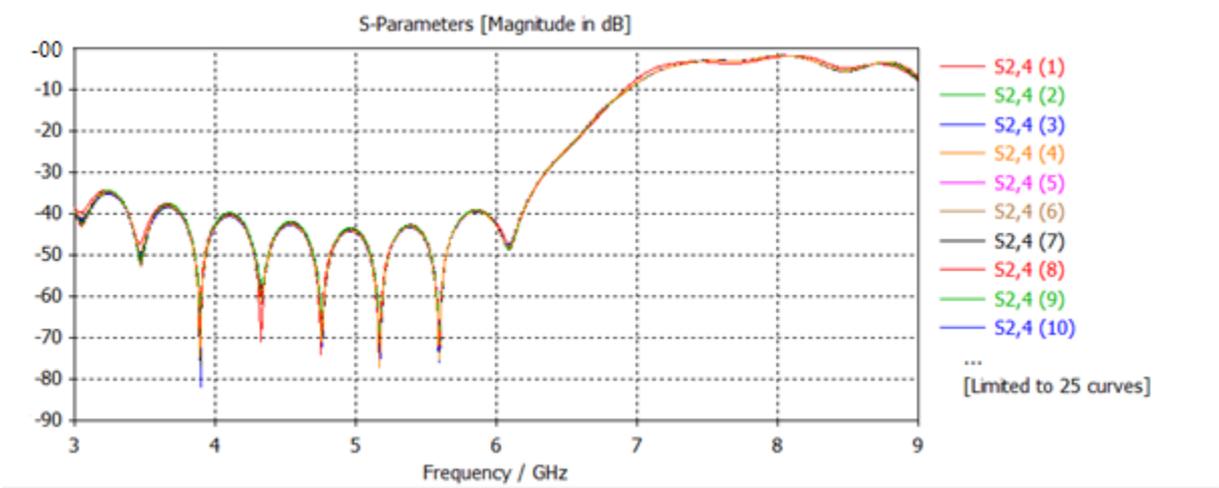
(b)



(c)



(d)



(e)

**Figure III-25: Résultats de simulation des paramètres (a) S11, (b) S22, (c) S33, (d) S44, (e) S24.**

Nous observons à partir de la figure ci-dessus :

Figure (a) : Dans la plage [0-5 GHz] le coefficient de réflexion est pratiquement nulle, et une bonne réflexion à partir de la fréquence 5 GHz avec un pic qui dépasse -60 dB autour de la fréquence de 8.5 GHz, nous constatons donc qu'on a une bonne adaptation.

Figure (b) : Dans la plage [0-7 GHz] le coefficient de réflexion est quasiment nulle, au-delà de la fréquence 7 GHz nous remarquons qu'il y a une bonne réflexion qui atteint -30 dB autour de 7.2 GHz.

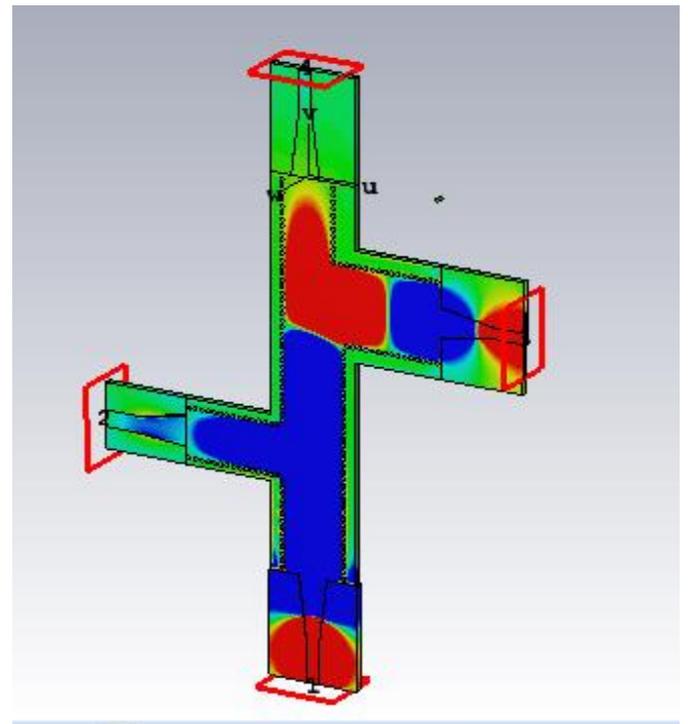
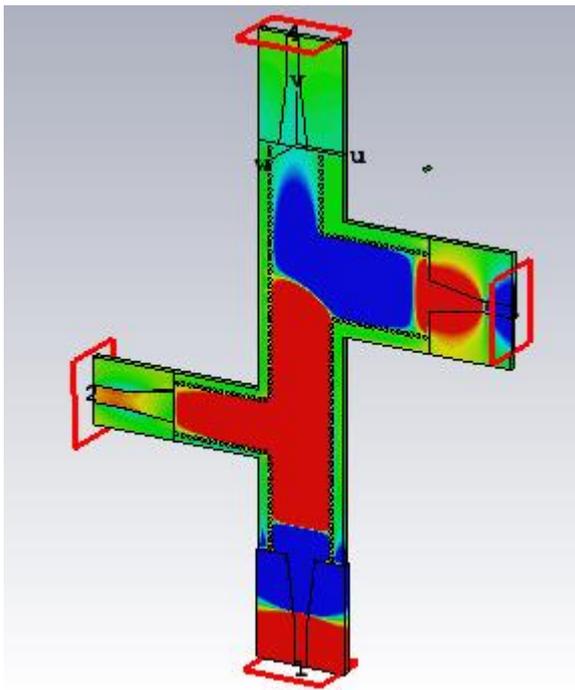
Figure (c) : Dans la plage [0-4 GHz] nous avons un coefficient de réflexion presque nulle, ainsi qu'une bonne réflexion à partir de la fréquence 4 GHz avec un pic qui dépasse -20 dB pour une fréquence de 4.02 GHz.

Figure (d) : Le coefficient de réflexion est pratiquement nulle dans la plage [0-6 GHz], une bonne adaptation à partir de la fréquence 6GHz avec un pic de -22 GHz autour de 7.5 GHz.

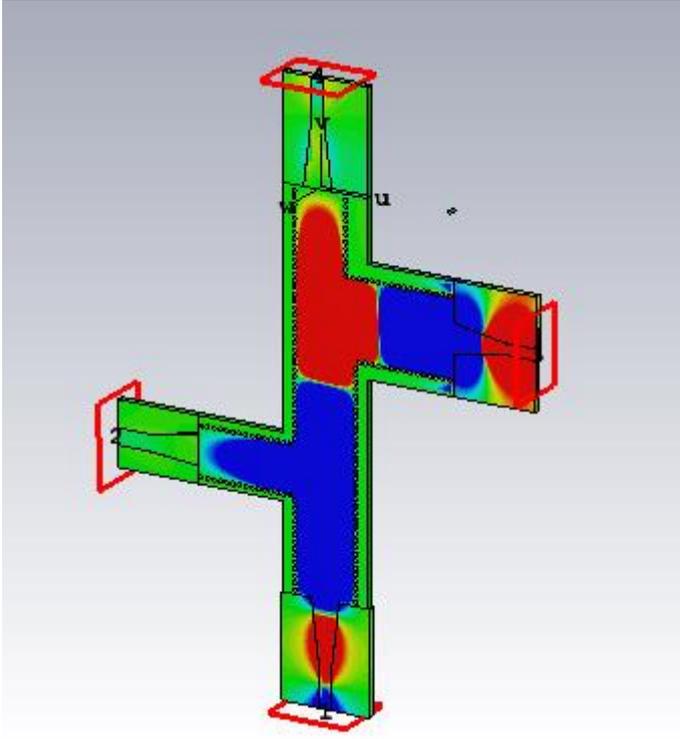
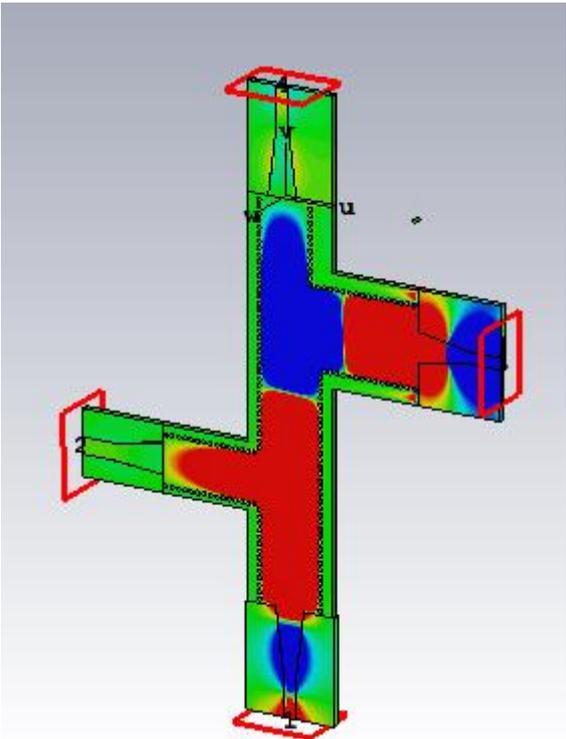
Figure (e) : Au-delà de la fréquence 6GHz, nous remarquons qu'il y a une amélioration du coefficient de transmission qui tend vers -3 dB.

### III.9.1 Distribution du champ électrique d'un triplexeur

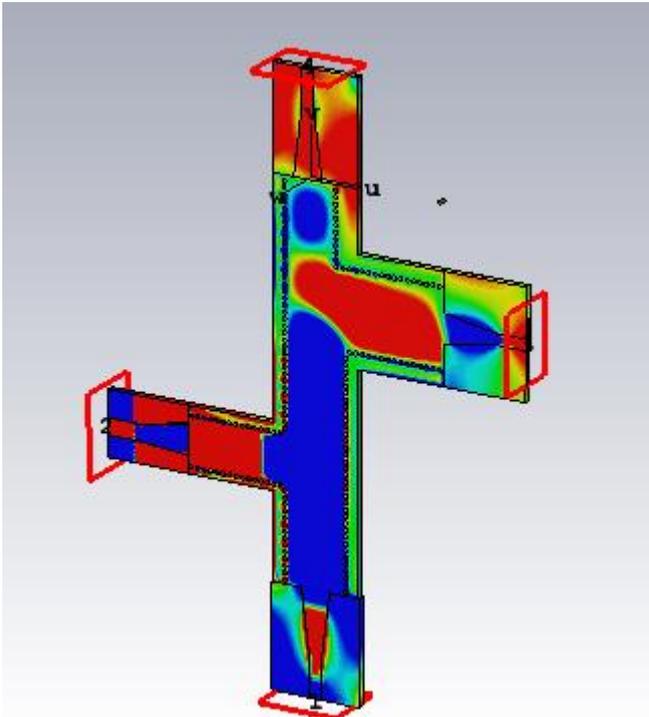
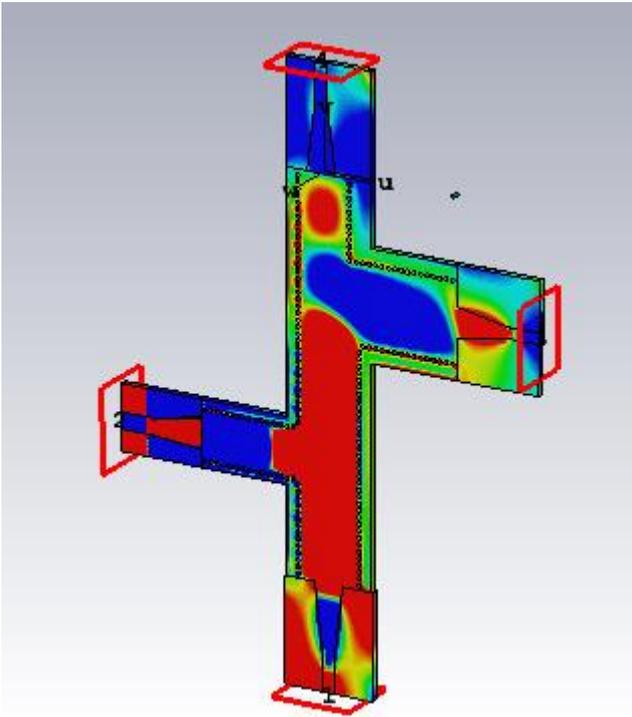
La représentation du champ électrique des 4 ports est illustrée dans les figures suivantes :



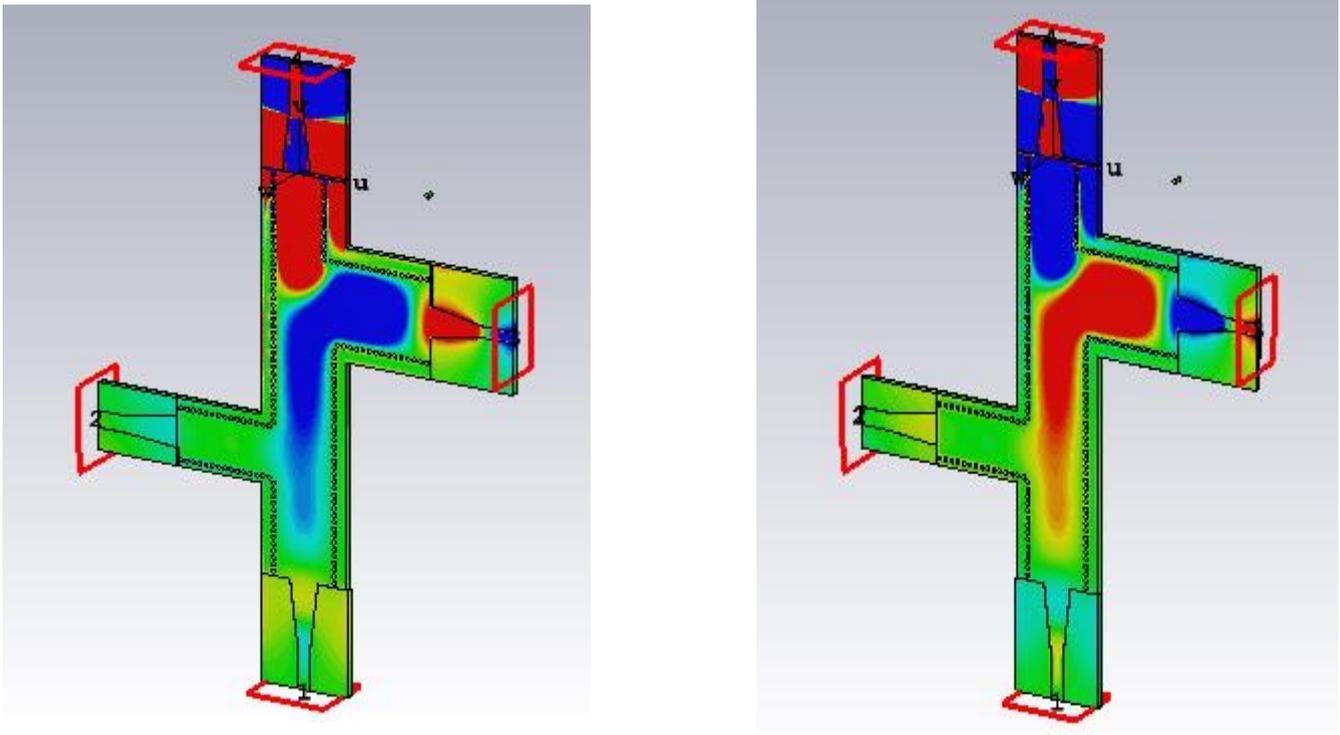
(Port 1)



Port (2)



(Port 3)



(Port 4)

**Figure III-26: Distribution de champ électrique**

Nous remarquons que le phénomène de propagation du champ électrique est bien localisé ainsi que la puissance est propagée de manière symétrique dans les 4 ports. Donc notre structure assure bien le guidage d'une onde électromagnétique.

### III.10 Conclusion

Ce chapitre a pour but de découvrir une méthodologie de travail qui nous a permis de réaliser plusieurs structures (guide, duplexeur, triplexeur) à base de la technologie SIW pour chaque bande désirée à savoir C et S.

Lors de notre étude nous avons présenté nos résultats de simulation de triplexeur avec succès à partir des filtres originaux permettant le contrôle d'une bande passante, grâce à l'outil de simulation CST Microwave studio, d'autre part, il nous a donné la possibilité de connaître le fonctionnement de triplexeur et leurs intérêts.

## CONCLUSION GENERALE

Dans le cadre de notre projet de fin d'étude, les travaux menés dans ce mémoire sont consistés autour de la simulation des guides d'ondes en Technologie SIW dans la bande S et C.

En premier lieu, nous avons fait une étude théorique de manière générale sur la technologie des guides d'ondes grâce à ses avantages, et leurs topologies, sont réalisées. Puis une nouvelle technologie SIW qui a le même principe des guides d'onde rectangulaires mais elle est plus performante et prometteuse en termes de fiabilité et de coût.

Ensuite nous avons consacré un deuxième chapitre pour parler de la théorie des différents duplexeurs et triplexeurs en technologie SIW spécifions le triplexeur radar.

Enfin le troisième chapitre constitue le cœur du travail réalisé, là où nous avons présenté des résultats de simulation en utilisant le logiciel commercial CST MICROWAVE STUDIO qui porte sur la conception des guides SIW opérant dans les bandes C et S ainsi que le demi-mode HMSIW à base de ces guides d'ondes nous avons réalisés le triplexeur Radar.

En conclusion, nous avons étudié plusieurs structures théoriquement et vérifiées pratiquement selon divers changements des paramètres géométriques avec des études paramétriques et d'optimisations tels que les vias pour atteindre des meilleures performances, et d'après les résultats que nous avons obtenus, nous pouvons conclure que cette conception est conçue avec réussite.

Nous espérons que la simulation réalisée puisse être bénéfique pour les promotions futures lors de l'étude des fonctions bien particulières en cette technologie.

## Références bibliographiques

- [1] F. Shigeki « Waveguide line », Japanese patent: JP 06 053711, 1994.
- [2] K. Leahy, B. Flanick, K. A. Zak, A. Piloto « Wave guide filter shaving a layer eddielectric structures », Jan 1995.
- [3] J. Hirokawa, T. Yamamot, A. Akiyama, N. Kimura, Y. Kimura, N. Goto, M. Ando « Novel single-layer wave guides for high-efficien cymillimeter-wavearrays » IEEE millim et erwaves conference proceedings, pp. 177-180, Jan 1997.
- [4] D. Deslandes and Ke Wu, « Integratedmicrostrip and rectangular wave guide in planar form», IEEE Microwave Compon Lett, vol. 11, pp. 68-70, Feb 2001.
- [5] Belainine Fayçal Abderahmen, Salmi Mohamed Arezki;" Etude de la miniaturisation des antennes par repliement – Application pour la conception d'une antenne 2.4 GHZ "; Mémoire de Master en Système Télécommunications, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, 2013-2014.
- [6] Mohamed Amine Rabah, MehadjiAbri, HadjiraAbriBadaoui, Junwu Tao, and Tan-HoaVuong, 'Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (Hmsiw) For X-Band Applications', 10 th Research World International Conference, Beijing, China, 13th February 2016.
- [7] M. A. Rabah, M. Abri, and J. W. Tao, ' Study and miniaturization of the SIW Technology', 2eme Conférence Internationale Sur les Nouvelles Technologies et la Communication (ICNTC'2015), 03-04 Mars 2015, Chlef, Algérie.
- [8] Souad Doucha, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, 'Leaky Wave Antenna Design based on SIW Technology for Millimeter Wave Applications', WSEAS TRANSACTIONS on COMMUNICATIONS, Volume 14, pp. 108- 112, 2015.
- [9] Fellah benzerga, Mehadji Abri, Hadjira ABRI Badaoui, 'Optimized Bends and Corporate 1x4 and 1x8 SIW Power Dividers Junctions Analysis for V Band Applications Using a Rigorous Finite Element Method', Arabian Journal for Science and Engineering, pp 1-9, September 2015. DOI: 10.1007/s13369-015-1823-6.
- [10] Mohamed Amine Rabah, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, 'Compact Miniaturized Half-Mode Waveguide/High Pass-Filter Design Based On

w Technology Screens Transmit-Ieee C-Band Signals', Microwave and optical technology letters, Wiley, Vol. 58, No. 2, February 2016.

[11] Mohamed Amine Rabah, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, 'Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (Hmsiw) For X-Band Applications', International Journal Of Electrical, Electronics And Data Communication', Volume-4, Issue-4, April, 2016.

[12] Boualem Mansouri, Mehadji Abri, Hadjira Abri, Mohamed Amine Rabah, Junwu Tao, and Tan-HoaVuong, 'SIW Bandpass Filter Screens S-Band Signals', pp. 62-66, Mars, 2015.

[13] A. ALI, F. COCCETTI, H. AUBERT and N. J. G. FONSECA, "Novel multi-layer SIW Broadband coupler for Nolen matrix design in Ku band," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE, pp.1-4, 2008.

[14] C. G. PENG, D. T. HUA, C. CHENY and W. H. WEI, "A double layer crossed over Substrate Integrated Waveguide wide band directional coupler," Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific, pp.1-4, 2008.

[15] Z. POURGHOLAMHOSSEIN, R. SAFIAN and H. POURGHASSEM, "Wideband Double layer Substrate Integrated Waveguide directional coupler," Symposium on Telecommunications (IST), 2010 5th International, pp.328-331, 2010.

[16] Yu-Ming Lee, Shuming T. Wang, Hsien-Chiao Teng, and Shen Cherng, "A Functional Microstrip Circuit Module For Annular Slot Antenna", Progress In Electromagnetics Research, Vol. 136, pp255-267, 2013

[17] N. Ghassemi and K. Wu, "Planar high-gain dielectric-loaded antipodal linearly tapered slot antenna for E- and W-Band gigabyte point-to-point wireless services," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 4, pp. 1747-1755, April 2013.

[18] Y. Cai, "Compact wideband SIW horn antenna fed by elevated-CPW structure," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 10, pp. 4551-4557, 2015.

[19] J. Liu, D. R. Jackson, and Y. Long, "Substrate integrated waveguide (SIW) leaky-wave antenna with transverse slots," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2012, vol. 60, no. 1, pp. 20-29.

[20] K. Wu, "Multi-dimensional and multi-functional substrate integrated waveguide antennas and arrays for GHz and THz applications: An emerging disruptive technology," *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp.11-15, Apr. 2013.

[21] <http://www.techno-science.net/?onglet=glossaire&definition=3277>.

[22] Électromagnétisme et transmission des ondes, Dominic grenier, Département de génie électrique et de génie informatique université Laval, Québec, 2018.

- [23] D. Grenier «*Electromagnétique et transmission des ondes*» Département de génie électrique et de génie informatique, Université de Laval, Québec, 2012.
- [24] GARREAU Jonathan. « Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybride planaire SIW en technologie LTCC », Université de Bretagne, Décembre 2012.
- [25] S. Doucha et M. Abri, Laboratoire de Télécommunications, Faculté de Technologie, Département de Génie Electrique, Faculté de Technologie, Université Abou-Bekr Belkaïd - Tlemcen “ Simulation d’un Nouveau Guide d’ondes Intégré au Substrat Opérant dans la Bande [3.4-4.2 GHz]” BP 230, Pôle Chetouane, 13000 Tlemcen- Algérie.
- [25] Chapitre 2 : Guides d’onde GELE5223, Gabriel Cormier, Ph.D., ing. Université de Moncton, Automne 2010.
- [26] Thèse pour l’obtention du doctorat / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE «Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybride planaire SIW en technologie LTCC » présentée par Jonathan Garreau, le 5 décembre 2012.
- [27] Site web: <https://couleur-science.eu/?d=2015/01/20/21/29/32-les-equations-demaxwell-expliquées-simplement>.
- [28] [www.rfwireless-world.com/Terminology/Advantages-and-Disadvantages-of-Waveguide.html](http://www.rfwireless-world.com/Terminology/Advantages-and-Disadvantages-of-Waveguide.html)
- [29] H. Chaker, M. Abri and H. A. Badaoui, Hybrid Evolutionary Algorithm Genetical Swarm Optimization for 1D and 2D Annular Ring Unequally Spaced Antennas Arrays Synthesis, *Electromagnetics*, Volume 36, Issue 08, pp 485-503, 2016.
- [30] H. Chaker, M. Abri and H. A. Badaoui, Multi-Beam Ring Antenna Arrays Synthesis by the Application of Adaptive Particle Swarm Optimization, *Progress in Electromagnetics Research* 50, 169-181, Vol. 50, 2016.
- [31] ABRI. M., Boukli-hacene. N and Bendimerad. F. T., ‘Application of the genetic algorithm to the ring printed antennas arrays synthesis’, *International Journal of Modelling and Simulation*. Volume 28, Number 2, pp. 174–181, 2008.
- [32] Frédéric Parment, Anthony Ghiotto, Tan-Phu Vuong, Jean-Marc Duchamp, Ke Wu “ Réseau d’antennes à fentes SIW-creux en bande Ka”
- [33] F. Gardiol, “Traité d’Electricité Hyperfréquences”, volume XIII, Ecole Polytechnique Lausanne, Deuxième édition, 1990
- [34] D. Deslandes et, K. Wu, " Analysis and design of current probe transition from grounded coplanar to substrate integrated rectangular waveguides," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53, 2487-2494, (2005a).

- [35] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), California, 2010.
- [36] T. A. Axness, R.V. Coffman, B. A. Kopp, and K.W. O'Hare, "Shared aperture technology development," Johns Hopkins APL Technical Digest. vol. 17, no. 3, pp. 285–94, Jul. 1996.
- [37] wikipédia
- [38] wikipédia
- [39] CHRISTIAN TALBOT, NOUVELLES ARCHITECTURES DE « DUPLEXEUR » POUR LES COMMUNICATIONS SANS FIL, MONTREAL, LE 2 AOÛT 2005
- [4] wikipédia
- [40] Hui Zhuang, Jitao Li, Weibiao Geng, Xiaoming Dai, «duplexer design for full-duplex based wireless communications », china communication, November 2016
- [41] Brahim Boudamouz, contribution a l'étude de nouvelles techniques de radar mimo pour la détection de cibles en contexte urbain, université de Toulouse, 2013.
- [42] Radar tutorial
- [43] Nathan Alexander Smith "Substrate Integrated Waveguide Circuits and Systems", Thesis for the degree of Master of Engineering, Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montréal, Québec, Canada, May 2010.
- [44] Dominic Deslandes and Ke Wu, "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form", Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, 2001, pp.68-70
- [45] Z. C. Hao, W. Hong, J. X. Chen, X. P. Chen, K. Wu "Planar diplexer for microwave integrated circuits" Microwaves, Antennas and Propagation, IEE, pp.455-459, 2005
- [46] Carlos A. Leal-Sevillano, Student Member, IEEE, Ken B. Cooper, Member, IEEE, Emmanuel Decrossas, Member, IEEE, Robert J. Dengler, Member, IEEE, Jorge A. Ruiz-Cruz, Senior Member, IEEE, José R. Montejo-Garai, Goutam Chattopadhyay, Fellow, IEEE, and Jesús M. Rebolgar, «Compact Duplexing for a 680-GHz Radar Using a Waveguide Orthomode Transducer», NOVEMBER 2014.
- [47] [www.rfwireless-world.com/advantages-and-disadvantages-of-R](http://www.rfwireless-world.com/advantages-and-disadvantages-of-R)
- [48] J. Anguera, A. Andujar, and C. Garcia, "Multiband and small coplanar antenna system for wireless handheld devices," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 61, no. 7, pp. 3782–3789, Jul. 2013.

[49]R. Addaci, A. Diallo, C. Luxey, P. L. Thuc, and R. Staraj, “DualbandWLAN diversity antenna system with high port-to-port isolation,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 244–247, 2012.

[50]J. C. Coetzee and Y. Yu, “Port decoupling for small arrays by means of an eigenmode feed network,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 6, pp. 1587–1593, Jun. 2008.

[51]H. Liu, W. Xu, Z. Zhang, and X. Guan, “Compact diplexer using slotline stepped impedance resonator,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 23, no. 2, pp. 75–77, Feb. 2013

[52]SIW Cavity-Backed Antenna-Triplexer for Radio Altimeter/Wi-Fi Applications Divya Chaturvedi, Murugeswari B., Arvind Kumar, and Raghavan S.Dept. of ECE, NIT Trichy Tiruchirappalli, INDIA-620 015.