

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 –
Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

Par : BOUAZZA Radja

Sujet

Conception et simulation de nouvelles topologies de coupleurs en technologie SIW pour des applications en Télécommunication

Soutenu publiquement, le 13/06/2024, devant le jury composé de :

M. ABRI Mehadji	professeur	Université de Tlemcen	Président
M. BABA-AHMED	professeur	Université de Tlemcen	Examineur
Mohammed Zakarya			
Mme. MELIANI Maghnia	professeur	Université de Tlemcen	Encadrante
M. CHERIF Nabil	MAB	Université de USTO MB	Co-Encadrant

Année universitaire : 2023/2024

Remerciement

<< Louange à Allah qui nous a guidés à ceci. Nous n'aurions pas été guidés,
si Allah ne nous avait pas guidés >>

Mes sincères remerciements vont à Monsieur **M.ABRI** qui m'a fait l'honneur
d'accepter de présider le jury de cette thèse.

Je remercie également Monsieur **M.Z. BABA AHMED** pour avoir accepté
d'examiner mon travail.

Je tiens à remercier chaleureusement mon encadrante Madame
M. MELIANI professeur à l'Université de Tlemcen, département de
télécommunications, pour m'avoir dirigé et guidé tout le long de ce travail,
pour ces conseils et son aide précieux et efficace.

Je tiens à remercier mon Co encadrant Monsieur **Cherif** pour sa grande
gentillesse et ses aides, ses encouragements.

Je tiens à remercier également à Melle **H.MOUSSAOUI** pour sa
disponibilité, ses aides, ses encouragements et sa grande gentillesse.
Enfin, je ne voudrais pas oublier de remercier tous les étudiants de master 2
du département de télécommunications de l'Université de Tlemcen.

Merci à tous

Dédicace

Je dédie ce mémoire de fin d'études à mes parents. Aucun mot, aucune dédicace ne pourrait Exprimer mon respect, ma considération, et mon amour pour les sacrifices qu'ils ont consentis Pour mon instruction et mon bien-être. Puisse Dieu leur accorder santé, bonheur, prospérité et Longue vie. Pour l'Amour qu'ils m'ont toujours donné, leurs encouragements et toute laide Qu'ils m'ont apportée durant mes études en espérant que vous serez

Toujours fiers de moi.

A tous mes frères

Surtout Abde Illah

Pour son encouragements et toute l'aide qu'il n'a cessé de m'apporter tout au long de mes années d'études.

A mes chères sœurs : NASSERA, ASMA, CHAFIKA, RADIA.

A mon beau-frère Mohammed

A mes nièces Sara, Assia, Kawther, Douha

A ma proche amie KENZA et sa mère

A mes neveux : TAHA, AYOUBE, CHARAF EDDINE, ABDEL BASSET, ADEM, Yassine

A mes princesses : Ikhlal, Nihel, Safaa, Djazia, Merwa, Sabrine, Khadija, Razane, Lydia

Rawane, Loudjain, Djanna, Israe

A mes princes : Amir, Riad

A mes amis Nadia Bouhassane, Amine, Salah, Abderrahmane, Sid Ali, Diaa El Hak

ET Aicha

A tonton Yazid kwidder et tout sa famille

Mes chères Tante : khaira, fatéma,

ET TOUTES MES COUSINES

ملخص

اتجهت التطورات التكنولوجية في مجال الاتصالات منذ عدة سنوات نحو تصغير الدوائر وخفض التكاليف والكتل والخسائر في هذه الأجهزة. تمثل تقنية الدليل الموجي للدليل الموجي المدمج (SIW) حلا واعدا جدا لتطوير الدوائر و المكونات التي تعمل في النطاق المليمترى . نظرا للتشابه بين الهيكل SIW والدليل الموجي الكلاسيكي، فقد تم تصميم و انتاج العديد من دوائر الميكروويف المعتمدة على تقنية الدليل الموجي باستخدام هيكل SIW بما في ذلك المقرنات. ولهذا السبب قمنا بدراسة الهيكليات الجديدة لقارنات التوصيل 90 و 180 درجة تقنية SIW للتطبيقات الفضائية.

يهدف مشروع الأطروحة النهائية هذا الى تصميم طوبولوجيا جديدة للقارنات الانجائية القائمة على تقنية SIW العامة في النطاق و قد تم تصميمها بنجاح . اظهرت النتائج المتحصل عليها اداء جيد من حيث الاقران و التكيف . تم الانتهاء من عمليات المحاكاة المختلفة باستخدام برامج CST Microwav Studio .

الكلمات المفتاحية: تكنولوجيا SIW، مقرنة.

RÉSUMÉ

Les développements technologiques en télécommunication tendent depuis plusieurs années vers la miniaturisation des circuits, une réduction des coûts, des masses et des pertes dans ces dispositifs. La technologie du guide ondes intégré au substrat SIW (Substrate Integrated Waveguide) représente une solution très prometteuse pour le développement de circuits et composants qui opèrent dans la bande millimétrique. Vu la ressemblance entre la structure SIW et le guide d'ondes classique, plusieurs circuits micro-ondes à base de la technologie guide d'onde ont été conçus et réalisés avec la structure SIW dont les coupleurs.

Pour cela, nous avons envisagé la Nouvelles Topologies des Coupleurs 90° en technologie SIW pour les applications spatiales.

Ce mémoire de fin d'étude vise alors à concevoir une nouvelle topologie des coupleurs directionnels à base de la technologie SIW opérant en 25 GHz ont été conçues avec succès. Les résultats obtenus ont montré de bonnes performances en termes de couplage et d'adaptation. Les différentes simulations ont été achevées en utilisant le logiciel CST Microwave Studio.

Mots clés : Technologie SIW, coupleurs, simulation, CST Microwave studio.

ABSTRACT

Technological developments in telecommunications microwaves for several years tend to miniaturization of circuits; reduce costs, masses, and losses in these devices. Substrate Integrated Waveguide (SIW) substrate waveguide technology is a promising solution for developing circuits and components operating in the millimeter band. Given the similarity between the SIW structure and the conventional waveguide, several waveguide-based microwave circuits have been designed and realized with the SIW structure including the couplers.

For this, we have considered the New Topologies of 90° Couplers in SIW technology for space applications.

This project aims to design a new topology of directional couplers based on SIW technology operating in 25 were successfully designed. The results obtained showed good performances in terms of coupling and adaptation. The various simulations were completed using the CST Microwave Studio software.

Keywords: Technology SIW, couplers, simulation, CST Microwave Studio.

Sommaire

Remercîment	I
Dédicace	II
ملخص.....	III
Résumé	IV
Abstract.....	VI
Sommaire	VII
Liste des figures	VI
Liste des tableaux.....	IX
Liste des abréviations	X
Introduction générale	1

Chapitre I : Guide D'ondes Intégré au Substrat SIW

I.1.Introduction.....	1
I.2. Description des guides d'ondes	1
I.2.1.Guide d'ondes métallique classique	1
I.2.1.1 Guide d'ondes rectangulaires	1
I.2.1.2Guide d'onde Circulaire.....	4
I.3. Théorie de Propagation	2
I.3.1. Equation de maxwell	3
I.3.2. Conditions aux limites	3
I.3.3. Modes de propagation	3
I.3.4. Fréquence de coupure	3
I.4. Ligne de transmission en technologie planaire	5
I.4.1. Ligne Micro-ruban	5
I.4.2. Ligne Coplanaires	6
I.4.3. Ligne à fente	7
I.4.4. Ligne Triplaque	7
I.5. Guide d'ondes intégrées au Substrat Siw	9
I.5.1. Les avantages de SIW par rapport de SIW	9
I.5.2. Caractéristique de propagation modale	10
I.5.3. Paramètres dans les guides d'onde intégrés au substrat	10
I.6. Conception de Structures à base de la technologie SIW	12
I.7. Transition entres les circuit planaires et guides SIW	13
I.7.1. Quelques exemples de structure SIW	15
I.7.1.1. Circuit Passif SIW	15
I.7.1.2. Les Circuit actifs	16
I.8.Conclusion.....	17

Chapitre II : Coupleur et Application

II.1 Introduction	18
II.2 Théorie des coupleurs directifs.....	18
II.2.1. Les coupleurs directionnels	18
II.2.1.1 Définition.....	18
II.2.1.2 Coupleur symétrique	21
II.2.1.3 Coupleur antisymétrique.....	22
II.2.1.4 Caractéristiques d'un coupleur directionnel.....	23
II.3 Exemples d'application.....	23
II.4 Coupleur à ligne couplées.....	24
II.5 Coupleur en technologie SIW.....	24

II.5.1 Coupleurs 3-D SIW a faible couplage	24
II.5.1.1 Coupleur Schwinger.....	25
II.5.1.2 Coupleur à fentes.....	26
II.5.2 Coupleurs 3-D SIW avec un couplage élevé	28
II.5.2.1 Coupleurs 3 dB SIW de Type Riblet tridimensionnel.....	29
II.5.1.2 Coupleur directionnel bicouche SIW 3 dB/90o	30
II.6 Conclusion	32

Chapitre III : Résultat et Simulation

III.1. Introduction.....	33
III.2. Resultat de Simulation et discussions	33
III.2.1. Conception d'un guide d'onde SIW après l'adaptation.....	35
III.2.2. Etude de structure half mode.....	37
III.3. Conception du coupleur directionnel SIW (fréquence 25 GHZ)	38
III.4. Conception du coupleur directif SIW demi mode (-3db)	42
III.5. Conclusion.....	44
Conclusion général	45
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	46

Liste des figures

Figure I.1 : Illustration d'un guide d'onde rectangulaire.....	2
Figure I.2 : Représentation graphique d'un guide d'onde rectangulaire.....	2
Figure I.3 : Ordre d'apparition des modes dans un guide d'onde rectangulaire avec $a > b$	4
Figure I.4 : a) Exemple d'un guide métallique circulaire, b) Schéma du guide circulaire.....	4
Figure I.5 : (a) ligne micro-ruban, (b) Exemple réel	5
Figure I.6 : Distribution des champs électromagnétiques.....	6
Figure I.7. Structure d'une ligne coplanaire.....	6
Figure I.7 structure d'une ligne a fente.....	7
Figure I.8. Champs électromagnétiques dans une ligne à fente : (a) plan x-z, (b) direction de propagation, plan y-z.....	8
Figure I.9 Configuration des champs électrique et magnétique pour une ligne de transmission en technologie triplaque.....	8
Figure I.10 : Vue tridimensionnelle d'un tronçon de guide SIW.....	9
Figure I.11: SIW avec ses paramètres.....	10
Figure I.12: Exemples de transition ligne micro-ruban-guide d'ondes.....	14
Figure I.13: Lignes de champs dans un guide d'onde rectangulaire et dans une ligne micro-ruban.....	14
Figure I.14 : Quelques transitions courantes entre les lignes de transmission planaires	15
Figure I.15 : Exemples des circuits passifs SIW, (a) Filtre passe-bande SIW, (b) Coupleur SIW, (c) Guide rectangulaire SIW, d) Duplexeur SIW.....	16
Figure I. 16 : Exemples des circuits actifs SIW ; a) Oscillateur SIW, b) Amplificateur SIW. Les développements récents d'oscillateurs en 2012, de mélangeurs et d'amplificateurs sont notables comme les exemples précède.....	16
Figure II.1 : Schéma de principe d'un coupleur directif.....	18
Figure II.2 : a) coupleur contra-directif, b) coupleur Co-directif.....	19
Figure II.3 : Deux symboles communs pour des coupleurs directionnels, et convention de flux de puissance.....	21
Figure II.4 : Coupleur symétrique.....	21
Figure II.5 : Coupleur antisymétrique.....	22
Figure II.6 : Géométrie d'un coupleur a lignes couplées.....	24
Figure II.7 : Schéma d'un coupleur à ligne couplées.....	24
Figure II.8 : Principe de fonctionnement de coupleur Schwinger	25
Figure II.9 : Distribution du champ simulé, (a) champ magnétique, (b) champ électrique suivant la direction de propagation.....	26
Figure II.10 : Géométrie du coupleur Schwinger en technologie SIW, a) vue 3-D, b) dimensions : $a = 3.57$ mm, $l1 = 2.13$ mm, $w = 0.15$ mm, $g = 0.1$ mm et $gs = 0.4$ mm.....	26
Figure II.11 : Principe de fonctionnement du coupleur à fentes, a) deux fentes et, b) trois fentes.....	27
Figure II.12 : Géométrie du coupleur à fentes en technologie SIW, a) vue 3-D, b) dimensions : $ls = 0.62$ mm, $h = 0.33$ mm, $k = 2.26$ mm, $i = 1.43$ mm et $a = 3.57$ mm.....	28
Figure II.13 : a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz, b) photographie du coupleur à fentes 20 dB fabriqué.....	28
Figure II.14 : Géométrie du coupleur 3 dB Riblet en technologie SIW, a) vue 3-D et b) dimensions : $a = 4$ mm, $r1 = 0.6$ mm, $r3 = 0.27$ mm, $r1 = 0.4$ mm, $k = 0.76$ mm, $g = 4.86$ mm, $l1 = 2.54$ mm, $l2 = 1.3$ mm et $l3 = 2.18$ mm.....	29

Figure II.15 : a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz, b) photographie du coupleur de type Riblet 3 dB fabriqué.....	30
Figure II.16 : Le coupleur directionnel bicouche 3dB/900 développé, a) Vue en 3D, b) Vue de haut avec les paramètres des fentes circulaires.....	31
Figure II.17 : Résultats de mesure et de simulation du coupleur directionnel 3dB, a) Coefficient de réflexion S11 et Coefficient d'isolation S41.b). Niveau de couplage S31 et Coefficient de transmission S21.....	32
Figure III-1 : (a) structure du guide SIW avec ses paramètres, (b) vue perspective du guide SIW tirée du logiciel CST.....	34
Figure III-2 : Coefficient de réflexion S11 du guide SIW avant l'adaptation.....	34
Figure III.3 : Coefficient de transmission S21 du guide SIW avant l'adaptation.....	34
Figure III.4 : La distribution du champ électrique du guide SIW à la fréquence de coupure 25.35	
Figure III .5 : Structure générale du taper avec ces paramètres.Les dimensions en mm sont données par : $w_{in} = 1.57$, $w_{out} = 2.5$, $l_{in} = 3$ et $l_{out} = 2$	35
Figure III.6 : Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande millimétrique ; (a) Vue de face, (b) Vue en dos.....	36
Figure III.7 : Coefficient de réflexion S11 du guide SIW après l'adaptation.....	36
Figure III.8 : Coefficient de transmission S21 du guide SIW après l'adaptation.....	36
Figure III.9. Propagation du champ électrique dans le guide.....	37
Figure III .10 : Structure de HMSIW (a), vu face, (b), vu perspective.....	37
Figure III.11 : Résultats de simulation des paramètres S11, S21.....	37
Figure III.12 : répartition du champ électrique dans le guide HMSIW.....	39
Figure III.13 : Structure du coupleur directif SIW dans 25 GHZ, (a)Vue perspective, (b) Vue en face.....	39
Figure III.14 : Paramètres [S] du coupleur directif SIW.....	39
Figure III.15 : Résultats simulés et mesurés la différence de phase entre le port transmis S21 et le port couplé S31.....	39
Figure III.16 : Distribution du champ électrique du mode TE ₁₀ à $f = 25$ GHZ.....	40
Figure III.17 : Structure de coupleur siw après la variation des vias Les résultats de simulation du coupleur directionnel SIW sont montrés dans la figure suivant.....	41
Figure III.18 : Résultat des simulations.....	41
Figure III.19 : Répartition de champ électromagnétique.....	41
Figure III.20 : Résultat de simulation.....	42
Figure III.21 : Première topologie du coupleur directif SIW demi-mode avec les paramètres : $l = 12$, $w_{siw} = 4.5$, $w_{in} = 1.57$, $w_{out} = 2.5$, $l_{in} = 3$, $l_{out} = 2$	43
Figure III.22 : Paramètres [S] du coupleur directif SIW pour $w_{siw} = 4.5$	43
Figure III.23 : Paramètres [S] du coupleur demi mode SIW pour $w_{siw} = 4$	43
Figure III.24 : Déférence de phase en fonction de S21 et S31.....	44

Liste des tableaux

Tableau III-1. Paramètres du guide SIW avec les caractéristiques du diélectrique.....	33
Tableau III.2 : comparaison entre les différents coupleurs.....	44

Listes des acronymes et abréviations

A : Coefficient d'atténuation.

$\vec{B}$: Vecteur d'intensité du champ magnétique.

C : Vitesse de la lumière.

CST : Computer Simulation Technology.

CPS: Co-planar Str

$\vec{D}$: Vecteur déplacement électrique.

Div : Opérateur de divergence.

d : diamètre des vias utilisés dans la structure SIW.

$\vec{E}$: Vecteur d'intensité du champ électrique.

$f_{c\ mn}$: Fréquence de coupure.

f_c : Fréquence de coupure.

$\vec{H}$: 'intensité du champ magnétique

k : Constante de propagation.

λ_g : Longueur d'onde guidée.

λ : Longueur d'onde.

v_{pz} : Vitesse de Phase

v_g : Vitesse de Groupe

ϵ : Permittivité diélectrique.

ω : Pulsation de l'onde.

ρ : Densité volumique de charge électrique.

j : Courant de conduction.

ZTM : l'impédance d'onde du mode TM.

$\text{rot}\vec{}$: Opérateur rotationnel

Δ : Opérateur Laplacien vectoriel.

μ : Perméabilité magnétique.

μ_r : Perméabilité relative.

λ_c : Longueur d'onde correspond à la fréquence de coupure.

S : La matrice de répartition.

SLange : La matrice de répartition de coupleur lange.

SWilkinson : La matrice S d'un coupleur de Wilkinson.

SIW : Substrate Integrated Waveguide.

TEM : Le champ électrique.

TMM : Le champ magnétique.

TME : Le champ électrique transverse.

P : distance entre les vias

t : épaisseur de conducteur

P : épaisseur de substrat

W_{siw} : largeur de guide

L : longueur du guide d'onde SIW

MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuit.

Introductions Générales

Introduction générale

Il n'y a pas de société sans communication, et depuis plusieurs années cette tendance se confirme avec une nette croissance dans le domaine des télécommunications sans fil. Plusieurs applications ont vu le jour telles que l'incontournable téléphonie cellulaire, les réseaux privés et domestiques, l'accès internet par satellites et par réseau terrestre, les systèmes de télécommunications sont limités par un besoin en bandes de fréquences de plus en plus grand. Cette limitation ralentit le développement de nouvelles applications dans la demande en ressources spectrales progresse sans cesse.

Nous avons entamé un projet de recherche qui vise principalement la conception des coupleurs utilisant la technologie guide d'onde intégré au substrat (SIW), en vue d'être utilisés dans les systèmes de communications et dans les systèmes de télécommunications spatiales.

Le guide d'onde rectangulaire est une technologie mature, car il a été utilisé pendant plusieurs décennies grâce aux nombreux avantages qu'il offre. Il présente de faibles pertes et permet d'avoir des composants avec un facteur de qualité élevé. Cependant, sa technique de fabrication et d'intégration demeure complexe et encombrante, car nécessitant une grande attention à la finition et à l'usinage. Il reste d'un part coûteux pour les ondes millimétriques.

Cependant, le SIW est un des candidats potentiels permettant de fabriquer des composants à faible coût, de petites tailles présentant de faibles pertes et facilement intégrables. Le coût de fabrication, la miniaturisation et la performance des systèmes de télécommunications sans fil constituent trois défis majeurs dans la recherche. Face à cette situation, de nouvelles solutions technologiques demeurent nécessaires pour pouvoir répondre à ces défis. Nous spécifions, de ce qui suit, le choix porté sur le guide d'onde intégré au substrat (SIW) comme potentiel candidat à exploiter dans les réseaux de communication sans fil.

C'est ainsi que l'idée de guide d'onde intégré au substrat (SIW) a émergé comme une alternative intéressante en palliant les deux technologies. En fait, le SIW a commencé à gagner en popularité après la réalisation de certains circuits ayant une taille estimée très intéressante et un faible coût.

Dans la bande des micro-ondes les coupleurs SIW prendre les propriétés d'une faible perte d'insertion, faible interférence, mais souffrent de la grande taille. Pour surmonter un tel inconvénient, une structure d'onde guidée améliorée appelée « Half Mode Substrat Integrated Waveguide (HMSIW) » est proposée, qui maintient la bonne performance des coupleurs SIW avec une réduction de près de la moitié de la taille.

C'est dans ce cadre que s'inscrit notre projet de recherche intitulé: « **Conception et simulation de nouvelles topologies de coupleur en technologie SIW pour des applications en télécommunications** ». Pour atteindre nos objectifs, nous avons proposé des nouvelles topologies originales de ces coupleurs opérants dans la fréquence 25 GHz, notre mémoire sera organisé en trois chapitres et de la façon suivante :

Dans le premier chapitre nous allons introduire quelques notions sur les guides d'ondes ainsi que leurs modes de propagations. Enfin une description détaillée sera donnée pour le cas de la technologie SIW puisqu'elle est la base de ce sujet d'étude.

Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation de quelques notions sur les coupleurs vu que nos coupleurs seront conçus sous le logiciel de simulation « CST MICROWAVE Studio ».

Le dernier chapitre sera dédié à la présentation des résultats de conception des guides d'ondes et coupleurs SIW fonctionnant dans 25 GHz à l'aide du simulateur CST Microwave Studio.

Pour obtenir des résultats satisfaisants en termes d'adaptation et de transmission, notre travail s'effectuera à l'aide d'une étude paramétrique.

Chapitre I

Généralité sur Les Guides d'ondes

I.1 Introduction

Les guides d'ondes classiques ou encore ceux intégrés au substrat sont largement utilisés dans le domaine des microondes, en raison de leur capacité à confiner et transmettre efficacement les ondes électromagnétiques sur de courtes distances. Les télécommunications représentent le domaine le plus courant d'application, notamment dans les systèmes radar ou en encore en communication par satellites servant à guider les ondes radio entre les stations terrestres et les satellites en orbite.

La technologie des guides d'ondes intégrés au substrat, connue sous le nom de SIW (Substrat Integrated Waveguide), offre la possibilité de transporter des signaux hyperfréquences avec peu de pertes, à des coûts de fabrication réduits et une intégration simplifiée.

Dans ce chapitre, nous aborderons les différents types de guides d'ondes (rectangulaires ou plans) ainsi que les modes de propagation associés. Ensuite, nous examinerons en détail les caractéristiques de la technologie SIW, ainsi que la transition vers la ligne micro-ruban.

I.2 Description des guides d'ondes

Un guide d'ondes est un support de transmission où la propagation des ondes électromagnétiques est assurée généralement par des réflexions multiples, soit sur des parois en métal quand il s'agit de guides d'ondes métalliques, soit sur des surfaces séparant des milieux diélectriques de propriétés différentes quand il s'agit de guides diélectriques comme les fibres optiques [2].

I.2.1 Guides d'ondes métalliques classiques

Ces guides peuvent avoir une forme rectangulaire, circulaire ou elliptique, bien que les guides rectangulaires soient les plus couramment utilisés dans le domaine des micro-ondes.

I.2.1.1 Guide d'ondes rectangulaire

Le guide d'ondes rectangulaire est une canalisation métallique à section rectangulaire, il représente l'un des premiers types de lignes de transmission utilisées pour transporter des signaux hyperfréquences. Il est caractérisé par sa dimension transversale, définie par la largeur « a » dans la direction horizontale (x), et par son épaisseur « b » le long de la direction verticale (y). À l'intérieur du conducteur creux, un matériau diélectrique est souvent

utilisé pour remplir l'espace. Le signal électromagnétique se propage à travers ce diélectrique, mais demeure confinée à l'intérieur de l'espace délimité par les quatre parois conductrices du guide. L'axe de propagation (z) est toujours défini dans la direction de sa longueur, comme illustré dans la figure I.2 [3].

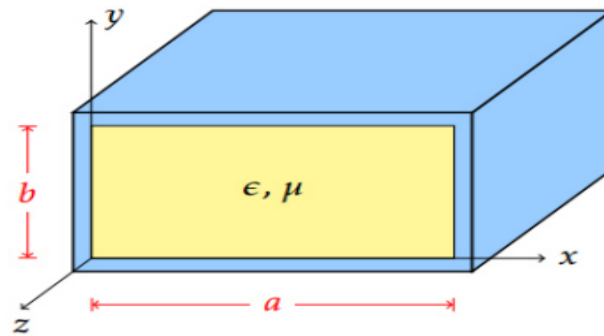


Figure I.1. Illustration d'un guide d'onde rectangulaire.

Le principal avantage de ce type de guides est la réduction des pertes lors de la transmission vu qu'ils sont entièrement blindés, ce qui leur donne une excellente protection contre les perturbations extérieures [4].

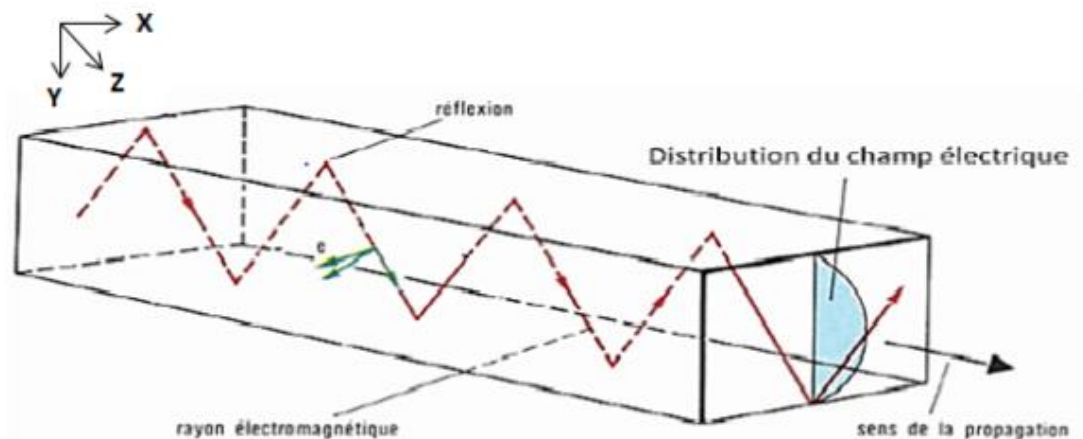


Figure I.2. Représentation graphique d'un guide d'onde rectangulaire [5].

I.2.1.2 Guides d'ondes circulaires

Les guides d'ondes à section circulaire sont dits guides circulaires ou cylindriques. La théorie de propagation dans ce type de guide est analogue à celle des guides rectangulaires sauf que dans ce cas, vu la géométrie circulaire, on adopte le système de coordonnées cylindriques [5].

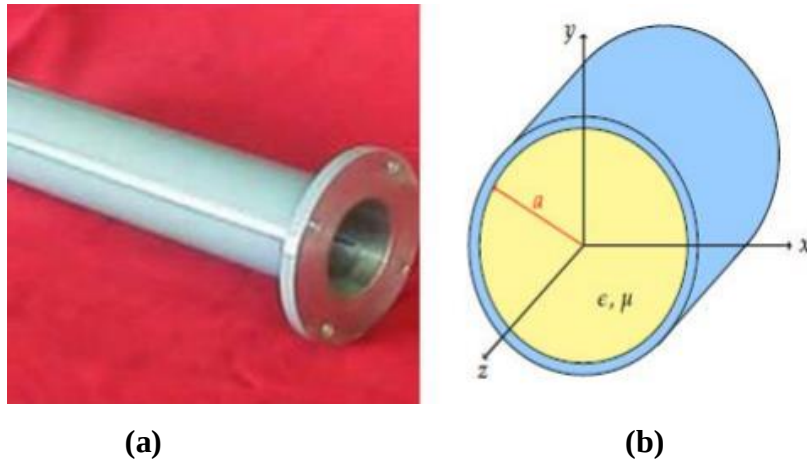


Figure I.3. a) Exemple d'un guide métallique circulaire, b) Schéma du guide circulaire

I.3 Théorie de propagation

L'analyse de la propagation dans les guides d'ondes est régie par les équations de Maxwell en tenant compte des conditions aux limites, afin d'établir les équations de propagation pour obtenir après résolution la répartition du champ électromagnétique dans le guide.

I.3.1 Equation de maxwell

La structure du guide d'onde rectangulaire est supposée uniforme dans la direction de propagation Oz. Le milieu diélectrique remplissant le guide est un milieu linéaire, homogène, isotrope et ne contenant ni charges ni de courants. Il supposé sans pertes caractérisé par une permittivité ϵ et une perméabilité μ . Le conducteur externe utilisé est considéré parfait [6].

Les équations de Maxwell liant le champ électrique $\vec{E}$ à l'induction magnétique $\vec{B}$ s'écrivent :

$$\checkmark \text{ Equation de Maxwell-Faraday} \quad \overrightarrow{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.1)$$

$$\checkmark \text{ Équation de Maxwell-Ampère} \quad \overrightarrow{rot} \vec{B} = \mu \left(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \right) \quad (1.2)$$

$$\checkmark \text{ Équation de Maxwell-Gauss} \quad \text{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (1.3)$$

$$\checkmark \text{ Équation de Maxwell-Thomson} \quad \text{div} \vec{B} = 0 \quad (1.4)$$

ρ : est la densité volumique de charge électrique.

$\vec{J}$: est la densité de courant de conduction

I.3.2. Conditions aux limites

Comme les guides d'ondes sont en général constitués d'un milieu diélectrique entouré par un milieu conducteur, les modes qui vont s'y propager dépendent des conditions aux limites imposées par les interfaces. Les conditions aux limites sur les parois métalliques parfaites imposent un champ électrique normal et un champ magnétique tangentiel. En effet $E_t=0$ et $H_n=0$.

I.3.3 Modes de propagation

La résolution des équations de propagation dans le guide d'onde aboutit à une infinité de solutions appelées modes de propagations et sont classés en deux catégories pour un guide homogène. On distingue les modes :

- TE_{mn} (Transversal électrique) où la composante longitudinale $E_z=0$ avec $m, n = 0, 1, 2, \dots$
- TM_{mn} (Transversal magnétique) où la composante longitudinale $H_z=0$ avec $m, n = 1, 2, 3, \dots$ [5].

I.3.4 Fréquence de coupure

Chaque mode est caractérisé par une fréquence de coupure dépendant des dimensions du guide d'onde et des caractéristiques physiques du diélectrique remplissant le guide, à savoir sa permittivité et sa perméabilité (ϵ, μ). Le mode fondamental ou dominant est celui qui présente la plus petite fréquence de coupure. Le classement des modes TE_{mn} est obtenu à partir du calcul des fréquences de coupure. Pour un guide d'onde rectangulaire, où $a > b$, le mode fondamentales le mode TE_{10} [7].

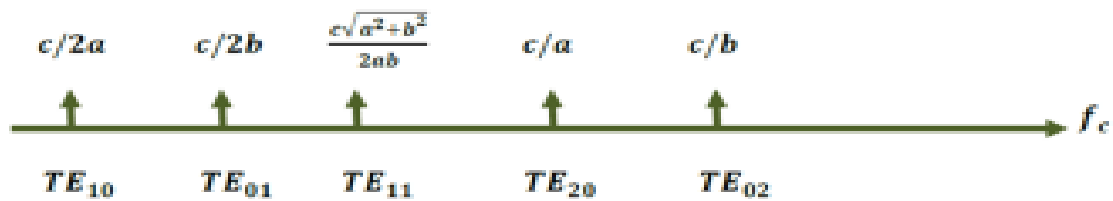


Figure 1.4. Ordre d'apparition des modes dans un guide d'onde rectangulaire avec $a > b$.

La fréquence de coupure d'un guide d'onde rectangulaire est donnée par la relation suivante :

$$f_c = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (1.5)$$

Avec

f_c : la fréquence de coupure du mode TE_{mn} ou TM_{mn} .

v : la vitesse de l'onde, telle que $v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}$

ϵ_r et μ_r : représentent respectivement la permittivité relative et la perméabilité relative du diélectrique dans le guide.

c : est la vitesse de la lumière.

Un mode quelconque apparaît dans le guide si sa fréquence de coupure f_c est inférieure à la fréquence de travail f .

I.4 Ligne de transmission en technologie planaire

Il est possible de résoudre les problèmes d'encombrement et de poids des structures volumiques en utilisant une technologie planaire.

Les circuits planaires présentent tout de même des inconvénients, en effet ils entraînent des pertes d'insertions plus significatives que les topologies volumiques. Toutefois, à la différence des technologies volumiques, les avancées dans les lignes de propagation planaires rendent les connexions plus simples. Elles peuvent être employées à la fois dans le domaine de la technologie circuit imprimé et de la technologie circuit intégré [8].

Dans cette section, nous présentons brièvement les caractéristiques des différentes topologies de lignes planaires à savoir les topologies micro-ruban, coplanaire et triplaque [8].

I.4.1 Ligne micro-ruban

La ligne micro-ruban (ou microstrip en anglais) est la ligne de transmission planaire la plus couramment employée dans les bandes de fréquences classiques (<20 GHz).

La technologie micro-ruban consiste à déposer un ruban métallique mince et étroit sur l'une des faces du substrat, et la mise en place d'un plan de masse sur l'autre face, tel qu'illustré dans la figure I.5 La largeur w du ruban est le plus souvent de l'ordre de l'épaisseur du substrat d . Ce dernier est choisi avec une permittivité relative élevée dans le but de concentrer le champ électromagnétique à l'intérieur et par suite réduire le rayonnement. L'impédance caractéristique est contrôlée par la variation de la largeur du ruban.

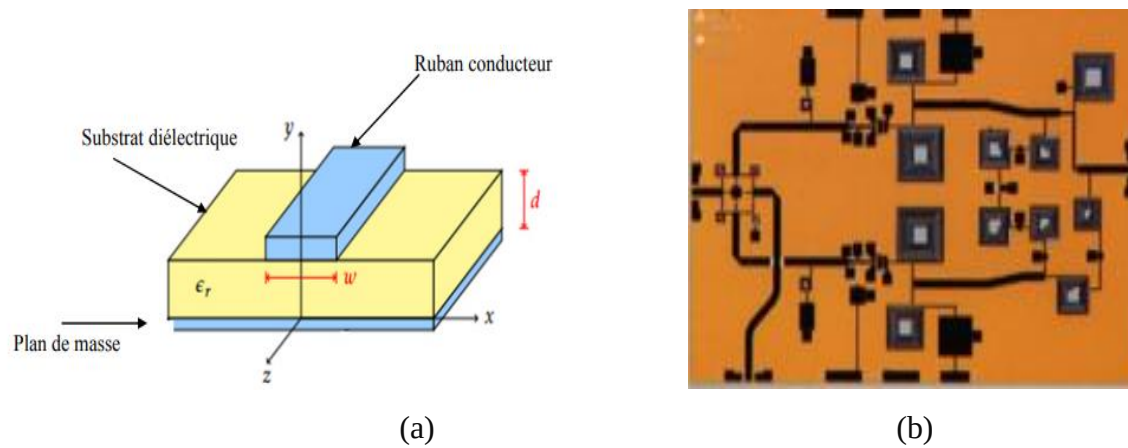


figure I.5 . (a) ligne micro-ruban, (b) Exemple réel

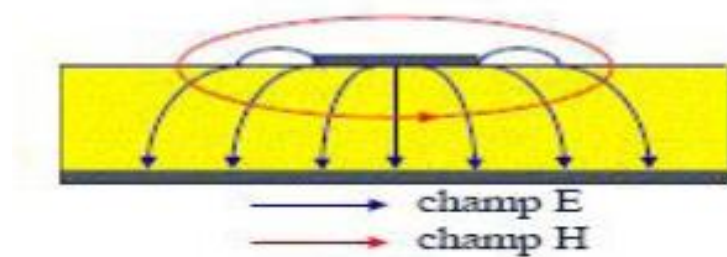


Figure I.6.Distribution des champs électromagnétiques.

Les lignes planaires sont inhomogènes puisqu'elles comportent deux milieux de propagation de propriétés distinctes, à savoir l'air et le diélectrique. Ainsi la résolution du problème électromagnétique n'admet pas de solution analytique exacte. Pour la ligne micro ruban, on remplace la structure inhomogène par une ligne de mêmes dimensions mais plongée dans un seul milieu homogène de permittivité effective ϵ_{eff} .

I.4.2 Lignes coplanaires

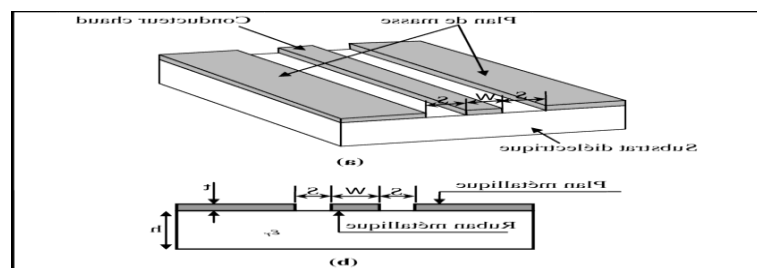


Figure I.7. Structure d'une ligne coplaire.

L'approche coplanaire se compose d'un plan de masse qui est déposé sur une seule face du substrat. Deux fentes parallèles sont utilisées pour délimiter le ruban sur cette même face [9].

Cette technologie présente un attrait particulier en raison de sa compacité et de sa facilité de déploiement. Contrairement à d'autres méthodes qui nécessitent l'utilisation de trous métallisés pour établir de court-circuit, elle permet un placement direct des composants discrets, qu'ils soient connectés en série ou en parallèle [10].

Cependant, le principal inconvénient de cette technologie réside dans la difficulté à maintenir un mode TEM (Transverse Electromagnétique) sur l'ensemble du circuit. La présence de deux plans de masse et d'un conducteur dans cette technologie peut induire l'apparition de deux modes de propagation possibles : un mode quasi-TEM souhaité et un mode TE (Transverse Electrique) non désiré. Bien qu'il existe des solutions pour éliminer ce mode parasite, telles que l'utilisation de ponts aériens reliant les deux plans de masse, leur mise en œuvre n'est pas toujours aisée et leur efficacité peut varier. À ce jour, le problème de l'optimisation du nombre et de la position des ponts demeure incomplètement résolu [11].

I.4.3. Ligne à fente (Co-Planar Strip ou CPS)

En 1968, Cohn [11] a proposé une structure planaire appelée ligne à fente, qui est destinée à être employée dans les circuits intégrés monolithiques. La structure de base d'une ligne à fente est illustrée dans la figure I.7 Elle se compose d'une ouverture entre deux surfaces conductrices placées sur un matériau diélectrique. Il est possible de métalliser la partie inférieure du substrat ou non.

En raison de sa forme planaire, la ligne à fente convient aux MMIC (Circuit Intégré Monolithique Hyperfréquence) [12].

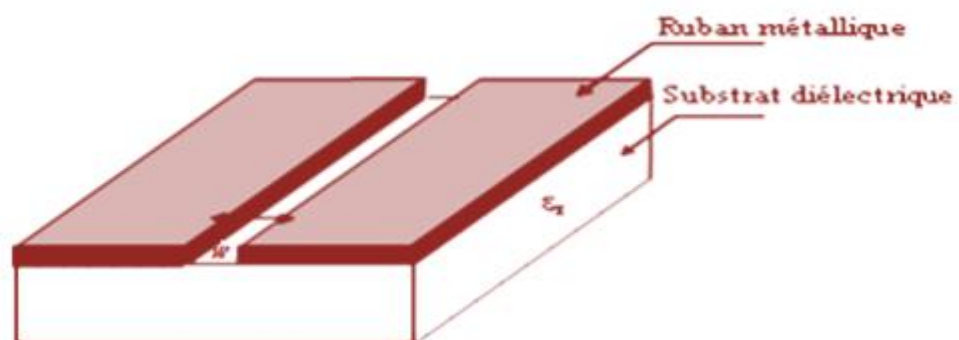


Figure I.8 structure d'une ligne à fente.

Dans une ligne à fente, l'onde se propage le long de la fente avec un champ électrique orienté vers le plan du substrat diélectrique. La distribution champ proche a été initialement développée par Cohn [12]. La figure I.8 illustre les champs électriques et magnétiques au sein d'une ligne à fente.

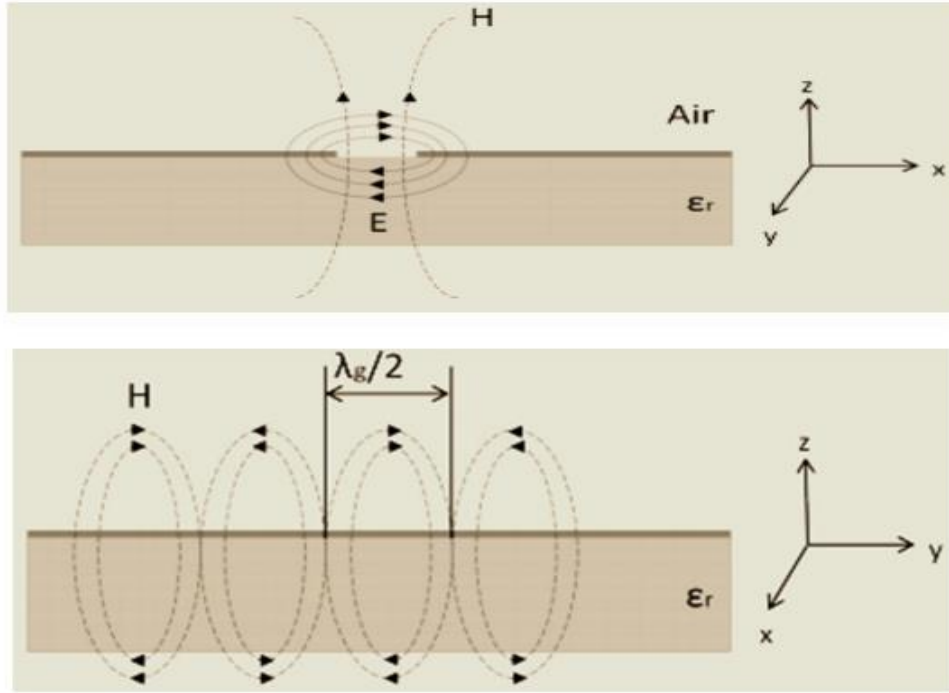


Figure I.9. Champs électromagnétiques dans une ligne à fente : (a) plan x-z, (b) direction de propagation, plan y-z.

I.4.4. Ligne tri plaque

L'utilisation de la technologie tri plaque implique l'utilisation d'un ruban métallique noyé dans un substrat dont les deux faces ont été métallisées pour constituer des plans de masse comme c'est illustré sur la figure I.8. Il est possible que cette technologie tri plaque soit symétrique (la ligne de transmission se trouve à une distance égale des deux plans de masse) ou asymétrique (le ruban est plus proche d'un des plans de masse que de l'autre) [13].

Comme pour la technologie coplanaire deux modes de propagations différents sont possibles, mais on peut facilement éliminer le mode parasite en ajoutant des tiges métalliques tout au long de la ligne pour relier les deux faces et les maintenir au même potentiel électrique [13].

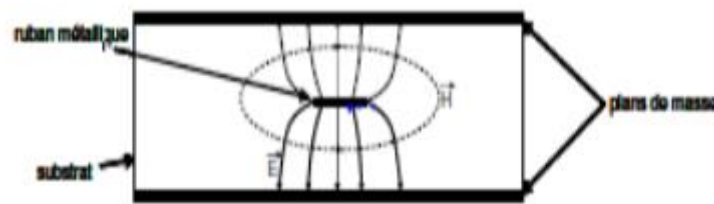


Figure I.10 Configuration des champs électrique et magnétique pour une ligne de transmission en technologie tri plaque.

Grâce aux plans de masse situés sur les faces supérieure et inférieure du substrat, les circuits tri plaques sont efficacement isolés des parasites électromagnétiques, et il n'y a pas de pertes par rayonnement [13].

Les inconvénients de cette technologie résident dans les coûts de fabrication plus élevés que les autres techniques planaires et l'ajout de composants localisés est plus difficile à réaliser [14].

1.5 Guide d'ondes intégrées au substrat SIW (substrate integrated Wavguide)

1.5.1 Les avantages de SIW par rapport au guide volumique

La technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW est une technologie très prometteuse du fait qu'elle permet d'utiliser les avantages des guides d'ondes classiques et des lignes de transmission planaires. En effet, elle présente la particularité d'être intégrée dans un substrat diélectrique en utilisant des rangées de trous métallisés pour remplacer les parois métalliques latérales et assurer la connexion entre les plaques supérieure et inférieure déposées sur les faces du substrat (figure I.10). Ainsi cette technologie profite de la compacité des dimensions, de la facilité d'intégration et des faibles pertes par rayonnement pour ouvrir une nouvelle voie à la conception de circuits microondes à faibles coût.

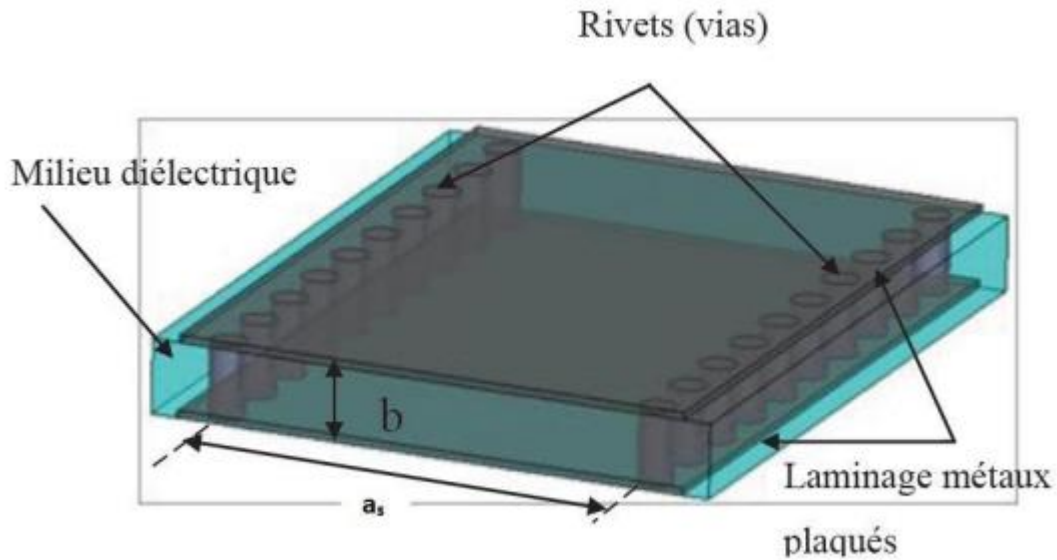


Figure I.11 : Vue tridimensionnelle d'un tronçon de guide SIW

I.5.2. Caractéristique de propagation modale

Les recherches théoriques mettent en évidence la similitude des caractéristiques de propagation dans une structure SIW avec celles d'un guide d'onde rectangulaire. Lorsque les pertes par rayonnement entre les trous métalliques sont ignorées, les modes SIW sont exactement similaires aux modes de propagation transverse électrique TE_{mn} d'un guide d'onde rectangulaire, mais ne correspondent pas aux modes transverses magnétiques TM_{mn} . En effet, les modes transverses magnétiques nécessitent des courants surfaciques latéraux qui ne peuvent pas apparaître dans la structure SIW à cause des espaces figurant entre les vias métalliques mais qui peuvent exister pour un guide rectangulaire classique [15].

Dans la conception des structures à base de la technologie SIW, des critères comme la taille du composant et aussi la bande de fréquence utilisée sont pris en considération. La bande de fonctionnement est choisie de telle sorte qu'elle ne permet la propagation que du mode fondamental TE_{10} .

I.5.3. Paramètres dans les guides d'ondes intégrés au substrat

Pour concevoir une bonne structure SIW, nous devons suivre plusieurs étapes simples. Les paramètres nécessaires pour la conception du guide sont les suivants :

- La dimension "d" représente le diamètre des Vias.
- La distance "p" est l'écart entre deux Vias adjacents, mesurée centre à centre.
- "b" désigne la hauteur du substrat.

- L'écartement réel " a_s " est la distance entre les deux rangées de Vias, mesurée centre à centre [15].
- L'écartement réel " a_d " est la distance entre les deux rangées de Vias,

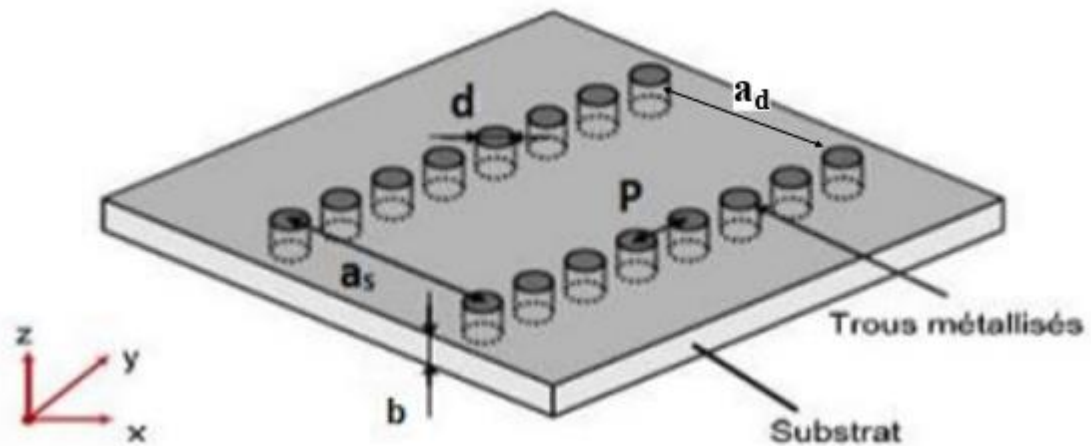


Figure I.12: SIW avec ses paramètres.

Le principal défi dans la conception de circuits SIW réside dans la minimisation des pertes. Pour y parvenir, il est nécessaire d'ajuster certains paramètres géométriques tels que l'épaisseur du substrat (b), le diamètre des Vias métalliques (d) et leur espacement (p). L'épaisseur accrue du substrat (b) joue un rôle crucial dans la réduction des pertes conductrices. En augmentant cette épaisseur, le volume du substrat est accru, ce qui entraîne une diminution des pertes conductrices [16].

Contrairement aux pertes conductrices, les pertes par rayonnement ne sont généralement pas sensibles à l'épaisseur du substrat [16].

Un autre paramètre géométrique crucial est le diamètre des vias métalliques (d). En augmentant ce diamètre, les pertes conductrices augmentent, tandis que les pertes diélectriques diminuent, car cela réduit le volume occupé par le diélectrique. Il s'agit donc d'un compromis crucial à considérer lors de la conception des circuits SIW pour optimiser les performances et réduire les pertes globales [17].

En synthèse, la conception des circuits SIW exige une optimisation des paramètres géométriques, notamment l'épaisseur du substrat et le diamètre des vias métalliques, dans le but de réduire au minimum les pertes conductrices et diélectriques. Cette démarche vise à améliorer les performances générales du circuit tout en minimisant les pertes d'énergie [18].

Un schéma semblable se produit avec l'espacement (p) entre les vias métalliques. En diminuant cet espacement, les pertes conductrices augmentent en raison de la plus grande

surface métallique. En revanche, les pertes diélectriques demeurent pratiquement constantes. Ainsi, il est crucial de considérer ces deux aspects lors de la conception des circuits SIW [5].

Afin de limiter les pertes par rayonnement, il est crucial de suivre des conditions spécifiques. Les équations (I.4 et (I.5) sont des outils utilisés à cet effet pour maintenir ces pertes à un niveau bas. Elles permettent de calculer les dimensions et l'espacement des vias métalliques de manière à garantir un confinement optimal du champ électromagnétique, ce qui contribue à réduire les pertes par rayonnement [5].

$$d \leq \frac{\lambda_g}{5} \quad (I.6)$$

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

où : λ_g est la longueur d'onde du guide

Et : $d < p \leq 2d$

Une première équation empirique a été avancée pour estimer la largeur effective du guide d'onde. En pratique, cette valeur équivaut à la largeur d'un guide d'onde rectangulaire dans une technologie volumique conventionnelle, où la fréquence de coupure est similaire à celle du guide SIW en question [10].

$$f_{c_{mn}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (I.8)$$

Pour le mode TE₁₀, cette relation peut être simplifiée par la formule suivante :

$$f_c = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (I.9)$$

La largeur effective a_d pour la même fréquence de coupure est donnée par :

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (I.10)$$

La formule finale pour la conception d'un guide d'onde SIW s'écrit :

$$a_s = a_d + \frac{d^2}{0.95p} \quad (I.11)$$

L'équation (I.9) est applicable uniquement lorsque l'espacement p entre deux Vias est inférieur à la largeur a_s , et que la hauteur h de la cavité est inférieure à 4 fois le diamètre d (où d représente le diamètre des Vias).

L'équation (I.10) représente une relation empirique proposée pour apporter une estimation plus précise de la largeur effective a_d d'un guide SIW

Ses conditions d'application sont : $p/d < 3$ et $d/a_s < 1/5$ [18].

$$a_s = a_d + 1.08 \frac{d^2}{p} - 0.1 \frac{d^2}{a_d} \quad (\text{I.12})$$

I.6. Conception de structures à base de la technologie SIW

Pour concevoir efficacement une structure SIW, voici les étapes à suivre :

- Sélectionner le substrat diélectrique approprié pour la fabrication du guide SIW.
- Déterminer les dimensions du guide SIW, telles que sa largeur et sa longueur, en tenant compte des spécifications de conception et des fréquences de fonctionnement requises.
- Choisir le diamètre des vias métalliques (d) et l'espacement entre les vias (p) en fonction des exigences de performance et des contraintes de fabrication. Ces paramètres ont un impact sur la propagation des ondes guidées [18].
- Placer les vias métalliques de manière adéquate sur les couches conductrices supérieure et inférieure du substrat diélectrique, en garantissant une soudure correcte pour assurer une bonne conductivité électrique.
- Vérifier l'intégrité structurale et électrique de la conception SIW pour éviter tout court-circuit indésirable ou perturbation électromagnétique.
- Optimiser la conception en réalisant des simulations et des ajustements pour atteindre les performances désirées, telles que la bande passante, le rendement et les pertes par rayonnement.
- En suivant ces étapes de conception, il est possible de créer une structure SIW efficace répondant aux exigences spécifiques du système de communication ou des composants utilisés [19].

I.7. Transition entre les circuits planaires et les guides SIW

Nous prévoyons de mener une analyse complète des transitions entre les circuits planaires et les guides d'ondes SIW afin d'atteindre une adaptation d'impédance parfaite entre ces deux technologies. Lorsqu'un signal se propage à travers un guide d'onde, une transition intermédiaire est généralement nécessaire pour établir la connexion entre le circuit planaire utilisant la technologie micro-ruban et le guide d'onde SIW. Cette transition doit permettre d'adapter l'impédance du mode fondamental TE_{10} du guide d'onde au mode quasi-TEM de la ligne micro-ruban [20].

Il est primordial que cette transition soit facile à réaliser, présente des pertes minimales et assure une adaptation optimale. Toutefois, la conception d'un tel dispositif est complexe en

raison de la disparité d'impédance entre le guide d'onde ayant une impédance beaucoup plus élevée que celle de la ligne micro-ruban valant 50Ω dans la plage des microondes. Les dimensions de la transition doivent donc être méticuleusement optimisées pour fonctionner dans une plage de fréquences spécifique [20].

Diverses méthodes d'adaptation d'impédance ont été explorées pour les transitions entre les circuits planaires et les guides d'ondes. L'objectif de ces différentes approches est de garantir une transition efficace entre les deux types de lignes tout en minimisant les pertes et en assurant une adaptation d'impédance optimale. Cette étape est cruciale pour garantir une transmission de signaux efficace et sans distorsion entre les circuits planaires et les guides d'ondes SIW [21]. (Voir Figure I.12).

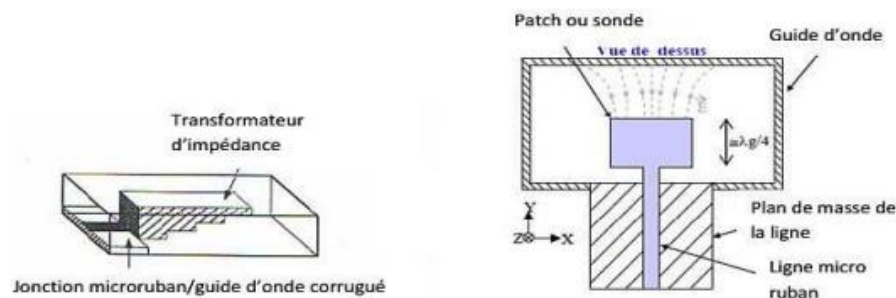


Figure I.13: Exemples de transition ligne micro-ruban-guide d'ondes.

De plus, avec la possibilité d'intégrer les composants SIW et les circuits planaires sur le même substrat, diverses transitions efficaces ont été proposées pour adapter les guides d'ondes aux circuits planaires. Une de ces transitions est la transition micro-ruban conique (taper) coplanaire au guide d'onde, qui est facile à mettre en œuvre [21].

L'intégration des deux technologies, celle du guide d'onde intégré dans le substrat et celle de la ligne micro-ruban, nécessite de résoudre les différences physiques et électromagnétiques entre ces supports de transmission. Bien que les champs électromagnétiques soient polarisés de la même manière dans les deux cas, les champs du guide d'onde occupent une région spatiale plus étendue par rapport aux champs plus concentrés entre le plan de masse et le conducteur dans la ligne micro-ruban (voir **Figure I.13**).



Figure I.14: Lignes de champs dans un guide d'onde rectangulaire et dans une ligne micro-ruban [20]

Pour résoudre cette disparité dans la concentration des champs, une approche consiste à guider de manière continue les lignes de champ du guide d'onde. Une méthode proposée [20] pour accomplir cette transformation sans pertes consiste à convertir le mode quasi-TEM de propagation dans la ligne micro-ruban en mode fondamental transverse électrique TE_{10} du guide d'onde. Cette méthode est appelée transition coplanaire micro-ruban-guide d'onde (voir **Figure I.14**).

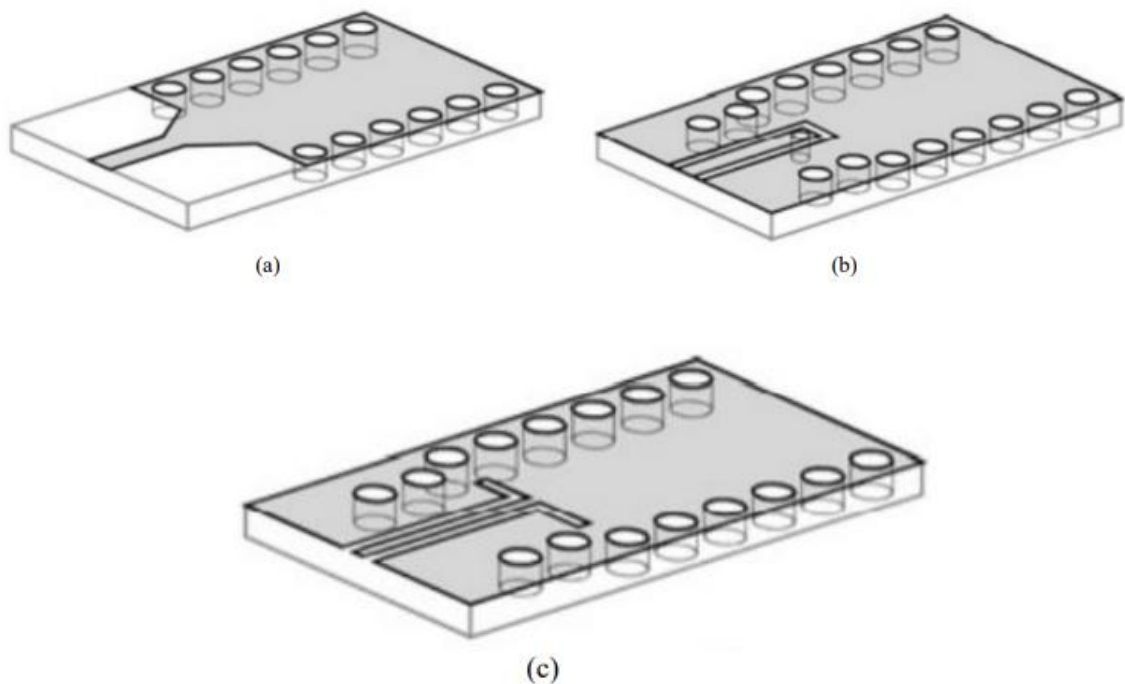


Figure I.15. Quelques transitions courantes entre les lignes de transmission planaires et les guides d'ondes intégrés dans le substrat : (a) transition micro ruban-SIW basée sur une simple taper ; (b) transition CPW-SIW basée sur une sonde de courant ; (c) transition CPW-SIW basée sur une courbure 90° .

I.8.1 Quelques exemples de structure SIW

I.8.1.1 Circuit passif SIW

En ce qui concerne les circuits passifs, la plupart des composants hyperfréquences traditionnelles ont été implémentés dans les technologies SIW. Cette approche offre généralement des composants de taille réduite [20] par rapport aux dispositifs de guide d'ondes classiques. Parmi les exemples figurent le filtre passe-bande [5], la cavité rectangulaire [20], le coupleur [14], et le duplexeur SIW [12].

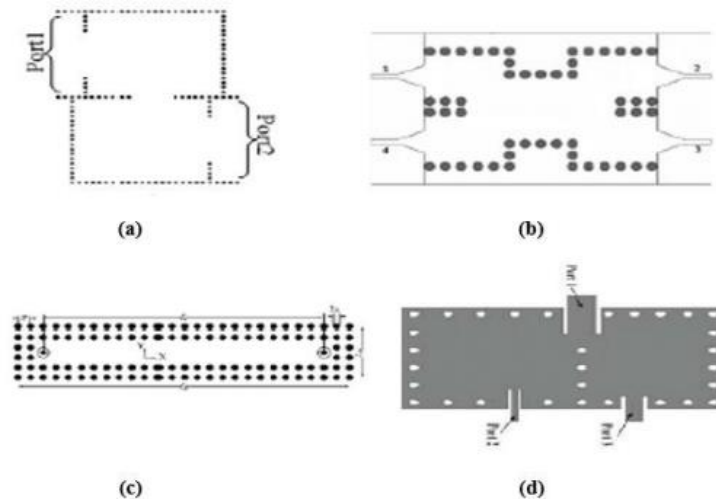


Figure I.16 : Exemples des circuits passifs SIW, (a) Filtre passe-bande SIW, (b) Coupleur SIW, (c) Guide rectangulaire SIW, d) Duplexeur SIW.

I.8.1.2. Les circuits actifs

L'intégration de composants actifs dans la technologie SIW a suscité moins d'intérêt par rapport à celle des circuits passifs. Cependant, de nouvelles opportunités de conception vers une intégration complète SOS (System-on-Substrat) sont maintenant ouvertes. Fondamentalement, la conception et l'optimisation des circuits actifs consistent à intégrer des dispositifs actifs dans des circuits SIW passifs et à les relier en exploitant les avantages de la technologie, tels que les faibles pertes, l'isolation élevée et une taille compacte, afin d'obtenir de bonnes performances à faible coût. Généralement, l'une des faces conductrices du SIW est utilisée pour loger la fonction active, tandis que la connexion est assurée par des lignes micro-ruban.

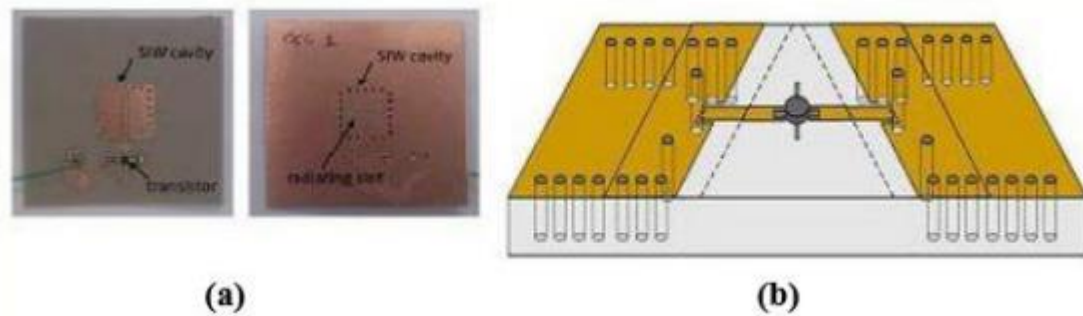


Figure I. 17 : Exemples des circuits actifs SIW ; a) Oscillateur SIW, b) Amplificateur SIW.

Les développements récents d'oscillateurs en 2012 [13], de mélangeurs [14] et d'amplificateurs [20] sont notables comme les exemples précédents (figure I.16).

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre, quelques notions générales sur les guides d'ondes ont été soulevées. L'intérêt a été porté sur l'étude des guides d'ondes rectangulaires, ensuite certaines structures de lignes planaires ont été présentées. Vu que l'objectif de notre travail est l'étude et la conception de coupleurs en technologie SIW, on a trouvé nécessaire de décrire cette nouvelle technologie prometteuse et intéressante grâce aux multiples avantages qu'elle offre.

Le chapitre suivant sera consacré à la présentation de coupleurs, de caractéristiques et de leurs domaines d'applications.

Chapitre II

Coupleur

et Application

II.1 Introduction

Les coupleurs, ces dispositifs ingénieux qui permettent de transférer de l'énergie ou des signaux entre des systèmes tout en conservant une séparation électrique, sont au cœur de nombreuses technologies modernes. Leur rôle essentiel dans les domaines de la transmission de puissance, des télécommunications, et même de la recherche scientifique, en fait des composants indispensables, souvent méconnus du grand public. Dans cette introduction, nous explorerons les principes fondamentaux des coupleurs, leur fonctionnement, leurs différentes applications, ainsi que les avancées récentes dans ce domaine crucial de l'ingénierie électrique et électronique

Dans ce chapitre, nous aborderons en détail l'étude complète menée sur la conception, la réalisation et l'expérimentation d'un coupleur directionnel 3 dB/90°, en mettant en lumière notre choix stratégique de technologie, à savoir le guide d'onde intégré au substrat (SIW), présenté dans le chapitre précédent.

Avant de commencer la partie qui aborde la structure de notre approche et les difficultés rencontrées, nous allons d'abord présenter quelques méthodes de réalisation courantes et les concepts fondamentaux indispensables à la compréhension du fonctionnement des coupleurs directionnels.

II.2 Théorie des coupleurs directs

II.2.1 Les coupleurs directionnels

II.2.1.1 Définition

Un coupleur directif est un composant électronique à quatre ports sur support isotrope, utilisé pour diviser ou combiner les signaux électromagnétiques de manière sélective dans un système à micro-ondes ou radiofréquences. Une onde incidente au port 1 est transmise au port 2 et couplée au port 3 seulement car le port 4 doit rester isolé. En d'autres termes, un coupleur directif permet de diriger sélectivement le flux d'énergie entre plusieurs voies sans perturber le signal principal. Ces dispositifs sont largement utilisés dans diverses applications, telles que les réseaux de télécommunications, les systèmes radar, les équipements de test et de mesure [2].

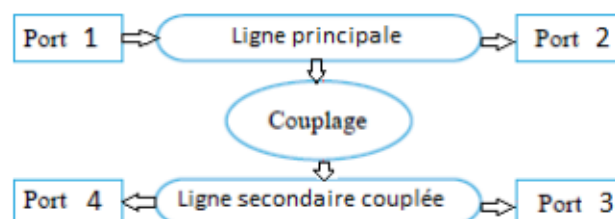


Figure II.1. Schéma de principe d'un coupleur directif.

On distingue deux grandes classes de coupleurs directifs (Figure II.2) qui sont les coupleurs par proximité (contra-directif) et les coupleurs à jonctions (Co-directif) [3].

Le couplage contra-directif est un couplage qui résulte de la recombinaison des ondes réfléchies dans les plans des discontinuités tandis que le couplage Co-directif est dû à la différence de vitesse de phase des modes fondamentaux.

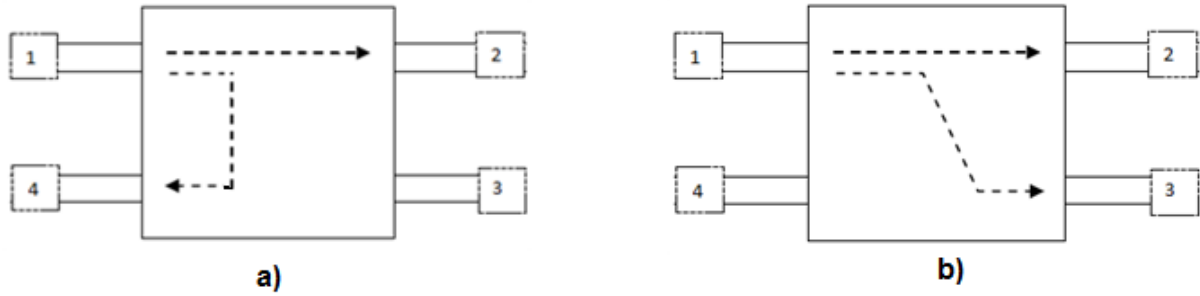


Figure II.2. a) coupleur contra-directif, b) coupleur Co-directif.

De façon plus générale, un coupleur directif est un quadripôle réciproque ($S_{ij} = S_{ji}$), adapté ($S_{ii} = 0 \forall i$) et idéalement sans pertes $[S]^* = [S]^{-1}$ [3]. La matrice S de ce coupleur est :

$$S = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Pour un système sans pertes, on peut démontrer que :

$$S_{14}^* (|S_{13}|^2 - |S_{24}|^2) = 0 \quad (\text{II.2})$$

Et :

$$S_{23}^* (|S_{12}|^2 - |S_{34}|^2) = 0 \quad (\text{II.3})$$

Ces paramètres doivent satisfaire $S_{14} = S_{23} = 0$. Puisque le réseau est sans pertes, le produit suivant donne la matrice identité I : $(S^*)^T S = I$ et $S^T S^* = I$ (le produit des amplitudes de chaque rangée est 1), et on obtient [3] :

Avec I : matrice identité

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (\text{II.4})$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{24}|^2 = 1 \quad (\text{II.5})$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (\text{II.6})$$

$$|S_{24}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (\text{II.7})$$

Ce qui implique que $|S_{13}| = |S_{24}|$, et $|S_{12}| = |S_{34}|$.

Pour simplifier la matrice encore plus, on choisit des références de phase sur 3 des 4 ports, de sorte que [3] :

$$S_{12} = S_{34} = \alpha \quad (\text{II.8})$$

$$S_{13} = \beta e^{j\theta} \quad (\text{II.9})$$

$$S_{24} = \beta e^{j\phi} \quad (\text{II.10})$$

Avec les conditions que α est réel, β est réel, et θ et ϕ sont des constantes de phase à déterminer. Puisque $|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1$, on obtient $\alpha^2 + \beta^2 = 1$. Pour ce coupleur directionnel sans pertes, la matrice S devient [3] :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta e^{j\theta} & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \beta e^{j\phi} \\ \beta e^{j\theta} & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \beta e^{j\phi} & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Le produit scalaire des rangées 2 et 3 doit être zéro

$$S_{12}^* S_{13} + S_{24}^* S_{34} = 0 \quad (\text{II.12})$$

$$\text{Où :} \quad \alpha \beta e^{j\theta} + \alpha \beta e^{-j\phi} = 0 \quad (\text{II.13})$$

$$e^{j\theta} + e^{-j\phi} = 0 \quad (\text{II.14})$$

Le produit scalaire sera satisfait si $\theta = \phi = \pi/2$ ou $\theta = 0$ et $\phi = \pi$. Les symboles typiques pour des coupleurs directionnels sont montrés à la figure II.3, où la convention de flux de puissance est montrée : l'entrée est toujours au port 1, le port de sortie est au port 2, le port de sortie du signal couplée est au port 3, et le port isolé est le port 4. Dans un coupleur idéal, il n'y a aucune puissance délivrée au port 4 [4].

Conclusion : Nous définissons un coupleur avec :

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} \\ S_{21} &= S_{12} = S_{43} = S_{34} = \delta \quad \text{Transmission entre les voies situées en lignes droites.} \\ S_{31} &= S_{13} = S_{42} = S_{24} = \tau \quad \text{Transmission entre les voies d'une même paire.} \\ S_{41} &= S_{14} = S_{32} = S_{23} = \varepsilon \quad \text{Transmission entre les voies situées en diagonales.} \end{aligned}$$

Si $\varepsilon = 0$ alors le coupleur est parfait.

La matrice de répartition du coupleur est donc complètement déterminée par les éléments de la première colonne.

Autrement dit, le calcul de la matrice de répartition se réduit au calcul des quatre paramètres S_{11} , S_{21} , S_{31} et S_{41} [5].

II.2.1.2 Coupleur symétrique $\theta = \phi = \pi/2$

Le coupleur symétrique est montré à la figure II.4, n'importe quel port peut être utilisé pour l'entrée. La sortie sera toujours du côté opposé de l'entrée, et le port isolé sera toujours du même côté que l'entrée. Dans ce cas, on choisit $\theta = \phi = \pi/2$, ce qui veut dire que les termes d'amplitude β ont la même phase [3].

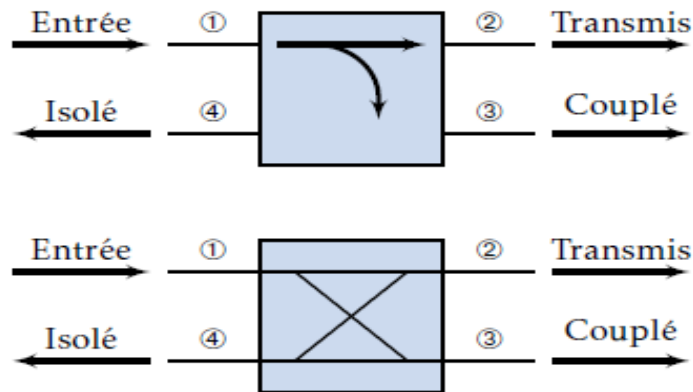


Figure II.3. Deux symboles communs pour des coupleurs directionnels, et convention de flux de puissance.

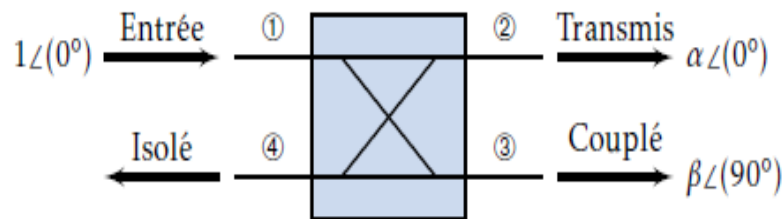


Figure II.4. Coupleur symétrique.

La matrice S du coupleur symétrique est :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

II.2.1.3 Coupleur antisymétrique $\theta = 0$ et $\phi = \pi$

Le coupleur antisymétrique est montré à la figure II.5. Dans ce cas, on choisit $\theta = 0$ et $\phi = \pi$ ce qui veut dire que les termes d'amplitude β ont 180° de déphasage [3].

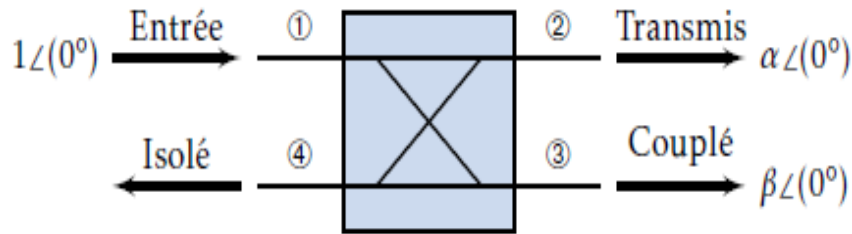


Figure II.5. Coupleur antisymétrique.

La matrice S du coupleur antisymétrique est :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

On utilise typiquement trois paramètres pour définir un coupleur directionnel :

$$\text{Couplage} = C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \log \beta \quad [dB] \quad (\text{II.17})$$

$$\text{Directivité} = D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = 20 \log \frac{\beta}{|S_{14}|} \quad [dB] \quad (\text{II.18})$$

$$\text{Isolation} = I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \log |S_{14}| \quad [dB] \quad (\text{II.19})$$

Où : P_1 , P_2 , P_3 et P_4 représentent les puissances d'entrées et de sorties aux ports 1, 2, 3 et 4 respectivement [6].

Le facteur de couplage indique le pourcentage de la puissance d'entrée qui est couplé au port de sortie. La directivité est une mesure de la capacité du coupleur à isoler les ondes transmises et réfléchies, tout comme l'isolation. Ces quantités sont reliées :

$$I = D + C \quad [dB] \quad (II.20)$$

Un coupleur idéal aura une directivité et une isolation infinies ($S_{14} = 0$). Dans ce cas, α et β peuvent être déterminés à partir du facteur de couplage C [3].

Les coupleurs hybrides sont un cas spécial de coupleurs directionnels, où le facteur de couplage est -3dB, ce qui veut dire que $\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Il existe deux types de coupleurs hybrides. Le coupleur en quadrature a un déphasage de 90° entre les ports 2 et 3 ($\theta = \phi = \pi/2$) c'est un coupleur symétrique [7]. La matrice S est :

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.21)$$

Le T-magique ou *rat-race hybride* a un déphasage de 180° entre les ports 2 et 3 lorsque l'entrée est au port 4 : c'est un coupleur antisymétrique. Sa matrice S est :

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.22)$$

II.2.1.4 Caractéristiques d'un coupleur directionnel

Le choix d'un coupleur directionnel dépend :

- Puissance maximum à transmettre, elle dépend de la qualité de la réalisation et des dimensions du coupleur.
- Bande de fréquence d'utilisation, déterminée par le type et la technologie utilisée.
- Précision de la mesure, d'autant meilleure que la directivité du coupleur sera grande.
- Puissance minimum nécessaire pour la mesure, liée à la puissance dans la ligne principale et au facteur de couplage.

II.3 Exemples d'application

L'utilisation du coupleur se retrouve dans de nombreux systèmes électroniques :

- Déphaseur
- Déphaseur à Ferrite
- Duplexeur
- Diplexeur

II.4 Coupleur à lignes couplées

Quand il y a une proximité entre deux lignes de transmission non blindées, la puissance peut être transférée d'une ligne à l'autre en raison de l'interaction des champs électromagnétiques. On les désigne sous le nom de lignes couplées qui sont supposées fonctionner en mode TEM. On peut observer la structure du coupleur à lignes couplées dans Figure II.6.

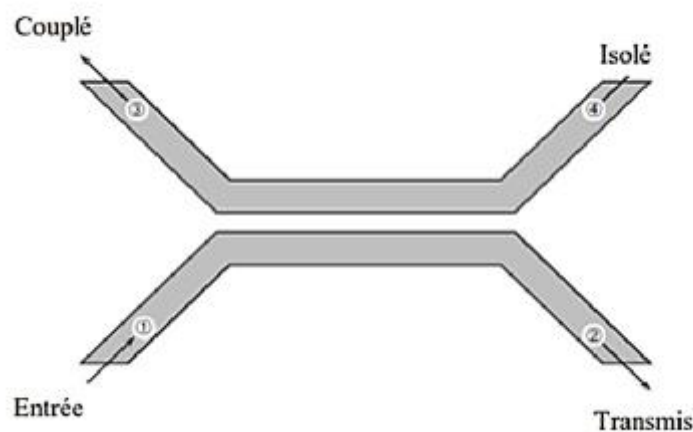


Figure II.6. Géométrie d'un coupleur à lignes couplées.

Un schéma à base de lignes de transmission est montré au niveau de la figure II.7. Ce réseau à 4 ports est terminé à tous les ports par Z_0 , et alimenté par une source de tension $2V_0$ à l'entrée (port 1). On a deux impédances pour les lignes couplées : une pour une excitation paire, et l'autre pour une excitation impaire.

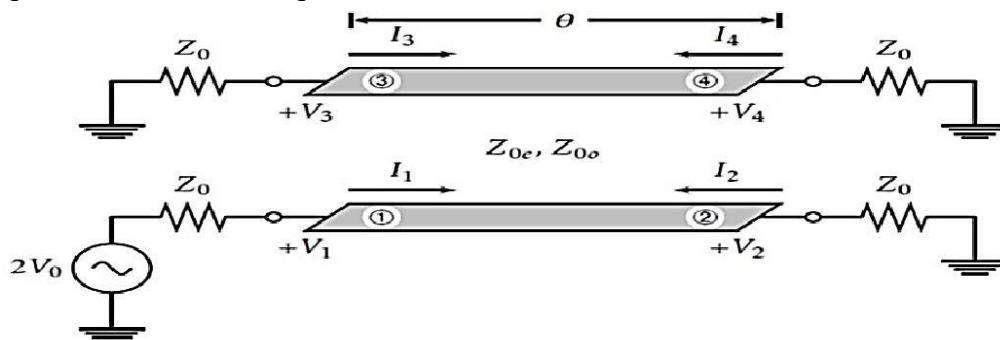


Figure II.7. Schéma d'un coupleur à ligne couplées

II.5 Coupleurs en technologie 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 coupleurs ont reçu une attention particulière. Nous citons quelques exemples des coupleurs trouvés dans la littérature [8].

II.5.1 Coupleurs 3-D SIW pour couplage faible

Cette section se concentre sur la conception de coupleurs directionnels pour le couplage faible. Ces coupleurs sont utilisés pour fournir par exemple des points de test. Ces éléments sont utiles pour le contrôle de puissance au niveau des étages du système, de la mesure d'impédance ou de l'adaptation [9].

II.5.1.1 Coupleur Schwinger

Le coupleur Schwinger a été inventé en 1946 et il est basé sur la technologie de guide d'onde conventionnel [9]. Son principe est illustré à la figure II.16, le long des cotés latéraux étroits des lignes SIW, pour le mode dominant TE_{10} . Les champs électriques sont nuls alors que les champs magnétiques sont confinés. Par conséquent, la disposition verticale de la ligne implique un couplage magnétique entre les deux sections (le couplage électrique n'est pas possible). La ligne SIW principale (celle horizontale sur la figure II.8) présente deux fentes pour le couplage et elles sont placées sur les côtés opposés du milieu de la ligne SIW, ces deux fentes couplent le dipôle magnétique avec une différence de phase de 180° et l'annulation est obtenue au niveau du port isolé. Ainsi, l'isolation ne dépend pas de la fréquence, car les longueurs des chemins des deux fentes sont les mêmes au port isolé.

Au port couplé, le signal est déphasé de 180° . Ceci est obtenu en espaçant les deux fentes d'une distance d proportionnelle à un quart de la longueur d'onde guidée $\left(\frac{\lambda_g}{4}\right)$ suivant la relation qui suit :

$$d = (2n + 1) \frac{\lambda_g}{4} \quad (\text{II.25})$$

Où n est un nombre entier positif. Comme le port couplé est en fonction de la distance, donc le couplage est dépendant de la fréquence.

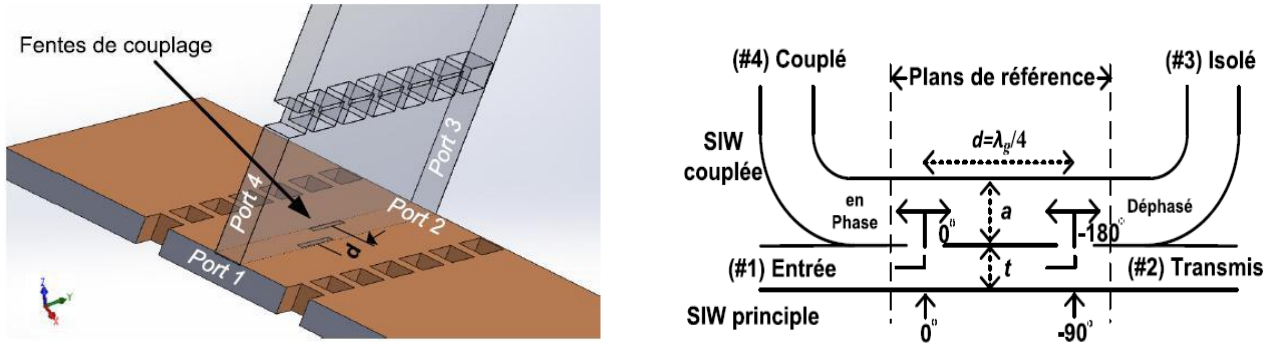


Figure II.8. Principe de fonctionnement de coupleur Schwinger.

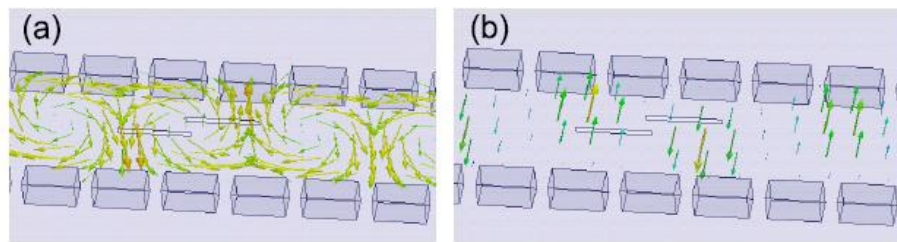


Figure II.9. Distribution du champ simulé, (a) champ magnétique, (b) champ électrique suivant la direction de propagation.

L'implémentation 3-D en technologie SIW proposée du coupleur Schwinger est illustrée sur la figure II.10.

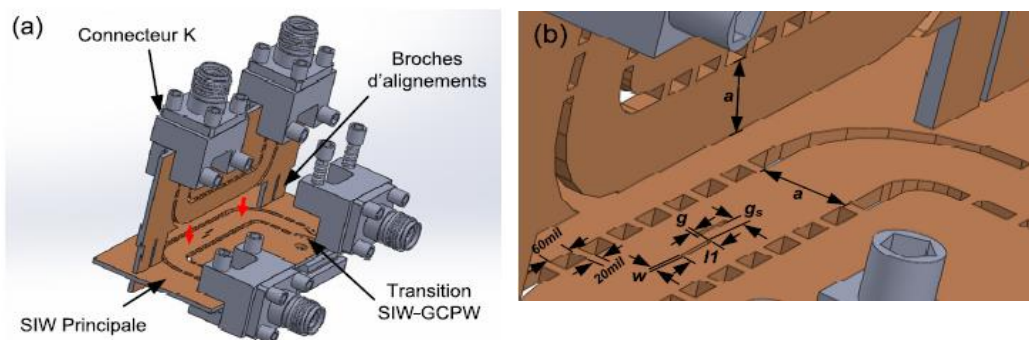


Figure II.10. Géométrie du coupleur Schwinger en technologie SIW, a) vue 3-D, b) dimensions : $a = 3.57$ mm, $l = 2.13$ mm, $w = 0.15$ mm, $g = 0.1$ mm et $g_s = 0.4$ mm

II.5.1.2 Coupleur à fentes

Le coupleur à fentes proposé en technologie SIW est illustré dans la figure II.12. Les coupleurs à fentes sont généralement constitués de guides d'onde parallèles partageant une surface commune. La structure proposée diffère de celle trouvée dans la littérature par ce que les deux guides d'ondes sont disposés perpendiculairement [8]. Toutefois, son principe est semblable. Sa structure est comparable au coupleur Schwinger de la figure II.18 à l'exception de la fente de couplage. Le bloc principal (celui horizontal dans la figure II.12) comporte trois fentes, de largeur w , situées le long de son axe de propagation, espacées d'une distance d et tournées d'un certain angle α , et qui contrôlent le niveau du couplage k . En augmentant l'angle α des slots, on couple plus d'énergie (le facteur k augmente) [10].

Le coupleur à fentes de base se compose de deux fentes séparées par $d = \lambda g/4$ [10]. Chaque fente rayonne des ondes de directions opposées dans le guide d'onde supérieur. Dans la direction directe, les deux ondes issues des fentes sont en phases et vont s'additionner indépendamment de la fréquence et de l'espacement des fentes puisqu'ils parcourent la même longueur électrique. Dans la direction inverse, les deux ondes s'annulent, puisque le déphasage est de 180° résultant de l'espacement $\lambda g/4$ entre les fentes. Pour cette structure, comparativement au coupleur Schwinger, l'isolation dépend de la fréquence alors que le couplage n'en dépend pas. Un comportement directionnel similaire peut être obtenu en utilisant trois fentes séparées par $d = \lambda g/6$ à la place de deux fentes. Dans le sens direct, les ondes issues des trois fentes s'additionnent en phase puisqu'elles auront parcouru $\lambda g/3$. L'annulation est obtenue lorsque les ondes ont les mêmes amplitudes (compte tenu de la valeur faible de k) et des différences de phase de 0° , 120° et 240° . La structure proposée est basée sur la configuration à 3 slots [11].

Pour cette structure, certaines contraintes géométriques doivent être considérées. En plus de la limitation au niveau de la largeur w réalisable en fabrication, la longueur de la fente doit obéir à la relation suivante :

$$l_s < t \quad (2.26)$$

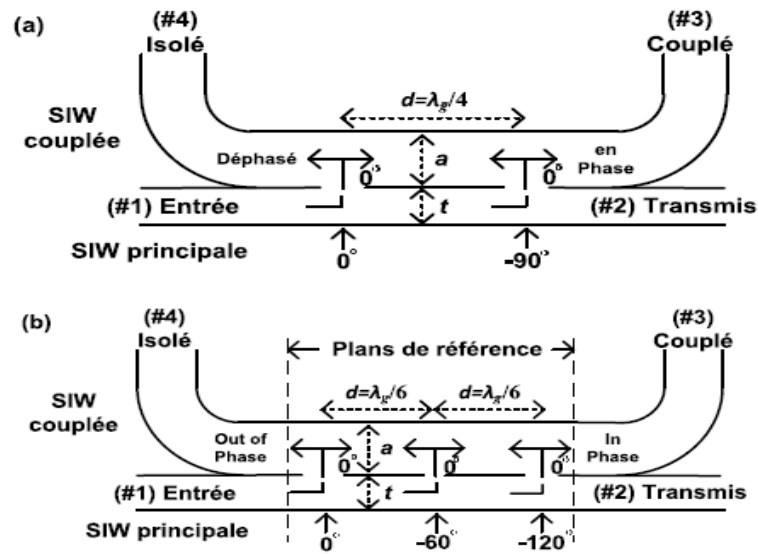


Figure II.11. Principe de fonctionnement du coupleur à fentes, a) deux fentes et, b) trois fentes.

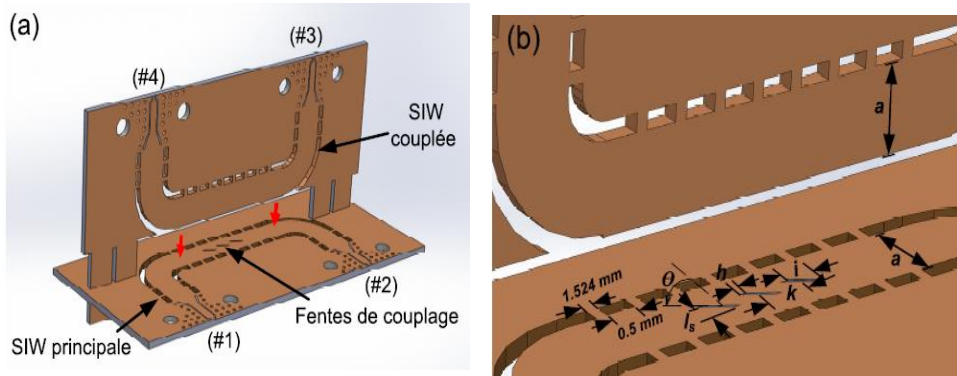


Figure II.12. Géométrie du coupleur à fentes en technologie SIW, a) vue 3-D, b) dimensions : $l_s = 0.62$ mm, $h = 0.33$ mm, $k = 2.26$ mm, $i = 1.43$ mm et $a = 3.57$ mm

Un coupleur à fentes de 20 dB a été conçu pour un fonctionnement large bande dans la bande K, comme expliqué dans la section précédente.

La simulation du champ électrique à la fréquence de 35 GHz se trouve à la figure II.13[12].

a) où les caractéristiques d'isolement peuvent être observées.

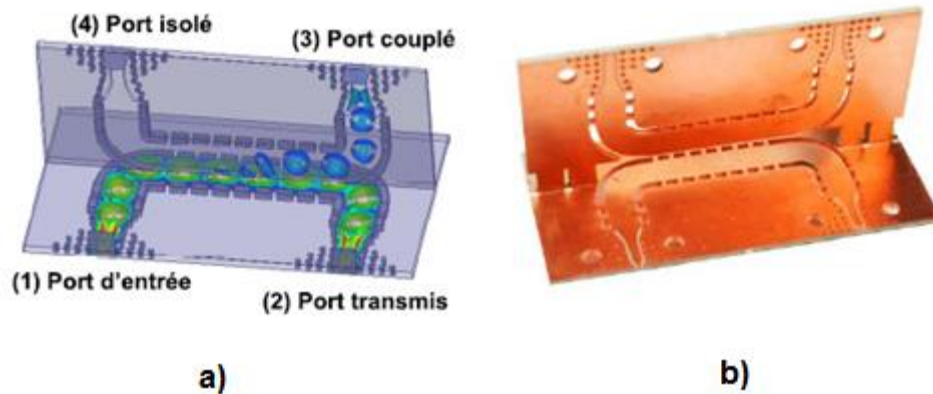


Figure II.13. a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz, b) photographie du coupleur à fentes 20 dB fabriqué.

D'après les résultats de simulation on voit que le coupleur est bien directif et bien isolé [12].

II.5.2 Coupleur 3-D SIW pour couplage élevé

L'utilisation du couplage magnétique avec des fentes situées au milieu de la ligne SIW principale ne permet pas d'avoir du couplage élevé. C'est parce que le maximum du champ magnétique du mode TE_{10} est minimal au milieu et maximal dans les côtés de la ligne. Pour atteindre des valeurs plus élevées de couplage, il est nécessaire de concevoir un autre type de structure. Pour cela, nous avons cherché comment rendre le coupleur de type Riblet planaire tridimensionnelle [13].

II.5.2.1 Coupleur 3 dB SIW de type Riblet tridimensionnel

Le coupleur SIW de type Riblet peut être réalisé par la juxtaposition de deux lignes SIW dont le couplage est assuré par une fente courte située dans la partie commune de deux de leurs petites faces accolées. Le couplage est ajusté en contrôlant les dimensions de la région de la fente pour générer le motif d'interférence pour la propagation des modes TE_{10} et TE_{20} . La structure qu'on propose diffère de celle classique par le fait que les deux guides d'ondes sont disposés perpendiculairement [14]. Pour avoir cette configuration, il fallait trouver le moyen de faire. Ainsi nous avons proposé et introduit la ligne SIW pliée qui a permis de rendre la région commune tridimensionnelle. Le coupleur est constitué par l'assemblage de deux PCB où chacun contient une ligne SIW [10]. Une partie du PCB vertical est insérée dans le PCB horizontal permettant l'alignement. Une vue 3D est présentée à la figure II.14.

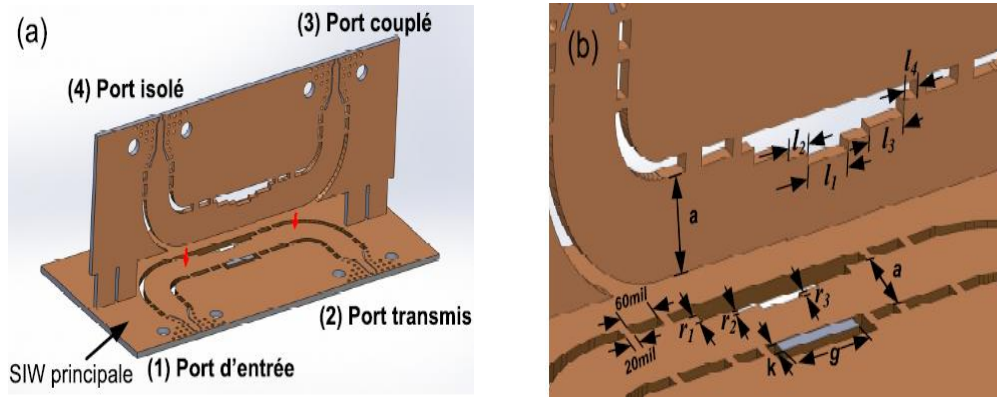


Figure II.14. Géométrie du coupleur 3 dB Riblet en technologie SIW, a) vue 3-D et b) dimensions : $a = 4$ mm, $r1 = 0.6$ mm, $r3 = 0.27$ mm, $r1 = 0.4$ mm, $k = 0.76$ mm, $g = 4.86$ mm, $l1 = 2.54$ mm, $l2 = 1.3$ mm et $l3 = 2.18$ mm[12].

La distribution du champ électrique lorsque le port 1 est alimenté est présentée dans la figure II.15 a). La photographie du prototype en bande Ka est représentée sur la figure II.15b).

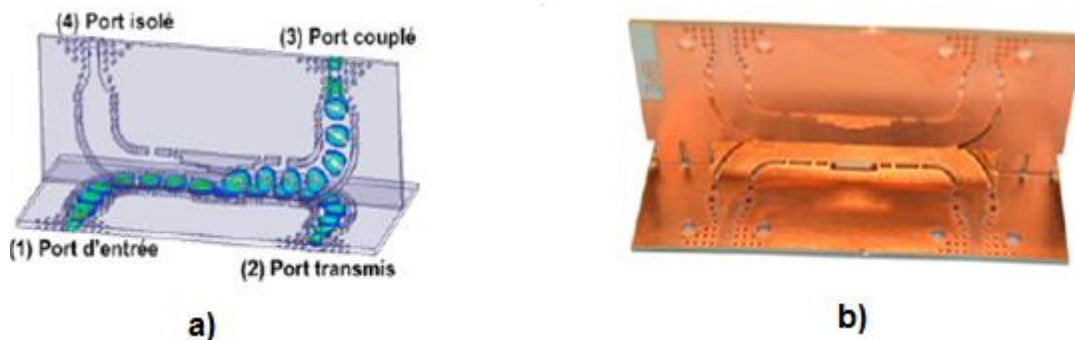


Figure II.15. a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz, b) photographie du coupleur de type Riblet 3 dB fabriqué [12].

II.5.2.2 Coupleur directionnel bicouche SIW 3 dB/90°

Cette section présente une nouvelle topologie de coupleur large bande à deux couches avec la technologie SIW. Le coupleur proposé est réalisé par deux guides d'ondes parallèles et superposés ayant trois paires de fentes circulaires résonnantes dans leur large paroi commune. Une étude paramétrique du coupleur est réalisée, autour de l'effet du nombre de fentes circulaires utilisées, du rayon des fentes et leur positionnement série ou parallèle, sur le niveau de couplage. Comme la taille est l'un des critères à prendre en compte, pour augmenter le facteur de couplage, deux cas de figures peuvent être réalisés [3] :

1. Mettre les fentes circulaires de façon linéaire ou en série utilisant la méthode de Cheby shev [14]-[15].
2. Mettre les fentes circulaires en parallèle.

Le premier cas est à exclure du fait de la taille du circuit qui va augmenter et dont il faut tenir en compte. Toutefois, certains travaux, utilisant le dernier cas, ont été publiés [16]. Cependant, ce concept souffre d'une réelle corrélation entre le niveau de couplage, la taille et le nombre de fentes circulaires utilisées pour obtenir un couplage de 3dB. Par conséquent, notre approche appelée le concept 3-3 fentes circulaires ou 3 paires de fentes circulaires (**3PFC**) (c'est-à-dire 3 fentes circulaires de part et d'autre du plan de symétrie de la structure) nous donne d'excellents résultats en termes de couplage, de directivité, d'isolation, de phase et de bande passante sans affecter la taille du coupleur. Grâce à ces caractéristiques, le coupleur proposé est un bon candidat pour la conception du réseau d'alimentation à formation de faisceaux dans le cas des topologies à deux couches [17].

Le coupleur directionnel 3dB/90° proposé est illustré à la figure II.16 [17].

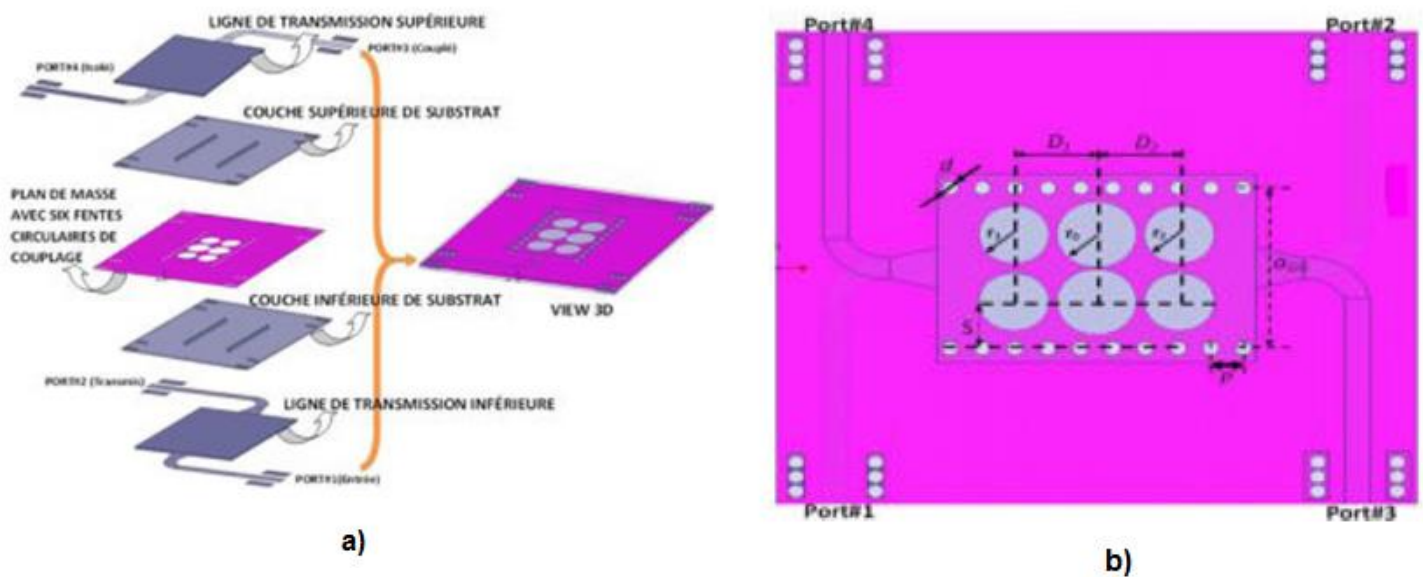


Figure II.16. Le coupleur directionnel bicouche 3dB/90° développé, **a)** Vue en 3D, **b)** Vue de haut avec les paramètres des fentes circulaires.

La figure II.17 montre les paramètres S , à savoir, le facteur de couplage S_{31} , le coefficient de transmission S_{21} , le coefficient de réflexion S_{11} et l'isolation S_{41} [17].

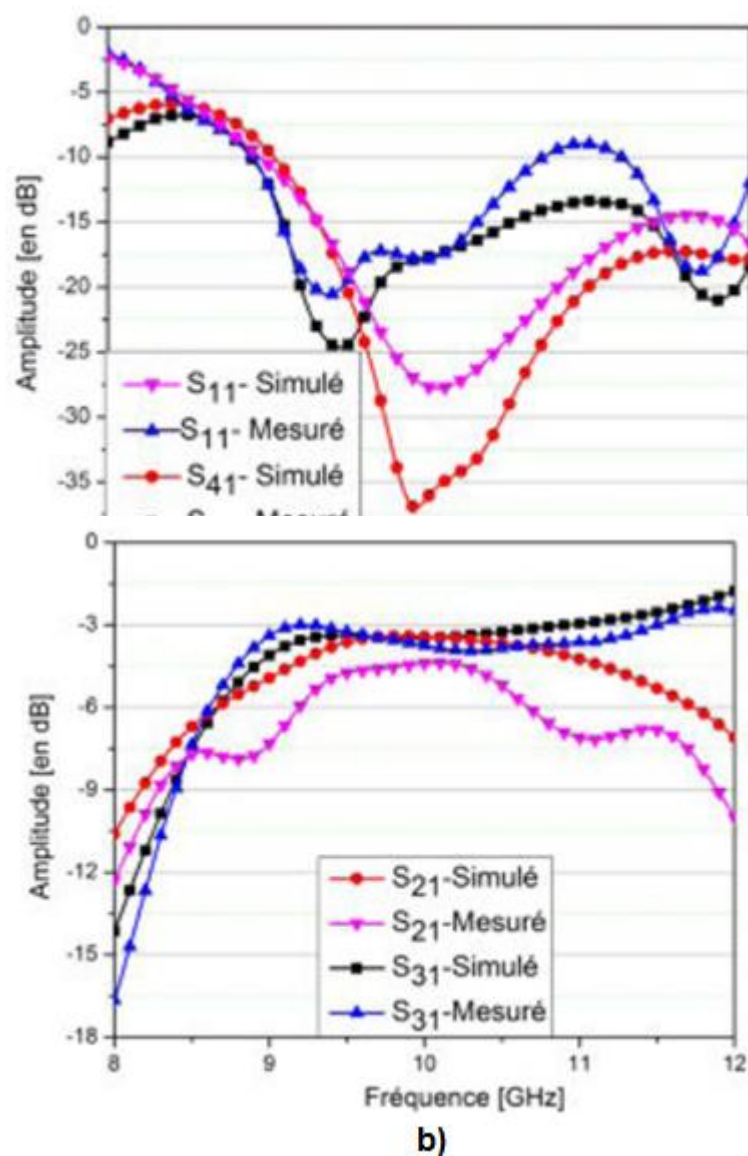


Figure II.17 : Résultats de mesure et de simulation du coupleur directionnel 3dB, a) Coefficient de réflexion S_{11} et Coefficient d'isolation S_{41} . b). Niveau de couplage S_{31} et Coefficient de transmission S_{21} .

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de fonctionnement des coupleurs directifs. Nous avons évoqué quelques types de coupleurs de technologies variées qui trouvent leurs applications dans le domaine des hyperfréquences. Les différents concepts de couplage, d'isolation et de transmission nous ont permis de comprendre les principes physiques sur lesquelles se base le fonctionnement des coupleurs.

Le prochain chapitre sera consacré à la conception et simulation par le logiciel CST Microwave Studio, de structures de coupleurs en technologie SIW dans le but d'analyser leur fonctionnement par l'interprétation des résultats fournis par ce logiciel.

Chapitre III

Résultats de Simulation

III.1 Introduction

Le développement des systèmes de communication modernes en microondes nécessite la haute qualité et la haute densité des circuits d'intégration. Le coût et la taille sont deux exigences essentielles de ces systèmes, qui utilisent les dispositifs passifs construits en technologie « guide ».

Les coupleurs, par exemple, trouvent beaucoup d'applications dans les systèmes de communications. Ils ont été étudiés de façon intensive pendant des décennies, la conception des coupleurs de haute qualité, sont soit trop chères ou incapables de fournir les performances requises. Récemment, une pratique intéressante de procéder à l'intégration planaire appelé guide d'onde intégré au substrat SIW a suscité beaucoup d'intérêt.

Ce dernier chapitre est consacré à la présentation des résultats de simulation des guides d'ondes à base de la technologie SIW ainsi que le coupleur half-mode hyperfréquence pour télécommunication spatiales fonctionnant dans la fréquence de coupure de 25 GHz. La conception a été achevée en employant le simulateur commercial disponible au niveau du laboratoire de télécommunication CST Studio Suite.

III.2 Résultats de simulations et discussions

Conception d'un guide d'onde SIW avant l'adaptation Nous présentant dans cette section les résultats de simulation d'un guide d'onde opérant dans la gamme des fréquences entre 20 et 40 GHz. Afin de permettre un fonctionnement correct dans la bande précitée, la fréquence de résonance devra être 25 GHz. Le guide SIW est conçu sur Rogers RT5880 avec pertes, les caractéristiques de diélectrique et les dimensions de notre guide d'onde SIW dans la bande sont bien écrites dans le tableau suivant :

Tableau III-1. Paramètres du guide SIW avec les caractéristiques du diélectrique.

La longueur du guide	L	12
La largeur du guide	W_{siw}	5
Le diamètre des vias	d	0.55
La distance entre les vias	p	1.1
L'épaisseur de substrat	h	0.508
L'épaisseur du conducteur	t	0.05
Permittivité relative	ϵ_r	2.2
Tangente de pertes	$\tan\delta$	0.0009
La fréquence de résonance	f_c	25 GHz

Après le calcul des dimensions du guide (les résultats sont présentés dans le tableau), nous avons simulé le guide SIW, la figure ci-dessous montre le modèle que nous avons conçu avec les dimensions précédentes (Les valeurs sont exprimées en mm).

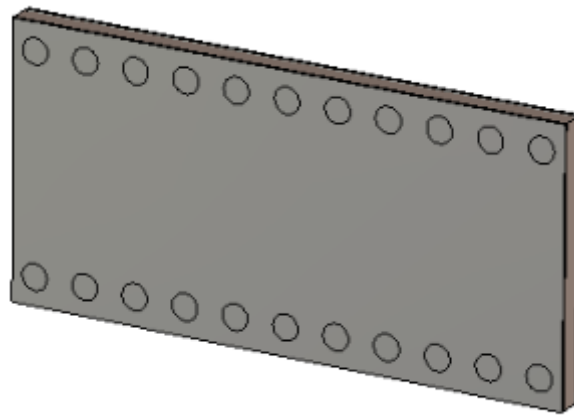
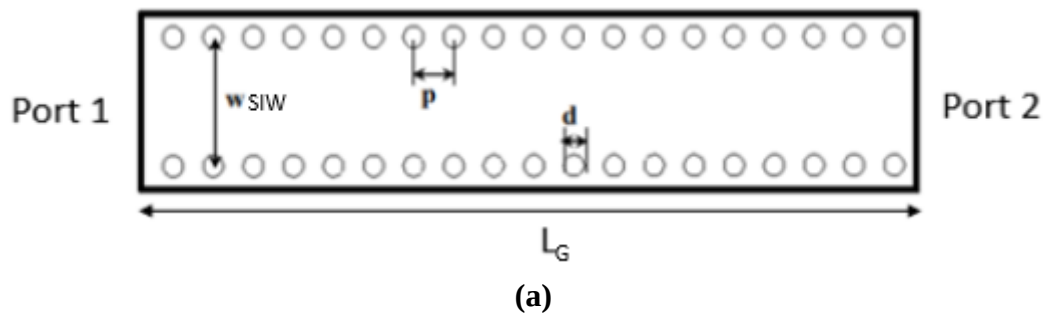
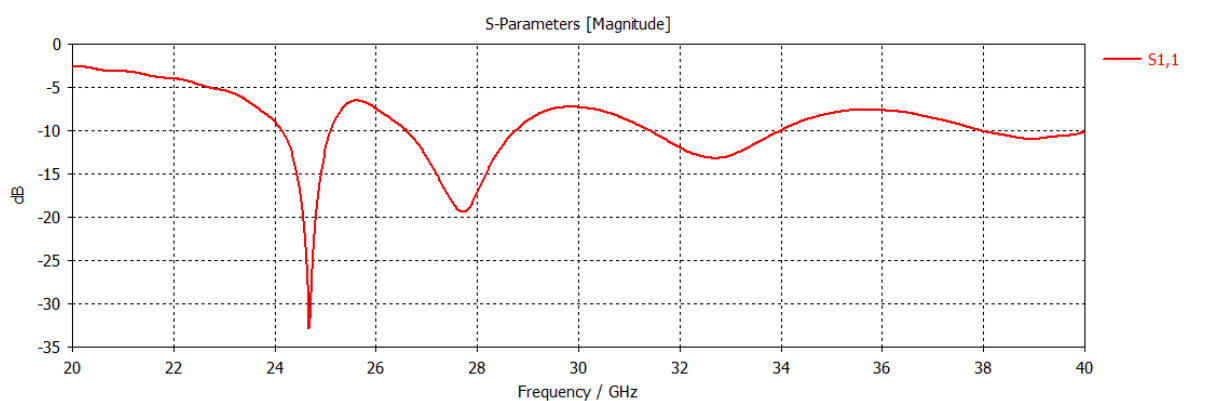


Figure III-1. (a) structure du guide SIW avec ses paramètres, (b) vue perspective du guide SIW tirée du logiciel CST

Les résultats obtenus à l'aide de CST sont illustrés dans les Figures **Figure III.2** qui représentent les puissances transmises et réfléchies d'entrée et de sortie.



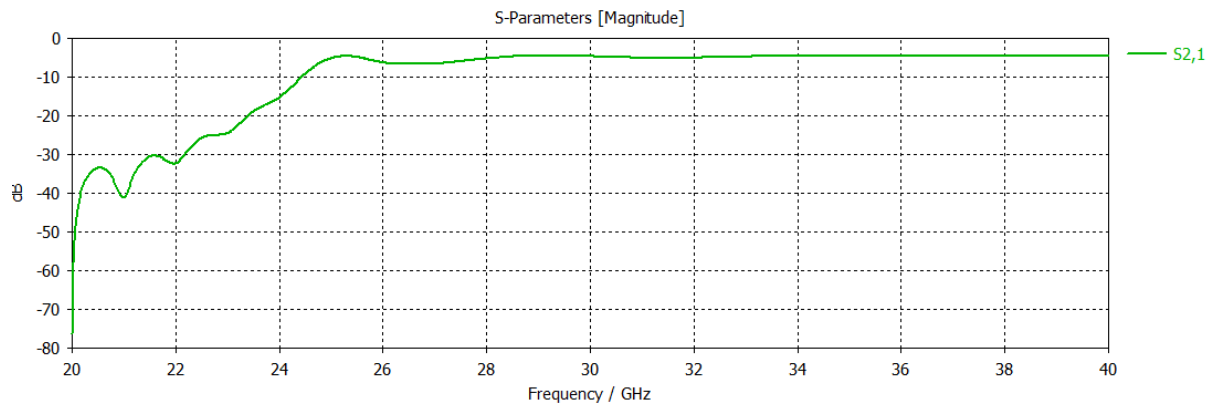


Figure III.3 Coefficient de transmission S_{21} du guide SIW avant l'adaptation.

Un autre phénomène est également important, c'est la distribution de champ électromagnétique le long du guide d'ondes dans le plan transversal à la direction de propagation. Nous présentons la distribution de champ électrique simulé à la fréquence 25 GHz dans la figure III-4. Il est à noter que dans la simulation, nous avons supposé que la propagation se fait selon le mode fondamental TE_{10} , et c'est ce que nous obtenons.

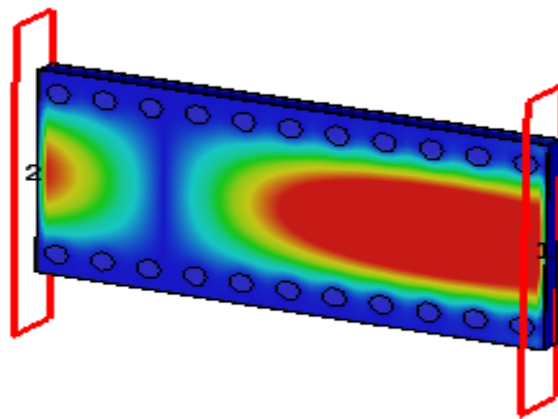


Figure III.4. La distribution du champ électrique du guide SIW à la fréquence de coupure 25GHz.

D'après le coefficient de réflexion S_{11} , on remarque que le guide n'est pas bien adapter, pour ce faire, on doit donc ajouter un taper, c'est ce que nous ferons ensuite.

III.2.1 Conception d'un guide d'onde SIW après l'adaptation

Le taper micro-ruban est utilisé pour adapter l'impédance de sortie du guide SIW à l'impédance d'entrée de la ligne micro-ruban. On calcule les dimensions du taper *lin*, *lout*, *win* et *wout* qui seront intégrées au guide d'onde SIW sous l'outil de simulation CST Studio.

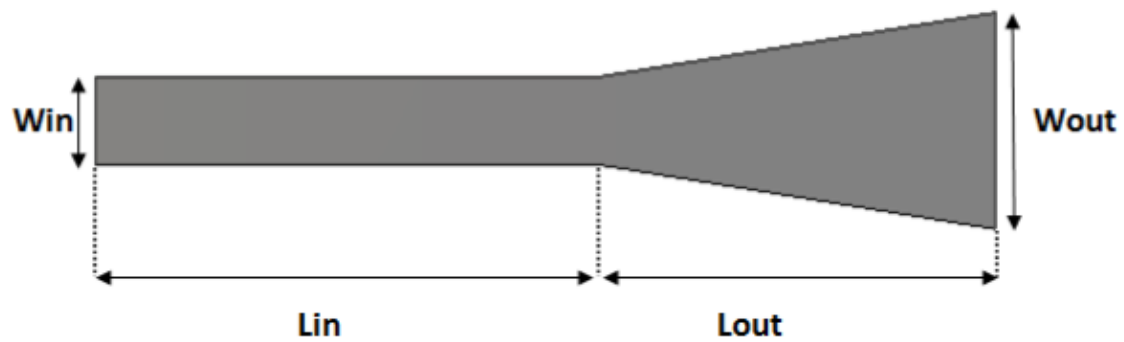
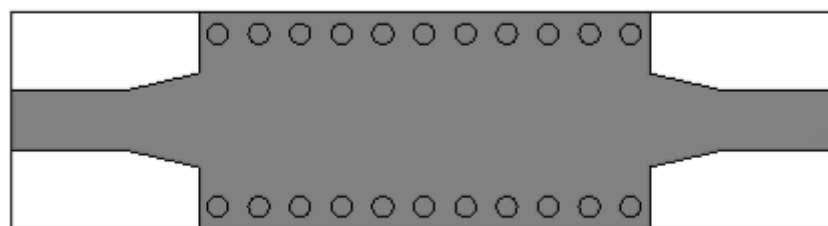
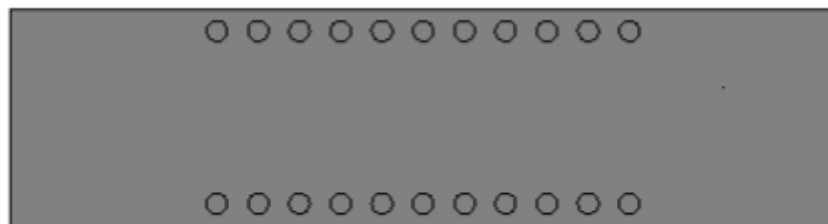


Figure III.5. Structure générale du taper avec ces paramètres.
Les dimensions en mm sont données par : $w_{in} = 1.57$, $w_{out} = 2.5$, $l_{in} = 3$ et $l_{out} = 2$.



(a)



(b)

Figure III.6. Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande millimétrique ; (a) Vue de face, (b) Vue en dos.

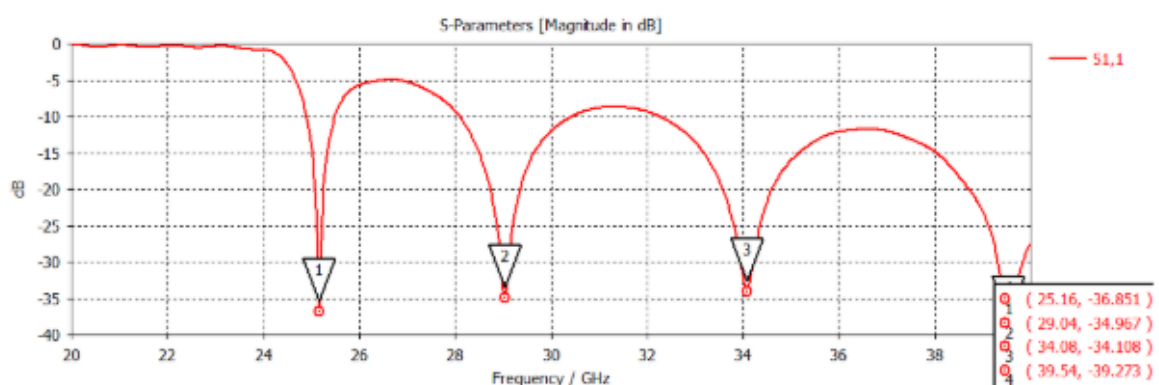


Figure III.7. Coefficient de réflexion S_{11} du guide SIW après l'adaptation

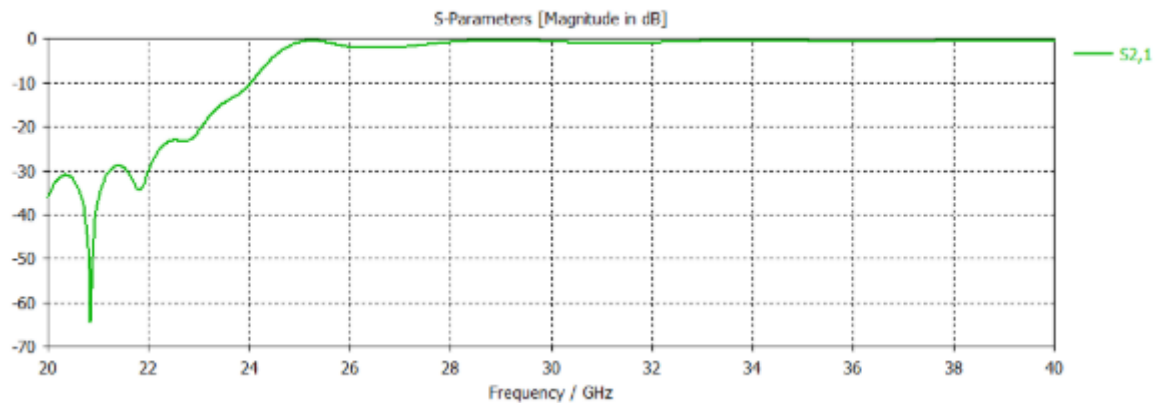


Figure III.8. Coefficient de transmission S_{21} du guide SIW après l'adaptation.

L'objectif initial de cette structure était d'obtenir une puissance réfléchie inférieure à la fréquence de coupure $f_c = 25$ GHz dans la bande millimétrique. Les figures présentent les résultats des coefficients de transmission et de réflexion.

Nous remarquons qu'il y a une amélioration dans les coefficients par rapport à la structure précédente, nous avons obtenus des pics inférieurs à -10 dB entre 25 et 40 GHz et un coefficient de transmission maximale qui atteint à 0 dB. Nous remarquons qu'aucune transmission n'est possible dans les fréquences inférieures à celle de coupure qui est de 25 GHz.

Dans la **Figure III.9**, nous observons de façon très claire la propagation du champ électrique à l'intérieur de notre structure à cause de la présence des vias métalliques dans les deux côtés latéraux. L'analyse de la distribution de champ électrique peut-être effectuée sur un plan, la réduction du domaine de calcul en deux dimensions, réalisant ainsi des économies importantes en temps CPU et mémoire.

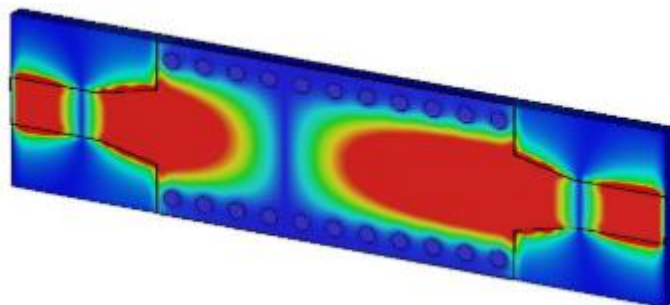


Figure III.9. Propagation du champ électrique dans le guide.

III.2.2 Etude d'une structure half-mode

Maintenant nous avons coupé notre guide précédent en deux, cette nouvelle structure réalisée est dite HMSIW « half mode substrat integrated waveguide ». Qui est représentée sur la **Figure III.10**

Dans cette partie, nous allons faire une étude paramétrique sur le half mode, on fait varier le paramètre « wsiw » du guide et on lance notre simulation les résultats de simulation sont illustrés dans la **Figure III.11**.

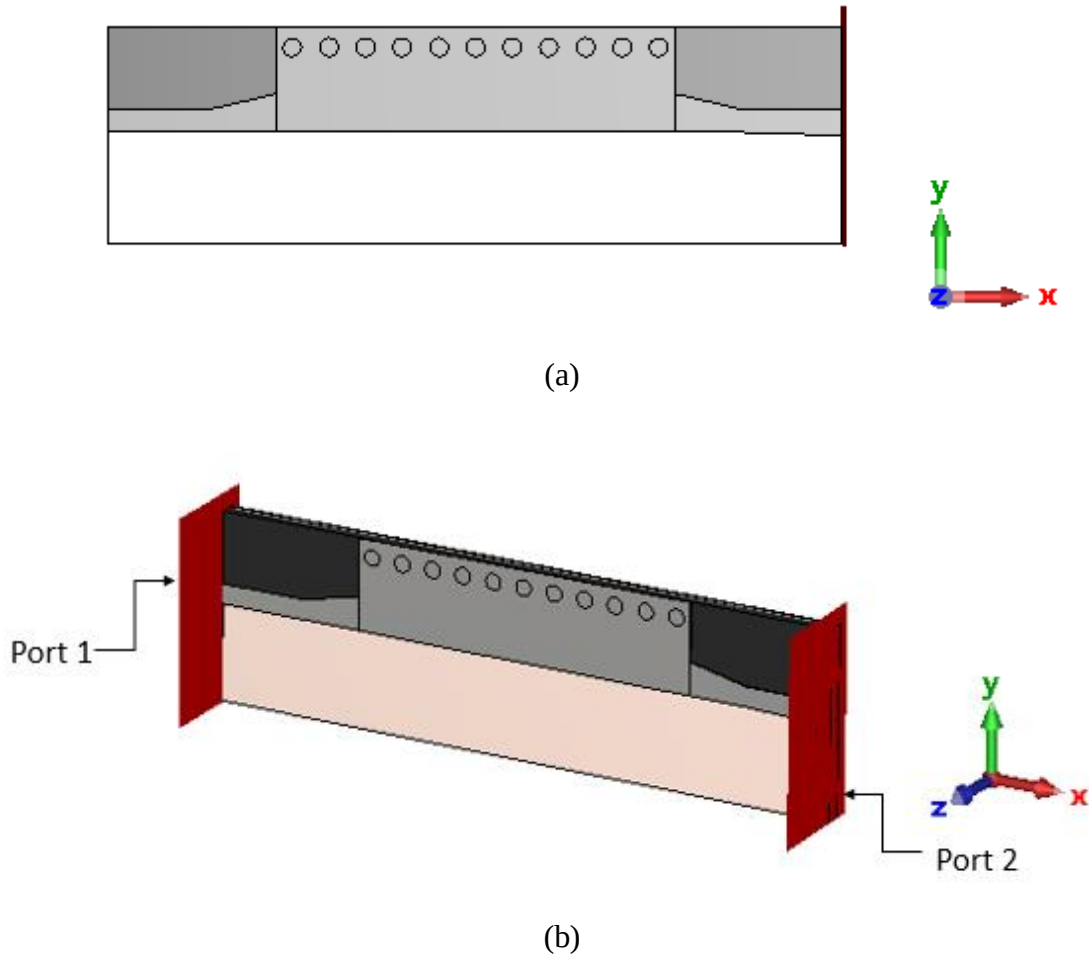


Figure III .10. Structure de HMSIW (a), vu face, (b),vu perspective

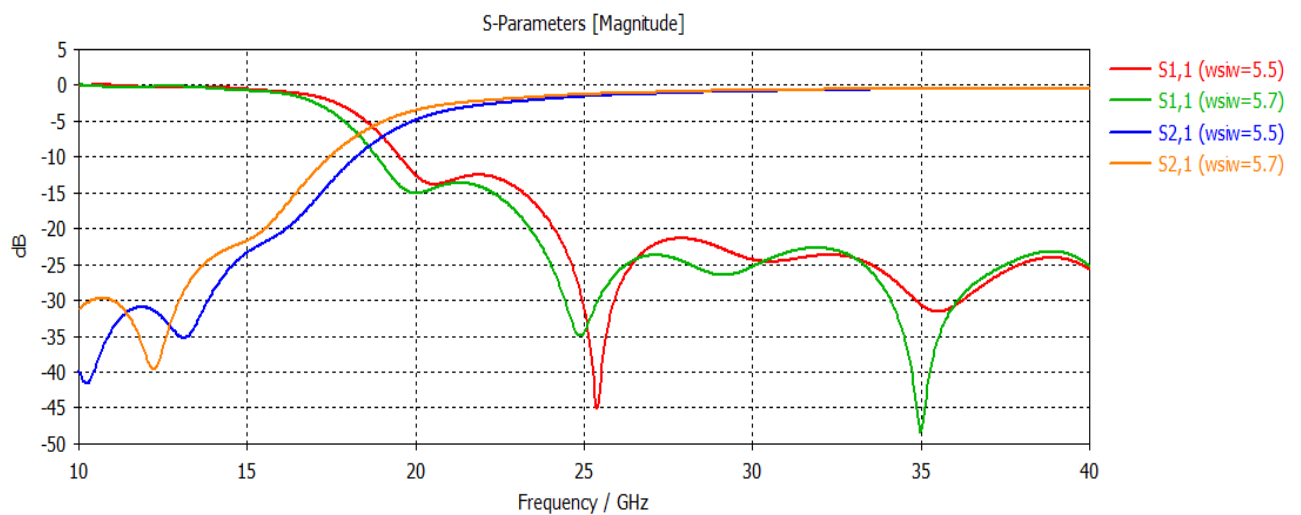


Figure III.11. Résultats de simulation des paramètres S_{11} , S_{21} .

Le coefficient de réflexion S_{11} est inférieure à -20 dB avec des pics qui atteignent -45 dB a la fréquence 25 GHz et une transmission maximale autour de -3 dB cela implique que la performance du guide HMSIW reste la même que celle du guide SIW.

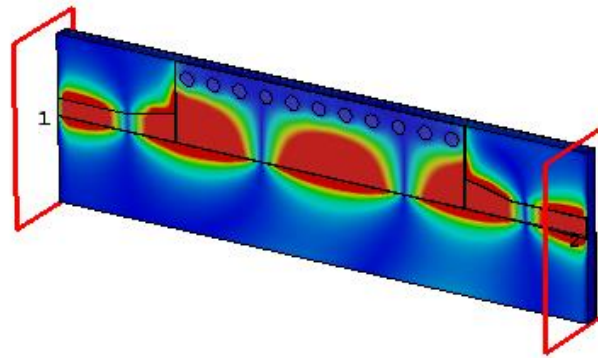
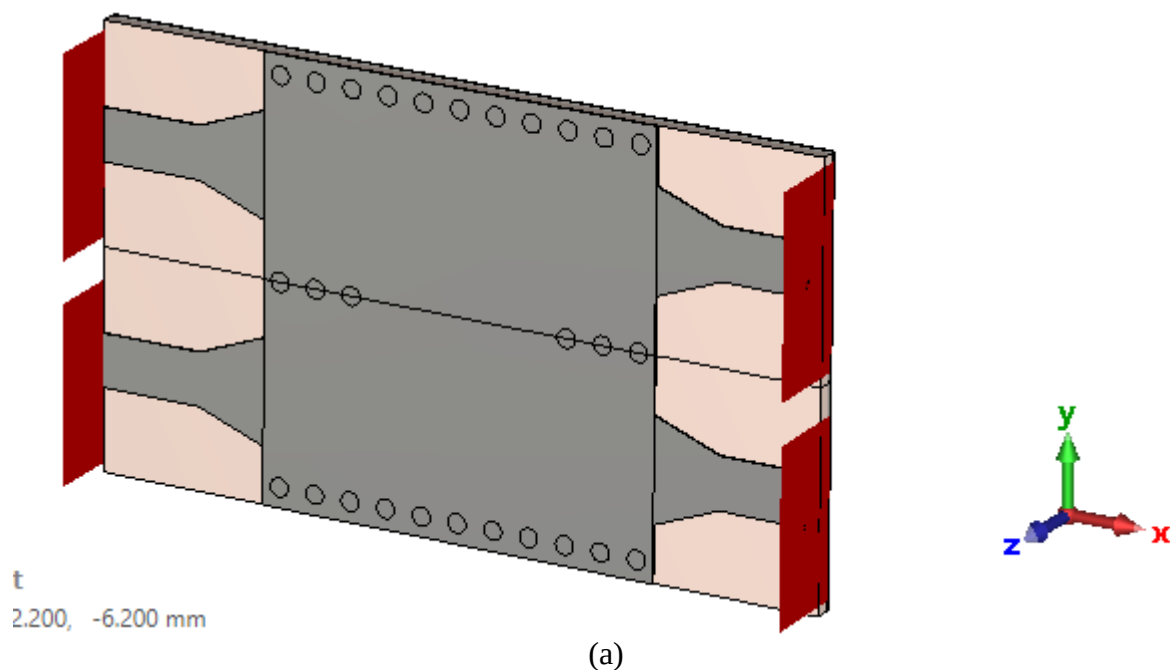


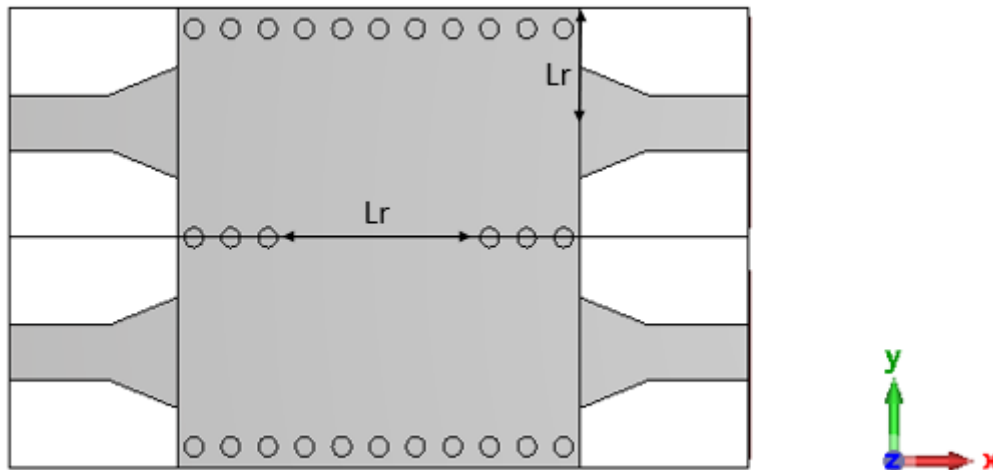
Figure III.12. Répartition du champ électrique dans le guide HMSIW.

Comme nous observons sur la figure précédente, le champ est bien distribué au niveau de la moitié du guide d'onde, donc la propagation guidée est inchangée lors de la coupe à travers la paroi magnétique.

III.3 Conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la fréquence 25 GHz

Dans cette section, nous avons analysé avec le logiciel CST, un coupleur directif en technologie SIW, ce type de coupleur a bien été défini dans le deuxième chapitre, en résumé que le coupleur est constitué de deux guides d'ondes rectangulaires SIW connectés en parallèles, nous allons changer la longueur L et la largeur W_{siw} par injection des vias métalliques pour obtenir le couplage désiré dans notre guide. Les paramètres caractéristiques du coupleur directif SIW sont : $l_{\text{in}} = 3$, $w_{\text{in}} = 1.57$, $l_{\text{out}} = 2$, $w_{\text{out}} = 3.125$, $w_{\text{siw}} = 5.7$ et $L_r = 3$.





(b)

Figure III.13. Structure du coupleur directif SIW dans 25 GHz, (a) Vue perspective, (b) Vue en face.

Les résultats de simulation du coupleur directionnel SIW sont montrés dans la figure III.14

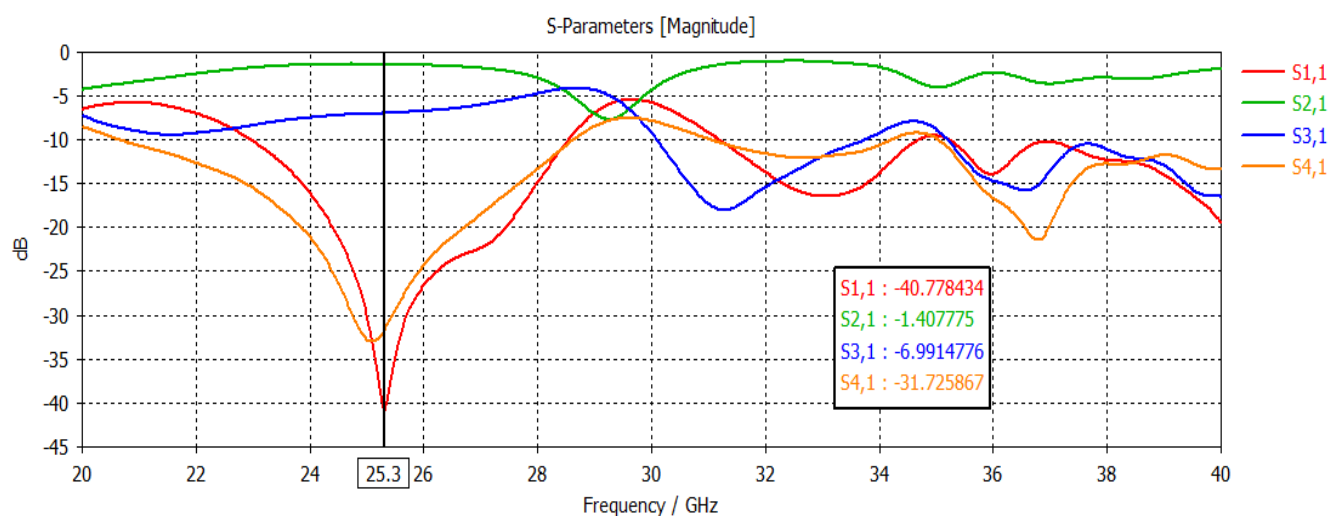


Figure III.14. Paramètres [S] du coupleur directif SIW

Le coefficient de réflexion S_{11} est inférieure à -10 dB avec un pic qui atteint les -40.77 dB. Les paramètres de transmission S_{21} et S_{31} sont égale à -1.40 dB et - 6.99 dB respectivement dans la bande de fréquence considérée. La différence de phase entre le port transmis et le port couplé est représentée sur la Figure III.15. Elle oscille autour de 90°.

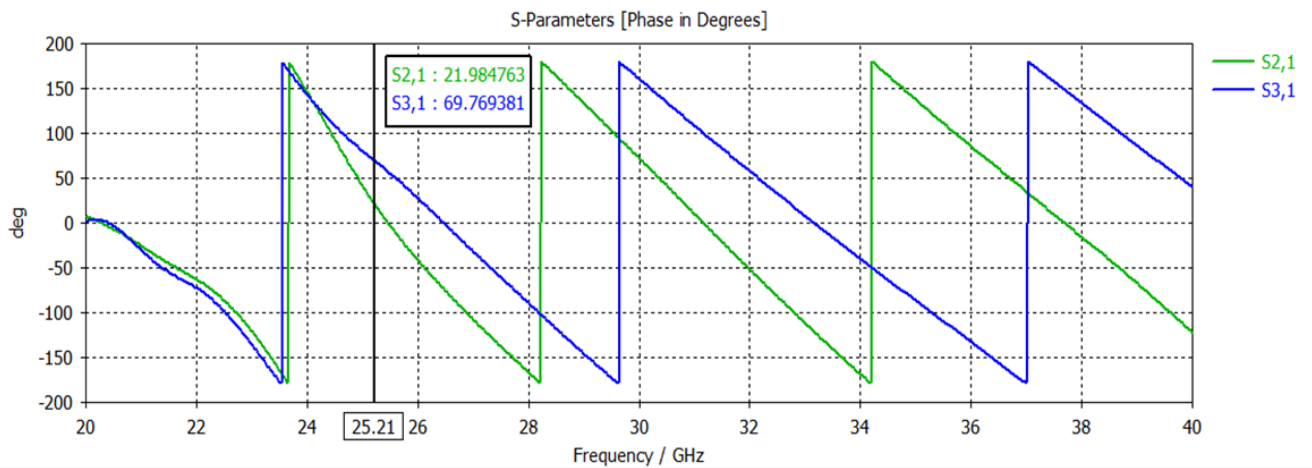


Figure III.15. Résultats simulés et mesurés de la différence de phase entre le port transmis S_{21} et le port couplé S_{31} .

La figure III.16 présente la cartographie du champ électrique du mode TE_{10} du coupleur directif dans la fréquence 25.21 GHz.

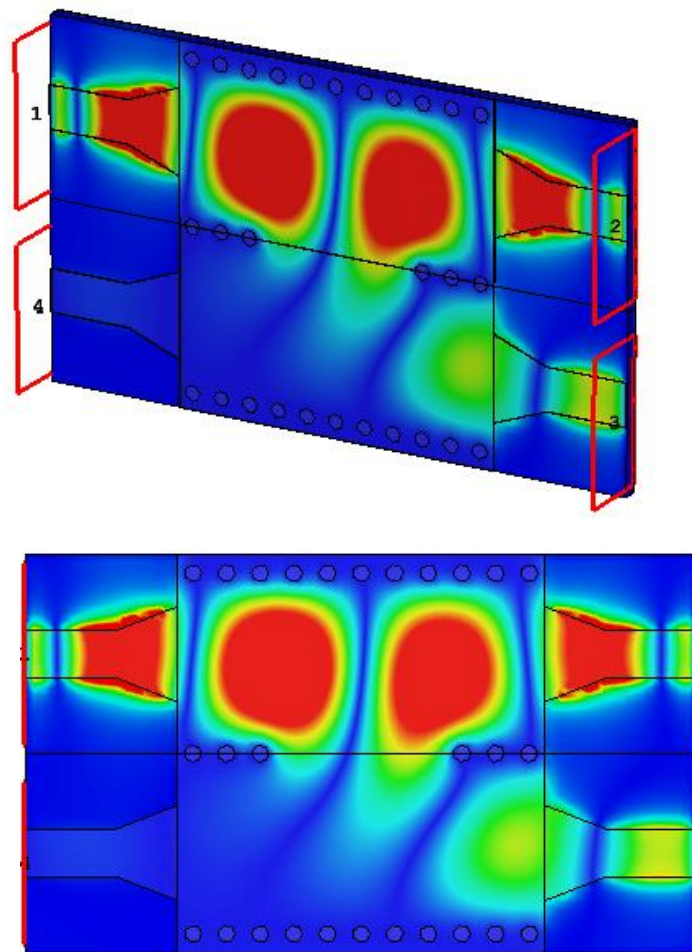


Figure III.16. Distribution du champ électrique du mode TE_{10} à $f = 25$ GHz.

Nous remarquons que la puissance est propagée dans le port 2 et le port 3, et isolée dans le port 4. Ainsi que la propagation du champ électrique est bien localisée à l'intérieur du conducteur.

La deuxième topologie du coupleur directif SIW nous allons jouer sur la distribution des vias métalliques et faire une étude paramétrique sur le paramètre « wsiw » pour obtenir le couplage désiré.

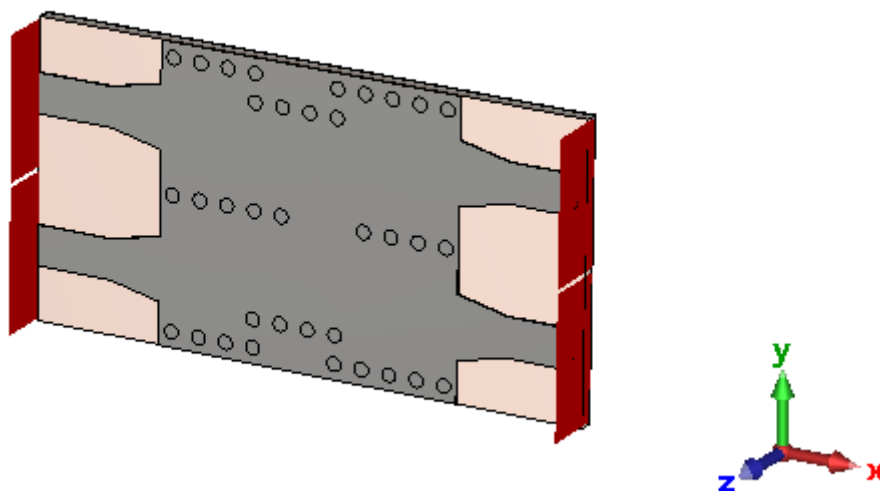


Figure III.17. Structure de deuxième topologie du coupleur SIW après la variation des vias.

Les résultats de simulation du coupleur directionnel SIW sont montrés dans la figure suivante

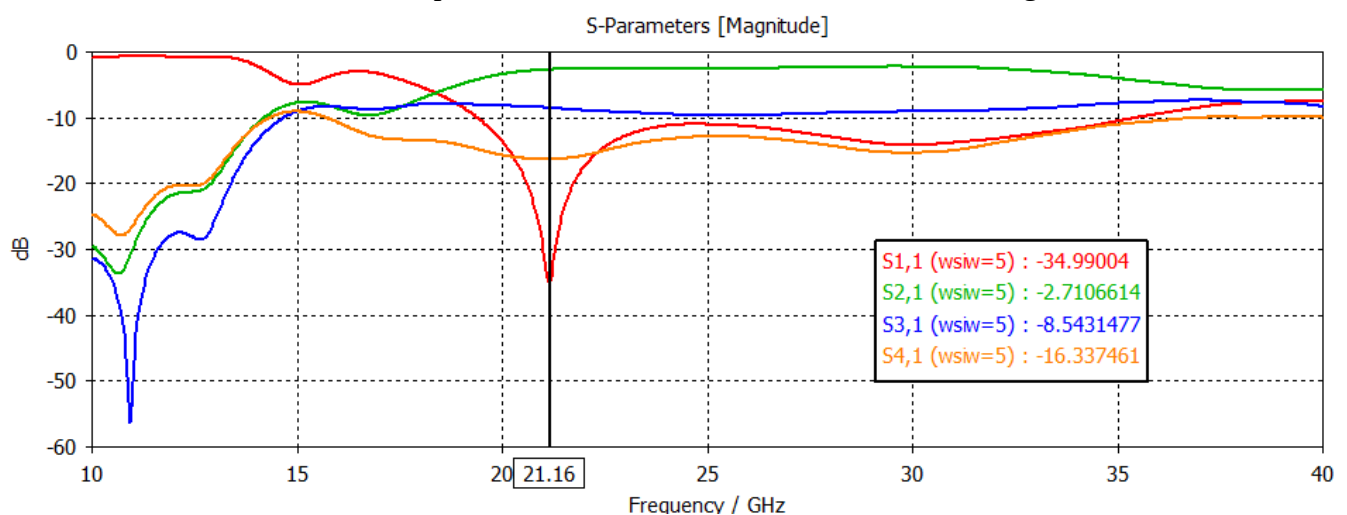


Figure III.18. Résultats de simulation (S_{11} , S_{21} , S_{31} et S_{41})

Le coefficient de réflexion S_{11} est inférieure à -10 dB avec un pic qui atteint les -34.99 dB. Les paramètres de transmission S_{21} et S_{31} sont égale à -2.71 dB et - 8.54 dB respectivement

dans la bande de fréquence considérée. La différence de phase entre le port transmis et le port couplé est représentée sur la **Figure III.19** Elle oscille autour 90°.

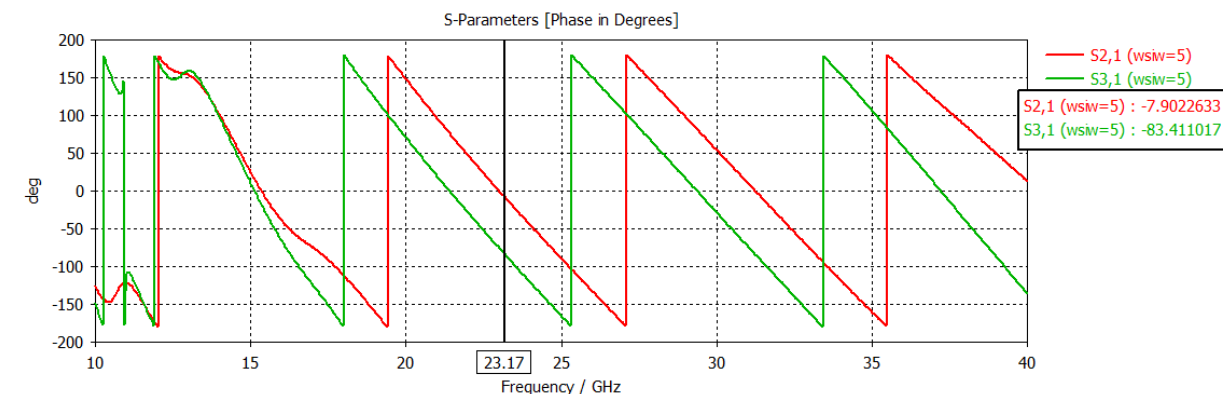


Figure III.19. Résultat de simulation

La figure III.20 présente la répartition du champ électrique du mode TE₁₀ du coupleur directif dans la fréquence 23.17 GHz.

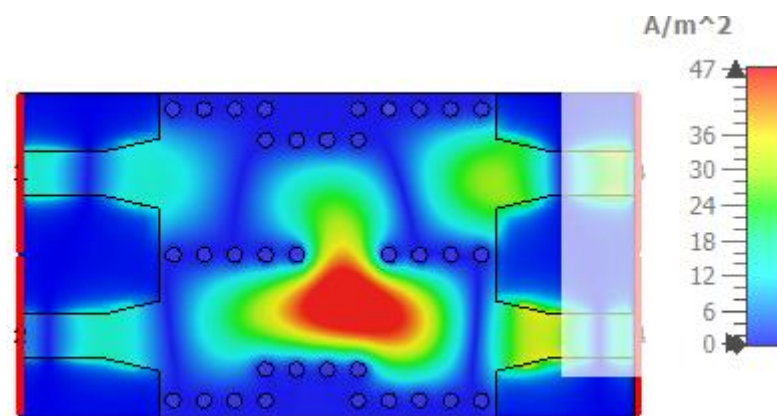


Figure III.19 Répartition de champ électromagnétique

III .4 Conception du coupleur directif SIW demi-mode (-3dB) fonctionnant à 25GHz

Cette partie est consacrée à la présentation de nouvelle topologie originale d'un coupleur directif -3dB demi-mode en technologie SIW opérant à la fréquence 25 GHz possédant quatre ports, que nous pouvons concrétiser à partir de la structure du coupleur directif SIW étudié précédemment - sachant qu'il faut avoir un déphasage de 90°-, ainsi que leurs résultats de simulations, en utilisant le simulateur CST Microwave Studio.

Afin de réaliser ce coupleur SIW demi-mode, nous avons coupé notre coupleur précédent ce qui peut réduire la taille de près de 50% sans détériorer les performances. Cela nécessite de toucher aux toutes les dimensions Win, Wout, Lin, Lout, et Wsiw , et de jouer aux nombre et positionnement des vias pour aboutir à une meilleure adaptation

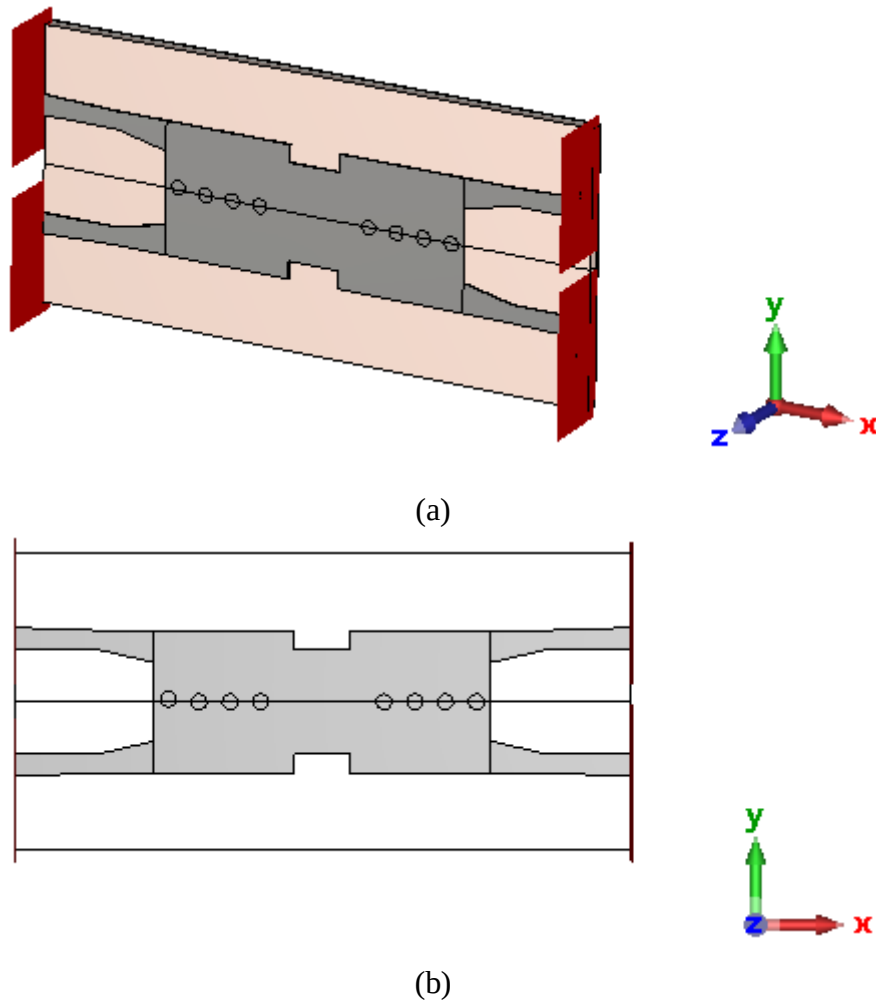


Figure III.21. Nouvelle topologie du coupleur directif SIW demi-mode avec les paramètres : $l = 12$, $w_{siw}=4.5$, $w_{in}=1.57$, $w_{out}=2.5$, $l_{in}=3$, $l_{out}=2$

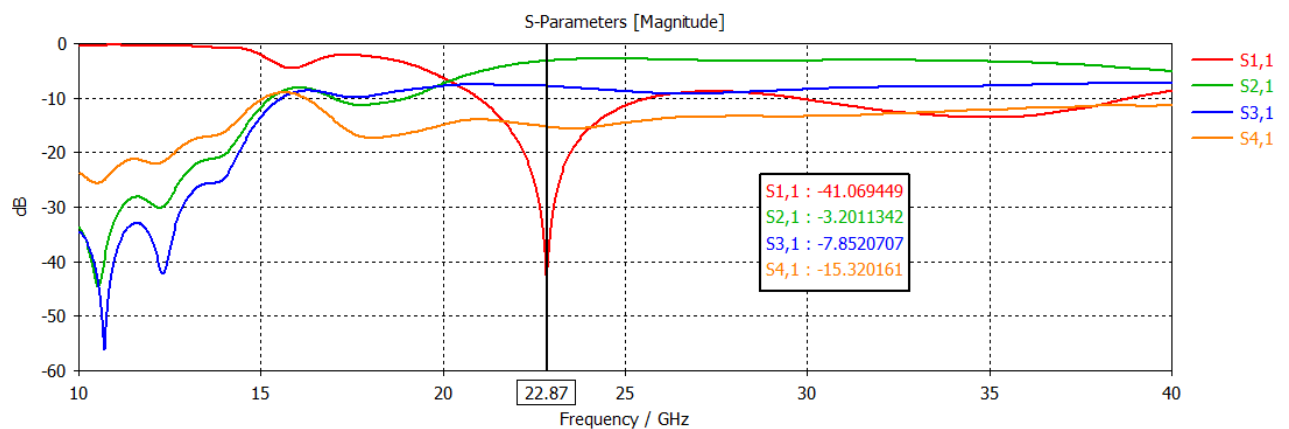


Figure III.22. Paramètres [S] du coupleur directif SIW pour $w_{siw}= 4.5$

On remarque que les paramètres [S] sont bien adaptés mais ils sont très loin de la fréquence de coupure qui est estimée à 25 GHz

Après une étude paramétrique sur le coupleur half mode, on fait varier le paramètre « w_{siw} » de ce dernier et on lance notre simulation les résultats de simulation sont illustrés dans la **Figure III.23.**

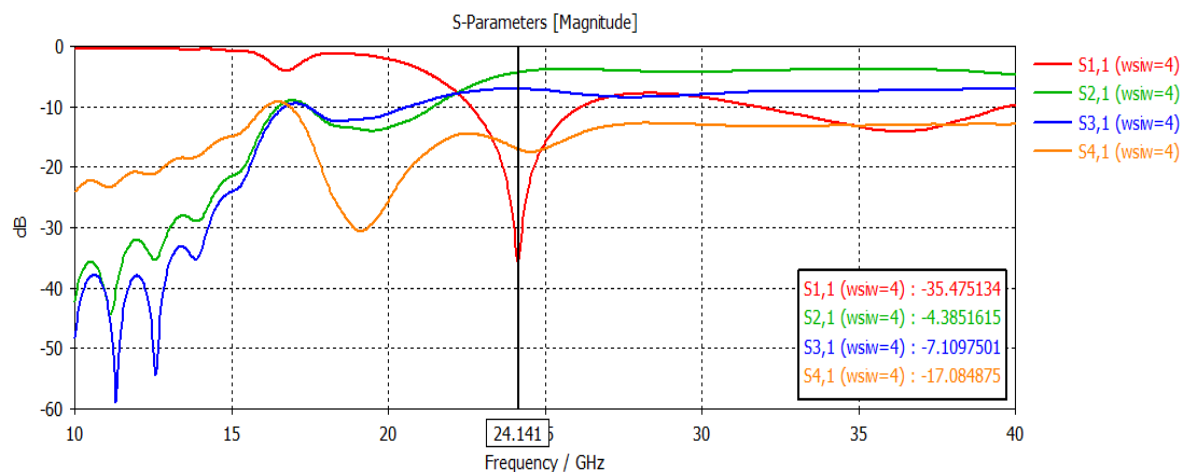


Figure III.23. Paramètres [S] du coupleur demi mode SIW pour wsiw = 4

En amplitude, la dynamique entre les coefficients S_{21} et S_{31} et autour de 4.38 et 7.01 GHz respectivement. Cela est dû aux pertes apportées par le diélectrique, et par le rayonnement du coupleur.

Les coefficients S_{11} et S_{41} sont inférieurs à -20 dB avec des pics qui atteignent -35.47 dB, -17.08 dB respectivement.

La figure ci-dessous illustre la phase entre les deux accès de sorties (port 2 et port 3).

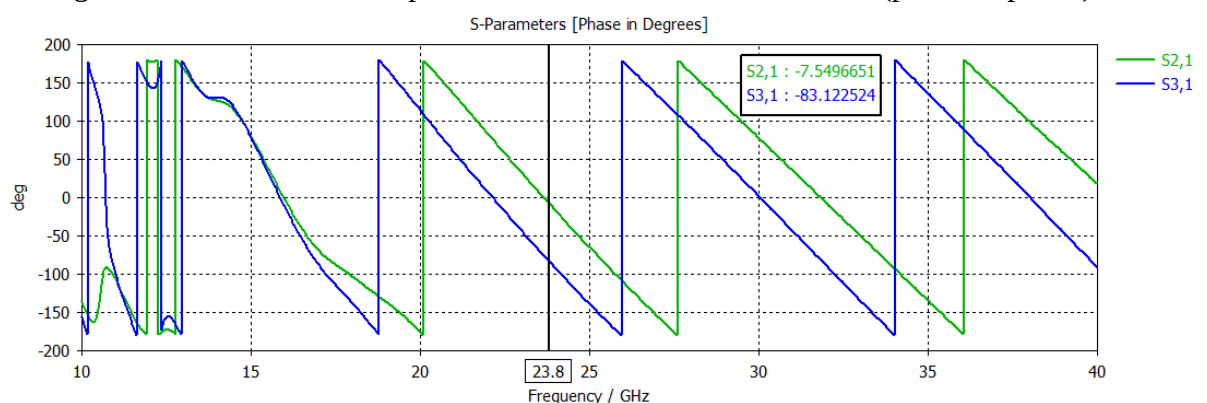


Figure III.24. Déférence de phase en fonction de S_{21} et S_{31}

Nous présentons la distribution de champ électrique simulé à la fréquence 25.14 GHz dans la figure III-25. Notez que dans la simulation, nous avons supposé que la propagation se fait le mode fondamental TE₁₀, et c'est ce que nous obtenons.

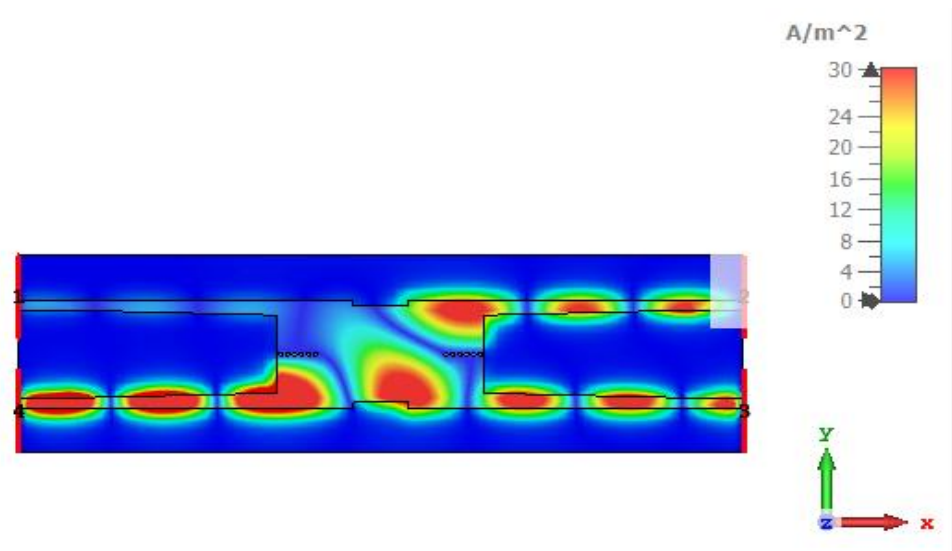
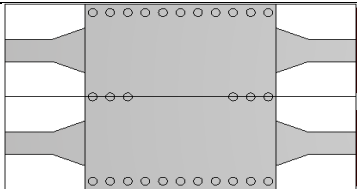
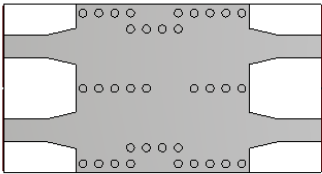
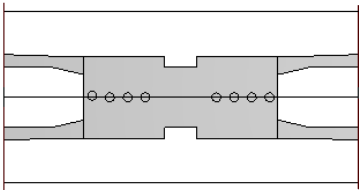


Figure III.25. La répartition des champs électriques dans le coupleur half-mode.

III.5 Comparaison entre les différents coupleurs -3 dB/ 90° traités dans ce mémoire

Tableau III.2 : Comparaison entre les différents coupleurs -3 dB/ 90° traités dans ce mémoire.

La topologie	S_{11}	S_{21}	S_{31}	S_{41}	$\angle S_{21}^\circ - \angle S_{31}^\circ$
 $F_C = 25.3$	-40	-1.4	-6.9	-31	90°
 $F_C = 21.16$	-34	-2.7	-8.5	-16	75.7°
 $F_C = 22.87$	-41	-3.2	-7.85	-15.3	76.6

La première topologie ($F_c = 25.3$ GHz) montre la meilleure performance globale en termes de perte de réflexion, de perte d'insertion et d'isolation, ce qui en fait potentiellement le design le plus efficace parmi les trois.

Les deuxième et troisième topologies ont des pertes d'insertion légèrement plus élevées et des valeurs d'isolation moins idéales, mais pourraient néanmoins être utiles dans différentes plages de fréquences ou applications où leurs caractéristiques spécifiques de différence de phase et de fréquence sont souhaitables.

En résumé, le choix de la topologie dépendra des exigences spécifiques de l'application, telles que la fréquence d'exploitation souhaitée, la différence de phase et les niveaux acceptables de perte de signal et d'isolation

III.6 Conclusion

Ce chapitre a pour l'objectif de présenter une méthodologie de travail qui nous a permis de donner une certaine qualification à notre étude.

En raison de complexité des différentes structures électromagnétiques à la base de la technologie SIW, nous avons choisis un outil de conception et simulation électromagnétique très performant c'est le logiciel CST Microwave Studio.

Grace à logiciel CST, la conception des coupleurs directifs -3 dB en technologie SIW a été réalisé avec succès, ainsi nous avons pu concevoir autres architectures originales des coupleurs directifs -3 dB /90° half –mode hyperfréquence pour les télécommunications spatiales exhibant les hautes performances en termes d'adaptation, de couplage et isolation.

Conclusion Général

Dans le cadre de notre projet de fin d'étude, les travaux menés dans ce mémoire sont consistés autour de la simulation d'un coupleur Demi-modes en Technologie SIW pour les Applications Spatiales dans 25 GHZ.

En effet, nous avons exposé, dans une première étape des généralités sur la technologie de guide d'onde grâce à ses avantages, les lignes de propagation. Puis une nouvelle technologie SIW qui a le même principe des guides d'ondes 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 coupleurs en technologie SIW.

Enfin le troisième chapitre constitue le cœur du travail réalisé. Il est consacré à la présentation des résultats de simulation en utilisant le logiciel CST MICROWAVE STUDIO qui porte sur la conception des guides SIW opérant dans 25 GHZ ainsi que le demi mode HMSIW, à base de ces guides d'ondes nous avons réalisés des coupleurs fonctionnent dans la même fréquence.

Nous avons étudié plusieurs structures théoriquement et vérifiées pratiquement selon divers changements des paramètres géométriques avec des études paramétriques tels que les Vias et la largeur de guide pour atteindre des meilleures performances.

D'après les résultats que nous avons obtenus, nous pouvons conclure que cette conception est conçue avec succès.

La réalisation de ce projet a énormément enrichi nos connaissances théoriques ainsi que l'utilisation du logiciel CST MICROWAVE STUDIO, et pour terminer 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] M.Ando, J. Hirokawa, “ Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates” IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. 46, pp. 625-630, May 1998.
- [2] K. Wu, F. Xu, “Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide” IEEE Trans Microwave Theory Tech, vol. 53, pp. 66-72, 2005.
- [3] GARREAU Jonathan. « Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybrideplanaire SIW en technologie LTCC », Université de Bretagne, Décembre 2012.
- [4] Y. CLAVET, Définition de Solutions de Filtrage Planaires et Multicouches pour les Nouvelles Générations de Satellites de Télécommunication, Thèse de Doctorat en électronique, Université de Bretagne Occidentale, 30 novembre 2006.
- [5] M.A BOUSMAHA, Analyse et Conception de Nouvelles Structures de Filtres Grandes Bandes pour des Applications en Télécommunications, Thèse de Magister Télécommunications et Informatique Spatiales, Université de Tlemcen, 2011.
- [6] E. Rius « Modélisation de la technologie uniplanaire par la méthode des différences finies. Application au couplage et au filtrage » Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale Brest, N° d'ordre 324, décembre 1994.
- [7] W. Menzel, W Schwab « Compact multilayer filter structures for coplanar MMICs » IEEE Microwave and Guided Wave Letters vol. 2, n°12, Décembre 1992.
- [8] A CHU, L. CHU, D.SLOAT, M. THEOBALD, J. TEUNAST, T. LITCHFIELD and al, “Low Cost Millimeter Wave Monolithic Receivers” Microwave and Millimeter-wave Monolithic Circuits, pp.63-67, 1987.
- [9] T. YONEYAMA and S. NISHIDA, “Non radiative dielectric waveguide for millimeter wave integrated circuits” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp.1188-1192, November 1981.
- [10] M. KISHIHARA, K. YAMANE and I. OHTA, “Design of Cruciform Directional Couplers in E-Plan Rectangular Waveguide” IEEE MTT-S International in Microwave Symposium Digest, San Francisco, pp.1722-1725, November 2006.
- [11] Y. YUMITA, I. OHTA and M. KISHIHARA, “Cruciform Waveguide Directional Couplers” In proc. IEICE General Conf., pp.67-72, Mars 2005.

- [16] Daniels, RC, Heath, R.W, “60GHz wireless communications emerging requirements and design recommendations”, IEEE Veh. Technol. Mag, 2007, 2, (3), pp. 41-50.
- [17] D. Deslandes and Ke Wu, “Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide” Components Microwave Conference 32nd European, 2002.
- [18] D. Deslandes and Ke Wu, “Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form” IEEE Microwave Component Letters, vol. 11, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [19] M. ANDO, J. HIROKAWA and AI, “Novel Single-Layer Waveguides for High-Efficiency Millimeter-Wave Arrays” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.46, No.6, pp.792-799, 1998.
- [20] D. PISSOORT and F. OLYSLAGER, “Study of eigenmode in periodic waveguides using the Lorentz reciprocity theorem” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, pp.542-553.
- [21] L. YAN, W. HONG, HUA, J. CHEN, K.WU and T.J.CUL, “Simulation and Experimental on SIW Slot Array Antennas” IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol.14, No.9, pp.446-448, 2004.
- [22] Y. CASSIVI, L. PERREGRINI, P. ARCIONL, M. BRESSAN, K.WU and G. CONCIAURO, « Dispersion Characteristics of Substrate integrated Rectangular Waveguide » IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol.12, No.9, pp.333-335,2002.
- [23] F. XU and K. WU, “Finite-difference frequency-domain algorithm for modeling guided-wave properties of substrate integrated waveguide” IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol.51, pp.2221-2227, 2003.
- [24] J. R. BRAY and L. ROY, “Resonant frequency of post-wall waveguide” IEEE Proceeding-Microwave Antennas and Propagation, vol.150, pp. 365-368, 2003.
- [25] Jonathan Garreau « Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybride planaire SIW en technologie LTCC », Université de Bretagne, décembre 2012.
- [26] D. Deslandes, “Etude et développement du guide d’ondes intégré au substrat pour la conception de système en ondes millimétriques” Thèse de doctorat, Université de Montréal, école polytechniques de Montréal, 2005.
- [27] SAMI HEBIB « Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes pour applications spatiales » l'Université de Toulouse III - Paul Sabatier spécialité : Electronique, 24 novembre 2008.
- [28] ALMUSTAFA MOHAMAD « Modélisation des micro-plasmas, conception des circuits micro-ondes, Coupleur Directionnel Hybride pour Mesures et des applications en Télécommunication » l'Université de Toulouse – délivré par : Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), spécialité : Micro-ondes, Electromagnétisme et Optoélectronique (MEMO), 25 juillet 2013.
- [29] CRISTOPHE DALL’OMO « Contribution à l’étude d’antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler » l’université de Limoges – Ecole doctorale science-technologie-santé, spécialité : Télécommunication, 13 novembre 2003.
- [30] http://www8.umoncton.ca/umcmormier_gabriel/HyperfrequencesB/GELE5222_notes5.pdf.
Consulté le 13/04/2023

pdf.

[31] Analyse vectorielle de dispositifs passifs et d'un amplificateur RF simple. Département Télécommunications 2^{ème} année option TST - Travaux pratiques Jean-Daniel ARNOULD.
<http://communication.minatec.inpg.fr/arnould/>.

[Yassine.ab.free.fr/ligne-transmission/tp2atst_vect07_nav.pdf](http://yassine.ab.free.fr/ligne-transmission/tp2atst_vect07_nav.pdf).

[32] <https://cel.archives-ouvertes.fr/cel-001566394/file/chapitre3.pdf>.

Consulté le 13/04/2023

[33] radars-darricau.fr/livre/2-PDF/chapitre-02-3.pdf. Chapitre 2 : lignes et circuits hyperfréquences. Partie 3 : les circuits hyperfréquences.

[34] ALI DOGHRI « Etude théorique et expérimentale de composants micro-onde et ondes millimétriques tridimensionnels pour la réalisation d'un radiomètre imageur. » Université de MONTREAL, département de génie électrique, école polytechnique de MONTREAL, avril 2014.

[35] J. S. Schwinger, "Directional Coupler", U.S. Patent No. 2731602, Filed Jan. 10, 1946, issued Jan. 17 1956.

[36] D. M. Pozar, Microwave engineering, 3rd, 2005.

[37] D. H. WHITTUM, "Single-Hole Directional Couplers for W-Band", Stanford: ARDB Technical Note 119, 2005.

[38] R. LEVY, "Analysis and synthesis of waveguide multi-aperture directional couplers," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-16, pp.995–1006, Dec. 1968.

[39] H. J. RIBLET, "The short-slot hybrid junction," Proceeding IRE, vol.40, pp.180–184, Feb. 1952.

[40] MOUSTAPHA MBAYE « Conception d'un réseau d'antennes multifaisceaux avec la technologie GIS (Guide Intégré au Substrat). » Université du QUÉBEC en OUTAOUAIS, Département d'informatique et d'ingénierie.