

Mémoire

Présenté

A L'UNIVERSITÉ DE TLEMCCEN
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE TELECOMMUNICATION

Pour l'obtention du diplôme de

MASTER

Spécialité : " Réseaux et Systèmes de Télécommunication "

Présenté par :

GOURARI Amel

SEBBANE Amel

CONCEPTION DES COUPLEURS COMPACTS MINIATURISÉS À BASE DE LA TECHNOLOGIE SIW OPÉRANT EN BANDES S ET C

Soutenu en Juin 2015 devant le Jury :

BAHRI Sidi Mohammed	Maitre de conférences (B) à l'université de Tlemcen	Président
ABRI Née BADAOUI Hadjira	Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen	Examineur
DJELTI Hamida	Maitre de conférences (B) à l'université de Tlemcen	Examineur
ABRI Mehadj	Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen	Encadreur
RABAH Mohammed Amine	Doctorant à l'université de Tlemcen	Co- Encadreur

*À cœur vaillant rien d'impossible
À conscience tranquille tout est accessible*

*Quand il y a la soif d'apprendre
Tout vient à point à qui sait attendre*

*Quand il y a le souci de réaliser un dessein
Tout devient facile pour arriver à nos fins*

*Malgré les obstacles qui s'opposent
En dépit des difficultés qui s'interposent*

*Les études sont avant tout
Notre unique et seul atout*

*Ils représentent la lumière de notre existence
L'étoile brillante de notre réjouissance*

*Comme un vol de gerfauts hors du charnier natal
Nous partons ivres d'un rêve héroïque et brutal*

*Espérant des lendemains épiques
Un avenir glorieux et magique*

*Souhaitant que le fruit de nos efforts fournis
Jour et nuit, nous mènera vers le bonheur fleuri*

*Aujourd'hui, ici rassemblés auprès des jurys
Nous prions dieu que cette soutenance
Fera signe de persévérance
Et que nous serions enchantés
Par notre travail honoré.*

TABLE DE MATIÈRES

LISTES DES FIGURES	
LISTE DES TABLEAUX	
DÉDICACE	
REMERCIEMENTS	
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES ACRONYMES	
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE I : GÉNÉRALITÉS SUR LA TECHNOLOGIE GUIDE D'ONDE INTÉGRÉ AU SUBSTRAT	3
I.1 Introduction.....	3
I.2 Théorie des guides d'ondes classiques	3
I.2.1 Phénomène de propagation guidée	3
I.2.2 Application des bandes C et S	5
I. 2.2.1 Bande C	5
I. 2.2.2 Bande S	6
I.2.3 Guide d'onde rectangulaire.....	6
I.2.3.1 Equations de Maxwell	7
I.2.3.2 Conditions aux limites	7
I.2.3.3 Conditions de propagation	8
I.2.3.4 Modes de propagation dans un guide d'onde	10
I.2.3.4.1 Interprétation géométrique de m et n	10
I.2.3.4.2 Mode TE	11
I.2.3.5 Fréquence de coupure	13
I.2.4 Guide d'onde circulaire	14
I.2.5 Pertes dans un guide d'onde	14
I.2.6 Lignes de transmission	15
I.2.6.1 Lignes micro-ruban	15

I.2.6.2 Lignes coplanaires (CPW)	16
I.2.6.3 Lignes à fente (CPS)	17
I.3 Substrate Integrated Waveguide (SIW)	17
I.3.1 Introduction	17
I.3.2 Définition	18
I.3.3 Caractéristiques modales.....	19
I.3.4 Paramètres des guides d'ondes intégrés au substrat	20
I.3.5 Considération de conception de SIW	22
I.4 Transition	23
I.5 Exemples d'application.....	26
I.5.1 Demi-monde des guides d'ondes intégrées au substrat (HMSIW) et coupleur SIW à 3dB	26
I.5.2 Conception des SIW croisés des coupleurs directionnels ave différents angles	29
I.5.3 Coupleur Schwinger	30
I.5.4 Coupleur directionnel cruciforme super-compact en technologie SIW	33
I.6 Conclusion	35
CHAPITRE II : THÉORIE DES COUPLEURS ET OUTIL DE SIMULATION CST	37
II.1 Introduction	37
II.2 Les coupleurs directionnels	37
II.2.1 Introduction	37
II.2.2 Définition.....	38
II.3 Description du logiciel de simulation CST Studio Suite	44
II.3.1 Définition	44
II.3.2 Modules de CST	44
II.3.3 Les méthodes numériques utilisées par CST	46
II.3.3.1 La méthode FIT	46
II.3.3.2 La méthode des éléments finis (FEM)	47
II.3.3.3 La méthode des moments (MoM).....	47
II.3.3.4 La méthode des différences finies (FDTD)	48
II.3.3.5 La méthode de la matrice des lignes de transmissions (TLM)	48
II.3.4 Modules d'exécution	49
II.3.5 Caractéristiques du logiciel CST Microwave Studio.....	51

II.3.6 Les principales étapes d'une réussite de la simulation	52
II.4 Conclusion	52
CHAPITRE III : PRÉSENTATION DES RÉSULTATS DE SIMULATIONS.....	53
III.1 Introduction	53
III.2 Transition de la ligne microruban au guide d'onde SIW	53
III.3 Conception d'un guide SIW fonctionnant dans la bande C	55
III.3.1 conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande C	62
III.4 Conception d'un guide SIW fonctionnant dans la bande S	71
III.4.1 conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans bande S	78
III.5 Conclusion	81
CONCLUSION GÉNÉRALE	83
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	84

LISTE DES FIGURES

Figure I.1: Répartition et utilisation des bandes micro-ondes.....	5
Figure I.2: guide d'ondes rectangulaire.....	6
Figure I.3: Interprétation géométrique des modes de propagation	11
Figure I.4: champ électrique et magnétique d'une onde TE	12
Figure I.5: Ordre d'apparition des modes TE_{mn} dans un guide d'onde rectangulaire ($a \times b$) avec $a > b$	13
Figure I.6: guide d'onde circulaire.....	14
Figure I.7: Vue d'une ligne micro-ruban et de ses lignes de champs électrique et magnétique	15
Figure I.8: (a) Ligne coplanaire - lignes de champs électrique et magnétique, (b) mode impair quasi TEM et (c) mode pair quasi-TE	16
Figure I.9: Vue d'une ligne CPS et de ses lignes de champs électrique et magnétique.....	17
Figure I.10: Vue tridimensionnelle d'un tronçon de guide SIW.....	18
Figure I.11: Répartition du champ électrique (a) et magnétique (b) dans une cavité SIW rectangulaire	19
Figure I.12: SIW avec ses paramètres	20
Figure I.13: Résumé des règles de conception d'un guide SIW	22
Figure I.14: Exemples de transition ligne micro-ruban-guide d'ondes.....	24
Figure I.15: Lignes de champs dans un guide d'ondes rectangulaire et dans une ligne micro-ruban	24
Figure I.16: Transition d'un SIW vers un microruban avec ses paramètres.....	25
Figure I.17: la comparaison du mode dominant dans un SIW et un HMSIW	27
Figure I.18: mode dominant dans HMSIW et SIW.....	27
Figure I.19: Les paramètres S mesurés et simulés du coupleur SIW.....	28
Figure I.20: Les paramètres S du coupleur HMSIW à 3dB	28
Figure I.21: SIW croisés des coupleurs directionnels	29
Figure I.22: Résultats des paramètres S de coupleur avec $\theta = 80^\circ, 70^\circ$ et 60°	30
Figure I.23: Principe de fonctionnement du coupleur schwinger	31
Figure I.24: Distribution du champ simulé (a) champ magnétique et (b) Champ électrique suivant la direction de propagation à la fréquence de 35 GHz ...	32
Figure I.25: Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{21} et S_{41} du coupleur schwinger	32

Figure I.26: Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{31} et S_{11} du coupleur schwinger ..	32
Figure I.27: Résultats simulé et mesurés de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé	33
Figure I.28: Vue perspective du coupleur directionnel utilisant la technologie SIW	34
Figure I.29: simulation et mesure des S-paramètres du coupleur SIW (a) S_{11} et S_{41} (b) S_{21} et S_{31}	35
Figure II.1: Coupleur directif : codirectif en a) et contradirectif en b)	38
Figure II.2: Schéma fonctionnel d'un coupleur directionnel	39
Figure II.3: Schéma fonctionnel d'un coupleur à branches	40
Figure II.4: Exemple de coupleur à lignes couplées.....	41
Figure II.5: Exemple de coupleur directionnel à fente	42
Figure II.6: Coupleur directionnel BH : (a) deux guide d'ondes parallèles et (b) deux guide d'onde formant un angle	42
Figure II.7: illustration de l'outil CST	45
Figure II.8: Différents maillages et approximations	46
Figure II.9: Les modules d'exécution de logiciel CST	51
Figure III.1 : structure de taper avec ses paramètres.....	54
Figure III.2 : Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande C (a) Vue de face (b) vue en perspective.....	56
Figure III.3: Résultats de simulation du guide SIW opérant dans la bande C	56
Figure III.4 : La topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat (a) Vue de face (b) vue en perspective.....	57
Figure III.5 : Coefficient de transmission S_{21} et de reflexion S_{11} de SIW avec taper.....	58
Figure III.6: Distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=6$ GHz.....	59
Figure III.7: Géométrie du HMSIW opérant dans la bande S (a) Vue face (b) vue en perspective.....	60
Figure III.8: Résultats de simulation des paramètres S_{11} , S_{21}	61
Figure III.9: Propagation du champ électrique dans le guide HMSIW	61
Figure III.10: Structure du coupleur cruciforme SIW avec 6 vias en bande C	63
Figure III.11: Résultats de simulation (a) Paramètres S_{11} , S_{21} (b) Paramètres S_{31} , S_{41}	64
Figure III.12: Cartographie du champ électrique à $f= 6$ GHz	65
Figure III.13: Structure du coupleur SIW avec 4 vias en bande C	65
Figure III.14: Résultats de simulation du coupleur SIW en bande C avec 4 vias	66

Figure III.15: Distribution du champ électrique à $f = 6$ GHz	67
Figure III.16: La topologie finale du coupleur SIW en bande C	68
Figure III.17: Performance du coupleur SIW fonctionnant dans la bande C	69
Figure III.18: Distribution du champ électrique du mode TE_{10} à $f = 6$ GHz	70
Figure III.19: Déférence de phase en fonction de S_{41} et S_{31} en bande C	71
Figure III.20: structure du guide SIW fonctionnant dans la bande S (a) Vue de face (b) vue en perspective	72
Figure III.21: résultat de simulation du guide SIW	73
Figure III.22: La topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat (a) Vue de face (b) vue en perspective	74
Figure III.23: Coefficient de transmission S_{21} et de reflexion S_{11} de SIW avec taper	75
Figure III.24: Distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=3.5$ GHz	76
Figure III.25: Géométrie du HMSIW opérant dans la bande S (a) Vue face (b) vue en perspective	77
Figure III.26: Résultats de simulation des paramètres S_{11} , S_{21}	77
Figure III.27: Distribution du champ électrique pour la technologie HMSIW	78
Figure III.28: structure du coupleur SIW avec deux vias opérant dans la bande S	79
Figure III.29: résultats de simulation des S-Paramètres	79
Figure III.30: distribution du champ électrique à $f = 3.5$ GHz	80
Figure III.31: Déférence de phase en fonction de S_{41} et S_{31} en bande S	81

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1: Les dimensions optimisées pour différents angles	29
Tableau III.1: paramètres caractéristique du guide d'onde	54

DÉDICACE

Je dédie ce modeste travail à :

À mon regrettable papa qui m'a toujours soutenue dans mes études et qui m'a donné le courage de continuer à vivre même s'il est loin de moi mais il est toujours dans mon esprit.

À ma mère, qui a œuvrée pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie. Que dieu la procure bonne santé et longue vie.

À mes chers et adorable frères Amine et Hichem.

À ma chère sœur Sihem.

À toute ma famille.

À mon cher ami, mon binôme, SEBBANE amel, qui j'ai trouvé l'entente, le soutien dont j'avais besoin. À tous mes amis avec lesquels j'ai partagé mes moments de joie et de bonheur.

Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé, qui étaient toujours à mes côtés.

*À la mémoire de notre défunt amie BOUKLI HACEN
TANI OMAR.*

GOURARI Amel.

DÉDICACE

Je dédie ce modeste travail à :

À mes parents. Aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de l'amour dont ils ne cessent de me combler.

Que dieu leurs procure bonne santé et longue vie.

Aux personnes dont j'ai bien aimé la présence dans ce jour, à mon frère Tedj-Eddine, mes sœurs Ibtihel et Nerdjess, à toute ma famille, à mon binôme GOURARI Amel, je dédie ce travail dont le grand plaisir leur revient en premier lieu pour leurs conseils et encouragements.

Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé, qui étaient toujours à mes côtés, mes aimables amis, collègues d'études.

A la mémoire de notre défunt amie BOUKLI HACEN TANI OMAR.

SEBBANE Amel.

REMERCIEMENTS

Nous remercions ALLAH le tout-puissant de nous avoir donné le courage, la volonté et la patience de mener à terme le présent travail.

*En tout premier lieu, nous remercions vivement notre encadreur monsieur **ABRI Mehadji** maître de conférences classe (A) à l'Université de Tlemcen pour avoir accepté de diriger ce mémoire, pour tout le soutien, l'aide, l'orientation, la guidance qu'il nous a apportés ainsi que pour ces précieux conseils et ses encouragements lors de la réalisation de ce travail.*

*Nous remercions chaleureusement monsieur **RABAH Mohammed Amine** doctorant du laboratoire de télécommunication à l'Université de Tlemcen qui nous a offert son temps et son aide à travers nos nombreuses discussions.*

*Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi à monsieur **BAHRI Sidi Mohammed** maître de conférence classe (B) à l'Université de Tlemcen, d'avoir accepté de juger ce travail en présidant le jury, ainsi que Madame **ABRI Hadjira** maître de conférence classe (A) à l'Université de Tlemcen et Mademoiselle **DJELTI Hamida** maître de conférence classe*

(B) à l'Université de Tlemcen d'avoir acceptés de faire partie de jury et d'évaluer notre travail.

Nous tenons enfin à exprimer notre reconnaissance à toutes les personnes qui ont contribués de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail ainsi qu'à toute personne qui fera l'effort de lire ce document.

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES ACRONYMES

ε : Permittivité relative.

μ : Perméabilité magnétique.

ω : La pulsation de l'onde.

K : est la constante de propagation.

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

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

C : La vitesse de la lumière.

f_c : La fréquence de coupure.

λ : La longueur d'onde.

λ_g : La longueur d'onde du guide.

EM : Électromagnétique.

SIW : Substrate Integrated waveguide.

CST : Computer Simulation Technology.

FIT : Finite Integration Technique.

FEM : Finite Element Method.

MOM: Method of Moment.

FDTM: Finite Difference Time Domaine.

TLM : Transmission Ligne Matrix.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les télécommunications jouent un rôle crucial dans nos vies quotidiennes. Elles ont donc été au cours de nos préoccupations scientifiques. Le domaine des micro-ondes et des radiofréquences, a connu depuis ces dernières années une forte demande et de très grands progrès technologiques. Le domaine d'application touche aujourd'hui différents domaines allant des applications professionnelles de haute précision comme la télévision, la téléphonie mobile, la radiodiffusion, les systèmes d'alarmes et de sécurité.

Ces évolutions sont naturellement confrontées à différentes contraintes, à savoir les contraintes de miniaturisation des circuits électroniques, d'optimisation des bandes de fréquences utiles et de minimisation des coûts de production.

Pour satisfaire à ces contraintes et répondre aux besoins des nouvelles applications micro-ondes, il est nécessaire de développer des structures passives présentant d'excellentes performances. Compte tenu des faibles longueurs d'ondes mises en jeu à de tels niveaux de fréquences, ce n'est pas le cas avec le guide d'onde rectangulaire qui est difficile à intégrer et à fabriquer à cause de sa structure volumineuse. De ce fait nous allons utiliser une nouvelle plateforme d'intégration basée sur les guides intégrés au substrat connus sous le nom de SIW.

Les SIW sont des interconnexions de haute performance à large bande qui possèdent d'excellentes caractéristiques d'immunité contre les interférences électromagnétiques et qu'on pourrait utiliser dans des systèmes micro ondes et des circuits d'ondes millimétriques. Le coût des SIW est très faible comparativement à celui des guides d'ondes métalliques communs, car leur fabrication utilise des techniques peu coûteuses de production de cartes de circuits imprimés. C'est dans ce cadre que s'inscrit le projet de recherche intitulé: « Conception des Coupleurs Compacts Miniaturisés à base de la Technologie SIW Opérant en Bandes S et C ». Ce mémoire étudie, au moyen de simulations à onde entière, le design de l'interconnexion et les modes supportés par le SIW. De plus, les transitions des SIW ainsi que les méthodes de miniaturisation visant à diminuer l'empreinte du guide d'onde.

Pour atteindre nos objectifs, nous allons devisé notre travail en trois chapitres essentiels.

Le premier chapitre sera consacré à la théorie et la technologie des guides d'onde ainsi que leurs modes de propagations. Puis nous allons parler sur la conception des guides SIW incluant la transition qui est conçue essentiellement d'un taper reliant la ligne micro ruban. Enfin nous donnerons quelque exemple d'application sur cette technologie.

Par la suite, le deuxième chapitre visera à introduire la théorie des coupleurs directifs ainsi que la description et la présentation du logiciel de simulation CST Microwave Studio parlant de ses modules et ses méthodes numériques.

Ensuite dans le dernier chapitre nous nous intéressons à une technologie innovante, nous allons présenter de nouvelles structures de coupleurs directifs de hautes performances pour des applications hautes puissances en télécommunication, ce sont les coupleurs cruciformes. Nous allons réaliser plusieurs simulations à l'aide de logiciel CST pour caractériser et analyser ces types de structure.

Enfin nous allons terminer notre travail par une conclusion générale, et des références bibliographiques.

Chapitre I

**Généralités sur la technologie guide
d'onde intégré au substrat**

Chapitre I : Généralités sur la technologie guide d'onde intégré au substrat

I.1 Introduction

La réduction des coûts de fabrication et l'amélioration des propriétés électriques sont des paramètres fondamentaux qui préoccupent les chercheurs depuis des années [1]. Plusieurs travaux de recherche ont été menés pour répondre à ces critères [2].

Les guides d'ondes SIW intégrés dans le substrat (Substrate Integrated Waveguide) constituent de nouveaux types de ligne de transmission. Ils mettent en œuvre des guides d'ondes sur une partie du circuit imprimé en émulant les murs des côtés du guide d'onde en utilisant des rangées de vias métalliques. Cette technique hérite à la fois du bien fonder des techniques micro-ruban pour la compacité et la facilité d'intégration, et du guide d'ondes pour les faibles pertes de rayonnement, ce qui ouvre une nouvelle voie à la conception de circuits micro-ondes et des antennes à faible coût [3].

Ce premier chapitre est consacré aux notions de base essentielles à la compréhension du manuscrit. Nous commencerons par rappeler brièvement les concepts de propagation guidée à travers le comportement d'une onde lumineuse. Nous discuterons ensuite de notions sur la technologie dite «SIW» (Substrate integrate waveguide). Enfin nous donnons quelques exemples littéraires des coupleurs avec cette technologie.

I.2 Théorie des guides d'ondes classiques

I.2.1 Phénomène de propagation guidée

Lorsque la fréquence des ondes électromagnétiques devient supérieure au GHz (longueurs d'ondes centimétrique), les conducteurs métalliques, coaxiaux ou non, deviennent très peu utilisables pour plusieurs raisons [4]. Tout d'abord, une onde électromagnétique à haute fréquence pénètre mal à l'intérieur d'un conducteur à cause d'un phénomène physique nommé « effet de

peau ». De plus, le diélectrique devient très absorbant en raison du CO₂ introduit par les procédés de fabrication.

Nous sommes donc amenés à rigidifier l'enveloppe extérieure de ces conducteurs sous forme d'un tuyau métallique réfléchissant et à supprimer le diélectrique ainsi que le fil central qu'il supporte. On obtient ainsi un tube de section rectangulaire ou circulaire, guidant une onde électromagnétique qui se propage dans le milieu intérieur souvent de l'air [4].

Généralement un guide est défini comme une structure permettant de confiner et de guider les ondes électromagnétiques ou les ondes acoustiques par réflexion sur les parois internes. Au début de l'apparition de l'imagerie passive, les guides d'ondes métalliques étaient les seuls utilisés pour l'interconnexion des composants [5]. Le guide métallique, non-construit par deux conducteurs métalliques, ne peut pas supporter le mode TEM. Par contre, des modes d'ordre supérieur peuvent se propager. Ces modes sont classés en 2 catégories: le mode transverse magnétique (TM) et le mode transverse électrique (TE). Les modes TE et TM ont des largeurs de bande limitées et ne peuvent fonctionner en dessous d'une certaine fréquence connue par la fréquence de coupure. Un autre inconvénient: les modes TE et TM sont dispersives et ainsi la vitesse de phase est dépendante de la fréquence. Le principal avantage des guides d'ondes métalliques est la capacité de supporter des puissances élevées avec des pertes très faibles. En conclusion, le guide d'onde métallique est mieux adapté pour des applications à puissance élevée, comme dans le cas de certains émetteurs RF.

De manière générale plusieurs types de guides électromagnétiques sont particulièrement adaptés à la propagation des ondes hyperfréquences. En effet les micro-ondes sont souvent réparties en gammes de fréquences correspondant à des bandes normalisées d'utilisation de guide d'onde comme illustré dans la figure I.1.



Figure I.1: Répartition et utilisation des bandes micro-ondes.

I.2.2 Application des bandes C et S

I.2.2.1 Bande C

La bande *C* est une bande de fréquence définie sur la partie du spectre électromagnétique allant de 4 à 8 GHz.

- De 3.4 à 4.2 GHz en répartition et de 5.725 et 7.075 GHz en émission attribué au service de radiodiffusion par satellite (Broadcasting) particulièrement utilisée sur les zones tropicales et faiblement sur les autres zones.
- De 4 à 8 GHz pour des usages comme les radars météorologiques [6].

Les fréquences de la bande *C* sont utilisées pour les transmissions par satellite sur les liaisons descendantes qui fournissent une large gamme de services dans les pays développés ou en développement, y compris des applications fondamentales telles que le télé-enseignement, la télémédecine et les services fournis au titre de l'accès universel, les services de raccordement (téléphonie, Internet), les liaisons de transmission de données de micro-stations (VSAT), telles que

les transactions bancaires ou les réseaux d'entreprises, la distribution de programmes de télévision, les liaisons de connexion du service mobile par satellite et les liaisons d'urgence, y compris les services de secours en cas de catastrophe et de prévision météorologique. Il est nécessaire, pour ces services, de pouvoir compter sur une grande fiabilité et sur une vaste couverture géographique, des exigences qui ne peuvent être satisfaites que dans la bande *C* [7].

I.2.2.2 Bande S

La bande *S* est une bande de fréquence définie sur la partie du spectre électromagnétique allant de 2 à 4 GHz. Elle est surtout utilisée par les radars météorologiques et quelque satellite de communication, spécialement ceux que la NASA emploie pour communiquer avec leurs navettes spatiales et la station spatiale internationale. Utilisée aussi pour certains transmetteurs audio/vidéo de puissance maximale 20 mW et aussi pour le WIFI (2400 à 2460 MHz) [8].

Afin de canaliser une onde hyperfréquence. Nous nous intéressons à des guides creux, ils existent deux types les plus connus le guide d'onde à section rectangulaire et le guide d'onde à section circulaire.

I.2.3 Guide d'onde rectangulaire

Le guide rectangulaire est l'un des premiers types de lignes de transmission utilisés pour transporter des signaux hyperfréquences. Plusieurs composants, tels que des coupleurs, détecteurs, ou atténuateurs sont disponibles commercialement pour des fréquences de 1 GHz à plus de 220 GHz. Bien que les circuits hyperfréquences sont de plus en plus miniaturisés, les guides rectangulaires sont encore utilisés à cause de leur capacité à transporter de grandes puissances [9].

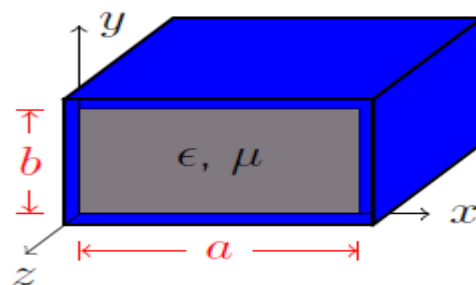


Figure I.2: guide d'onde rectangulaire.

La figure (I.2) illustre un guide d'onde métallique rectangulaire de section transversale de dimension (a×b).

I.2.3.1 Equations de Maxwell

Nous supposons que la structure du guide d'ondes rectangulaire est uniforme dans la direction de propagation Oz. Nous admettons aussi que le milieu diélectrique, sans charges et sans courant, de permittivité ϵ et de perméabilité μ , est parfait (linéaire homogène isotrope) et que le conducteur externe utilisé est parfait (de conductivité infinie) [10].

Les équations de Maxwell dans ce guide en régime sinusoïdal liant E et H s'écrivent :

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} = \frac{-\partial \vec{B}}{\partial t} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (I.1)$$

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \nabla \vec{E} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (I.2)$$

$$div \vec{E} = 0 \quad (I.3)$$

$$div \vec{H} = 0 \quad (I.4)$$

Si la région du guide d'onde est sans source d'énergie, les équations de maxwell peuvent être écrite selon :

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (I.5)$$

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (I.6)$$

I.2.3.2 Conditions aux limites

Dans la grande majorité des problèmes d'électromagnétisme, on est confronté à plusieurs milieux. Il faut savoir comment réagissent les champs à la frontière entre différents milieux. On pourrait ajouter que les problèmes les plus intéressants font appel à des conditions aux limites d'où leur grande importance [11].

En effet, pour obtenir les expressions complètes des modes de propagation, c'est à dire de la répartition du champ électrique dans le guide, on résout les équations de Maxwell qui satisfont les conditions aux limites et qui propagent l'énergie selon une direction définie. L'une de ces conditions fixe l'amplitude relative des champs à l'intérieur et à l'extérieur du guide, l'autre résulte en une équation aux valeurs propres permettant le calcul de la constante de propagation du mode guidé.

Nous supposons que la composante tangentielle de E est nulle sur les parois métalliques du guide (continuité de E) [12]. En se fixant certaines hypothèses simplificatrices, on obtient la solution fondamentale suivante :

$$\vec{E} = E_0 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \sin(\omega t - kz) \vec{e}_y \quad (\text{I.7})$$

Avec :

E_0 : Vecteur constant.

ω : Pulsation de la fonction sinusoïdale.

k : Vecteur d'onde.

$\omega t - kz$: Phase instantanée.

I.2.3.3 Conditions de propagation

L'utilisation des équations de Maxwell permet de déduire les équations de propagation des champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} , il vient :

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \epsilon \mu \vec{E} = 0 \quad (\text{I.8})$$

$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \epsilon \mu \vec{H} = 0 \quad (\text{I.9})$$

On déduit alors la relation de dispersion suivante :

$$-\frac{\pi^2}{a^2} - k^2 + \frac{\omega^2}{c^2} = 0 \quad (\text{I.10})$$

L'onde se propage effectivement si et seulement si k est réel, donc on peut tirer à partir de l'équation (I.10) une certaine pulsation spécifique ω_c en dessous de laquelle aucune onde ne peut se propager nommé « **pulsation de coupure** ».

La pulsation de coupure dépend principalement des dimensions et de la section de guide [13].

$$\omega > \omega_c = \frac{\pi c}{a} \quad (\text{I.11})$$

La pulsation de l'onde est : $\omega = 2\pi f$

Explicitons les équations de Maxwell dans la base cartésienne de (O, x, y, z) qui admet Oz comme direction de propagation et cherchons des solutions des équations de propagation (I.8) et (I.9) pour obtenir les quatre composantes transversales en fonction des composantes longitudinales :

$$H_x = \frac{j}{k_c^2} \left(\omega \varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (\text{I.12})$$

$$H_y = \frac{-j}{k_c^2} \left(\omega \varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} + \gamma \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (\text{I.13})$$

$$E_x = \frac{-j}{k_c^2} \left(\gamma \frac{\partial E_z}{\partial x} + \omega \mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (\text{I.14})$$

$$E_y = \frac{j}{k_c^2} \left(-\gamma \frac{\partial E_z}{\partial y} + \omega \mu \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (\text{I.15})$$

Où :

$$k_c^2 = k^2 - \gamma^2 \quad (\text{I.16})$$

k_c est le nombre d'onde de coupure.

$$\gamma = \alpha + \beta_g \quad (\text{I.17})$$

γ, α, β_g représentent respectivement le coefficient de propagation, l'atténuation et la constante de propagation longitudinale.

$$k = \omega \sqrt{\mu \varepsilon} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (\text{I.18})$$

K est la constante de propagation dans le milieu diélectrique dans lequel se propage l'onde à la vitesse V , donnée par :

$$V = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r \epsilon_0 \mu_0}} \quad (\text{I.19})$$

I.2.3.4 Modes de propagation dans un guide d'onde

Les champs électromagnétiques \vec{E} et \vec{B} qui peuvent se propager dans un guide doivent vérifier à la fois les équations de Maxwell et les conditions aux limites fixées par les parois du guide suivant les trois directions. En réalité, il existe plusieurs solutions possibles de E et de B , ces types d'ondes s'appellent « **modes** » [14].

Un mode de propagation est déterminé à travers deux entiers positifs n et m . Pour généraliser, ces solutions sont classées en deux familles :

TE_{mn} (Transversal électrique) où $m, n = 0, 1, 2, \dots$ sont des entiers positifs ou nuls.

TM_{mn} (Transversal magnétique) où $m, n = 1, 2, 3, \dots$ sont des entiers strictement positifs.

I.2.3.4.1 Interprétation géométrique de m et n

Vu la complexité d'interprétation de m et de n , on va s'intéresser à un autre cas pour simplifier les choses, au lieu d'un guide, on prend deux plaques métalliques distantes de a , mathématiquement on pousse le b vers l'infinie. Ainsi le m va disparaître car on s'intéresse qu'aux restrictions dans la direction de X .

Nous intéressons à la solution transverse électrique du champ E entre les deux plans métalliques.

Le champ E s'écrit sous la forme :

$$E(x, y, t) = E_{y0} \cos(\omega t - k_z z) \sin(k_x x) \vec{y} \quad (\text{I.20})$$

L'équation du champ E montre que l'onde est progressive selon Z et stationnaire suivant X .

Avec :

$$\omega^2 = (k_x^2 + k_z^2)c^2 \quad (\text{I.21})$$

$$et \quad c^2 = \frac{1}{\epsilon_0 \mu_0} \quad (I.22)$$

Afin que le champ E vérifie les conditions aux limites, il faut que E soit nul en $x=0$ et $x=a$, ce qui donne $k_x = \frac{n\pi}{a}$, où n spécifie le mode [14].

La figure I.3 montre bien la différence entre les répartitions du champ E suivant l'axe Ox. On remarque que les conditions aux limites sont respectées pour les deux modes.

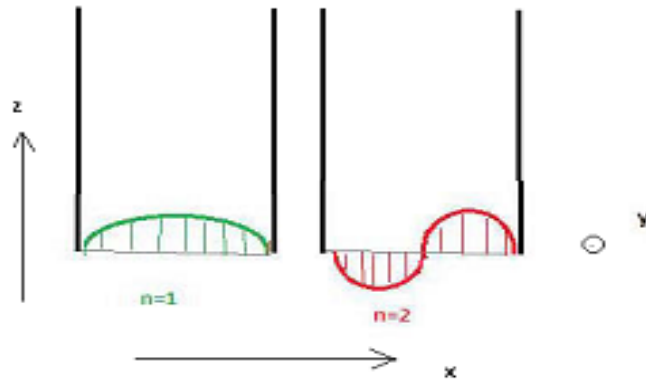


Figure I.3: Interprétation géométrique des modes de propagation.

Dans cette partie on se focalise à une solution dite « solution fondamentale transverse électrique » **TE**.

I.2.3.4.2 Mode TE

Comme nous avons choisi le mode TE, on sait que le champ électrique est suivant l'axe Y ($\vec{E} = E\vec{e}_y$) et que le champ magnétique est suivant l'axe X et Z ($\vec{H} = H\vec{e}_x + H\vec{e}_z$).

On peut donc simplifier les équations de Maxwell de la manière suivante :

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (I.23)$$

$$K_c = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (I.24)$$

À partir de ces relations nous pouvons déterminer toutes les composantes des modes TE existant dans le guide d'onde rectangulaire. Les expressions du champ électromagnétique de ces modes, sont les suivant :

$$E_x(x, y) = H_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{I.25})$$

$$E_y(x, y) = -H_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{I.26})$$

$$E_z = 0 \quad (\text{I.27})$$

$$H_x(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{I.28})$$

$$H_y(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{I.29})$$

$$H_z(x, y) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{I.30})$$

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

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{E_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{k\eta}{\gamma} \quad (\text{I.31})$$

Pour prouver qu'une solution existe parmi tant d'autre, la figure I.4 montre les boucles du champ magnétique et électrique d'une onde TE dans un guide de section rectangulaire.

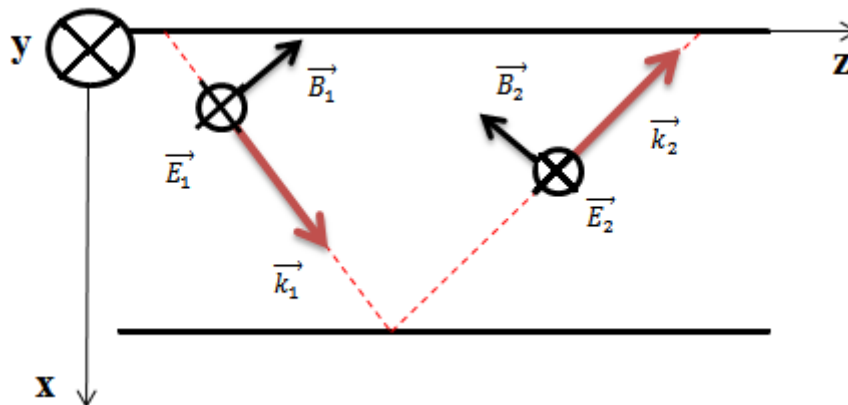


Figure I.4: Champ électrique et magnétique d'une onde TE.

Les ondes TM sont caractérisées par $H_z = 0$ et $E_z \neq 0$.

Avec :

$$k_c^2 \neq 0 \text{ et } \gamma = \sqrt{k^2 - k_c^2}$$

L'impédance de l'onde TM est :

$$Z_{TM} = \frac{E_x}{E_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{\gamma\eta}{k} \quad (\text{I.32})$$

Les ondes TEM sont caractérisées par $E_z = H_z = 0$ et peuvent seulement exister lorsque deux ou plusieurs conducteurs sont présents.

I.2.3.5 Fréquence de coupure

Dans un guide d'onde rectangulaire, les modes TE et TM se propagent à partir d'une certaine fréquence, dite fréquence de coupure, dont l'expression est donnée par la relation suivante en fonction de la largeur a et la hauteur b de la section du guide d'onde [15] :

$$f_{cmn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{I.33})$$

Cette fréquence de coupure du mode dépend non seulement du diélectrique qui se trouve dans le guide rectangulaire mais également des dimensions de a et b du guide.

Le classement des modes figure I.5 est obtenu à partir du calcul des fréquences de coupure f_{mnc} .

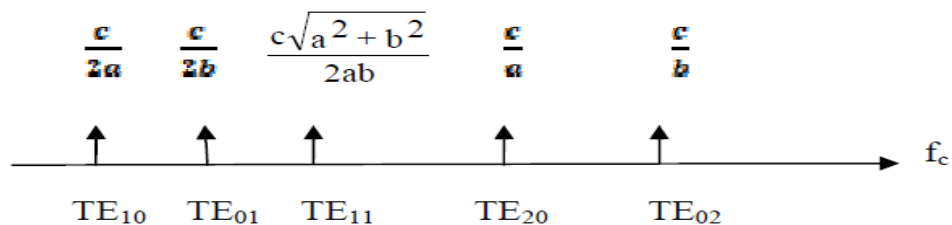


Figure I.5: Ordre d'apparition des modes TE_{mn} dans un guide d'onde rectangulaire ($a \times b$) avec $a > b$.

I.2.4 Guide d'onde circulaire

Le guide d'onde circulaire est un cylindre métallique, creux de rayon a , il est représenté dans le système de coordonnées cylindriques sur la figure I.6 où l'axe Z est toujours défini comme étant la direction de propagation.

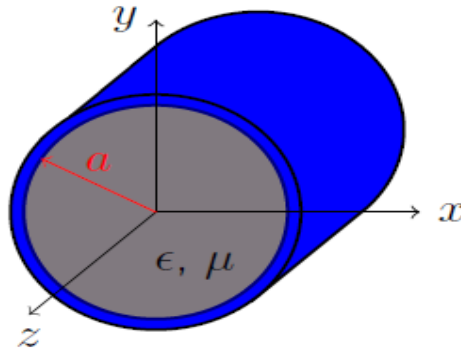


Figure I.6: Guide d'onde circulaire.

La procédure pour déterminer les expressions analytiques de tous les champs est similaire à celle suivie pour le guide d'onde rectangulaire à l'exception de la mise en place et de la résolution des équations qui est faite en coordonnées cylindriques pour faciliter l'application des conditions aux limites.

I.2.5 Pertes dans un guide d'onde

L'analyse effectuée jusqu'à présent considérait des pertes nulles, alors qu'en pratique elles sont toujours présentes quoique très faibles. Différents types d'atténuation existent dans les guides d'ondes, les principales étant :

- Les pertes du diélectrique.
- Les pertes du conducteur.
- Les pertes par rayonnement.
- Les pertes par ondes de surface.

Les pertes du diélectrique et du conducteur dépendent des matériaux utilisés et de la qualité du conducteur. Les pertes par rayonnement et ondes de surface dépendent de la qualité de la structure [16].

I.2.6 Lignes de transmission

L'utilisation d'une technologie planaires est une solution pour remédier aux problèmes d'encombrement et de poids des structures volumiques. Le point faible des circuits planaires est de présenter des pertes d'insertions plus importantes que les topologies volumiques.

Cependant, contrairement aux technologies volumiques, les réalisations de ligne de propagation planaire simplifient les interconnexions. Elles sont ainsi utilisées aussi bien en technologie circuit imprimé qu'en technologie circuit intégré.

Dans cette partie, une brève description des caractéristiques des différentes topologies de lignes planaires utilisées dans le domaine du filtrage est présentée, à savoir les topologies micro-ruban, coplanaire et coplanar strip-line.

I.2.6.1 Lignes micro-ruban

La ligne micro-ruban est la plus utilisée parmi toutes les lignes de transmission planaires. Conçue dans les années 1950 par Grieg et Engelmann, elle est composée d'un plan de masse, d'un substrat et d'un ruban métallique Figure I.7. Le substrat sert à la fois de support mécanique et de milieu de propagation. Le mode fondamental de propagation n'est pas TEM (Transverse Electro-Magnétique) car la section transverse n'est pas homogène [17].

Cependant, les amplitudes des composants longitudinales des champs électriques et magnétiques sont suffisamment faibles pour être négligées, nous parlons alors de mode quasi-TEM.

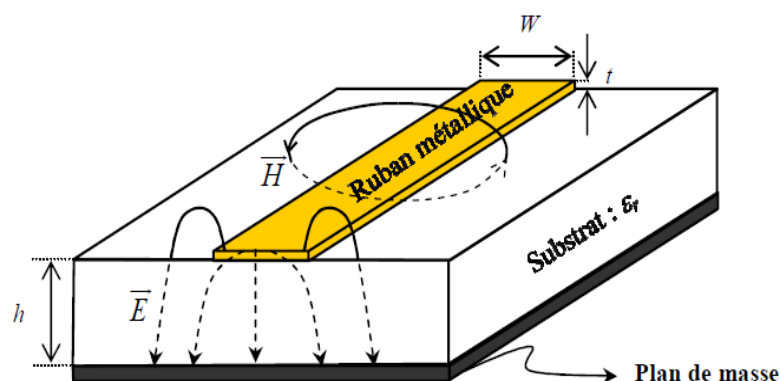


Figure I.7: Vue d'une ligne micro-ruban et de ses lignes de champ électrique et magnétique.

Cette technologie reste largement employée, les avantages compensant souvent avantageusement les inconvénients. En outre, contrairement aux autres technologies, les bibliothèques de modèles électriques sont très complètes.

I.2.6.2 Lignes coplanaires (CPW)

La topologie coplanaire (CoPlanar Waveguide ou **CPW**) est constituée de deux plans de masse et d'un ruban central situés sur la même face du substrat Figure I.8 (a). Deux modes peuvent être excités en continu, du fait de la présence de trois conducteurs. Un mode quasi TEM (dit coplanaire ou mode impair) peu dispersif, et un autre mode quasi TE (dit de fente ou mode pair) dispersif, ce dernier mode est supprimé en forçant les deux plans de masse au même potentiel.

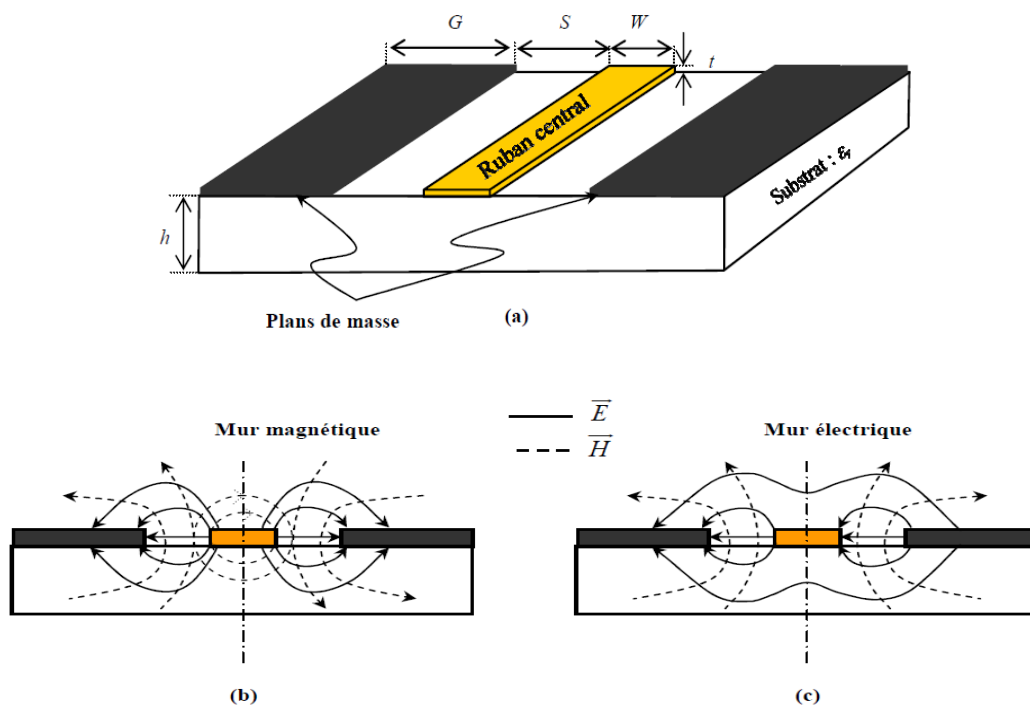


Figure I.8: (a) Ligne coplanaire - lignes de champs électrique et magnétique, (b) mode impair quasi TEM et (c) mode pair quasi-TE.

I.2.6.3 Lignes à fente (CPS)

La Figure I.9 présente la topologie de ligne à fente (CoPlanar Strip ou **CPS**) et les paramètres associés: W_1 la largeur du ruban ($W_1 \neq W_2$ pour une configuration asymétrique), S la largeur de la fente entre les deux rubans et h la hauteur du substrat utilisé ayant une permittivité ϵ_r . Une telle structure peut être vue comme la structure duale du guide d'onde coplanaire. Les lignes de champ électrique se développent à travers la fente et les lignes du champ magnétique entourent les conducteurs.

La ligne **CPS** présente les avantages de la ligne **CPW**. De plus, elle occupe moins de surface que son homologue **CPW**. Ceci conduit à des coûts de fabrication plus bas [18].

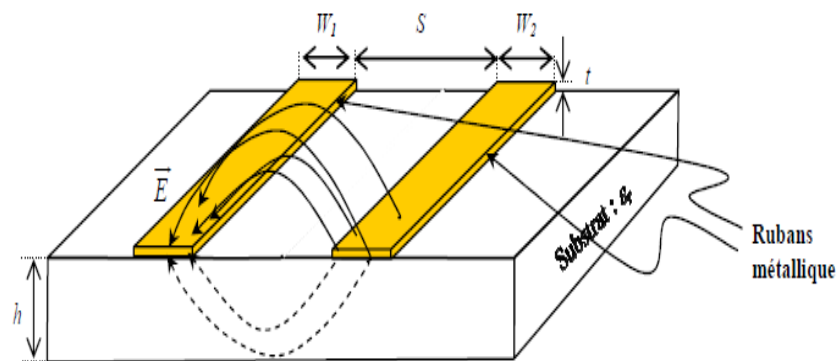


Figure I.9: Vue d'une ligne CPS et de ses lignes de champs électrique et magnétique.

I.3 Substrate Integrated Waveguide (SIW)

I.3.1 Introduction

Une haute sélectivité, de faibles pertes d'insertion, une taille réduite et un coût limité sont autant de questions essentielles dans la conception et la fabrication de circuits hyperfréquences. Malheureusement, une technologie traditionnelle, soit planaire ou non-planaire, est incapable de fournir toutes ces caractéristiques à la fois. En effet, les guides d'ondes rectangulaires présentent de faibles pertes d'insertion, une bonne sélectivité et une bonne platitude. Cependant, ils sont encombrants, coûteux à fabriquer et leur intégration avec d'autres circuits planaires exige une

transition spécifique. Ces contraintes antagonistes nous ont conduits à utiliser la technologie SIW afin de combiner les avantages respectifs des technologies citées auparavant. Ce concept associe l'utilisation d'une technologie facilement être intégré dans les circuits micro-ondes et ondes millimétriques intégrés. Techniquement, les guides d'ondes sont enterrés dans le substrat. Les faces latérales sont remplacées par des rangées de trous métallisés qui relient les faces supérieures et inférieures [19].

I.3.2 Définition

La technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) est une technologie récente, qui a la particularité d'être intégrée dans un substrat diélectrique et de rester compatible avec des circuits planaires. Les structures SIW sont à la base de la conception de plusieurs circuits planaires millimétriques [20]. La technologie SIW permet d'intégrer Le guide d'onde dans le substrat par l'intermédiaire de rangées de trous métallisés remplaçant les murs latéraux métalliques Figure I.10. Cet ensemble de trous métallisés permet de délimiter un guide, dans lequel les modes vont apparaître. Utilisés dans des cavités, ces modes présentent des coefficients de qualité directement dépendants des performances électriques du substrat (pertes diélectriques), du métal (pertes conductrices) mais aussi et surtout de la forme et des dimensions de la structure SIW.

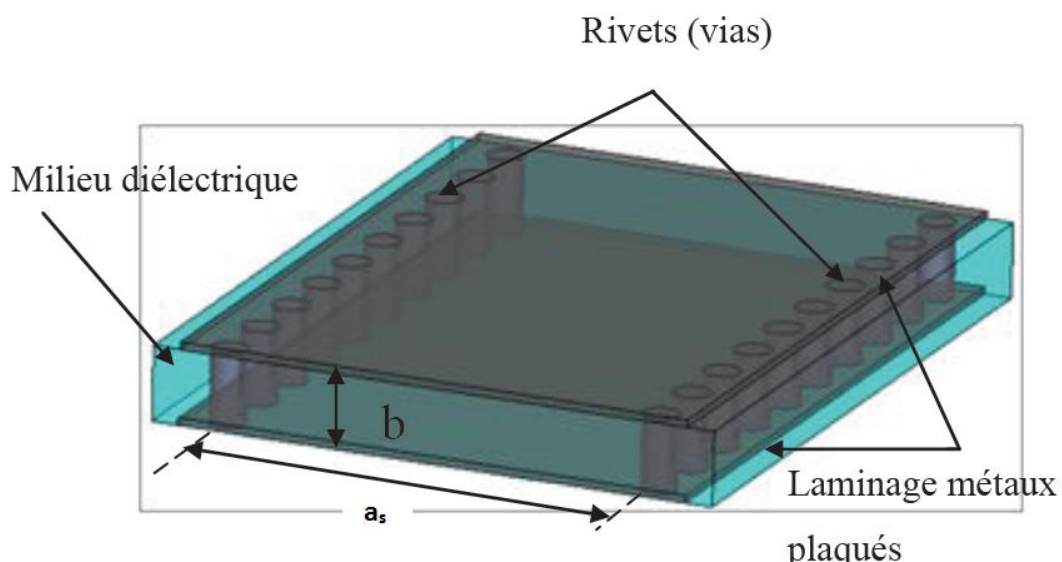


Figure I.10: Vue tridimensionnelle d'un tronçon de guide SIW.

La distribution du champ dans le guide SIW est similaire à celle d'un guide d'onde rectangulaire classique comme illustré sur la figure I.11. Par conséquent, il présente les avantages de faible coût, de facteur de qualité élevé, et peut facilement être intégré dans les circuits micro-ondes et ondes millimétriques intégrés.

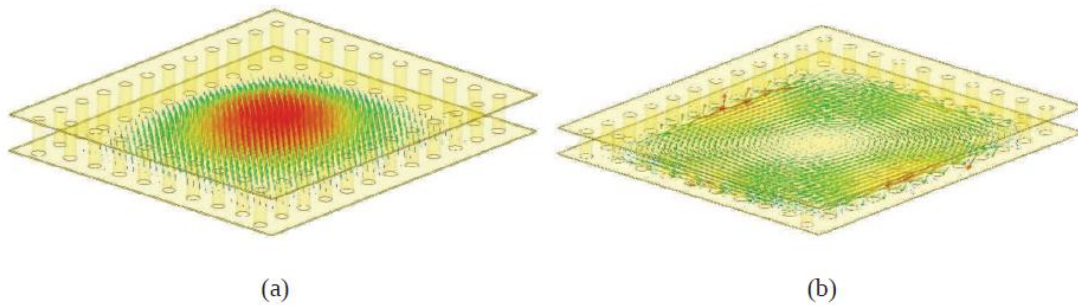


Figure I.11 Répartition du champ électrique (a) et magnétique (b) dans une cavité SIW rectangulaire.

I.3.3 Caractéristiques modales

Les études théoriques montrent que les caractéristiques de propagation dans une structure SIW sont similaires à celles d'un guide d'onde rectangulaire. Plus précisément, si on néglige les pertes de rayonnement entre les trous métalliques, les modes SIW coïncident exactement avec les modes de propagation d'un guide d'ondes rectangulaire transverse électrique « \mathbf{TE}_{mn} » mais pas les modes transverses magnétiques [21].

Le mode transverse magnétique nécessite des courants surfaciques sur les deux plans conducteurs horizontaux d'un guide d'onde rectangulaire, mais dans notre cas, à cause de l'espace créé par les trous métalliques, ces courants horizontaux ont des difficultés à circuler [21]. Donc pour la technologie SIW le mode fondamental est le mode \mathbf{TE}_{10} , avec un courant électrique sur les deux plans métalliques en haut et en bas ce qui explique la similarité entre un guide d'onde rectangulaire et la technologie SIW.

Le SIW en plus d'un mode fondamental possède aussi une fréquence de coupure et un facteur d'atténuation. En effet, d'autres critères sont à prendre en considération dans la conception des circuits à base de la technologie SIW. Il s'agit de la taille du composant et de la bande d'opération qui sont les plus importantes. Pour la bande d'opération d'un guide d'ondes, on se

limite à la bande entre la fréquence de coupure du mode « TE_{10} » et celle « TE_{20} » et comme ça on peut garantir l'apparition du monomode: autrement dit un seul mode qui se propage.

I.3.4 Paramètres des guides d'ondes intégrés au substrat

Pour atteindre notre objectif qui concerne la conception d'une bonne structure SIW, il faut suivre quelques étapes simples de conception. Les paramètres nécessaires pour la conception du guide sont les suivants:

La dimension d correspond au diamètre de vias, la distance p entre deux vias adjacents centre à centre, h la hauteur du substrat, l'écartement réel a_s entre les deux rangées de vias (centre à centre) et la largeur effective a_d .

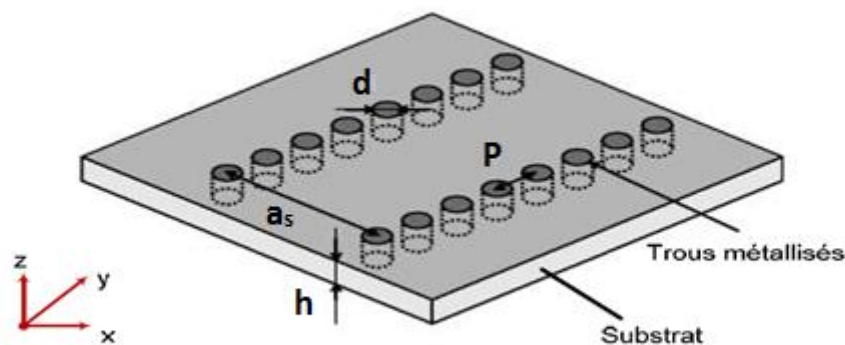


Figure I.12: SIW avec ses paramètres.

Le problème principal dans la conception de circuits SIW est lié à la minimisation des pertes. Il faut juste modifier des paramètres géométriques, à savoir l'épaisseur du substrat h , le diamètre d des vias métalliques et leur espacement p , l'épaisseur h joue un rôle important. Augmenter la hauteur h augmente le volume du substrat, ce qui réduit à des pertes conductrices [22]. En général, les pertes par rayonnement ne sont pas affectées par l'épaisseur du substrat. Un autre paramètre géométrique important est le diamètre d . En augmentant le diamètre d'un via métallique, les pertes conductrices vont augmenter, tandis que les pertes diélectriques vont diminuer parce qu'on réduit le volume pris par le diélectrique.

Un comportement similaire est observé avec l'espacement p . La réduction de p fait augmenter les pertes conductrices (en raison de l'augmentation de la surface métallique) et les pertes diélectriques restent pratiquement inchangées. Pour ces deux paramètres, la condition de Eq (I.34) et (I.36) doit être utilisée pour garder des pertes par rayonnement faibles.

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (I.34)$$

Où : λ_g est la longueur d'onde du guide :

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (I.35)$$

Et $d < p \leq 2d$ (I.36)

Une première équation empirique a été proposée pour obtenir une valeur approchée de la largeur effective du guide d'onde. En pratique cette valeur correspond à la largeur d'un guide d'onde rectangulaire en technologie volumique classique, dont la fréquence de coupure est identique au guide SIW considéré.

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (I.37)$$

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

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (I.38)$$

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

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (I.39)$$

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

$$a_s = a_d + \frac{d^2}{0.95p} \quad (I.40)$$

Cette Eq (I.40) n'est valide que dans le cas où l'écartement p entre deux vias est inférieur à la largeur a_s , et que $h < 4d$ (h est la hauteur de la cavité).

L'équation (I.41) apporte une amélioration, elle aussi empirique sur la précision de calcul de la largeur effective a_d d'un guide SIW [23]. Pour cette équation (I.41), les conditions sont : $p/d < 3$ et $d/a_s < 1/5$.

$$a_s = a_d + 1.08 \frac{d^2}{p} - 0.1 \frac{d^2}{a_d} \quad (\text{I.41})$$

I.3.5 Considération de conception de SIW

La modélisation de murs électrique verticaux par des rangées de vias doit respecter un certain nombre de règles D.Deslandes et K.Wu, les différents phénomènes qui entrent en jeu dans un guide d'onde SIW, et établissent des règles de conception résumées par la figure I.13.

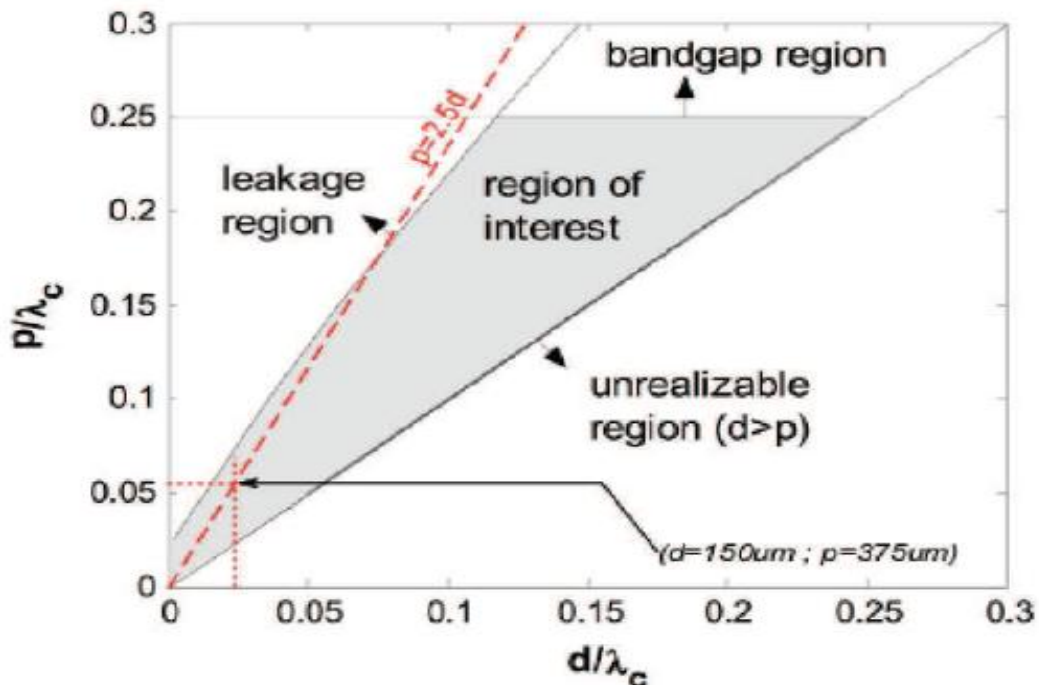


Figure I.13: Résumé des règles de conception d'un guide SIW.

La région appelée *leakage region* est à éviter puis qu'il s'agit d'une région où l'écartement entre les vias serait grand et provoquerait des pertes par rayonnement trop importantes. La zone *bandgap region* prend en compte les effets coupe-bande introduit par l'aspect périodique d'une structure SIW. Pour éviter ce genre d'effet, il est recommandé de respecter la condition $p/\lambda_c < 0.25$.

Enfin, la zone *over-perforated region* est donnée à titre d'information pour limiter le nombre de vias par longueur d'onde, et aussi réduire les coûts de fabrication. Ces quatre zones en laissent apparaître une dernière, appelée *region of interest*, et qui est celle dans laquelle il est conseillé de se placer pour concevoir un guide SIW [24]. Bien entendu ces règles sont données à titre indicatif et sont une bonne représentation des choses. Elles permettent d'obtenir un guide SIW équivalent à un guide d'onde classique de même dimensions, ayant des pertes par rayonnement négligeables.

I.4 Transition

Nous envisageons l'analyse complète des transitions en lignes planaires afin de réaliser une adaptation d'impédance parfaite entre des dispositifs en technologie SIW et des lignes de transmission micro-rubans.

Le signal transitant par un guide d'onde, nécessite généralement une transition intermédiaire pour faire un lien entre le circuit planaire en technologie micro-ruban et le guide d'onde. Cette transition doit permettre d'adapter en impédance le mode fondamental du guide TE_{10} sur le mode quasi-TEM de la ligne micro-ruban [25].

Une transition doit être simple à réaliser, engendrer un minimum de pertes et l'adaptation doit donc être optimale. Vu que l'impédance au niveau du guide est beaucoup plus importante que celle de la ligne micro-ruban (généralement de 50Ω dans la gamme des microondes), la conception d'un tel dispositif reste assez compliquée. Les dimensions de cette transition sont optimisées pour fonctionner dans une bande de fréquences donnée.

Les structures de transition entre les circuits planaires et les guides d'ondes rectangulaires traditionnels ont été largement étudiées, et différentes approches d'adaptation d'impédance ont été utilisées en microondes. À titre d'exemple la technique du guide d'onde corrugué [26] considère

une transition constituée d'une discontinuité entre une ligne micro-ruban et un guide d'onde corrugué qui se transforme ensuite en un guide d'onde rectangulaire métallique.

D'autres techniques utilisent une fente située au niveau du plan de masse sous la ligne micro-ruban [27] ou une sonde ou un patch placé au bout de la ligne micro-ruban Figure I.14.

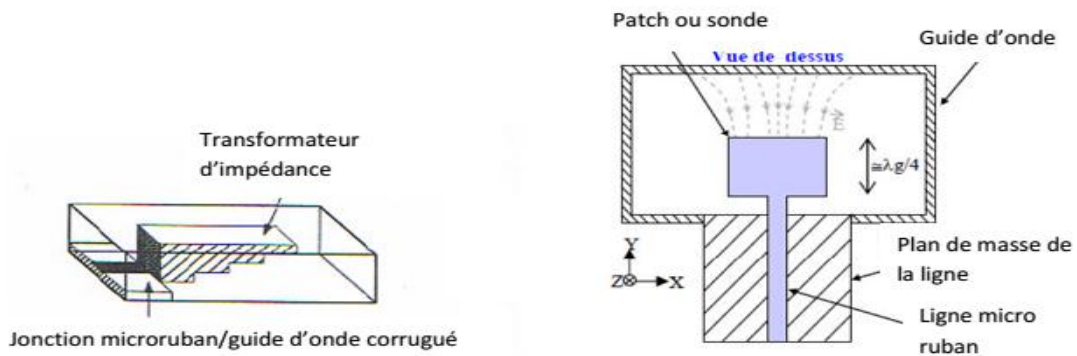


Figure I.14: Exemples de transition ligne micro-ruban-guide d'ondes.

D'autre part, depuis que les composants SIW et les circuits planaires ont pu être intégrés sur le même substrat, différentes transitions efficaces ont été proposées pour adapter des guides d'ondes avec les circuits planaires. Nous citons en particulier la transition micro-ruban conique (taper) coplanaire au guide d'onde, facilement réalisable [28].

La nécessité de combiner les deux technologies ensemble, celle du guide d'onde intégré dans le substrat et celle de la ligne micro-ruban, impose de dépasser les dissimilitudes physiques et électromagnétiques de ces supports de transmission. Il est apparent que les champs sont dans les deux cas, polarisés de la même façon, par contre les champs du guide d'onde couvrent une région plus grande par rapport à ceux de la ligne micro-ruban plus concentrés entre le plan de masse et le conducteur Figure I.15.



Figure I.15: Lignes de champs dans un guide d'onde rectangulaire et dans une ligne micro-ruban.

Une des manières pour y remédier, consiste donc à forcer les lignes de champ du guide à se concentrer de façon continue. Une technique a été proposée [29] comme solution à la transformation sans pertes du mode de propagation quasi-TEM dans la ligne micro-ruban au mode fondamental transverse électrique TE_{10} du guide d'onde. Il s'agit de la transition coplanaire micro-ruban- guide d'onde Figure I.16, laquelle est très efficace et à large bande.

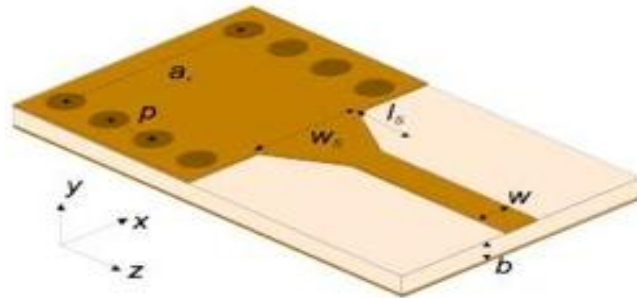


Figure I.16: Transition d'un SIW vers un micro-ruban avec ses paramètres.

Cette transition est conçue essentiellement d'un taper micro-ruban reliant la ligne micro-ruban de largeur initiale $W1$, de largeur finale $W2$, ainsi que de longueur L de la ligne profilée. La largeur initiale de la ligne micro-ruban $W1$ est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de $Z_0 = 50 \Omega$. Le calcul du ratio $\frac{w_1}{d}$ se fait par la formule suivante :

$$\frac{w_1}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^A - 1} & \text{pour } \frac{w}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{pour } \frac{w}{d} > 2 \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

$$A = \frac{z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \sqrt{\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (\text{I.43})$$

$$\text{et } B = \frac{377\epsilon_r}{2z_0\epsilon_r} \quad (\text{I.44})$$

La longueur optimale peut être obtenue en choisissant la largeur médiane entre la ligne micro-ruban et la fin de transition, donc en prenant :

$$W_{\text{milieu}} = w_2 + w_1/2 \quad (\text{I.45})$$

Il suffit de calculer la longueur d'onde pour cette largeur et de fixer la longueur à un quart de longueur d'onde. Il faut commencer par trouver la constante diélectrique effective pour cette largeur de ligne micro-ruban :

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} + \frac{1}{\sqrt{1 + 2d/w_{\text{milieu}}}} \quad (\text{I.46})$$

Il faut calculer par la suite le λ_c avec l'équation suivante :

$$\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\epsilon_0 \mu_0 \epsilon_r}} \quad (\text{I.47})$$

I.5 Exemples d'application

Les coupleurs directionnels sont largement utilisés comme composant passifs permettant de diviser un signal ou de combiner deux signaux dans plusieurs systèmes micro-ondes. Depuis son apparition, le développement du coupleur a trouvé un intérêt constant et soutenu, notamment en raison de l'introduction de nouvelles technologies permettant le développement de nouvelles applications avec certaines exigences.

La technologie de guide d'ondes a été parmi les premières étudiées par les chercheurs travaillant sur ce type de composants. Sur la base de cette technologie nous citons quelques exemples des coupleurs trouvés dans la littérature.

I.5.1 Demi-monde des guides d'ondes intégrées au substrat (HMSIW) et coupleur SIW à 3dB [30]

Dans la bande des micro-ondes, les coupleurs SIW prennent les avantages 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 Model Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) » est proposée, qui maintient la bonne performance des coupleurs SIW avec

une réduction de près de la moitié de la taille. Il est connu que le mode dominant d'un SIW dans le plan symétrique le long de la direction de propagation est équivalente à une paroi magnétique.

Sur la base de cette idée, nous pouvons couper en deux le SIW avec un mur magnétique figure I.17 et chaque moitié de SIW devient une structure HMSIW, cette structure peut garder la distribution du champ original dans sa propre partie à cause de son rapport qui est la largeur w sur la hauteur h ($\frac{w}{h}$).

Un guide d'onde rectangulaire métallique classique rempli avec le même diélectrique s'il éprouve la même opération que celle de HMSIW, la perte d'insertion ne sera pas supérieure à celle de HMSIW. Cependant, la complexité et le coût de mécanisme permettra d'accroître considérablement la structure du guide. Ce ne sont que les avantages de HMSIW plus de guide d'onde rectangulaire.

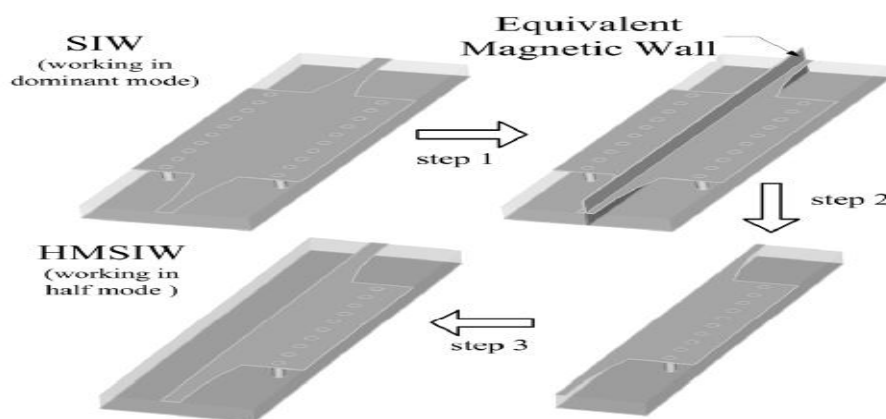


Figure I.17: la comparaison du mode dominant dans un SIW et un HMSIW.

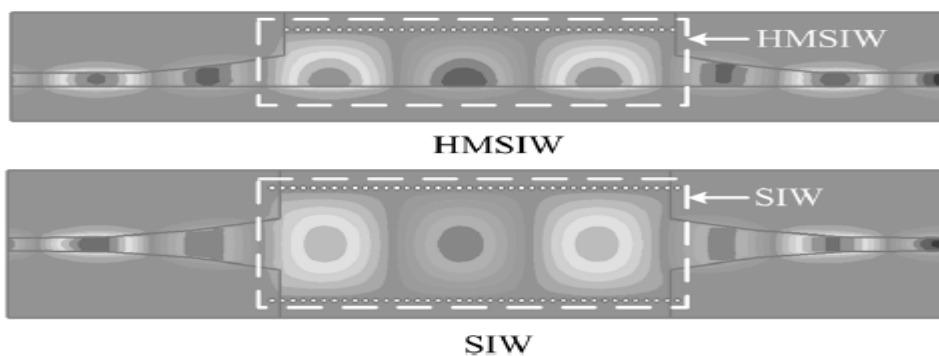


Figure I.18: mode dominant dans HMSIW et SIW.

Le HMSIW et les coupleurs SIW à 3 dB sont conçus, fabriqués et mesurés. La figure I.19 illustre les paramètres S mesurés et simulés du coupleur SIW.

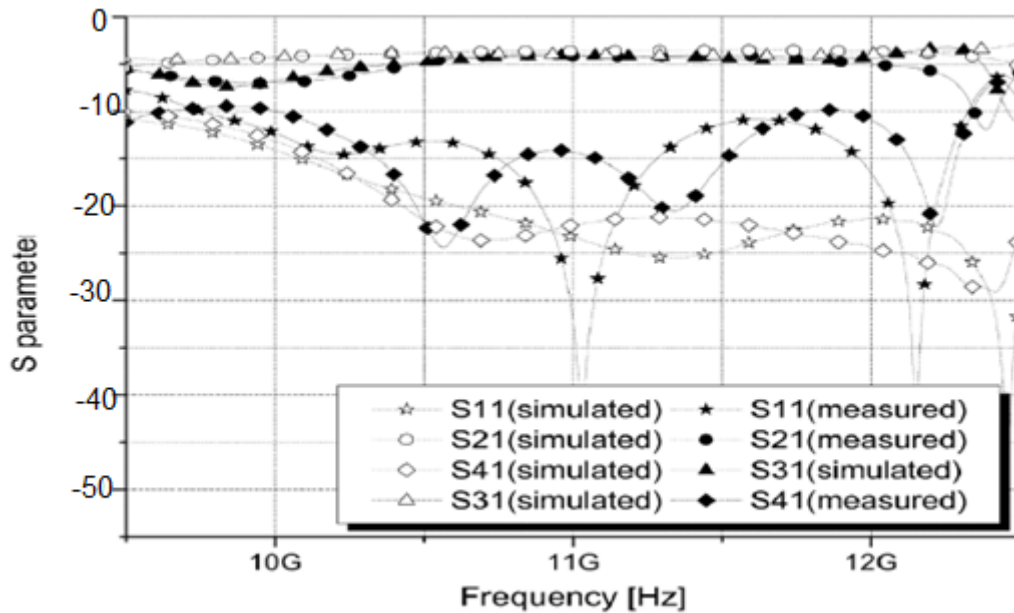


Figure I.19: Les paramètres S mesurés et simulés du coupleur SIW.

La figure ci-dessous représente les paramètres S mesurés et simulés du coupleur HMSIW à 3 dB.

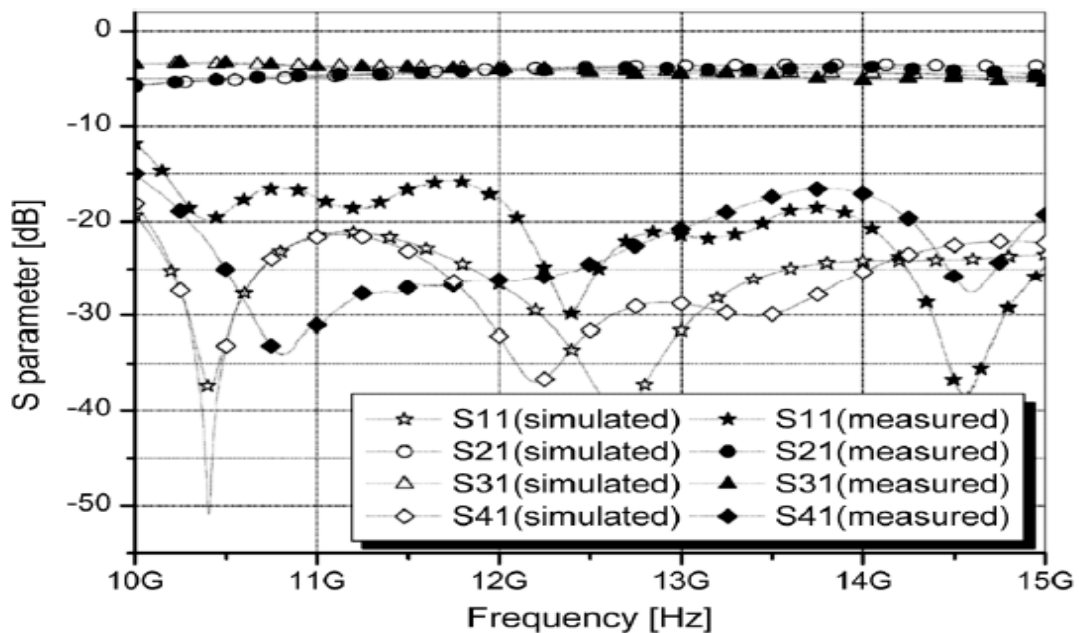


Figure I.20: Les paramètres S du coupleur HMSIW à 3 dB.

En comparant les figures (I.19) et (I.20), nous pouvons conclure que le coupleur de HMSIW a une bande passante de fonctionnement plus large et la perte d'insertion du coupleur de SIW est un peu plus grande que celle du coupleur HMSIW.

I.5.2 Conception des SIW croisés des coupleurs directionnels avec différents angles [31]

Les coupleurs proposés emploient la configuration illustrée dans la figure I.21.

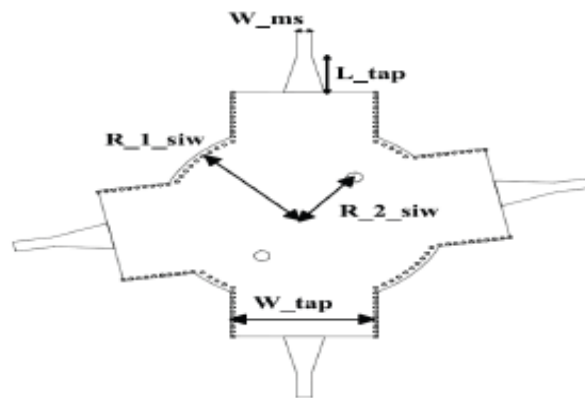


Figure I.21: SIW croisés des coupleurs directionnels.

Deux sections SIW se croisent à un angle fixe et leur région recouverte par une jonction SIW circulaire. Les deux postes sont disposés strictement avec la bissectrice de l'angle de croisement (θ). Pour la commodité de la mesure, les transitions micro-ruban sont placées pour se connecter avec chaque section SIW.

Les résultats simulés obtenus à partir de simulateur CST indique que lorsque (θ) est plus en plus petite, R_1 et R_2 doivent être plus grande. D'où R_1 indique le rayon de la jonction de guide d'onde circulaire et R_2 la distance entre l'un de ces deux postes au centre de la jonction.

θ (degrees)	60	65	70	75	80	85	90
R_1 (mm)	17.04	16.88	16.69	16.46	16.25	16.04	15.81
R_2 (mm)	10.52	10.23	9.87	9.46	9.27	9.13	8.92

Tableau I.1: Les dimensions optimisées pour différents angles.

La figure I.22 montre les résultats des paramètres S de coupleur simulé avec $\theta = 80^\circ, 70^\circ$ et 60° .

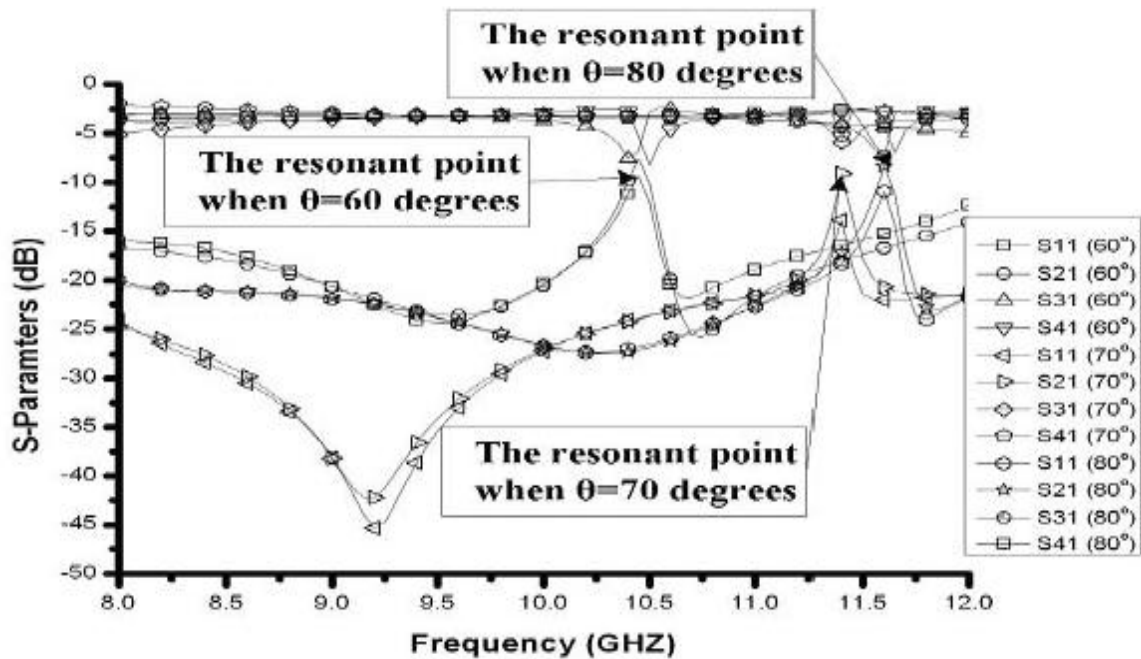


Figure I.22: Résultats des paramètres S de coupleur avec $\theta = 80^\circ, 70^\circ$ et 60° .

Il est observé que lorsque $\theta = 80^\circ$, nous obtiendrons une meilleure large bande. De toute évidence, un point de résonance qui est probablement apporté par la jonction de SIW circulaire, il se déplace à une bande inférieure lorsque R_1 s'agrandit. Ce point de résonance va dégrader la performance de ces coupleurs dont les angles de croisement sont à moins de 60° .

I.5.3 Coupleur Schwinger [32]

Le coupleur Schwinger a été inventé en 1946 et il est basé sur la technologie de guide d'onde conventionnel. Son principe est illustré à la figure I.23, 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 I.23) 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 ($\frac{\lambda_g}{4}$) suivant la relation qui suit :

$$d = (2n + 1) \frac{\lambda_g}{4} \quad (\text{I.48})$$

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.

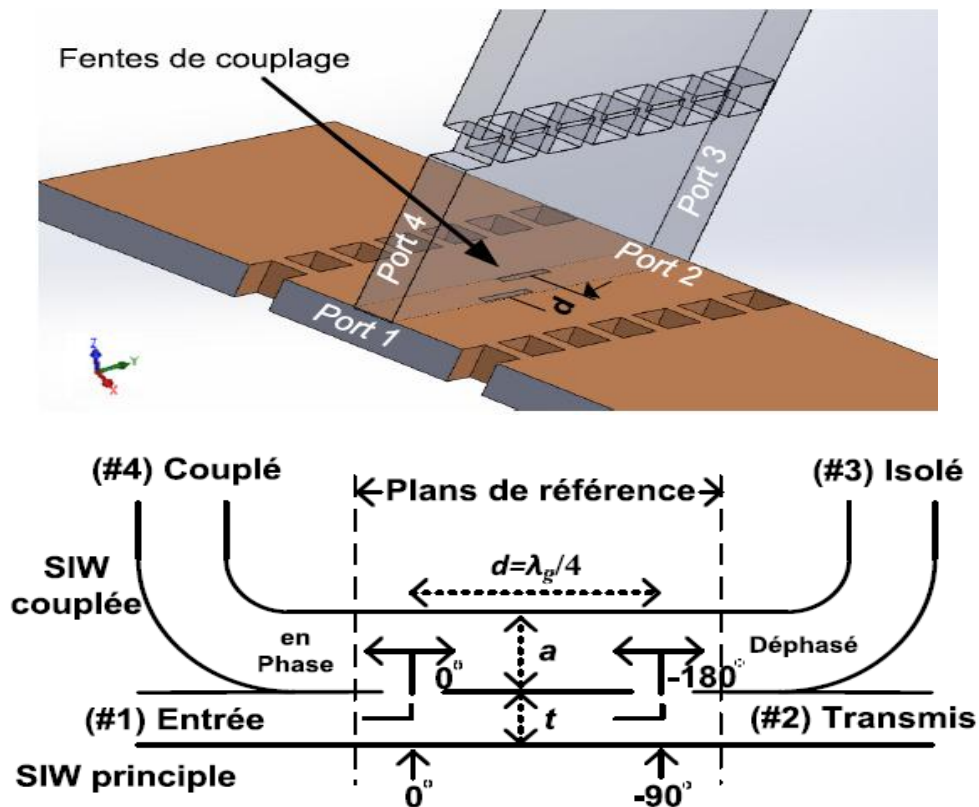


Figure I.23: Principe de fonctionnement du coupleur schwinger.

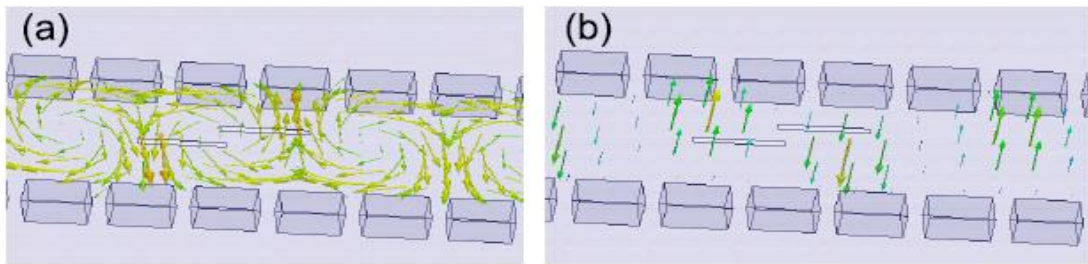


Figure I.24: Distribution du champ simulé (a) champ magnétique et (b) champ électrique suivant la direction de propagation à la fréquence de 35 GHz.

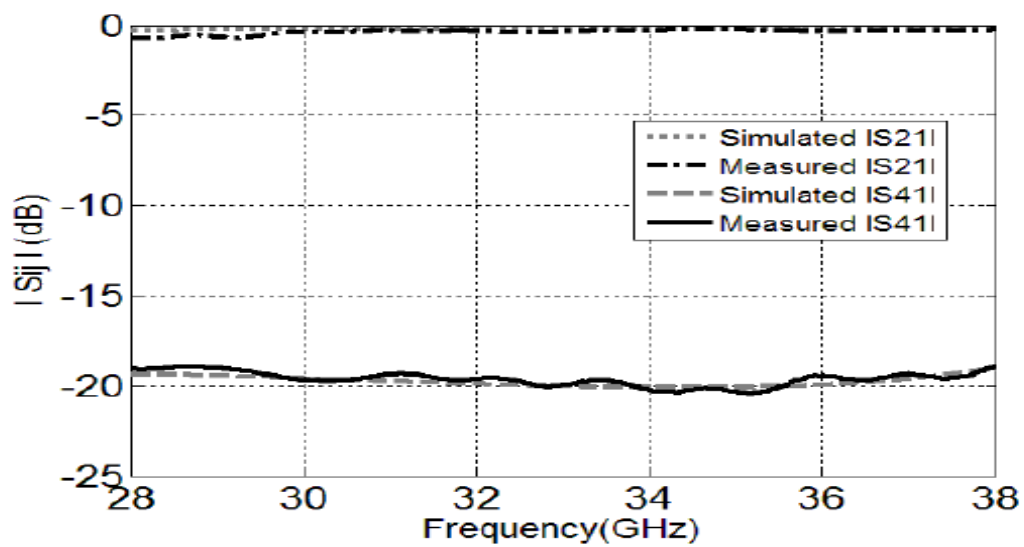


Figure I.25: Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{21} et S_{41} du coupleur schwinger.

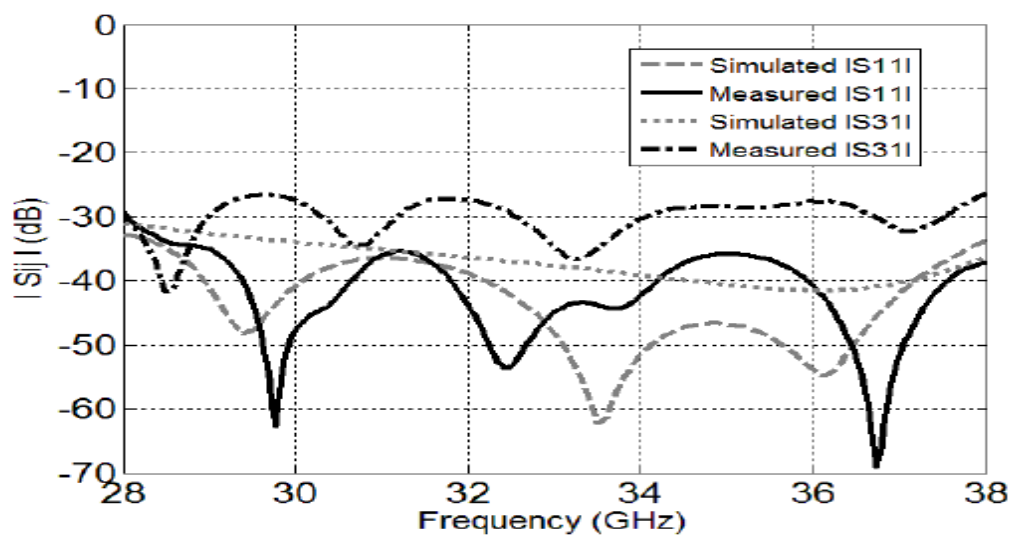


Figure I.26: Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{31} et S_{11} du coupleur schwinger.

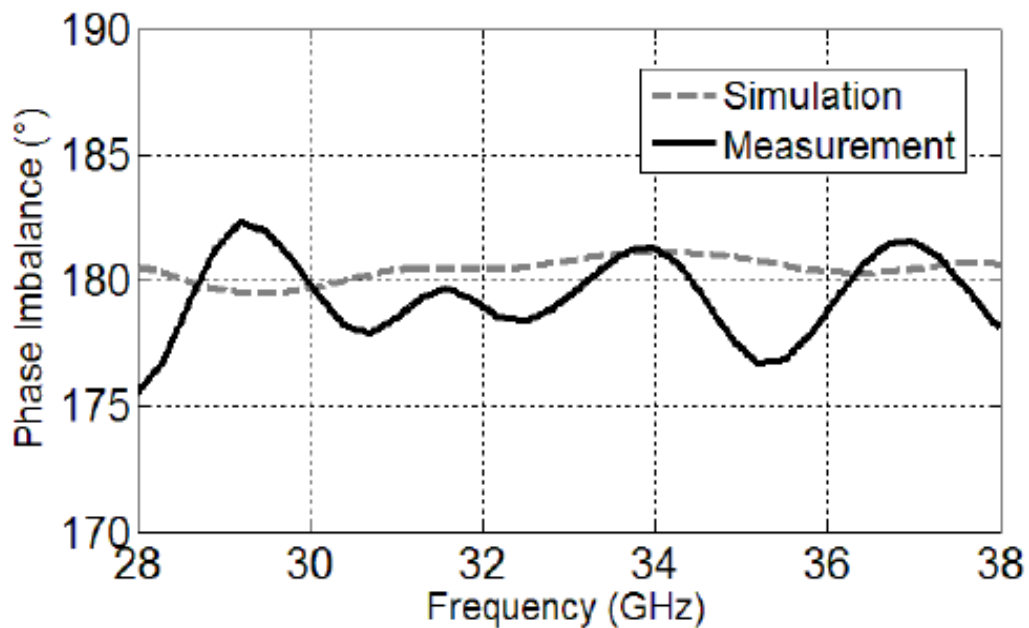


Figure I.27: Résultats simulé et mesurés de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.

L'étude a été basée sur une simulation à l'aide de logiciel CST, les figures I.25 et I.26 montrent les paramètres S simulés et mesurés. Il y a une très bonne concordance entre les résultats théoriques et les résultats simulés dans la bande d'intérêt (28-38 GHz). Le coefficient de réflexion S_{11} et le coefficient d'isolation S_{31} sont inférieurs à -30 dB dans la bande de largeur 10 GHz. Le paramètre de transmission est inférieur à 0.74 dB dans la bande de fréquence considérée. La différence de phase entre le port transmis et le port couplé est représentée sur la figure I.27. Elle oscille entre 175.7° et 182.3° . En conclusion le prototype du coupleur 20 dB réalise d'excellentes performances sur environ 30% de largeur de bande.

I.5.4 Coupleur directionnel Cruciforme Super-Compact en technologie SIW [33]

La figure suivante présente un coupleur directionnel SIW réalisé par deux guides d'ondes rectangulaires perpendiculaires avec une zone transversale dans lesquels deux poteaux métalliques sont fixés de façon symétrique pour contrôler le flux de signaux. Deux autres vias placés dans chaque port sont utilisés comme un élément de réflexion à annulation en faisant varier la section de SIW.

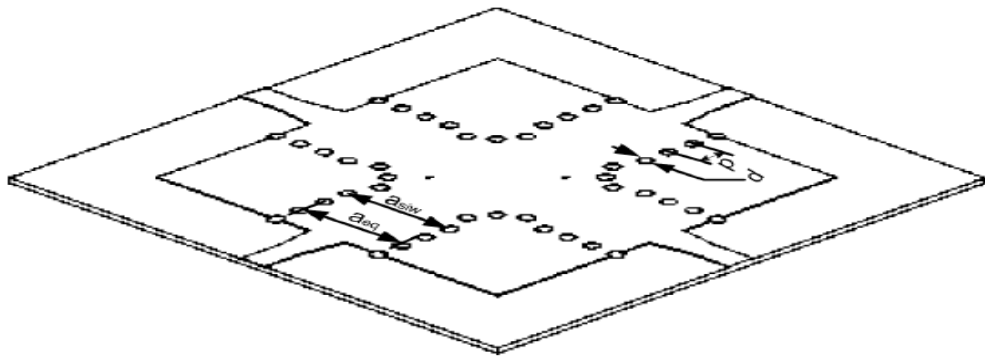
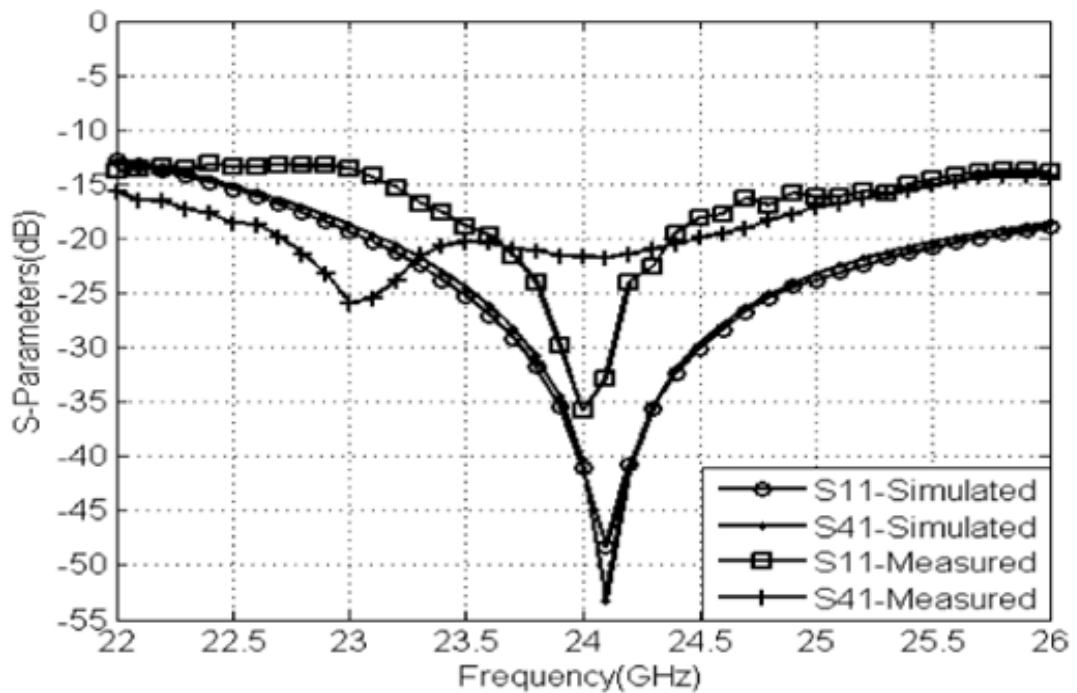
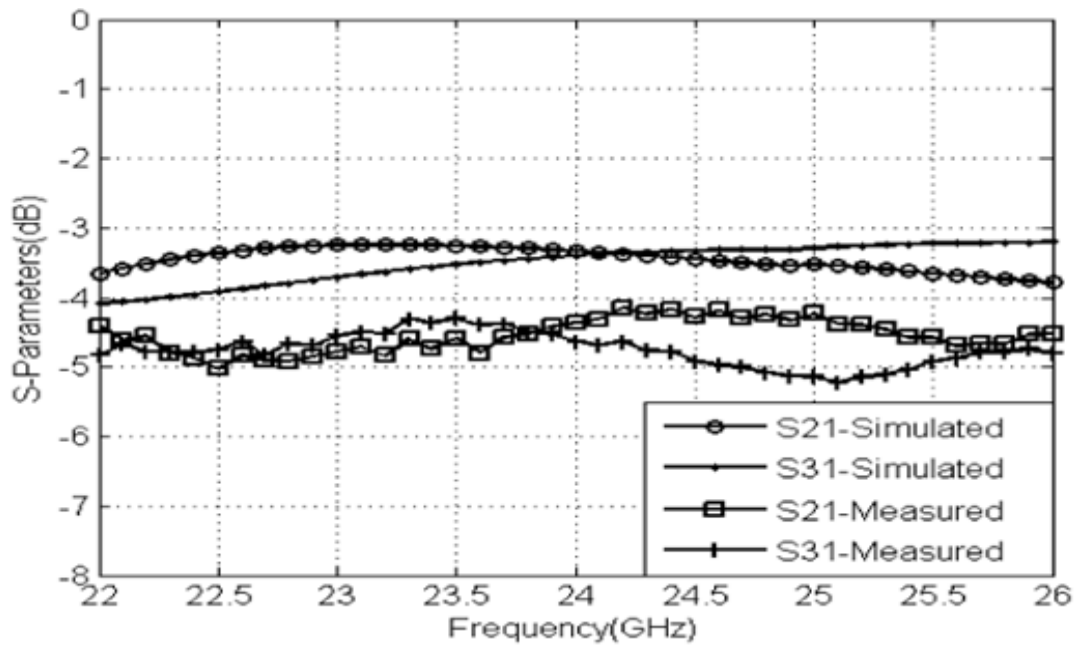


Figure I.28: Vue perspective du coupleur directionnel utilisant la technologie SIW.

Comme une preuve de concept, les résultats de mesures sont présentés et comparés avec ceux simulés par logiciel CST. Comme le montre la figure ci-dessous I.29 (a) et (b) les résultats de simulation de coupleur 3 dB montrent une excellente performance.



(a)



(b)

Figure I.29: simulation et mesure des S-paramètres du coupleur SIW.

(a) S_{11} et S_{41} . (b) S_{21} et S_{31} .

L'augmentation des pertes d'insertion observées dans les mesures est causée par les transitions SIW micro-ruban ajoutés ainsi que les pertes diélectriques. Ces pertes ne sont pas prises en compte dans les résultats de simulation.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord introduits quelques notions générales sur les guides d'ondes. Afin d'éviter les formules complexes et éviter de faire face aux équations théoriques trop compliquées, nous nous sommes donc intéressés à l'étude des guides d'ondes à section rectangulaire, après nous avons présenté quelques structures de lignes de transmission dans la technologie planaire.

En suite, une nouvelle technologie a été développée qui est comparable avec celle d'un guide d'onde conventionnel. Non seulement elle tire ses avantages de cette dernière, mais également, elle associe ceux de la technologie planaire, c'est la technologie SIW. Cette dernière progresse tous les jours, ce qui donne lieu à des réalisations intéressantes de composants hyperfréquences passifs et actifs. De plus, la flexibilité de la conception de ces circuits SIW en fait

des technologies prometteuses avec de faibles pertes et de faibles coûts pour les applications en micro-ondes.

Le prochain chapitre sera réservé à la présentation du logiciel de simulation. Il s'agit de CST MICROWAVE STUDIO.

Chapitre II

**Théorie des coupleurs et outil de
simulation CST**

Chapitre II : Théorie des coupleurs et outil de simulation CST

II.1 Introduction

L'utilisation des technologies de l'information et de la communication aujourd'hui marquée par l'introduction de la simulation. Les simulations électromagnétiques ont été effectuées à l'aide des logiciels de simulation EM du commerce, ils sont basés sur la résolution numérique des équations de Maxwell avec des conditions initiales et aux limites bien définies.

Des logiciels de simulation disponible dans le commerce utilisant différentes méthodes numériques. Le choix de logiciel de simulation dépend donc du problème à résoudre par exemple : La taille, le type et le matériau de la structure, la complexité de la géométrie, qui disposent d'une très vaste variété de fonctionnalités et outils permettant la modélisation, la conception et la simulation rapide et précise des composants hyperfréquences [34].

Notre but s'est orienté vers la conception et la simulation des coupleurs. Dans ce but nous allons étudier et traiter le problème de l'adaptation de ces coupleurs en utilisant le logiciel CST Microwave Studio qui donne des résultats performants et similaire avec ceux de la littérature des structures réalisées. Cette fiabilité a été prouvée dans le chapitre précédant à travers des exemples suscités.

Avant d'entamer la section consacrée à la présentation et la description de ce logiciel nous commencerons par introduire quelques techniques standards de réalisation et les notions de base nécessaires à la compréhension du fonctionnement des coupleurs directionnels.

II.2 Les coupleurs directionnels

II.2.1 Introduction

Les coupleurs sont des composants micro-ondes extrêmement utiles et versatiles dont la première fonction est de coupler ou de diviser le signal incident ou la puissance de manière disproportionnée ou de façon égale. Dans ce dernier cas, on parle de diviseur de puissance ou de

coupleur directionnel 3 dB. Ils sont utilisés dans de nombreuses applications incluant les systèmes de télécommunications sans fil, les systèmes de radar, les systèmes de mesure et d'instrumentation tels que les systèmes de test, les analyseurs vectoriels, les wattmètres, les contrôleurs de gain automatique par boucles, les réflectomètres et dans les systèmes biomédicaux [35].

II.2.2 Définition

Un coupleur directif est un composant à quatre accès (quadri-porte) très utilisé en hyperfréquence pour prélever une partie du signal dont on veut mesurer ou contrôler la fréquence et la puissance. Un coupleur directif idéal figure II.1 est un composant passif sans pertes à quatre ports. Chaque accès est adapté et la puissance injectée dans un accès d'entrée (voie incidente) est divisée entre les deux accès de sortie (voie directe et voie couplée). L'accès restant est isolé, ce qui signifie qu'aucune puissance ne lui est transférée. Un coupleur directif idéal est réciproque, adapté et sans pertes [36].

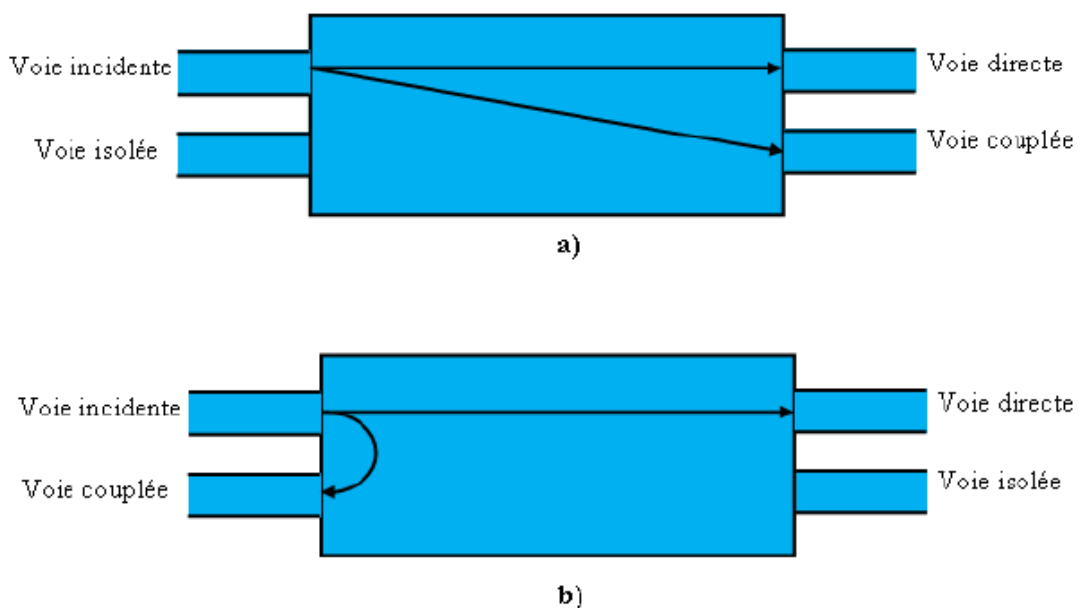


Figure II.1: Coupleur directif : codirectif en a) et contradirectif en b).

La figure II.2 représente un coupleur directionnel dont les ports 1 et 4 sont les entrées, tandis que les ports 2 et 3 sont les sorties.

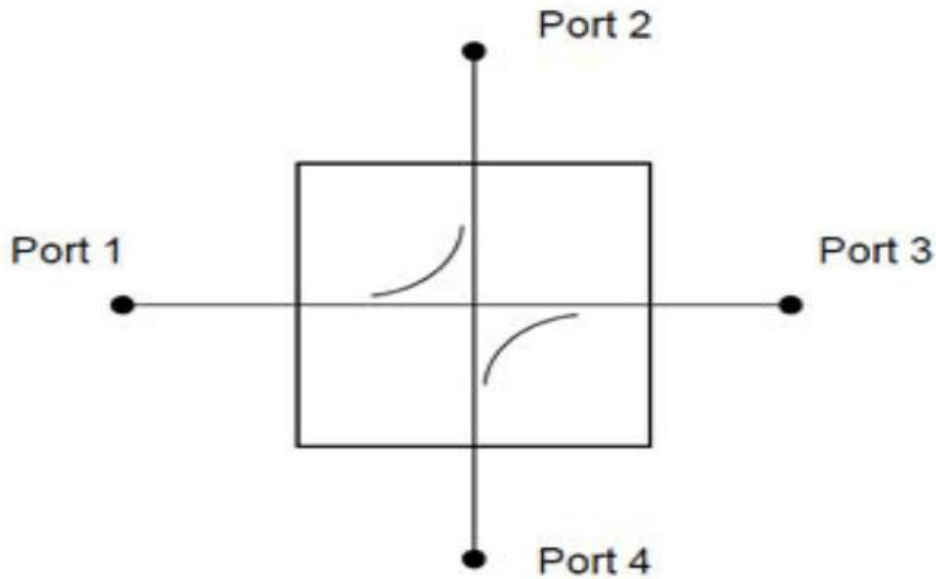


Figure II.2: Schéma fonctionnel d'un coupleur directionnel.

Prenons l'exemple idéal d'un coupleur directif à quatre ports comme celui illustré sur la Figure II.2. Une onde incidente au port 1 est couplée aux ports 2 et 3 seulement, le port 4 est isolé. De manière semblable, une onde incidente au port 4 est couplée aux ports 2 et 3 seulement, le port 1 est isolé. Ainsi les ports 1 et 4 ne sont pas couplés. Si une onde est incidente aux ports 2 ou 3, la puissance est couplée aux ports 1 et 4 seulement, les ports 2 et 3 ne sont pas couplés. De plus, tous les ports sont adaptés. En d'autres mots si trois ports ont des charges adaptées, le quatrième port paraît aussi adapté et une onde incidente dans ce dernier ne serait pas réfléchi [37].

Un coupleur directionnel est habituellement dimensionné pour que tous les ports soient adaptés, que les entrées (respectivement les sorties) soient découplées entre elles, et que l'ensemble de l'énergie entrant dans un port d'entrée soit distribuée sans pertes vers les deux sorties (de façon équilibrée ou non). Ces propriétés se traduisent de la manière suivante sur les paramètres [S]:

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{11} = 0 \\ S_{41} = 0 \\ |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1 \end{array} \right. \quad (\text{II.1})$$

Les deux entrées étant symétriques, on peut obtenir un jeu de conditions similaires en intervertissant les indices 1 et 4. Une écriture élégante de la matrice $[S]$ est obtenue en introduisant le paramètre de couplage β et celui de transmission α tel que :

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 2})$$

Il est important de noter que l'intervalle des valeurs possibles du facteur de couplage β est fortement dépendant de la technologie utilisée. Par exemple, un coupleur directionnel dit coupleur à branches [38], dont le schéma fonctionnel est présenté sur la Figure II.3, permet des valeurs de couplage plutôt proches de l'équilibre (autour de -3 dB). Ce coupleur peut être réalisé en technologie imprimée ou guide d'onde. Selon les notations de la Figure II.3 et pour une alimentation en port 1, le port 2 est le port direct, le port 3 est le port couplé et le port 4 est le port isolé. D'autres types de coupleurs peuvent être utilisés pour des couplages plus faibles, donc des sorties plus déséquilibrées. En technologie imprimée, on peut par exemple utiliser des lignes couplées [39], tel qu'illustré sur la Figure II.4. La particularité de ce coupleur réside dans l'agencement des ports, qui est différent d'un coupleur à branches. En effet, le port couplé (port 3) se trouve du même côté que le port d'entrée (port 1).

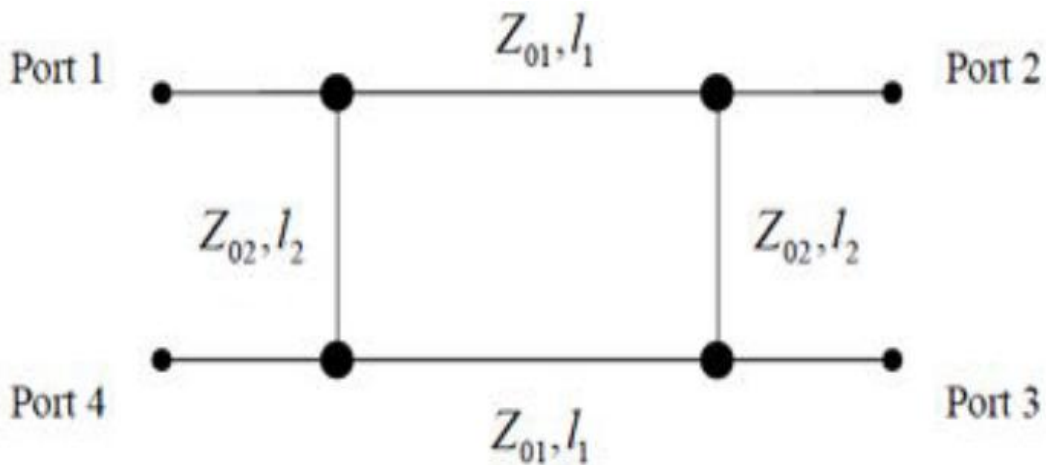


Figure II.3: Schéma fonctionnel d'un coupleur à branches.

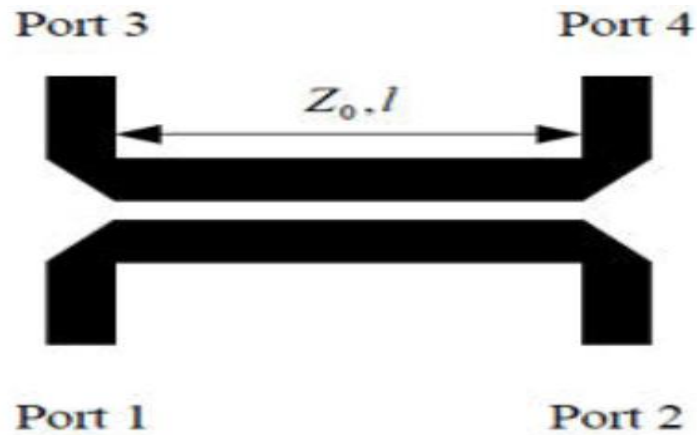


Figure II.4: Exemple de coupleur à lignes couplées.

En technologie guide d'onde standard, on peut utiliser des coupleurs à fentes [40], tel qu'illustré sur la Figure II.5. Sur ce dernier exemple, il est important de savoir qu'avec des fentes plus grandes ou plus nombreuses ou en modifiant l'orientation relative des guides, il est possible d'augmenter le coefficient de couplage et donc de concevoir des coupleurs plus équilibrés [41]. Il faut noter qu'on peut utiliser à la place des fentes rectangulaires, des fentes circulaires qui servent à commuter les deux sorties couplées (port direct et port couplé) comme nous le montre la Figure II.6. Ce dernier type de coupleur est appelé coupleur BH venant du nom de Bethe Hans, physicien américain d'origine allemande, qui l'a inventé. Il mit au point le prototype pendant la Seconde Guerre mondiale. Le principe selon lequel, plus il y a de fentes circulaires et de rayons grands, plus le facteur de couplage augmente, est valable dans ce cas.

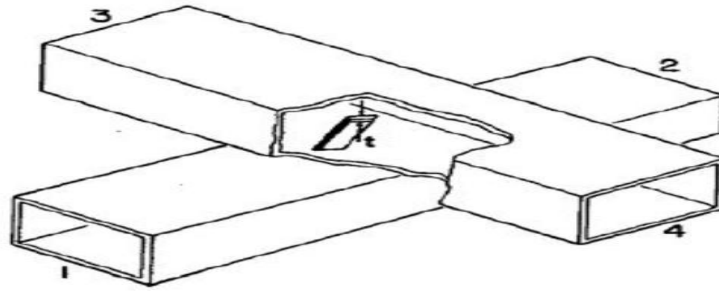


Figure II.5: Exemple de coupleur directionnel à fente.

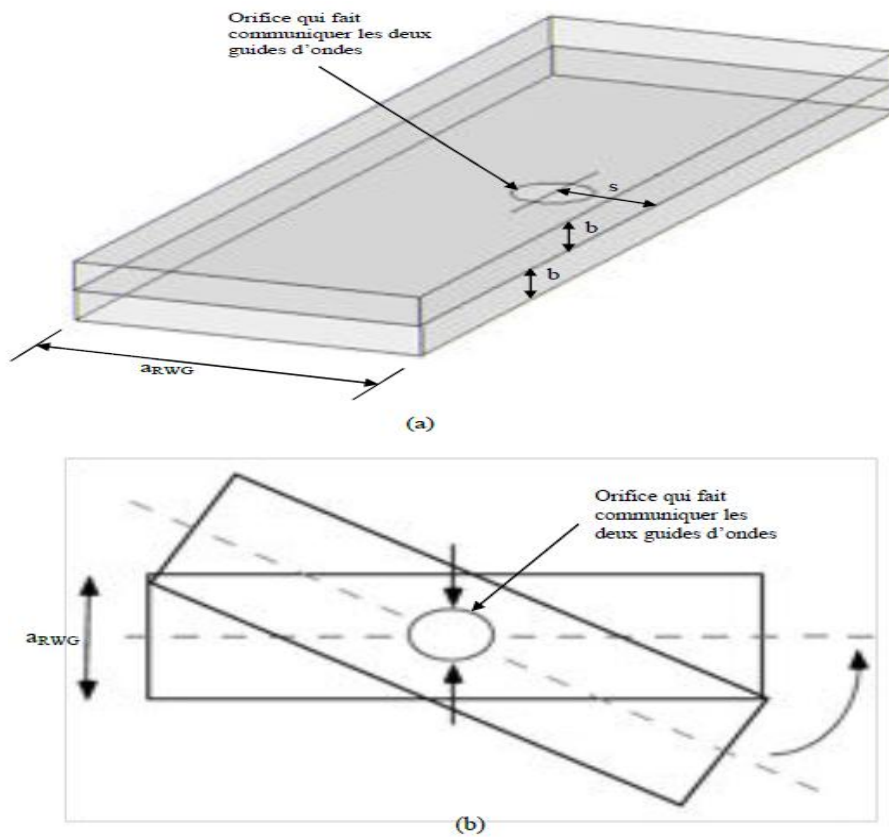


Figure II.6: Coupleur directionnel BH : (a) deux guide d'ondes parallèles et (b) deux guide d'onde formant un angle (les deux guides ont la même épaisseur).

Finalement, le choix du coupleur va être essentiellement guidé par la technologie retenue (contraintes de compacité, planéité, tenue en puissance, pertes d'insertion, taille et surtout coût) et l'adéquation de sa topologie (essentiellement l'orientation des ports) avec la matrice de Butler à réaliser afin de minimiser les interconnexions. Dans notre cas, ce sera la technologie guide d'onde intégré au substrat présentée dans **le chapitre I** à cause des avantages qu'elle offre du point de vue de topologie.

Plusieurs critères de performance doivent être pris en compte lors de la conception des circuits de coupleurs. Parmi ceux utilisés pour évaluer les coupleurs directionnels, on trouve:

- Les pertes d'insertion ou le coefficient de réflexion (S_{11}): elles représentent les pertes de désadaptation.
- Le facteur de couplage : indique la fraction de puissance d'entrée qui sera couplée à un de ses ports.

$$\text{couplage} = -20 \log |S_{13}| = -20 \log |S_{31}| \quad [dB] \quad (\text{II.3})$$

- La directivité : est une mesure de l'habileté du coupleur à isoler les ondes incidentes et réfléchies. Elle est infinie pour un coupleur idéal.

$$\text{Directivité} = 20 \log \left| \frac{S_{13}}{S_{14}} \right| = 20 \log \left| \frac{S_{31}}{S_{41}} \right| \quad (\text{II.4})$$

- L'isolation : est une mesure du découplage entre l'entrée du signal et la voie isolée.

$$\text{Isolation} = -20 \log |S_{14}| = -20 \log |S_{41}| \quad [dB] \quad (\text{II.5})$$

II.3 Description du logiciel de simulation CST Studio Suite

II.3.1 Définition

Fondé en 1992, le logiciel de simulation électromagnétique CST STUDIO SUITE est l'aboutissement de nombreuses années de recherche et de développement dans les solutions les plus efficaces et précises de calcul pour la conception électromagnétique.

CST Microwave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structures passives en 3 Dimensions basée sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (Finite Intégration Technique) . Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3 Dimensions de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelles et fréquentielles. De plus, contrairement à la plupart des logiciels de simulation électromagnétiques, CST, d'une part sa méthode, discrétise la forme intégrale des équations de Maxwell plutôt que leurs formes différentielles [42].

CST Microwave Studio fait partie de la CST DESIGN STUDIO suite, offre un certain nombre de solveurs différents pour différents types d'applications. Étant donné aucune méthode ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'application.

II.3.2 Modules de CST

L'outil CST offre un certain nombre de solveurs différents pour différents types d'application [43].

a) Solveur transitoire


Il s'agit d'un module 3D général qui permet d'obtenir des simulations en temps réel, ce qui peut être intéressant pour étudier la propagation du champ dans un composant électronique en fonction du temps.

b) Solveur fréquentiel

Comme le solveur transitoire, il est constitué d'un solveur général basé sur une méthode fréquentielle. Selon la structure étudiée, le maillage peut être cartésien ou tétraédral.

c) Solveur intégral 

Ce solveur est dédié aux plus grandes structures électriques. Il se fonde sur la Méthode des moments avec une formulation intégrale des champs électriques et magnétiques. Afin de réduire la complexité numérique l'approche MLFMM (Multi level Fast Multipole Method) est utilisée.

d) Solveur modal 

Ce solveur est dédié à des simulations de structures fermées résonantes. Les résultats qui peuvent être obtenus sont par exemple la distribution des modes ainsi que les fréquences de résonance de la structure.

L'outil le plus flexible est le solveur transitoire, qui peut obtenir le haut débit. Ce solveur est efficace pour la plupart des types d'applications à haute fréquence tels que des connecteurs, lignes de transmission, filtres, antennes ...

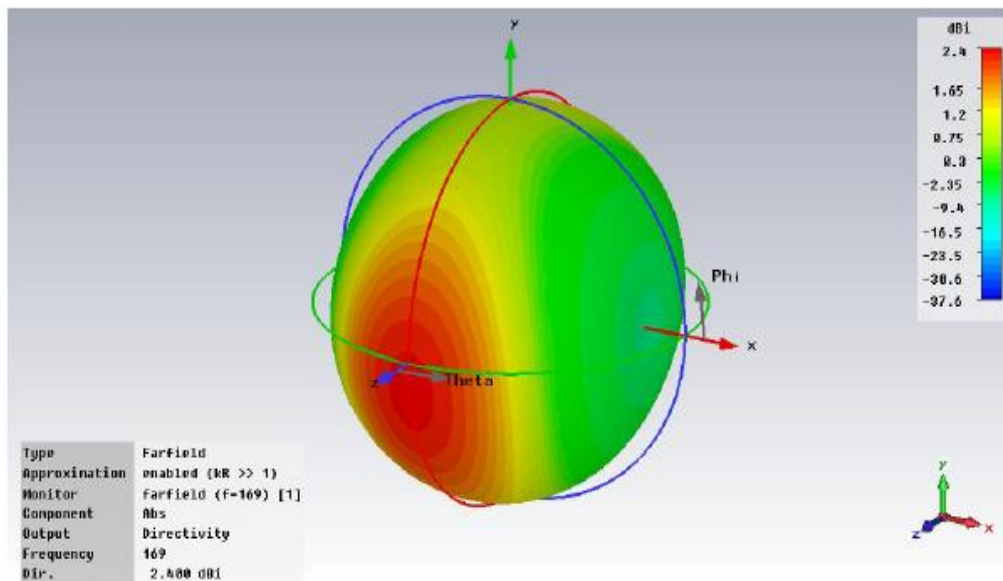


Figure II.7: Illustration de l'outil CST.

II.3.3 Les méthodes numériques utilisées par CST

II.3.3.1 La méthode FIT

CST Microwave Studio est un code de calcul basé sur le schéma FIT. Il utilise un maillage cubique pour limiter les coûts de calcul.

La FIT est utilisée par le logiciel d'analyse électromagnétique 3D Microwave Studio de CST qui présente de nombreuses optimisations de calcul et une interface graphique conviviale, elle est appliquée dans le domaine Temporel. La discrétisation des dérivées temporelles est faite par le schéma leap-frog utilisé aussi en FDTD. À la différence de la FDTD, l'utilisation ici de la forme intégrale locale permet d'appliquer la technique des PBA. Le principe de la technique d'intégration finie FIT repose sur la discrétisation des équations de Maxwell sous leurs formes intégrales :

- $\oint_c E \cdot d\vec{L} = - \iint_s \frac{\partial B}{\partial t} \cdot ds$
- $\oint_c H \cdot d\vec{L} = \iint_s (\frac{\partial B}{\partial t} + \vec{j}) \cdot ds$
- $\iint_s D \cdot d\vec{s} = \iiint_v p \cdot dv$
- $\iint_s B \cdot d\vec{s} = 0$

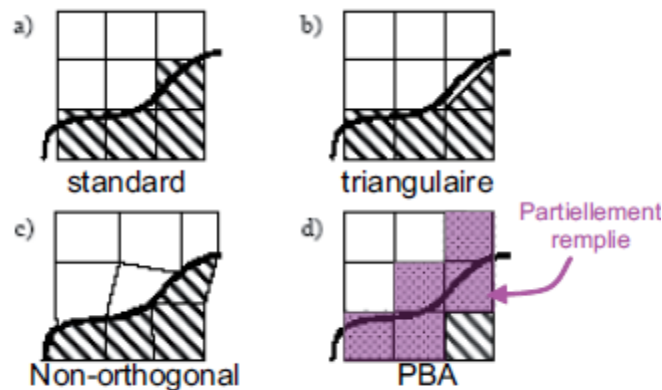


Figure II.8: Différents maillages et approximations.

Il existe d'autres méthodes d'analyse numériques, les plus utilisées sont:

- Méthode des différences finies (FEM)
- Méthode des moments (MoM)
- Méthode de domaine de temps de différence finie (FDTD)
- Méthode de la matrice des lignes de transmissions (TLM)

Ces méthodes permettent un calcul exact du rayonnement en espace, les ondes de surface, la perte diélectrique et le couplage aux éléments externes qui doit être inclut dans le modèle [44].

II.3.3.2 La méthode des éléments finis (FEM)

La méthode FEM s'applique aux dispositifs micro-ondes de formes quelconques. Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode. Cette méthode permet de calculer, en chaque point des éléments divisant l'espace, les champs électriques qui minimisent la fonction d'énergie, cette dernière s'écrit sous forme matricielle : $[J] = [Y] \cdot [E]$. Où $[J]$ représente les sources de courant et $[E]$ les champs électriques inconnus. La matrice $[Y]$ qui décrit la géométrie et les contraintes de frontières, est généralement clairsemée car chaque élément n'interagit qu'avec ses voisins.

Les autres grandeurs comme le champ magnétique et les courants induits sont calculés à partir des champs électriques. L'avantage de la méthode FEM est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, donne au maillage une très grande souplesse. Cette méthode permet de simuler des structures géométriques complexes mais avec des gros moyens informatiques.

II.3.3.3 La méthode des moments (MoM)

L'utilisation de la MoM dans les problèmes électromagnétiques a été développée pour la première fois par Newman, est une manière de résolution d'équations intégrales qui permet de

réduire celles-ci en un système d'équations linéaires appliqués aux structures planaires ou quasi-planaires sur les structures de 2D. Pour utiliser cette méthode, il faut décomposer la structure étudiée en plusieurs parties ou cellules. La résolution numérique des équations de Maxwell de la structure étudiée, permet d'écrire les champs électriques ou magnétiques en fonction d'une somme des courants induits. Le calcul de la distribution de courant évalué sur chaque section par annulation des champs électriques tangentiels, permet d'obtenir les paramètres $[Z]$. Dans la MoM, l'équation intégrale est réduite à un ensemble d'équations algébriques linéaires de la forme suivante: $[Z] \cdot [I] = [V]$. La matrice d'impédance $[Z]$ est calculée à partir des équations intégrales. On va exciter la structure avec le vecteur de tension $[V]$ et par la suite le vecteur de courant $[I]$ sera calculé. Une fois le courant calculé pour chaque élément, les champs électrique et magnétique seront déterminés.

II.3.3.4 La méthode des différences finies (FDTD)

FDTD est l'acronyme de l'expression anglaise « Finite Difference Time Domain ». C'est une méthode de calcul de différences finies dans le domaine temporel, qui permet de résoudre des équations différentielles dépendantes du temps. Cette méthode est couramment utilisée en électromagnétisme pour résoudre les équations de Maxwell. Cette méthode a été proposée par Kane S. Yee en 1966.

En analyse numérique, la FDTD est une technique courante de recherche de solutions approchées d'équations aux dérivées partielles qui consiste à résoudre un système de relations liant les valeurs des fonctions inconnues en certains points suffisamment proches les uns des autres. En apparence, cette méthode apparaît comme étant la plus simple à mettre en œuvre car elle procède en deux étapes: d'une part la discrétisation par différences finies des opérateurs de dérivation/différentiation, d'autre part la convergence du schéma numérique ainsi obtenu lorsque la distance entre les points diminue. Toutefois, il convient de rester vigilant et critique sur les résultats obtenus tant que la seconde étape n'a pas été montrée en toute rigueur.

II.3.3.5 La méthode de la matrice des lignes de transmissions (TLM)

La méthode de la matrice des lignes de transmission TLM permet de discrétiser les champs et les courants de la structure étudiée en petits éléments, chacun de ces éléments est considéré

comme un ensemble de ligne de transmission et les calculs s'effectuent directement dans le domaine temporel. L'un des points forts de cette méthode est la formulation simple qui ne dépend pas beaucoup de la géométrie de la structure étudiée (ce qui n'est pas le cas pour la méthode spectrale). Elle est facile pour traiter des structures complexes composées de plusieurs matériaux, et particulièrement appropriée pour l'analyse des structures planaires multicouches.

II.3.4 Modules d'exécution

Ils existent plusieurs modules d'exécution sous le logiciel CST, nous citons :

CST EM Studio



CST EM STUDIO est un outil facile à utiliser Pour l'analyse et la conception des structures Statiques et basses fréquences.

Les applications incluent : les actionneurs, les freins, EMC, générateurs de mesure, moteurs, capteurs et le blindage.

CST particule studio



PARTICULES CST STUDIO est un outil spécialisé pour la conception rapide et précise. Il inclut l'analyse des canons à électrons 3D et les tubes Cathodiques.

CST Mphysics Studio



CST MPHYSICS STUDIO est un outil d'analyse pour les contraintes thermique et structurale, et des Problèmes de mécanique.

CST Design Studio



CST DESIGN STUDIO est une plate-forme universelle pour gérer les processus de conception d'un système complexe. En construisant des sous systèmes élémentaires, l'utilisateur peut analyser le comportement du système complet en petits segments.

CST PCB Studio



CST PCB STUDIO est un outil pour l'étude des Signaux et la simulation des effets EMC et EMI (Electromagnétique Compatibility/ Electromagnétique Interférence) sur cartes de circuits imprimés (PCB).

CST Câble Studio



CST CABLE STUDIO est un outil pour l'analyse des effets dans les systèmes de câble, y compris les fils unique, paires torsadées ainsi que des faisceaux de câbles complexes.

CST Micro Stripes



CST Micro Stripes analyse les structures de rayonnement d'antennes complexes, et résous les problèmes EMC/EMI.

CST Microwave Studio



CST MWS est un outil de simulation 3D spécialisé pour le traitement rapide et précis des problèmes à haute fréquence avec un large champ d'application.

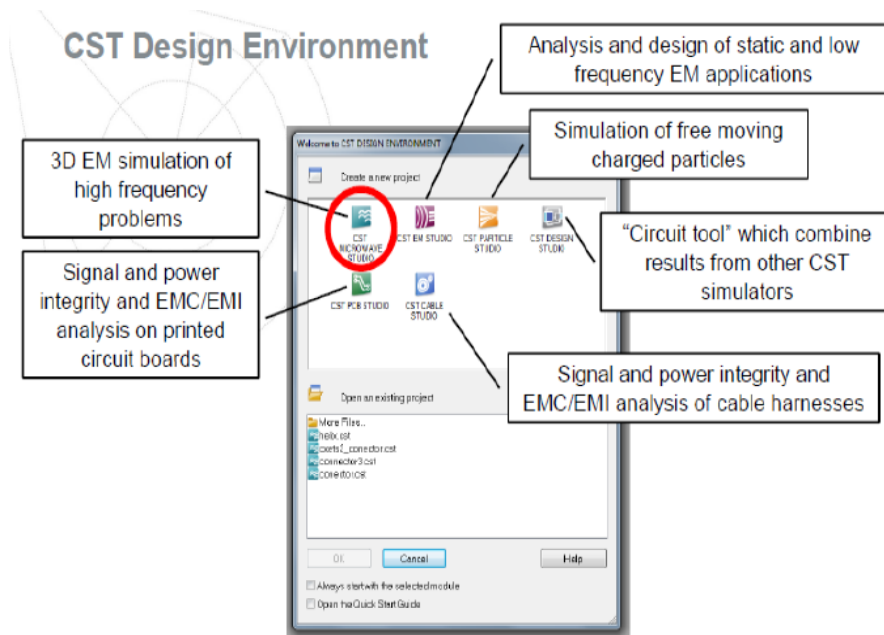


Figure II.9: Les modules d'exécution de logiciel CST.

CST Microwave Studio offre des avantages considérables de produits au prix du marché, les cycles de développement plus courts, le prototypage virtuel, avant les essais physiques optimisations, au lieu d'expérimentation.

II.3.5 Caractéristiques du logiciel CST Microwave Studio

Les principales caractéristiques de logiciel CST Microwave Studio sont :

- Une mémoire technique efficace d'intégration finie.
- La structure peut être vue soit comme un modèle 3D ou un schéma.
- Très bonne performance en raison de rapprochement frontière Perfect (PBA).
- Caractéristique hybride à base de modélisation permet rapide changements structurels.
- Importation d'un ensemble de données modèle humain visible ou d'autres ensembles de données.
- L'importation de modèles 2D et 3D.

- Paramétrages des fichiers de CAO importés.
- Base de données des matériaux.
- Modèles de structure pour la description du problème simplifié.

II.3.6 Principales étapes d'une réussite de la simulation

Nous avons résumé les étapes nécessaires pour la réussite d'une simulation de manière suivante :

- Définir les unités
- Définir le matériau de base
- Modèle de la structure
- Définir la gamme de fréquence
- Définir les ports
- Définir les conditions aux limites et symétrie
- Régler les moniteurs sur le terrain
- Début de simulation

Après avoir défini tous les paramètres, nous sommes prêts à commencer notre simulation.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté quelques notions nécessaires pour comprendre le fonctionnement des coupleurs directifs d'une part et d'autre part pour pouvoir les concevoir selon un cahier de charges imposé dans le chapitre qui vient après.

Pour assurer une bonne conception, nous avons choisi un outil de simulation très puissant, capable de simuler pas mal de structures électromagnétiques y compris les coupleurs et disponible au niveau de notre laboratoire de télécommunication c'est le logiciel de simulation CST Microwave studio. Dans ce contexte nous avons donné une présentation générale de ce logiciel qui sera utilisé dans le chapitre suivant pour nos études.

Chapitre III

**Présentation des résultats de
simulations**

Chapitre III : Présentation des résultats de simulations

III.1 Introduction

Les coupleurs sont devenus un élément clé dans de nombreux systèmes ou ont été étudiés de façon intensive pendant des décennies. Cependant, les technologies classiques pour 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 cruciforme fonctionnant en bande S qui s'étale sur [2 - 4 GHz] et la bande C qui s'étale sur [4 - 8 GHz]. La conception a été achevée en employant le simulateur commercial disponible au niveau du laboratoire de Télécommunication CST Microwave Studio.

III.2 Transition de la ligne microruban au guide d'onde SIW

Afin d'adapter notre guide d'onde SIW, il est indispensable de connaître les impédances d'entrée et de sortie. De ce fait nous avons fixé l'impédance d'entrée à **50 Ω** et calculé l'impédance de sortie Z_p comme suit :

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

Avec :

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

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

Cette transition est conçue essentiellement d'un taper de longueur L qui est égale à L_1+L_2 et de largeur W_1 et W_2 comme le montre la figure III.1.

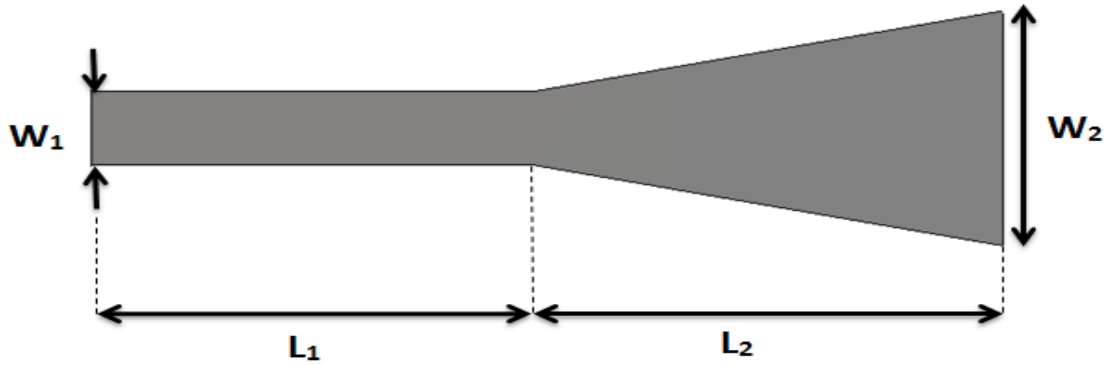


Figure III.1: Structure du taper avec ses paramètres.

Pour faciliter la tâche, nous avons conçus des structure sous l'outil ADS permettant de calculer les dimensions du taper W_1 , W_2 , L_1 et L_2 qui sera intégrée au guide d'onde SIW en utilisant le logiciel de simulation CST.

Après les calculs, la valeur de l'impédance de sortie Z_p ainsi que les dimensions du taper pour les deux bandes C et S sont représentés dans le tableau III.1.

	Bande C	Bande S
Impédance d'entrée (Ω)	50	50
Impédance de sortie Z_p (Ω)	24.66	12.57
Dimensions (mm)	$L_1=16$	$L_1=14$
	$L_2=16$	$L_2=15$
	$W_1=3$	$W_1=3$
	$W_2=9.98$	$W_2=9.68$

Tableau III.1: Paramètres caractéristiques du guide d'onde.

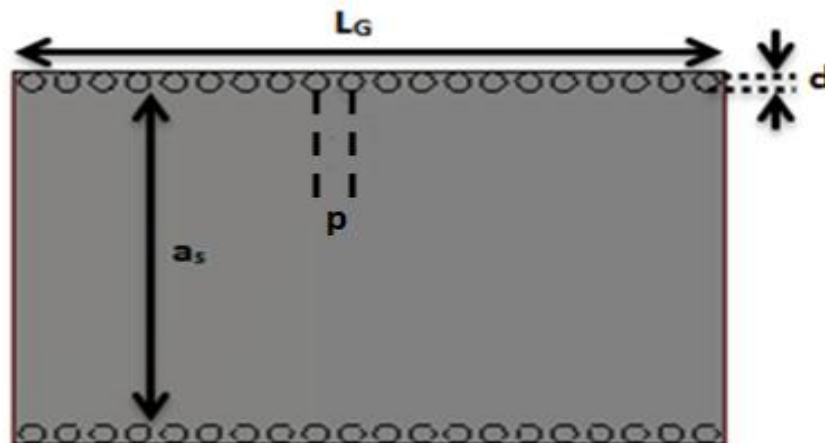
III.3 Conception d'un guide SIW fonctionnant dans la bande C

Dans cette section, nous avons utilisé les équations de conception des guides SIW développées dans le chapitre I pour faire la conception d'un guide d'onde intégré au substrat opérant dans la bande C [4-8 GHz]. Pour le mode TE_{10} la fréquence de coupure est $f_c = 4 \text{ GHz}$, l'épaisseur du conducteur est 0.05 mm avec un diélectrique caractérisé par :

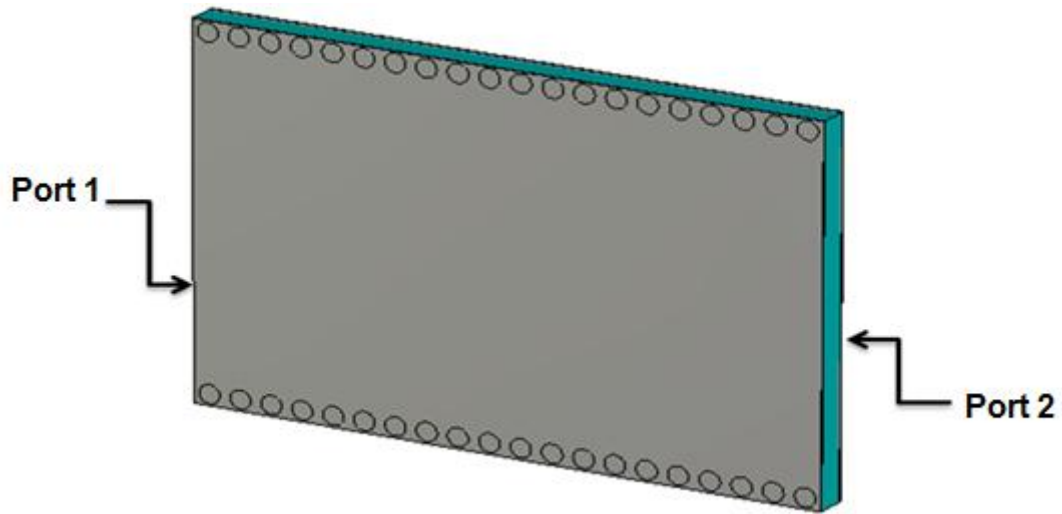
- la permittivité relative $\epsilon_r = 4.3$.
- les pertes tangentielles $tg\delta = 0.018$.
- la hauteur du substrat $h = 1.54 \text{ mm}$.

Sur la figure III.2 nous représentons la structure du guide d'onde SIW vus de face et perspective fonctionnant dans la bande C. Les dimensions de notre guide sont :

- la largeur efficace $a_s = 18.8 \text{ mm}$.
- le diamètre des vias $d = 1 \text{ mm}$.
- la distance entre les vias du centre au centre $p = 1.5 \text{ mm}$.
- la longueur du guide d'onde $L_G = 30 \text{ mm}$.



(a)



(b)

Figure III.2: Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande C

(a) Vue de face. (b) vue en perspective.

Après la conception du guide d'onde SIW par le logiciel CST Microwave Studio, la simulation numérique effectuée résulte les puissances réfléchies d'entrée et de sortie ainsi que le coefficient de transmission qui sont illustrés dans la figure III.3.

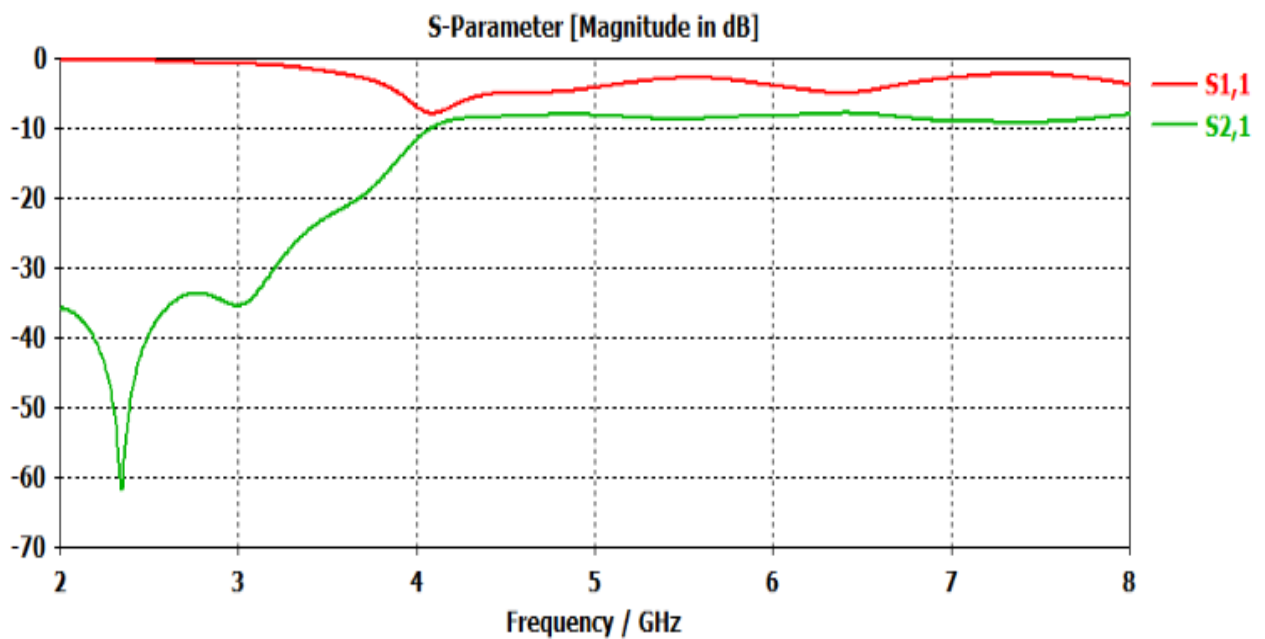


Figure III.3: Résultats de simulation du guide SIW opérant dans la bande C.

D'après les résultats de simulation de la figure III.3 nous constatons que la transmission n'est possible qu'au-delà de la fréquence de coupure qui est de l'ordre de 4 GHz. Dans la bande fréquentielle comprise entre 2 GHz et 3 GHz, le coefficient de transmission est quasiment nul. Dans la bande [4-8 GHz] le coefficient de transmission est de l'ordre de -10 dB cela signifie que le guide est mal adapté.

Afin d'améliorer l'adaptation, nous proposons d'ajouter un taper au niveau du guide d'onde SIW. La figure III.4 représente la structure finale du guide d'onde SIW avec le taper que nous avons réalisé :

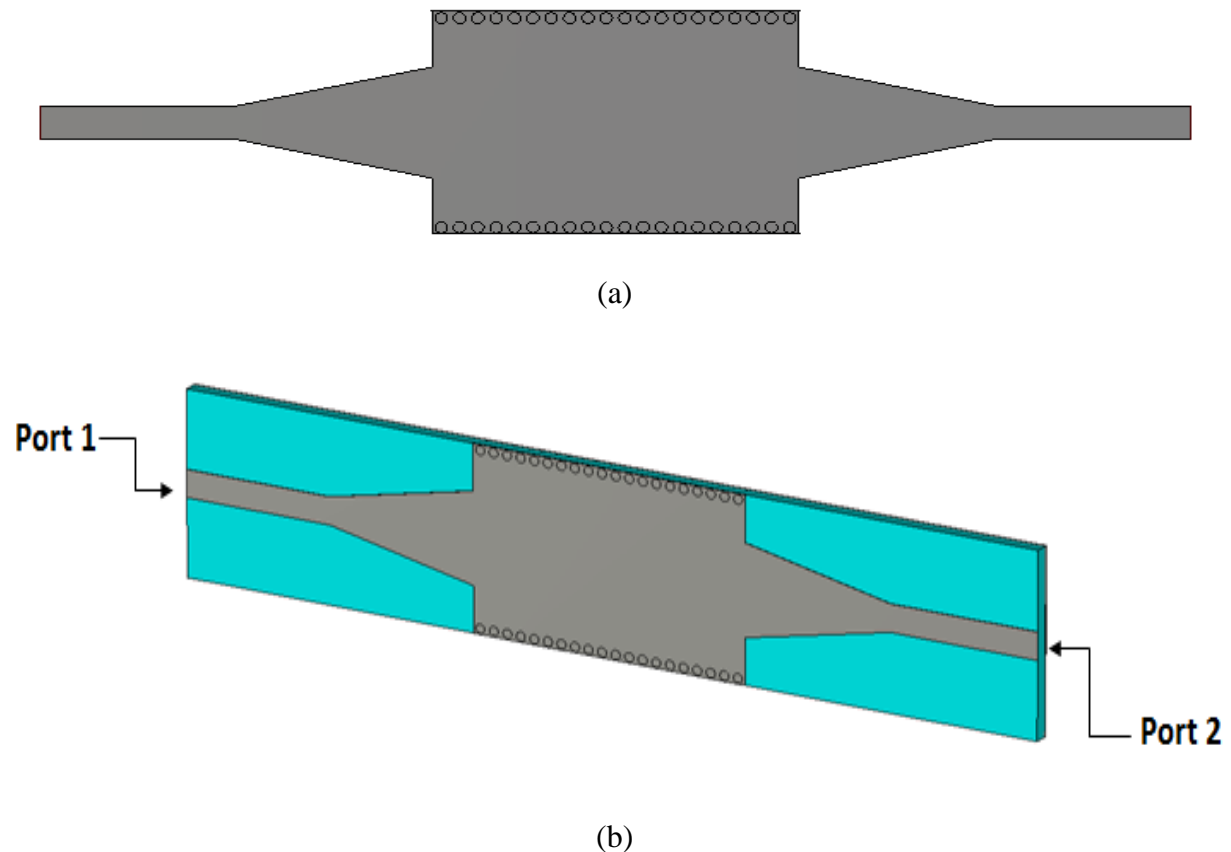


Figure III.4: La topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat

(a) Vue de face. (b) vue en perspective.

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

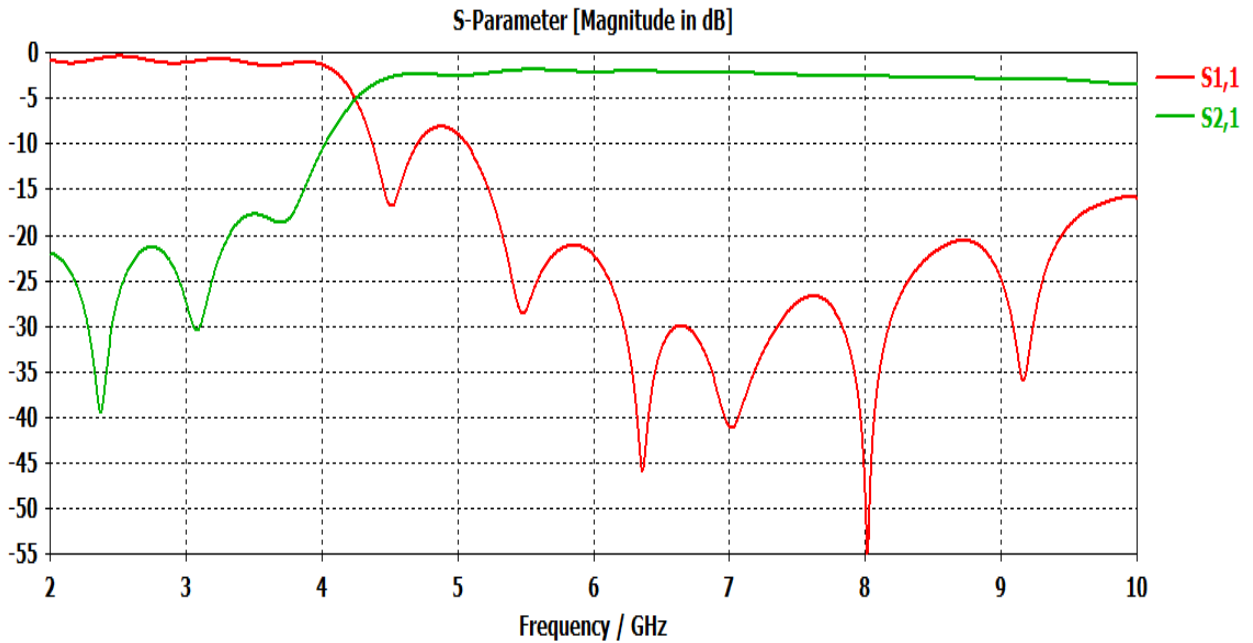
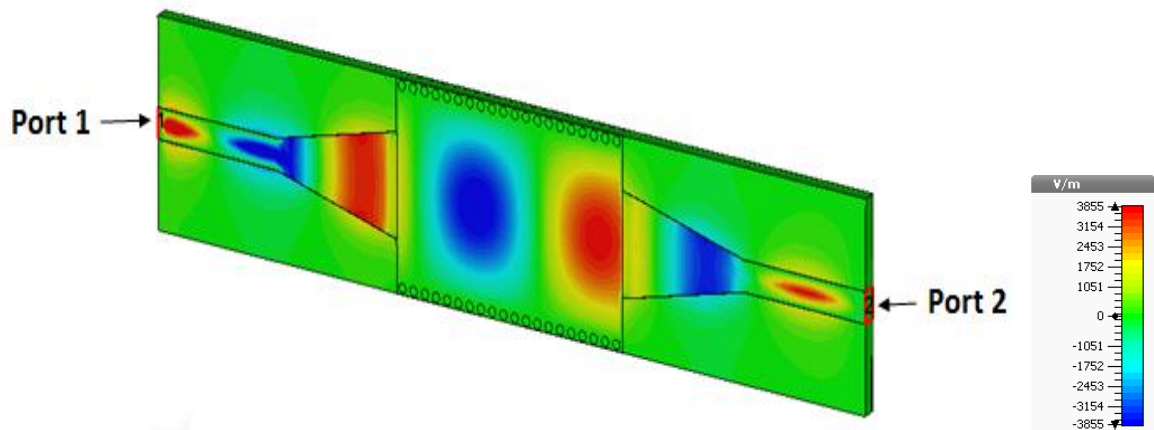
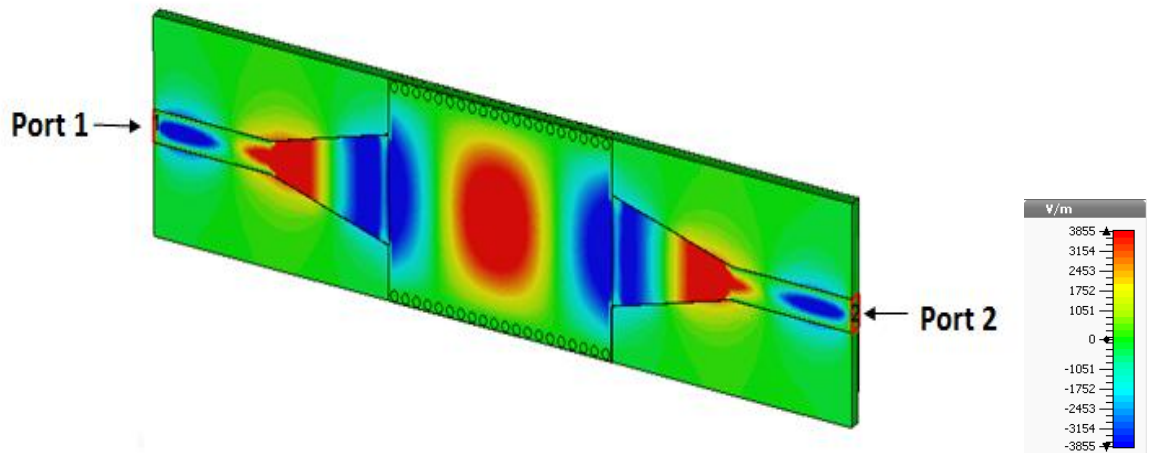


Figure III.5: Coefficient de transmission S_{21} et de reflexion S_{11} de guide SIW avec taper.

À partir de la figure III.5 nous constatons que dans la bande [2-4 GHz] c'est-à-dire au-dessous de la fréquence de coupure $f_c=4$ GHz, nous avons une transmission quasiment nulle et une réflexion totale. Au-delà de la fréquence de 4 GHz nous observons qu'il y a une amélioration du coefficient de transmission qui atteint -3 dB, ainsi que plusieurs pics de résonance se figurent avec des niveaux qui atteignent jusqu'au -55 dB.



(a)

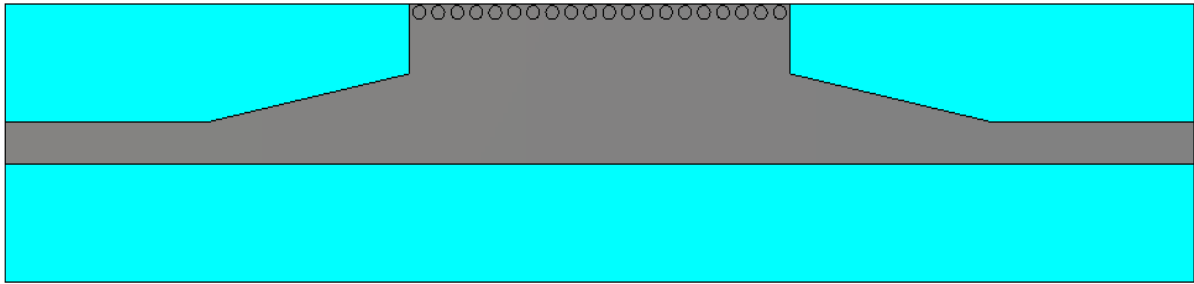


(b)

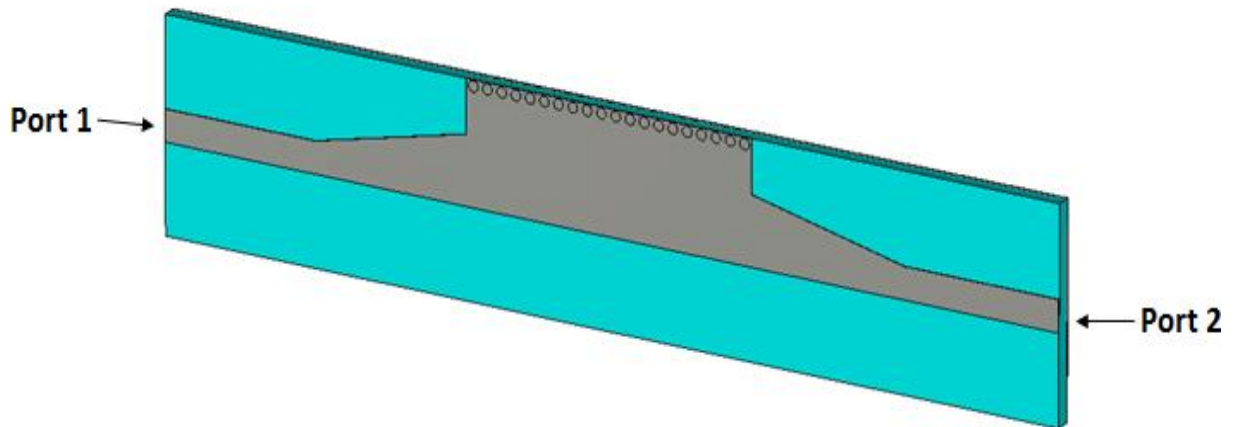
Figure III.6: Distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=6$ GHz.

D'après la figure III.6. Un meilleur résultat de guidage à faible perte est obtenu, nous observons que la puissance est bien délimité par les deux rangés de vias, donc ce dispositif assure bien le guidage.

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



(a)



(b)

Figure III.7: Géométrie du HMSIW opérant dans la bande C

(a) Vue face. (b) vue en perspective.

La figure III.8 relate les résultats de simulation de cette nouvelle structure.

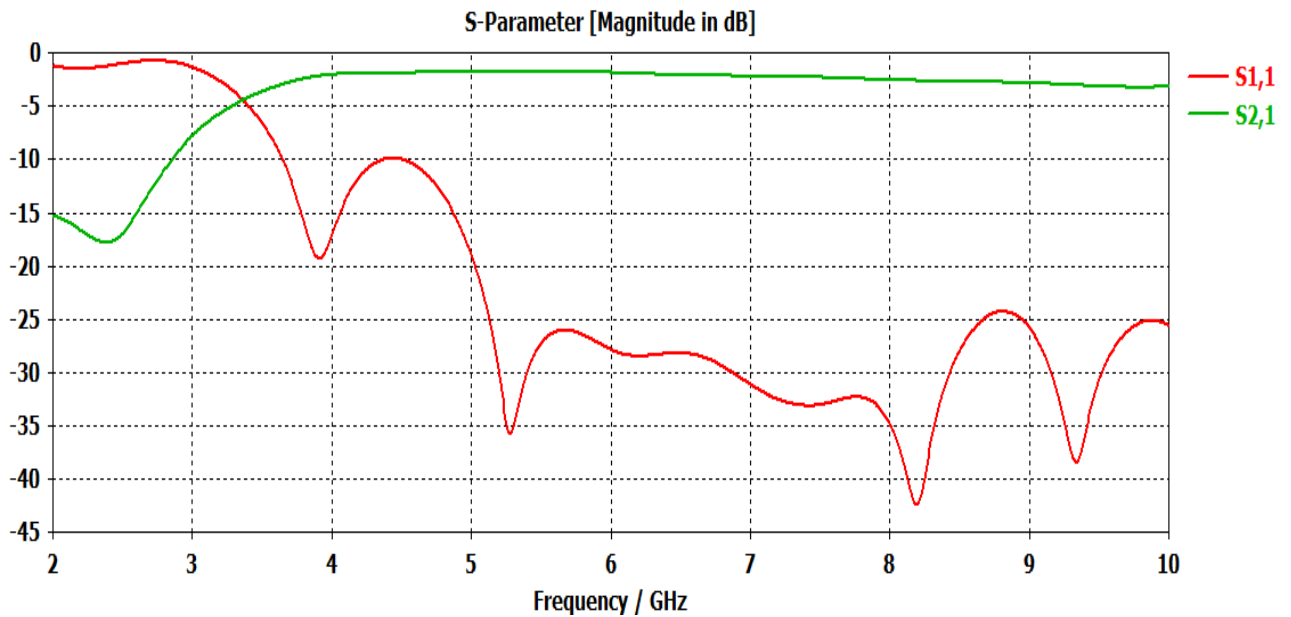


Figure III.8: Résultats de simulation des paramètres S_{11} , S_{21} .

D'après la figure III.8, les résultats est plutôt satisfaisant car nous retrouvons qu'ils sont identiques à ceux du guide SIW. Nous remarquons que la transmission reste toujours maximale autour de -3 dB dans la bande fréquentielle [4-8 GHz] ainsi qu'une bonne réflexion avec un pic de -35.7 dB pour une fréquence de 5.28 GHz.

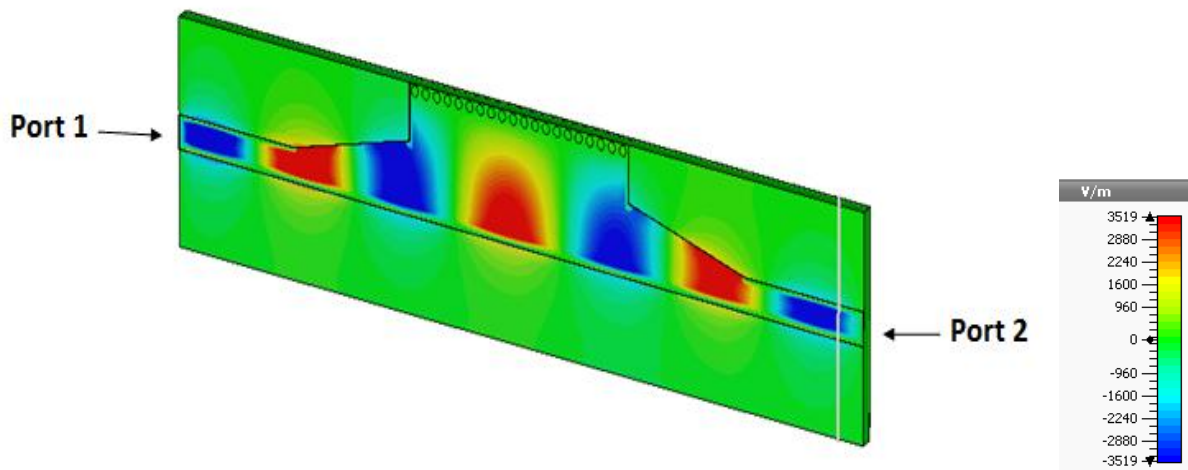


Figure III.9: Propagation du champ électrique dans le guide HMSIW.

Comme nous observons sur la figure III.9, 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.3.1 Conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande C

Dans cette section, nous allons essayer de concevoir un guide SIW croisé perpendiculairement dit coupleur cruciforme, possédant quatre ports de manière similaire. Ce type de coupleur a bien été défini dans le premier chapitre.

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

En premier lieu, nous allons injecter six vias dans notre coupleur, dont deux d'entre eux à qui la position va varier selon la diagonale du coupleur de telle façon à ce que la distance « x » entre ces derniers va diminuer graduellement et les quatre autres vias vont varier de façon vertical et horizontal, pour cela nous avons inséré une équation à chaque vias sous la forme suivante :

$$Y = a \times c + b \quad (\text{III.4})$$

La figure ci-dessous montre la structure de notre coupleur SIW.

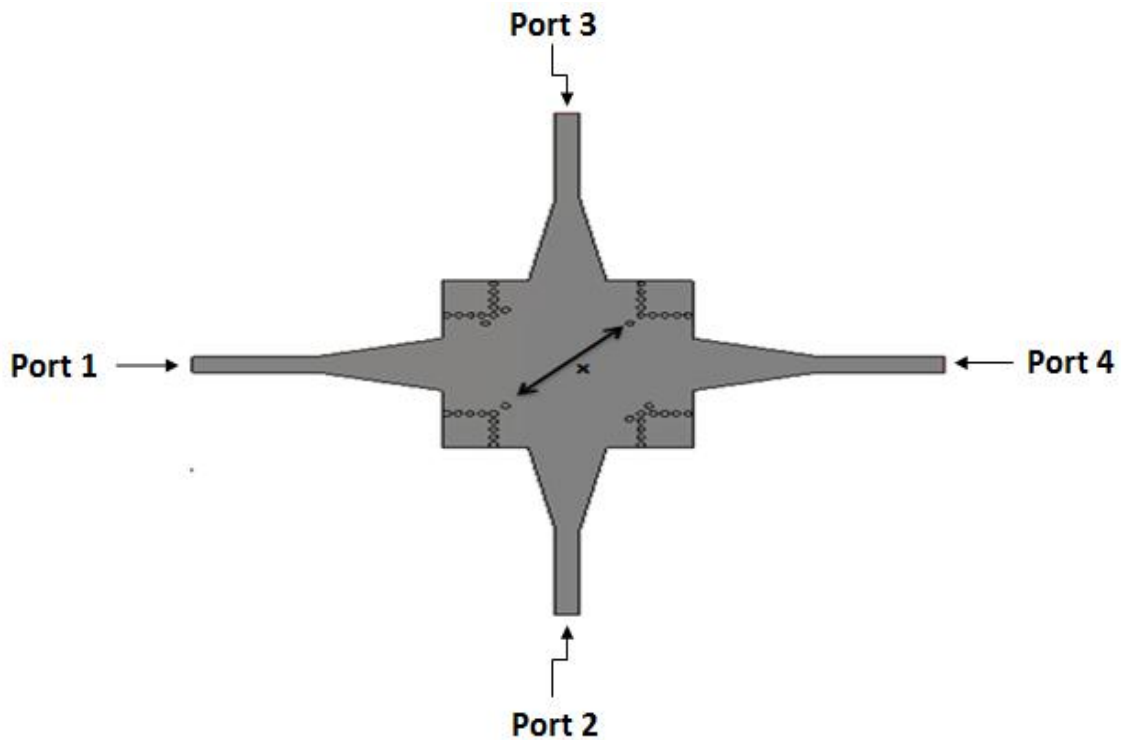
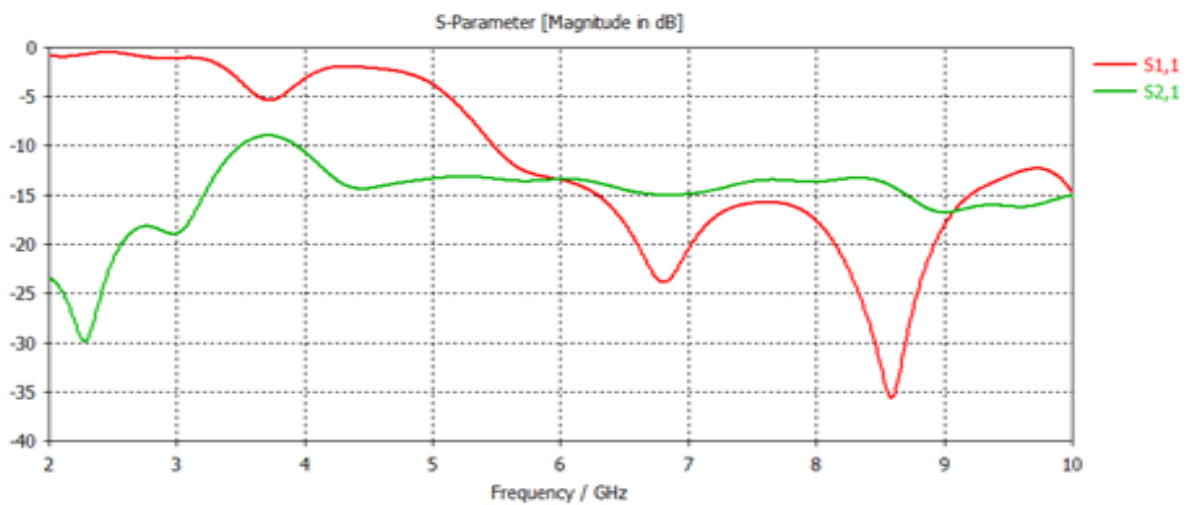
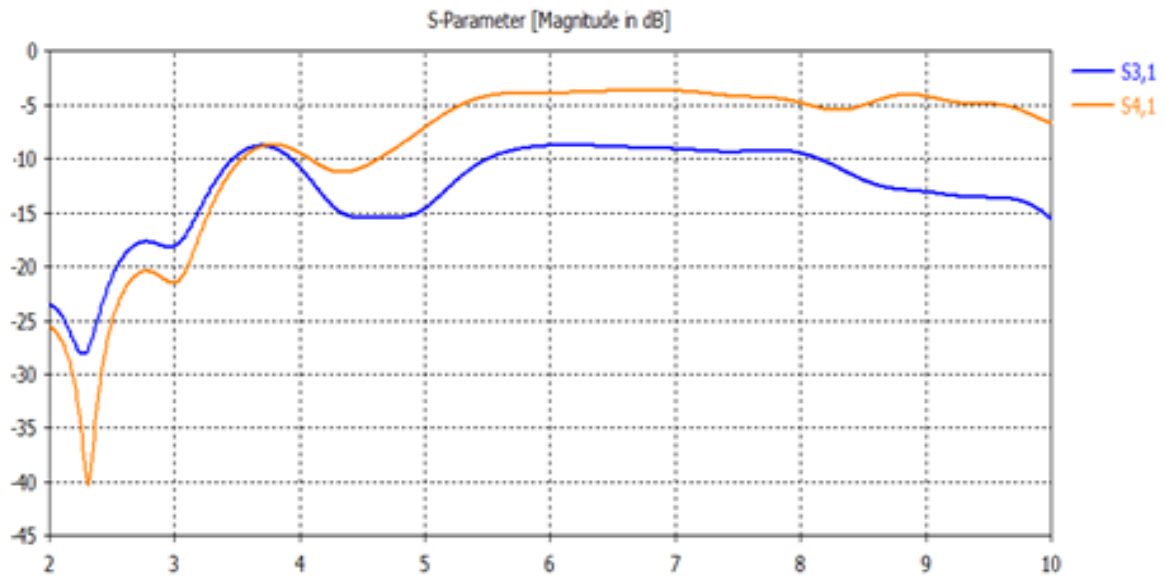


Figure III.10: Structure du coupleur cruciforme SIW avec 6 vias en bande C.

La figure III.11 représente les résultats de simulations avec CST en termes de coefficient de réflexion S_{11} , de coefficient d'isolation S_{21} , et de coefficients de transmission S_{31} , S_{41} après l'optimisation.



(a)

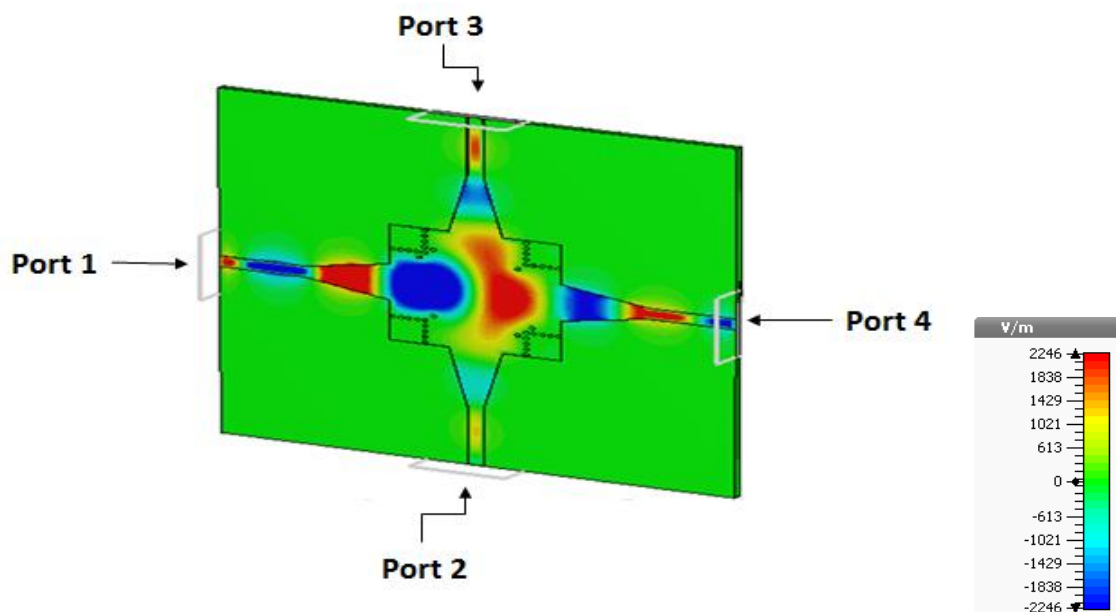


(b)

Figure III.11: Résultats de simulation

(a) Paramètres S_{11} , S_{21} . (b) Paramètres S_{31} , S_{41} .

Nous remarquons que le résultat obtenu en termes d'isolation est inexploitable, malgré qu'on a une transmission qui atteint presque les -4 dB au niveau de S_{41} . Ce qui nécessite de réaliser une nouvelle structure plus performante avec une étude paramétrique.



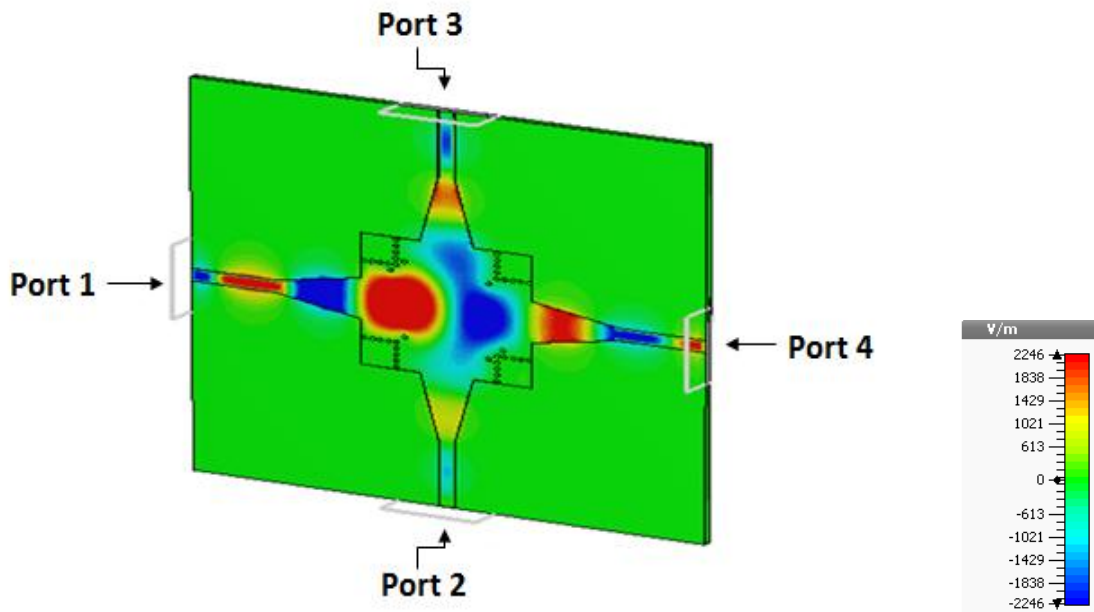


Figure III.12: Cartographie du champ électrique à $f= 6$ GHz.

Afin de donner plus de crédibilité à notre résultat de simulation, nous avons le recours de changer le nombre des vias, il s'agit cette fois d'injecter quatre vias au niveau du coupleur dont deux d'entre eux à qui la position va varier selon la diagonale du coupleur de telle façon à ce que la distance « x » entre ces derniers va diminuer graduellement et les deux autres de façon vertical, cette variation sera faite en fonction de l'équation introduite au pare-avant.

La figure III.13 représente la nouvelle structure de notre coupleur SIW.

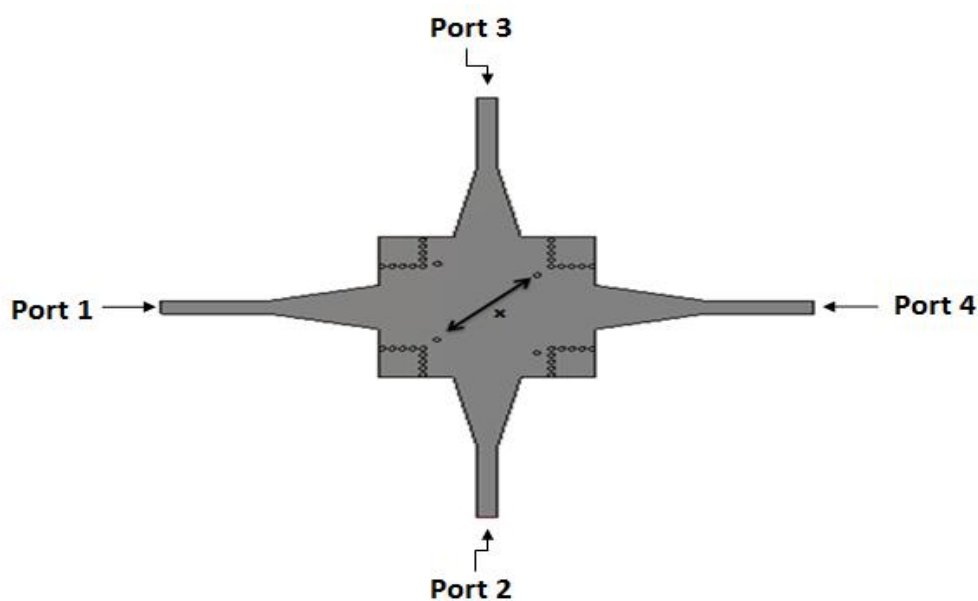


Figure III.13: Structure du coupleur SIW avec 4 vias en bande C.

Les résultats de la simulation obtenus sont illustrés dans la figure III.14.

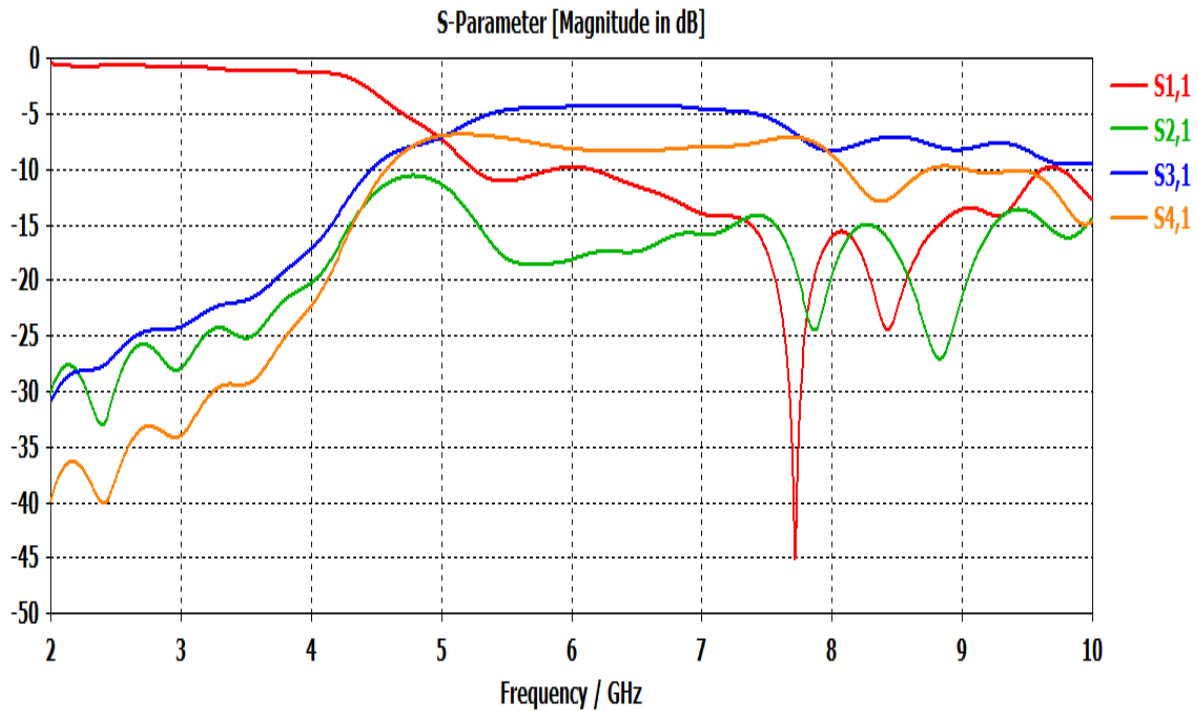


Figure III.14: Résultats de simulation du coupleur SIW en bande C avec 4 vias.

Par rapport aux résultats précédents, une amélioration est apparente. Nous remarquons qu'au-dessous de la fréquence de coupure $f_c = 4$ GHz nous avons une transmission minimale et un coefficient de réflexion S_{11} maximale. Au-delà de la fréquence 4 GHz, la transmission est nettement améliorée et le déséquilibre de la répartition de puissance reste dans les -3 dB sur la bande de fréquence de 5 à 8 GHz. Le coefficient de réflexion S_{11} et le coefficient d'isolation S_{21} sont inférieurs de -20 dB avec des pics qui atteignent -45 dB et -25 dB respectivement.

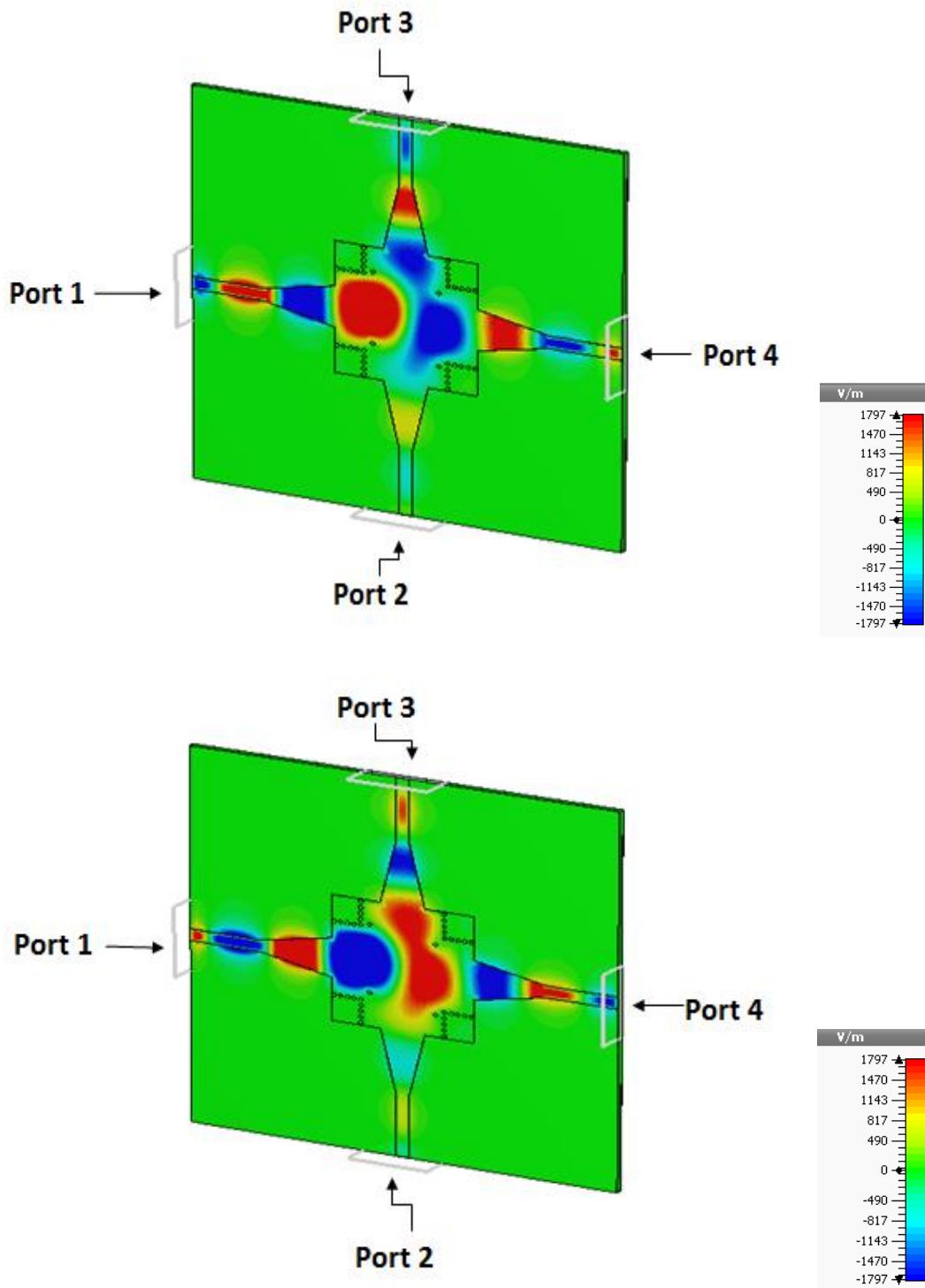


Figure III.15: Distribution du champ électrique à $f = 6$ GHz.

Pour améliorer nos résultats, nous allons essayer encore une fois de jouer sur le nombre et le positionnement des vias qui sont définies par l'équation de la forme $y = a \times c + b$ maintenant deux vias au niveau de notre coupleur qui restent toujours variables selon la diagonale de telle façon à ce que la distance « x » entre ces derniers va diminuer graduellement. La structure finale de notre coupleur SIW opérant dans la bande C est représentée sur la figure III.16.

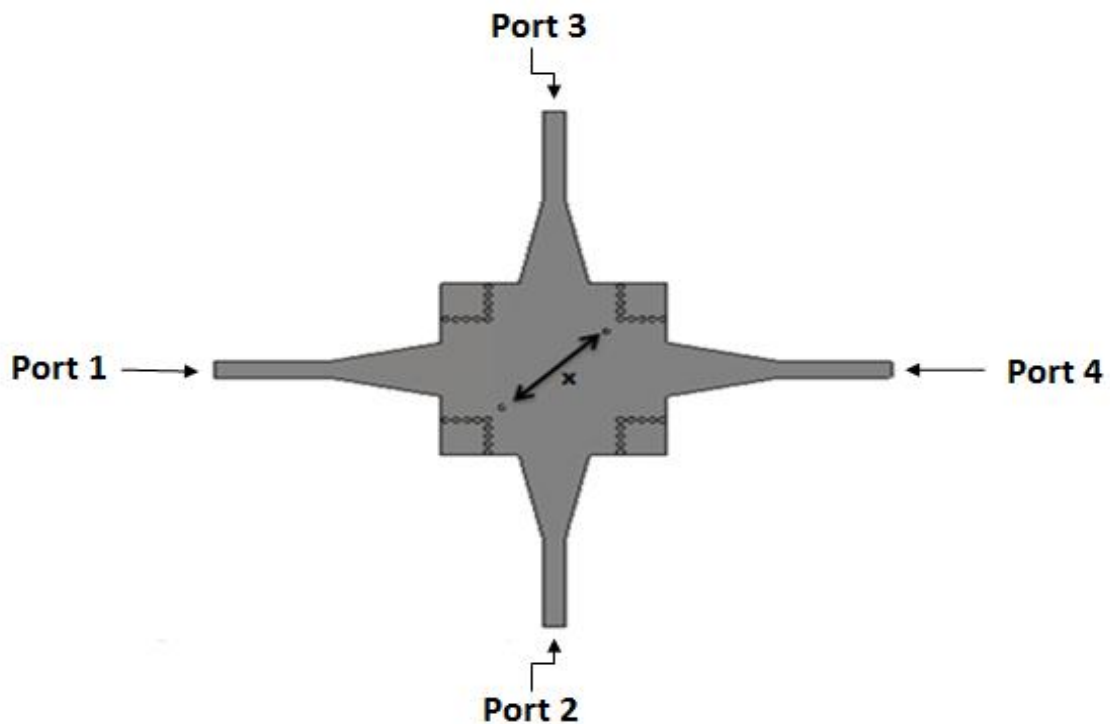


Figure III.16: La topologie finale du coupleur SIW en bande C.

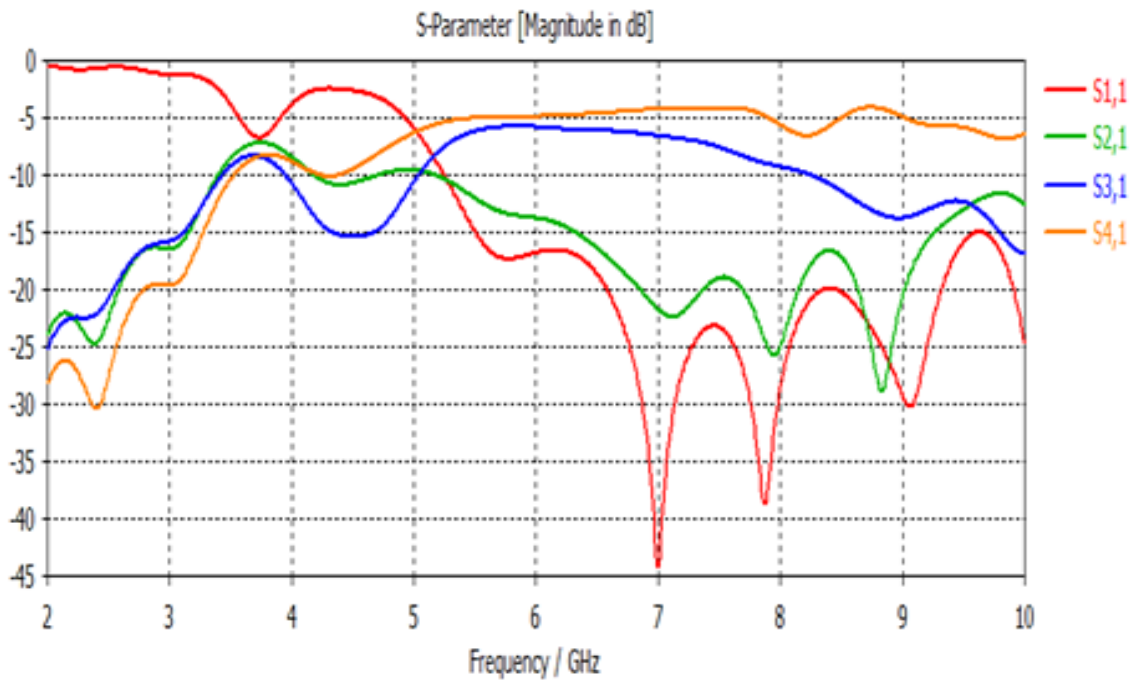


Figure III.17: Performance du coupleur SIW fonctionnant dans la bande C.

Comme on peut le constater, les performances se dégradent de façon notable. À partir de plusieurs essais effectués lors de notre étude paramétrique, nous avons réussi à concevoir un bon couplage. Comme nous remarquons les résultats montrent clairement l'influence de nombres des vias sur les résultats de simulation. Nous constatons que la transmission est maximale au niveau de deux paramètres S_{31} , S_{41} qui est autour de -5 dB et le déséquilibre de la répartition de puissance reste dans les -1 dB sur la bande fréquentielle de 5.5 à 7 GHz. Le coefficient de réflexion S_{11} et le coefficient d'isolation S_{21} sont toujours inférieurs de -20 dB avec des pic de -45 dB et -22 dB à la fréquence de 7 GHz.

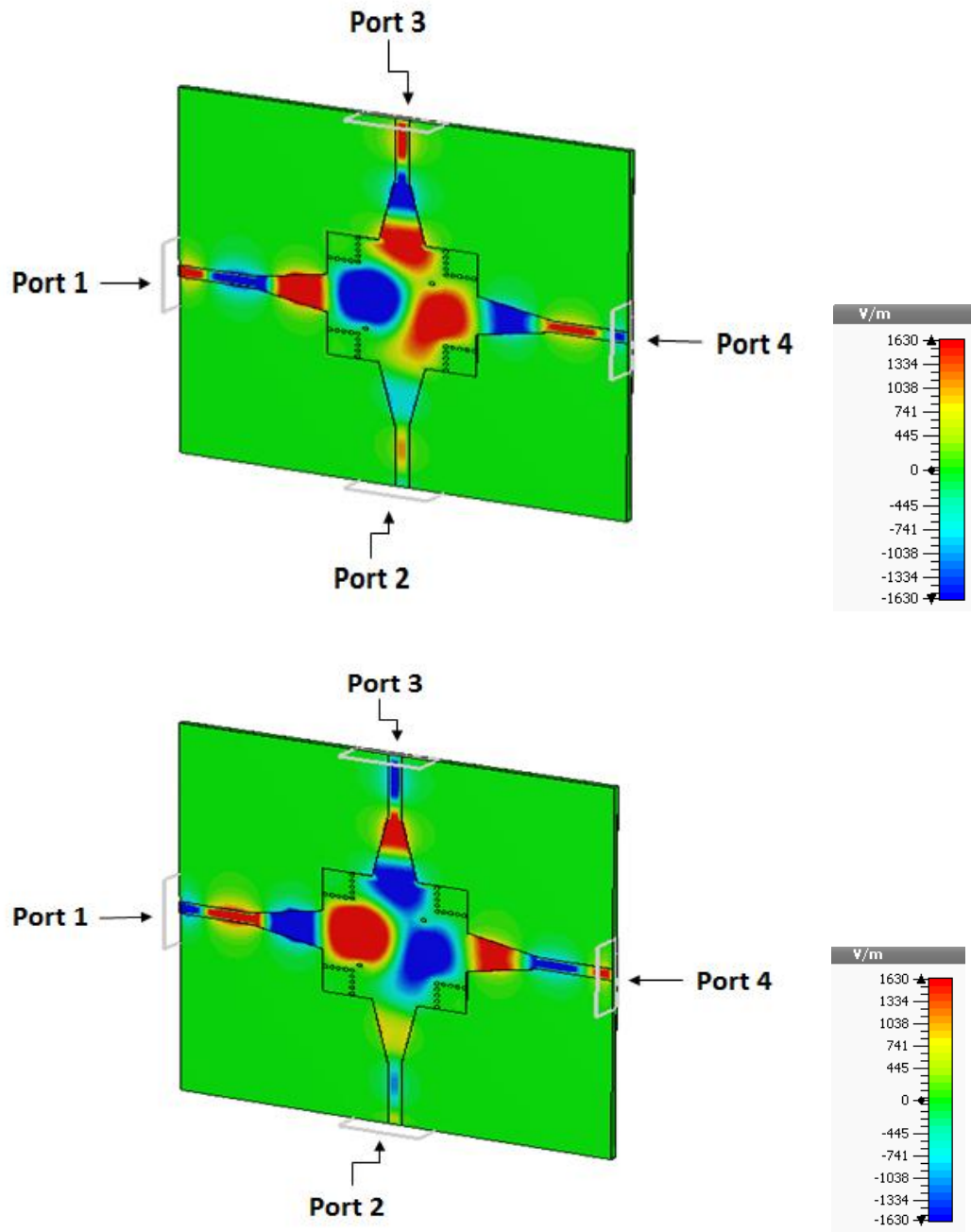


Figure III.18: Distribution du champ électrique du mode TE₁₀ à f = 6 GHz.

Nous observons que le phénomène de propagation du champ électrique est bien localisé à l'intérieur du conducteur ainsi que la puissance est propagée de manière symétrique dans le port 3 et le port 4, et isolée dans le port 2.

Lors de notre simulation des trois structures précédentes, nous avons arrivé à réaliser des bons résultats du coupleur SIW avec deux vias, delà nous pouvons conclure que la diminution de nombres des vias dans notre cas non seulement assure le bon fonctionnement du coupleur SIW mais aussi la réduction du coût de notre matériel.

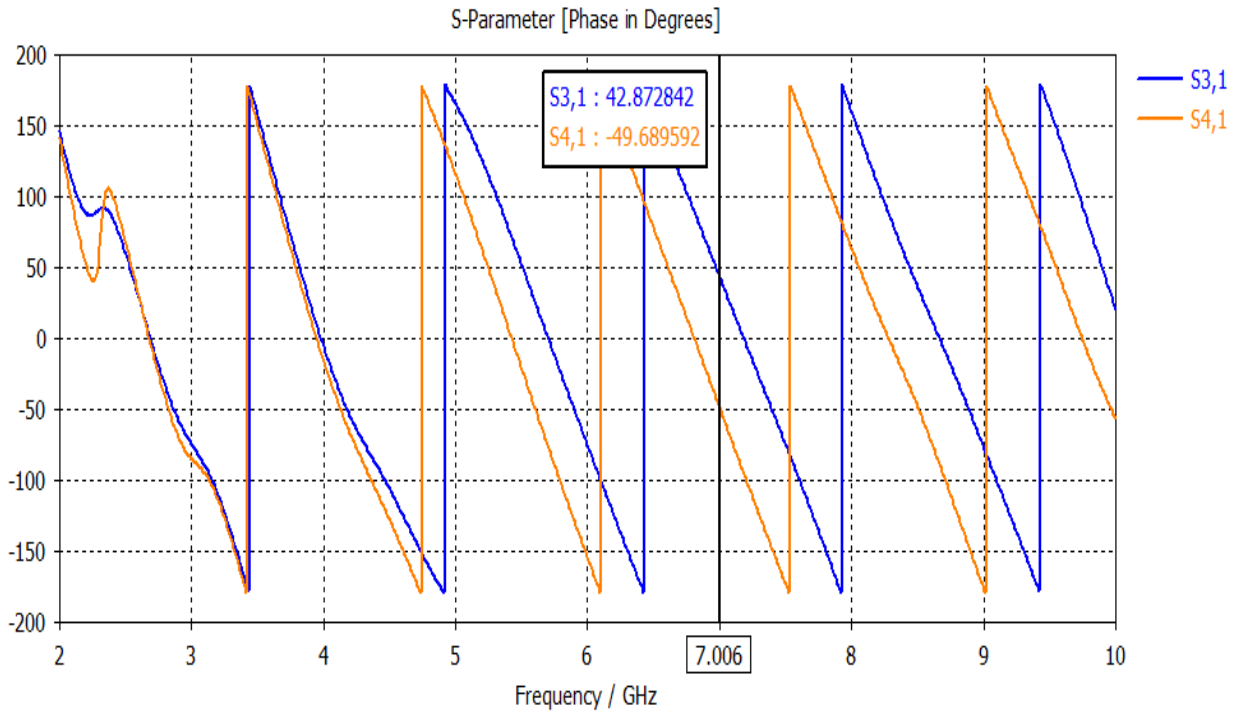


Figure III.19: Déférance de phase en fonction de S_{41} et S_{31} en bande C.

Nous déduisons de cette figure que la différence de phase entre les paramètres S_{41} et S_{31} fluctue entre -90° et $+90^\circ$ sur toute la bande de fonctionnement qui s'étale sur $[4-8 \text{ GHz}]$, ce qui nous donne un coupleur symétrique.

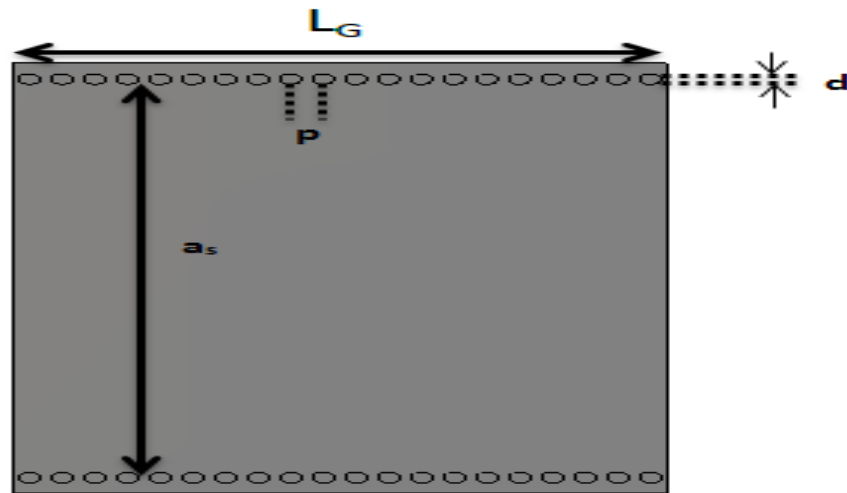
III.4 Conception d'un guide SIW fonctionnant dans la bande S

Dans cette partie nous allons entamer la conception d'un guide SIW opérant dans la bande S qui s'étale sur $[2-4 \text{ GHz}]$. Pour le mode TE_{10} la fréquence de coupure est $f_c = 2 \text{ GHz}$, l'épaisseur du conducteur est 0.05 mm avec un diélectrique caractérisé par :

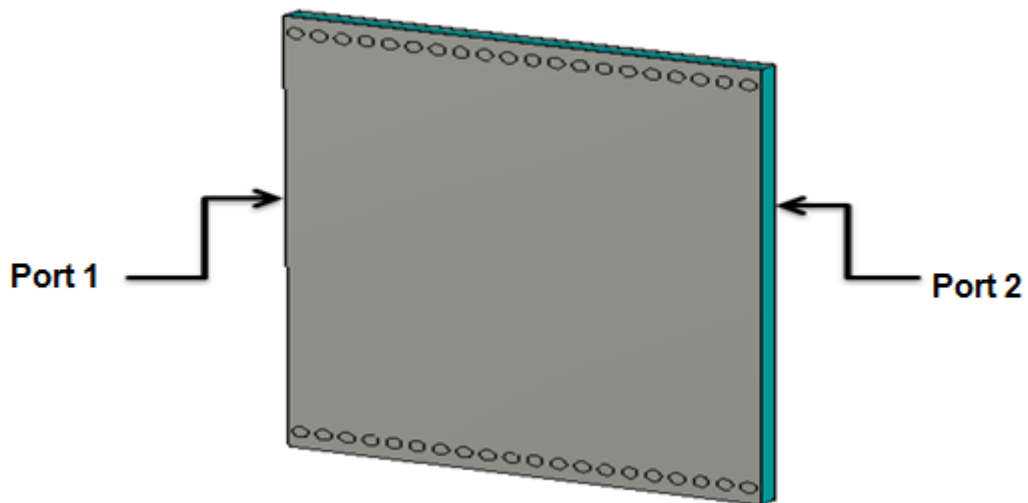
- la permittivité relative $\epsilon_r = 4.3$.
- les pertes tangentielles $\text{tg}\delta = 0.018$.
- la hauteur du substrat $h=1.54 \text{ mm}$.

Sur la figure III.12 nous représentons notre guide SIW vus de face et perspective fonctionnant dans la bande S. Les dimensions de notre guide SIW sont :

- la largeur efficace $a_s = 37$ mm.
- le diamètre des vias $d = 1$ mm.
- la distance entre les vias du centre au centre $p = 1.5$ mm.
- la longueur du guide d'onde $L_G = 30$ mm.



(a)



(b)

Figure III.20: structure du guide SIW fonctionnant dans la bande S

(a) Vue de face (b) vue en perspective.

Les résultats de simulation de ce guide SIW après la conception à l'aide du logiciel CST résulte les coefficients de transmission et de réflexion qui sont illustrés dans la figure III.21.

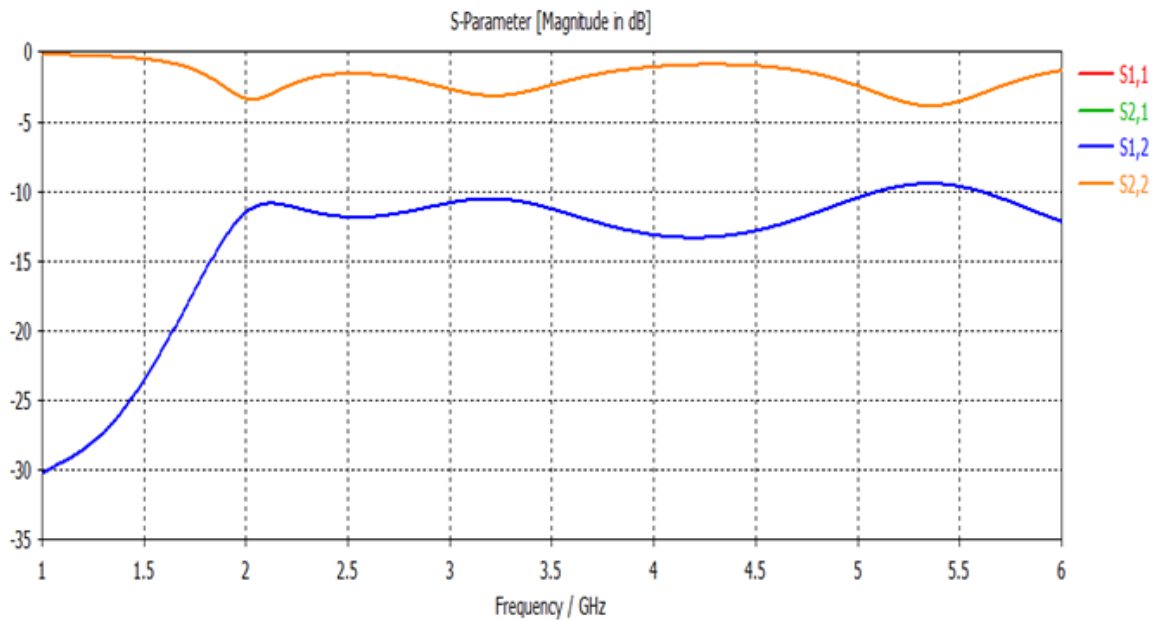
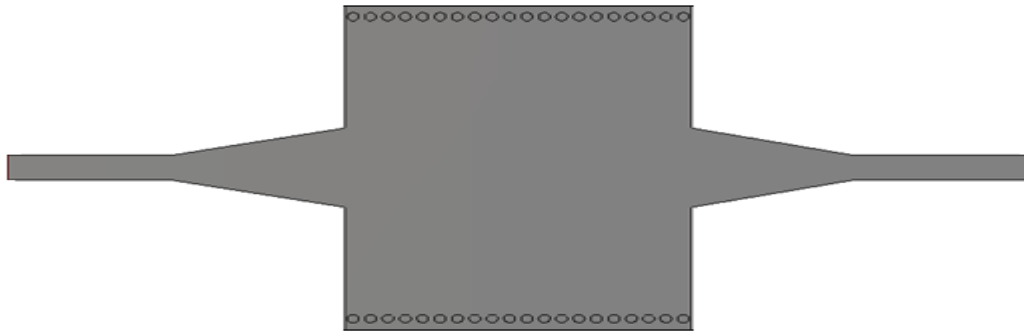


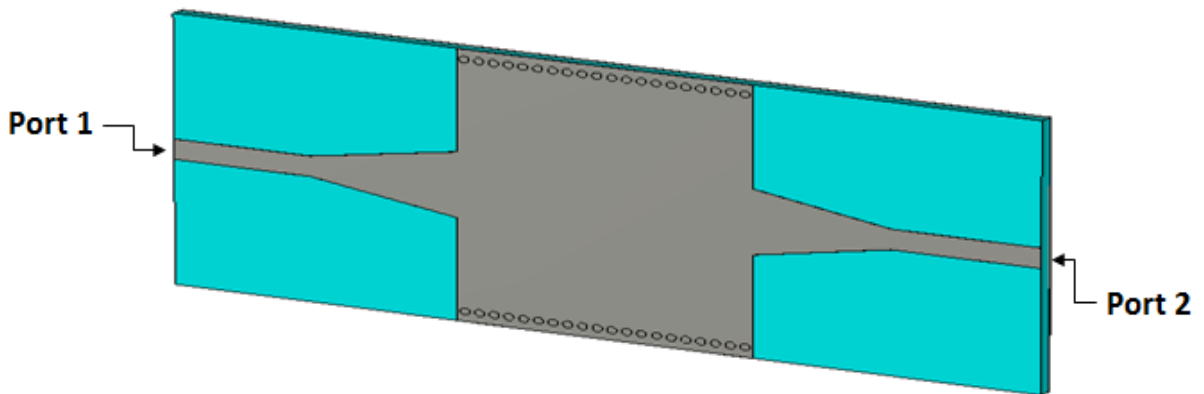
Figure III.21: Résultat de simulation du guide SIW.

Comme on peut l'observer nous avons une mauvaise transmission sur toute la bande et un coefficient de réflexion maximal qui atteint presque 0 dB, nous constatons donc qu'on a une mauvaise adaptation. Afin d'améliorer les performances du guide, il est nécessaire d'insérer un taper au niveau de ce dernier. Après la modification une topologie fiable a été trouvée.

Sur les figures III.22 et III.23 nous présentons la nouvelles topologie du guide ainsi que la puissance réfléchié et le coefficient de transmission de ce guide.



(a)



(b)

Figure III.22: La topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat

(a) Vue de face (b) vue en perspective.

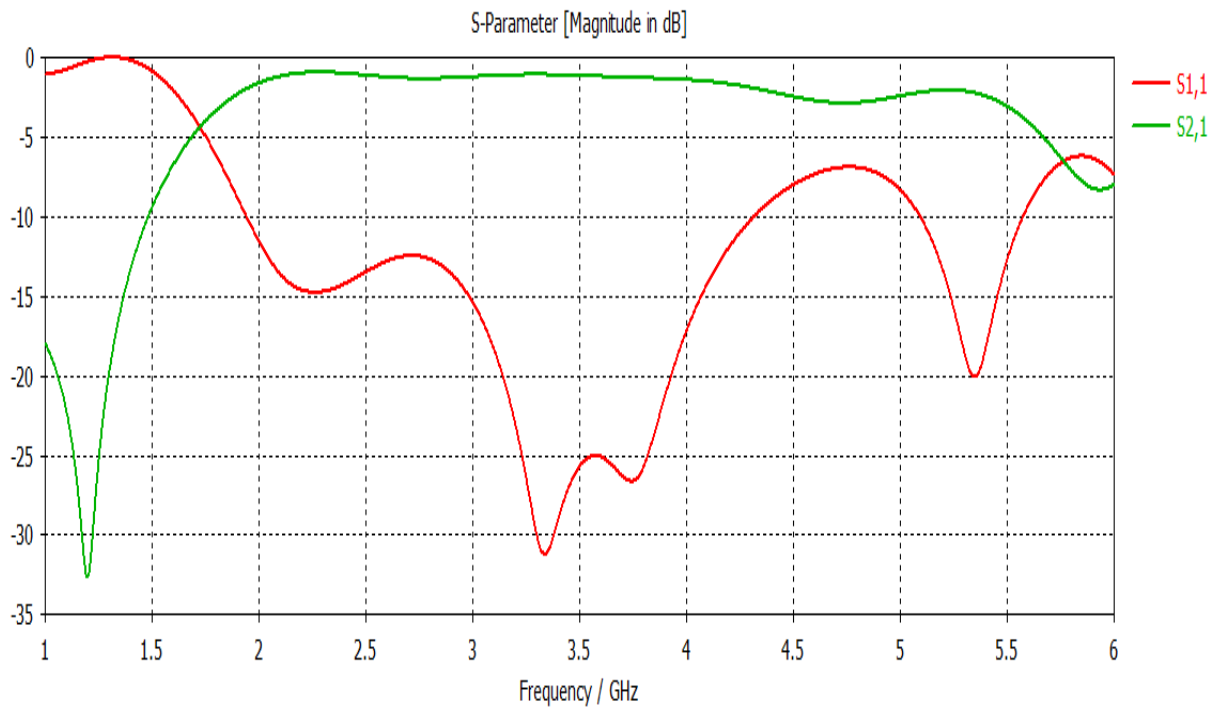
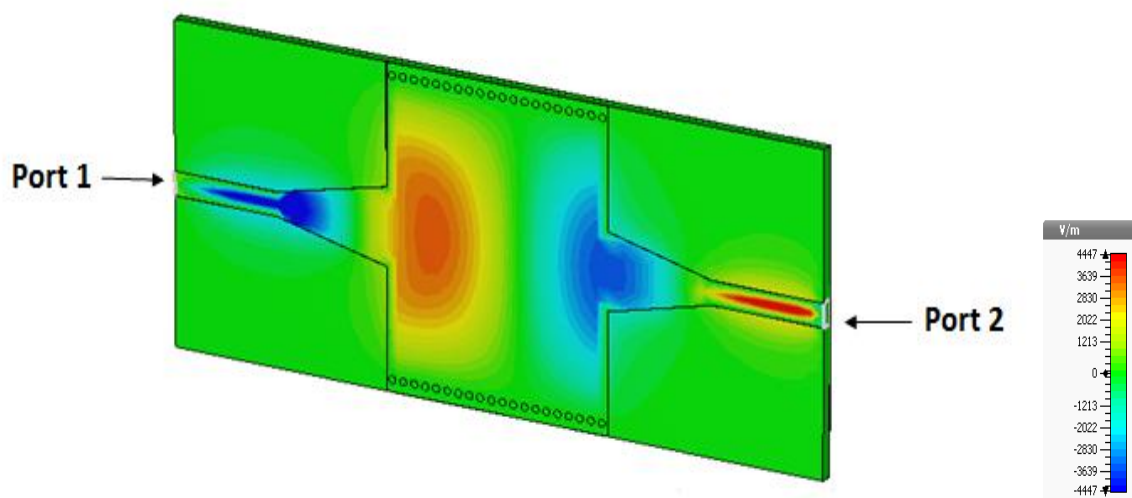


Figure II.23: Coefficient de transmission S_{21} et de reflexion S_{11} de
SIW avec taper.

D'après La figure III.23 nous observons une bonne adaptation qui couvre toute la bande fréquentielle comprise entre 2 GHz et 4 GHz avec une transmission maximale qui atteint presque 0 dB et un coefficient de reflexion qui est inférieur à -20 dB dans la bande [3-4 GHz] avec un pic de -31.2 dB pour une fréquence de 3.34 GHz.



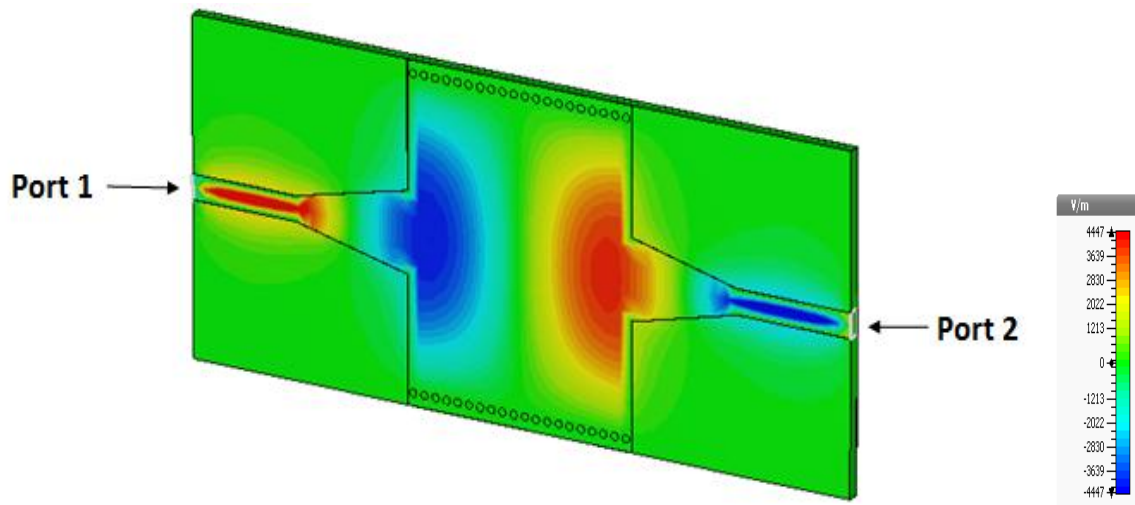
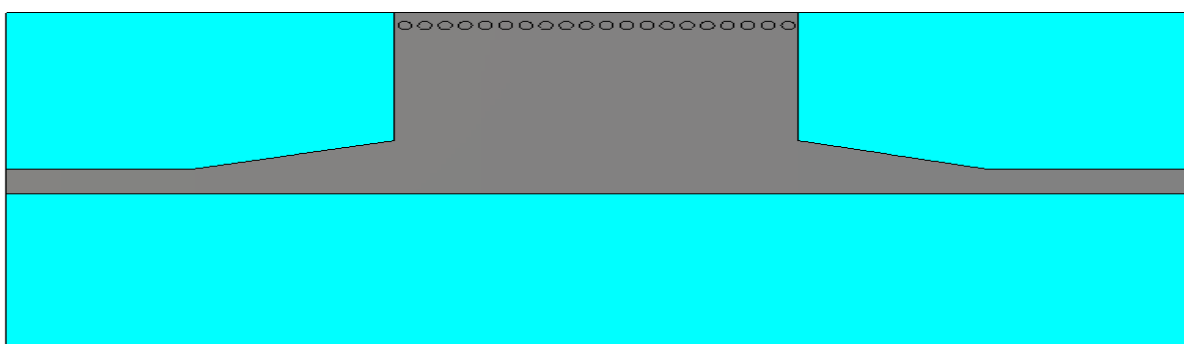


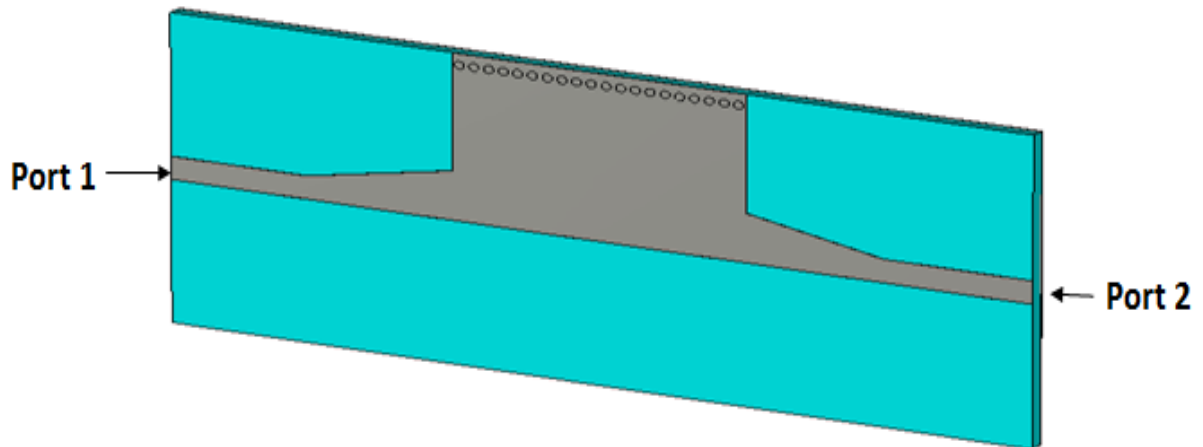
Figure III.24: Distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=3.5\text{GHz}$.

La figure III.24 montre le phénomène de distribution du champ électrique du mode TE_{10} guidé dans le guide SIW. Nous remarquons que le champ est bien localisé et délimité par deux rangés des vias métalliques.

Maintenant nous allons établir la même structure de half mode qui a été réalisée dans la bande C, en suivant les mêmes étapes mais cette fois-ci dans la bande S qui s'étale de 2 à 4 GHz.



(a)



(b)

Figure III.25: Géométrie du HMSIW opérant dans la bande S

(b) Vue de face (b) vue en perspective.

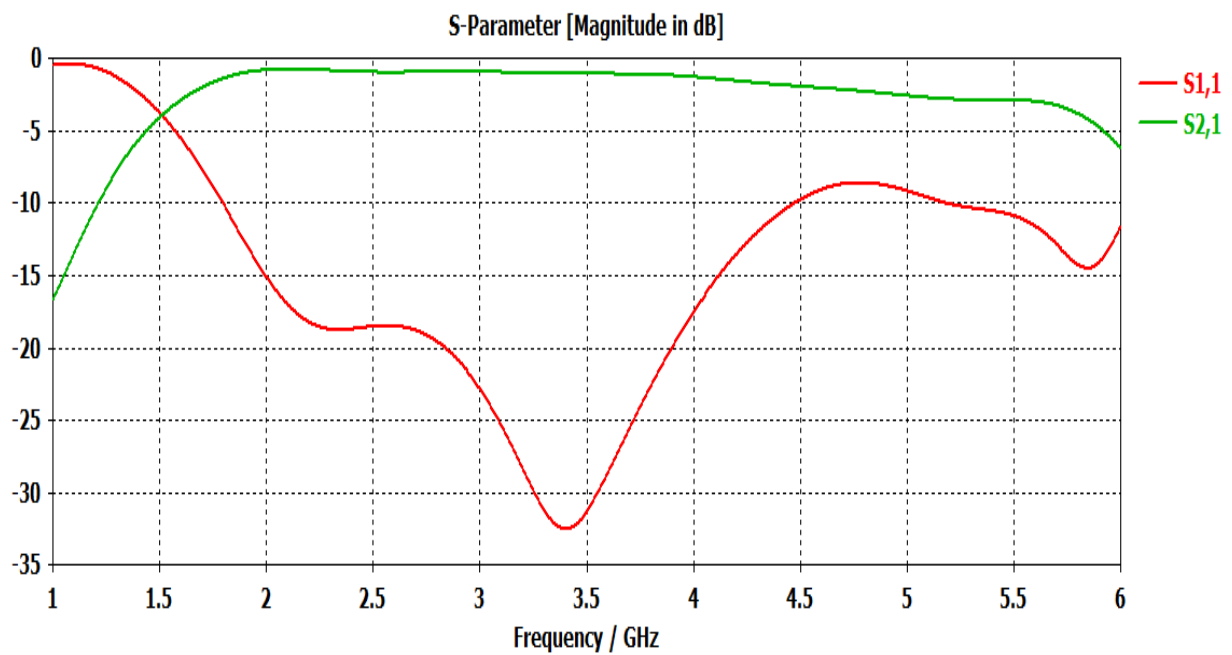


Figure III.26: Résultats de simulation des paramètres S_{11} , S_{21} .

Nous notons clairement à travers la figure III.26 Une bonne concordance entre les résultats simulés du guide SIW et ceux obtenus avec HMSIW. Donc la performance du guide HMSIW reste la même que celle du guide SIW.

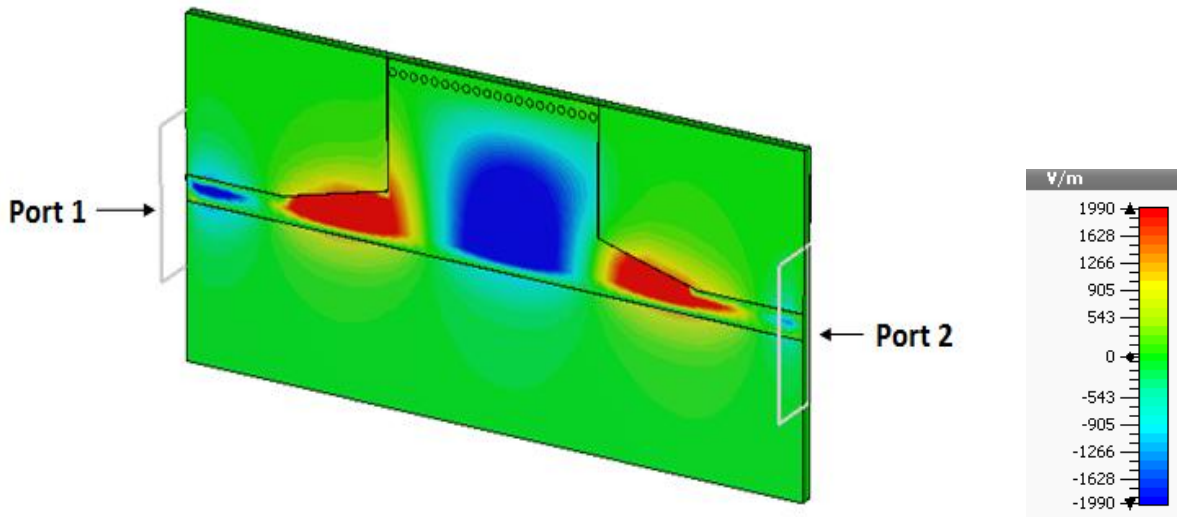


Figure III.27: Distribution du champ électrique pour la technologie HMSIW.

Nous observons une bonne localisation du champ électrique dans la nouvelle structure qui couvre tout la longueur du guide de port 1 au port 2.

III.4.1 Conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande S

La figure suivante représente un coupleur directionnel dit cruciforme qui possède toujours quatre ports de façon similaire. Comme nous l'avons déjà essayé précédemment le positionnement et le nombre des vias avec la bande fréquentielle qui s'étale sur [4-8 GHz], nous avons trouvé que le bon couplage se réalise avec deux vias. Donc cette fois dans la bande S qui s'étale sur [2-4 GHz] nous allons injecter seulement deux vias qui sont définis par l'équation de la forme $y = a \times c + b$. Ces deux vias vont déplacer sur la diagonale de telle façon à ce que la distance « x » entre ces derniers va diminuer graduellement.

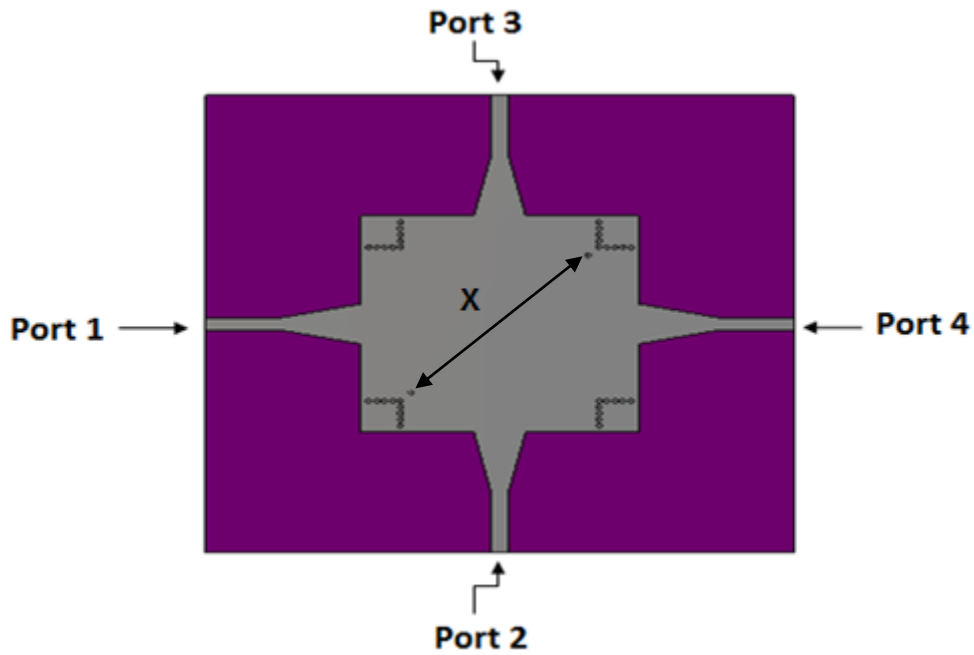


Figure III.28: Structure du coupleur SIW avec deux vias opérant dans la bande S.

Les performances du coupleur SIW réalisées avec deux vias sont observées sur la Figures III.29.

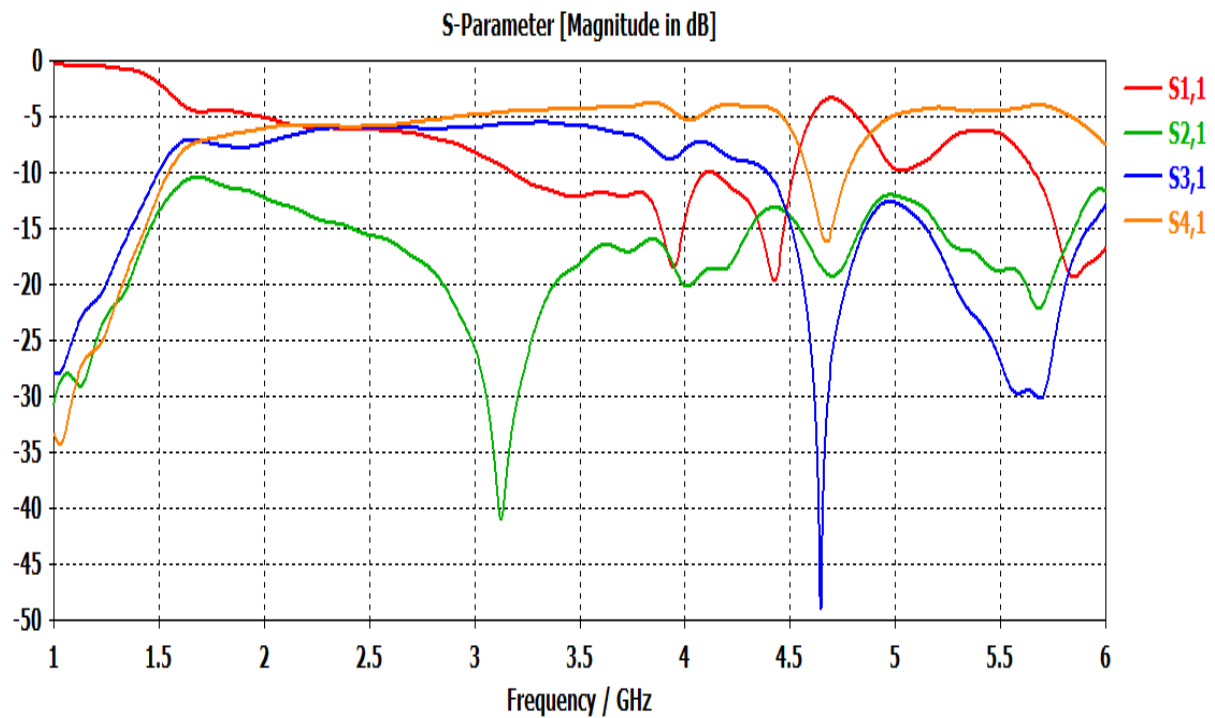


Figure III.29: Résultats de simulation des S-Paramètres.

D'après cette étude, nous avons constatés qu'un bon couplage est obtenu pour un nombre de vias égale à deux, nous remarquons qu'il y a une transmission maximale qui atteint -5 dB pour les deux paramètres S_{41} et S_{31} . Le coefficient de réflexion S_{11} est inférieur de -15 dB et le coefficient d'isolation S_{21} atteint -40 dB sur la plage de fréquence de [3-4GHz].

La représentation du champ électrique autour de 3.5 GHz est illustrée dans la figure suivante :

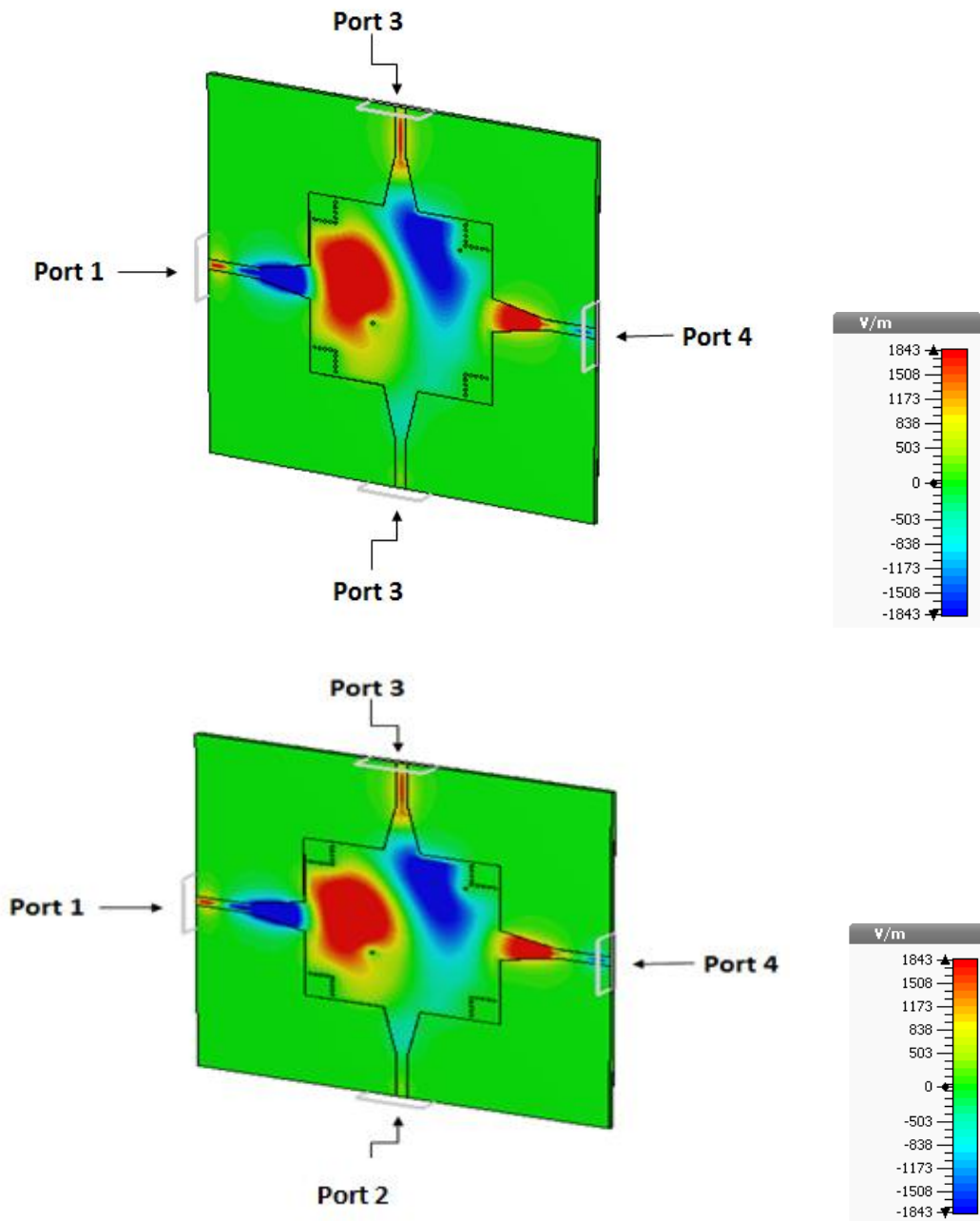


Figure III.30: Distribution du champ électrique à $f = 3.5$ GHz.

Nous observons que la puissance emmagasinée à l'intérieur du conducteur est bien divisée sur les deux ports 3 et 4, et isolée dans le port 2, donc ce dispositif assure le guidage du champ électrique.

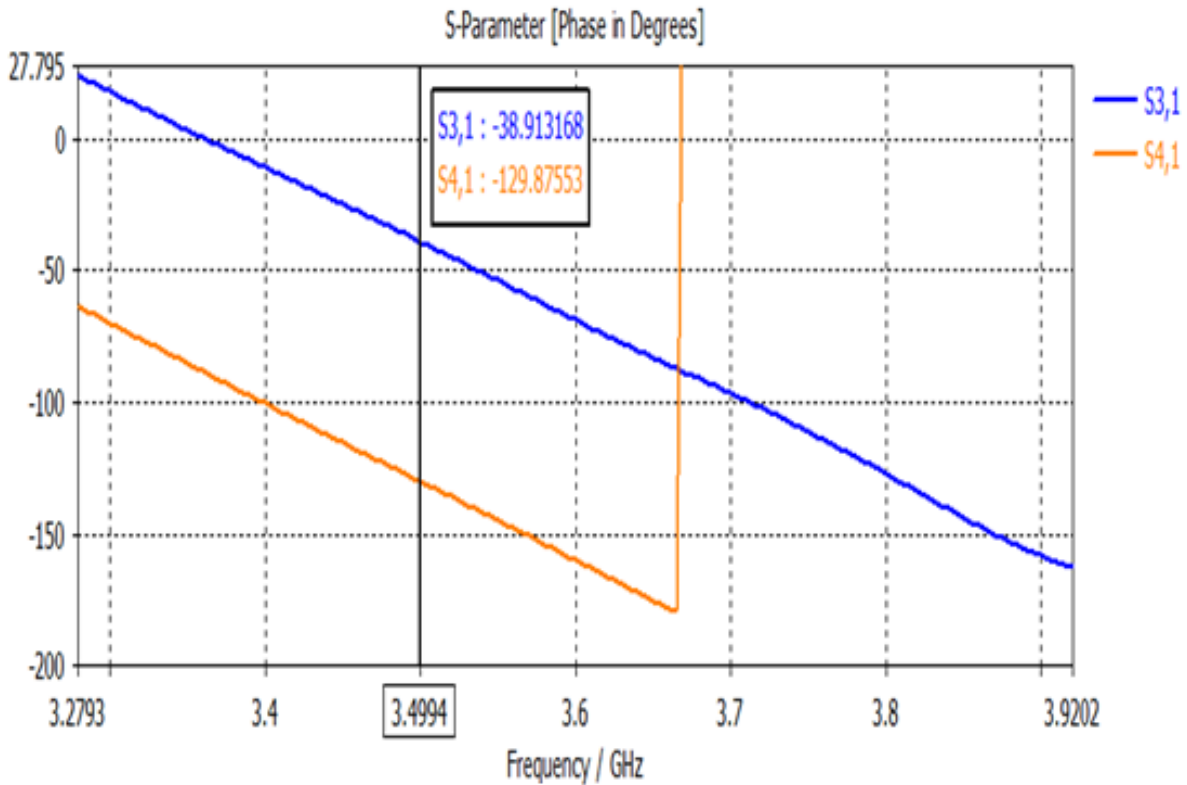


Figure III.31: Déférence de phase en fonction de S_{41} et S_{31} en bande S.

Nous déduisons de cette figure que la différence de phase entre S_{41} et S_{31} fluctue entre -90° et $+90^\circ$ sur toute la bande de fonctionnement qui s'étale sur [2-4 GHz].

III.5 Conclusion

La conception d'un coupleur directionnel SIW a été très enrichissante, d'une part, elle nous a permis d'appliquer les connaissances acquises sur le logiciel CST et d'autre part, elle nous a donné la possibilité d'approfondir nos connaissances sur le fonctionnement des coupleurs et leurs intérêts.

Au cours de ce chapitre plusieurs structures SIW (guide, coupleurs) ont été qualifiées avec succès grâce à l'outil de simulation CST. En effet deux guides opérant dans la bande S et C ainsi que des coupleurs directionnels dits cruciformes ont été conçu.

Enfin, des analyses visant à réduire le nombre de vias ont été menées. Elles ont conduit à une réduction du nombre de vias ce qui permet de diminuer le coût d'usinage et de faciliter la fabrication.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les dernières années, d'importants besoins à la caractérisation électromagnétique de nouveaux composants de hautes performances et à faibles pertes de formes complexes ont suscité un vif intérêt pour la conception de circuits micro-ondes et radiofréquence. Dans ce contexte La technologie SIW (Substrate integrated waveguide) a suscité un grand intérêt pour les chercheurs et les industriels qui désirent intégrer les guides d'ondes métalliques aux circuits planaires sans pertes de performances de transmission. Les travaux présentés dans cette thèse apportent une contribution importante au développement de nouvelles familles de composants passifs notamment les coupleurs, tous en basant sur la technologie SIW.

Le but du travail de recherche que nous avons présenté a consisté la conception d'un coupleur directif fonctionnant dans les bandes S et C à base de la technologie des guides d'onde intégrés aux substrats SIW.

Dans un premier chapitre, une présentation générale sur les guides d'ondes, les lignes de propagation ainsi que leurs topologies est réalisée. Puis une nouvelle technologie SIW qui semble les avantages de ces dernières a été décrits.

Ensuite nous avons consacré un deuxième chapitre pour parler de la théorie des coupleurs directionnels et de logiciel CST Microwave Studio que nous avons utilisé dans nos simulations.

Enfin le troisième chapitre constitue le cœur du travail réalisé. Il est consacré à la présentation des résultats de simulation qui porte sur la conception des guides SIW opérant dans les bandes S et C et à base de ces guides d'ondes nous avons réalisés des coupleurs directionnels dits cruciforme opérant dans les mêmes bandes. Plusieurs structures ont été étudiées théoriquement et vérifiées pratiquement selon divers changement des paramètres géométriques tels que les vias pour atteindre des meilleures performances. D'intéressants résultats obtenus ont été comparée à ceux de la littérature.

Comme perspectif, dans un futur proche, une étude pratique sur les coupleurs directionnels dit cruciforme sera faite et comparée avec nos résultats de simulation.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] L. YOUNG, E. M. T. JONES, G. MATTHAEI, "Microwave filters, impedancematching networks, and coupling structures," Boston, Artech House, 1980, 1980, ISBN: 978-0890060995.
- [2] B.H.Ahmad, A.R.B. Othman, S.S.Sabri, "A review of Substrate Integrated Waveguide (SIW) bandpass filter based on different method and design," Applied Electromagnetics (APACE), IEEE Asia-Pacific Conference on, vol. 50, no. 3, pp. 210-215, Dec 2012.
- [3] ISMAIL ALHZZOURY Ahmad, "Contribution à la modélisation des structures SIW et SINRD pour application micro-ondes et télécommunication", Thèse de doctorat Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), pp.4, juin 2013.
- [4] PROPAGATION GUIDÉE DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES. [Document Web]. Adresse Web: [http : / /alainrobichon.free.fr/cours/Physique/Ondes/OEM guidées](http://alainrobichon.free.fr/cours/Physique/Ondes/OEM_guidées), pp.28. PDF (11 mars 2014).
- [5] Document Web adresse :
<http://www.linternaute.com/dictionnaire/fr/definition/guide-d-onde>.
- [6] Document Web adresse :
http://www.Fr.WiKipedia.org/wiki/Bande_S.
- [7] Document Web adresse :
<http://www.itu.int/itu-news/manager/display.asp?lang=fr&year=2007&issue=08&ipage=Cband&ext=html>.
- [8] Document Web adresse :
http://www.Fr.WiKipedia.org/wiki/Bande_C.
- [9] GARREAU Jonathan. " Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybride planaire SIW en technologie LTCC ", Université de Bretagne, décembre 2012.
- [10] Mme RAHALI née SAKER Bouchra, " Contribution à la modélisation électromagnétique des structures en technologie ", Université de Tlemcen, 2013.
- [11] DOMINIC GRENIER "Electromagnétisme et transmission des ondes", Thèse de doctorat pp.51, Université LAVAL, 2015.
- [12] Propagation guidée des ondes électromagnétiques. [Document Web]. Adresse Web: [http : / /alainrobichon.free.fr/cours/Physique/Ondes/OEM guidées](http://alainrobichon.free.fr/cours/Physique/Ondes/OEM_guidées), pp.30. PDF (11 mars 2014).
- [13] Chapitre 19 Propagation Guidée [Document Web]. Adresse Web : [http ://melusine.eu.org/syracuse/immae/mp/physique chimie/électromagnetisme/19.pdf](http://melusine.eu.org/syracuse/immae/mp/physique_chimie/électromagnetisme/19.pdf) (11 mars 2014).

- [14] LARIBI MEJDI, "Conception d'une antenne cornet-SIW a gain variable", UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE, PP:35, Avril 2014.
- [15] MOURAD ADOU, "Caractérisation électromagnétique des matériaux traités de génie civil dans la bande de fréquence 50 MHz-13 MHz", pp.15, Université de Nantes, Octobre 2006.
- [16] Yong, S.k. (2010) Introduction to 60GHz, in 60 GHz Technology for Gbps WLAN and WPAN: From Theory to Practice (eds S.K.Yong, P. Xia and A. Valdes-Garcia), John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK.doi: 10.1002/9780470972946.ch1.
- [17] Brian C. Wadell, Transmission Line Design Handbook, Artech House, 1991.
- [18] K. Gupta, R. Gang, and J. Bahl, Microstrip Lines and Slotlines, Artech House, 1996.
- [19] Abbas El Mostrah, Benjamin Potelon, Eric Rius, Jean-François Favennec, Cédric Quendo, Herve Leblond³, Hissa Yahy³, Jean François Villemazet³, Jean Louis Cazaux³, "Filtre SIW d'ordre 6 en bande C avec un couplage croisé. Analyse expérimentale du comportement thermique, " Université Européenne de Bretagne, France, 2011.
- [20] D. Deslandes and Ke Wu, "Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides," Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, vol. 2, pp. 619-622, 200.
- [21] Daniels, R.C., Heath, R.W.: '60 GHz wireless communications:emerging requirements and design recommendations ', IEEE Veh. Technol. Mag., 2007, 2,(3), pp. 41-50.
- [22] Jonathan Garreau "Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybrideplanaire SIW en technologie LTCC", Université de Bretagne, Décembre 2012.
- [23] F.Xu and K.Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated wave guide ", IEEE Trans.on Microwave Theory and Techniques, vol.53,No :1,January 2005.
- [24] D.Deslandes, K.Wu, "Accurate modeling, wave mechanisms, and design consideration of a substrate integrated wave guide ", IEEE Trans.on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54, pp : 2516-2526.
- [25] Teis Coenen, "Analysis and Design of Post Wall Waveguides for Applications in SIW", the Telecommunication Engineering group of the Faculty of Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science of the University of Twente Enschede, The Netherlands, 2010.
- [26] H.-W. Yao, A. Abdelmomen, J.-F Liang, K.A. Zaki "A Full Wave Analysis of Micro strip-to-Waveguide Transitions", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, Vol.1, pp. 213-216 -1994.
- [27] Y.-C. Shih, T.-N. Ton, L.Q. Bui "Waveguide-to-Micro strip Transitions for Millimeter-Wave Applications", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, vol.1, pp.473-475, 1988.

- [28] A. Suntives, R. Abhari "Transition Structures for 3-D Integration of Substrate Integrated Waveguide Interconnects", *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE Vol.17, No. 10, pp.697-699,2007.
- [29] Dominic Deslandes and Ke Wu, "Integrated Micro strip and Rectangular Waveguide in Planar Form", *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, 2001, pp.68-70.
- [30] Bing Liu, Wei Hong, Member, IEEE, Yuan-Qing Wang, Qing- Hua Lai, and Ke Wu, Fellow, IEEE, "Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) 3-dB Coupler", *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, VOL.17, NO.1, JANUARY 2007.
- [31] Yitao Wang, XiaoweiZhu, and Ling Tian, " Desing of Crossed-SIW Directional Couplers with Different Angles", State Key Laboratory of Milimeter waves, Schol of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjin.
- [32] Ali Doghri , Tarek Djerafi, Anthony Ghiotto , and Ke Wu, "Schwinger Coupler for Substrate Integrated Circuits and Systems", Poly-Grames Research Center , Departement of genie electrique , Ecole polytechnique de Montréal, Canada, Université de bordeaux, IMS laboratory, France.
- [33] Tarek Djerafi and Ke Wu, Fellow, IEEE, "Super-Compact Substrat Integrated Waveguide Cruciform Directional Coupler", *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, VOL.17, NO.11, NOVEMBER 2007.
- [34] Présentation du logiciel de simulation CST Studio Suite présente par : Mr. MERIAH S.M.
- [35] MOUSTAPHA MBAYE, "Conception d'un réseau d'antennes multifaisceaux avec la technologie GIS (Guide Intégré Au Substrat) ", Université de Québec en Outaouais, pp. 83,2013.
- [36] Mme BEKRI YAMINA, "Caractérisation électromagnétique de composants et conception de circuits micro-ondes de formes complexes pour des applications faibles et hautes puissances en Télécommunications", Université Abou Beksbelkaid-Tlemcen, pp. 8. 2013.
- [37] R. E. COLLIN, "Field Theory of Guided Waves," New-York: Wiley, 1991.
- [38] D. M. POZAR, "Microwave Engineering Third Edition," Chapter 7: Power Dividers and Directional Coupler, John Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [39] B. M. OLIVER, "Directional Electromagnetic Couplers," *Proceedings of the IRE*, Vol.42, Issue 11, pp.1686-1692, November 1954.
- [40] S. R. RENGARAJAN, "Compound Coupling Slots for Arbitrary Excitation of Waveguidefed. Planar Slot Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.38, No.2, pp. 276-280, Fev. 1990.

[41] E. HADGE, "Compact Top-Wall Hybrid Junction," Transactions of the IRE Professional Group on Microwave Theory and Techniques, Vol.1, Issue 1, pp.29-30, Mars 1953.

[42] CST 1998-2010 CST – Computer Simulation Technology AG All rights reserved.

[43] Thèse pour l'obtention du Grade de docteur de l'université de Poitiers (Faculté des Sciences Fondamentales et Appliquées).

[44] M. Diblang, "Développement du concept de l'antenne a résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire," Université de Limoges. Thèse de doctorat 20 mars 2006.

Résumé

Les développements technologique en télécommunication tendent depuis plusieurs années vers la miniaturisation des circuits, une réduction des coûts, des masses et des pertes dans ces dispositifs. Les circuits SIW (Substrate Integrated Waveguide) s'inscrivent tout à fait dans cette mouvance et font à l'heure actuelle l'objet de nombreux sujets de recherche avec des applications dans l'industrie. Dans ce travail de mémoire, de nouvelles topologies des coupleurs directionnels à base de la technologie SIW opérant en bande S et C ont été conçues avec succès. Les résultats obtenus ont montrés 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, bande C, bande S, simulation, CST Microwave studio.

Abstract

Technological developments in telecommunications microwave for several years tend to miniaturization of circuits, reduced costs, masses and losses in these devices. The circuits SIW (Substrate Integrated Waveguide) fit entirely in this trend and are currently the subject of many research topics with direct applications in the industry. In this study, new topologies directional couplers based on SIW technology operating in the S-band and C-band were designed successfully. The results have shown good performance in terms of coupling and adaptation. The various simulations were completed using the simulator CST Microwave Studio.

Keywords: SIW (Substrate Integrated Waveguide), couplers, C-band, S-band, simulation, CST microwave Studio.

ملخص

مند عدة سنوات و التطورات التكنولوجية في مجال الاتصالات و الميكروويف تهدف الى تصغير الدارات، وخفض التكاليف، و الخسائر في هذه الاجهزة. الدارات SIW تناسب تماما في هذا الاتجاه و هي حاليا موضوع العديد من البحوث مع تطبيقات مباشرة في الصناعة. في هذه الاطروحة ، طويولوجيا جديدة لاتجاه المقرنات تعتمد على تقنية SIW العاملة في المجالين S،C. تم الانتهاء من عمليات المحاكاة المختلفة باستخدام جهاز محاكاة CST الميكروويف الاستوديو. **كلمات البحث :** تقنية SIW, المقرنات, المجال C ، المجال S ، المحاكاة، CST الميكروويف الاستوديو.