

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

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

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

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

**En :** Télécommunications

**Spécialité :** Systèmes des Télécommunications

**Par :**

**BELLAHOUEL Bouchra**

**KHERMINE Hanane**

**Sujet**

**Architectures Originales des Coupleurs SIW -3dB/90° Half-mode  
Hyperfréquence pour Télécommunications Spatiales**

**Soutenu en 26 juin 2018 devant le Jury composé de :**

MELIANI Maghnia

MCA

Univ. Tlemcen

Présidente

DJELTI Hamida

MCB

Univ. Tlemcen

Examinatrice

BADAOUI Hadjira

MCA

Univ. Tlemcen

Encadrante

ABRI Mehadji

Prof

Univ. Tlemcen

Co-Encadrant

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

# RÉSUMÉ

Le développement des télécommunications spatiales au cours de ces dernières années a nécessité la réduction de la taille, du poids des dispositifs et l'amélioration des performances électriques des dispositifs. Nous avons aussi l'avantage de la notion de réduction des coûts. Les circuits SIW (Substrate Integrated Waveguide) s'inscrivent tout à fait dans cette dynamique de recherche et font à l'heure actuelle l'objet de nombreux sujets de recherche avec des applications dans l'industrie.

Les coupleurs directifs  $-3\text{dB}/90^\circ$  trouvent à l'heure actuelle énormément d'application en télécommunication. Justement, l'objectif de notre projet de fin d'étude est de concevoir des nouvelles topologies des coupleurs non conventionnels  $-3\text{ dB}/90^\circ$  à base de la technologie SIW half- mode destinés aux télécoms spatiales. La simulation de ces structures sera effectuée en utilisant le simulateur CST Studio Suite.

**Mots clés :** Technologie SIW, coupleurs, half mode, bande S, simulation, CST, conception.

## **ABSTRACT**

The development of space telecommunications in recent years has necessitated the reduction of the size, the weight of the devices and the improvement of the electrical performance of the devices. We also have the benefit of the notion of cost reduction. Substrate Integrated Waveguide (SIW) circuits are very much in line with this trend and are currently the subject of many research topics with applications in the industry.

The goal of our final project is to design new topologies of the unconventional couplers  $-3 \text{ dB} / 90^\circ$  based on the SIW half-mode technology for space telecoms. The simulation of these structures will be performed using the CST Studio Suite Simulator.

**Key words :** SIW technology, couplers, half mode, S band, simulation, CST, design.

## ملخص

استلزم تطوير الاتصالات الفضائية في السنوات الأخيرة خفض حجم ووزن الأجهزة وتحسين الأداء الكهربائي لها بالإضافة إلى فائدة خفض التكاليف مع تكنولوجيا SIW. هذه الأخيرة تتوافق تماماً في هذا الاتجاه مع الدارات المتكاملة لمواجهة الدليل الموجي، وهي حالياً موضوع العديد من الدراسات البحثية مع تطبيقات مباشرة في الصناعة. إن المقرنات الاتجاهية  $3\text{dB}/90^\circ$  - تجد حالياً الكثير من التطبيقات في مجال الاتصالات. الهدف من مشروعنا النهائي هو تصميم طوبولوجيات جديدة لقارنات غير تقليدية استناداً إلى تكنولوجيا SIW بتقنية نصف الأسلوب من أجل الاتصالات الفضائية. سيتم تنفيذ محاكاة هذه الهياكل باستخدام جهاز محاكاة الميكروويف الاستوديو CST.

**كلمات البحث :** تكنولوجيا SIW ، المقرنات  $3\text{dB}/90^\circ$  - ، المجال S ، تقنية نصف الأسلوب ، المحاكاة CST ، ميكروويف الاستوديو CST ، رسومات.

# *Dédicace*

*Je dédie ce travail ...✍*

*A ma chère mère*

*Pour sa soutienne, sa patiente, son sacrifice et son amour, tu mérites tout éloge, toi qui a fait de moi ce que je suis maintenant.*

*J'espère être l'image que tu as fait de moi, que dieu te garde et te bénisse.*

*A mon père*

*A ma sœur Imene*

*A mes frères Abdelwehed, Abdelhaq et mustafa*

*A mes neveux Amine et siradj*

*A tous Ma famille*

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

*A Tous ceux que j'aime...*

*Bouchra*

# *Dédicace*

*A mes très chers parents*

*Ma mère*, qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie,

*Mon père*, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie.

*Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutien permanent venu de vous.*

*A mon Marie Mohamed*

*A ma sœur Siham*

*A mes frères Ali, Anis, Mahmoud et sa femme*

*A mes neveux Hassane, Hocine, Yacine et Mohamed*

*A ma nièce adorée Aïcha*

*A tous ma famille*

*A tous mes amis*

*A tous ceux qui j'aime*

*M.H. Hanane...✍*

## REMERCIEMENTS

Le premier à remercier de nous avons donné le pouvoir de faire ce travail est Dieu. Nous toujours cru que vous nous avez donné assez de force pour faire face à des difficultés, mais qui est non seulement ce que vous nous avez offert, tu nous as donné le bonheur et la joie tout en faisant notre travail à travers les gens autour de nous, en aidant et nous soutiennent quand et où nous avons besoin.

Nous tenant à remercier sincèrement Madame BADAoui Hadjira maitres de conférences de classe (A) à l'université de Tlemcen et Monsieur ABRI Mehadji Professeur à l'Université de Tlemcen qui, en tant que Directeurs de mémoire, se sont toujours montrés à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'ils ont bien voulu nous consacrer et sans qui ce mémoire n'aurait jamais vu le jour.

Nous voudrions très sincèrement remercier madame MELIANI Maghnia maitre de conférences classe (A) à l'Université de Tlemcen, d'avoir accepté de juger ce travail en présidant le jury, ainsi que Madame DJELTI Hamida maitres de conférences de classe (B) à l'université de Tlemcen ; vous nous avez honorés d'accepter de siéger parmi notre jury de mémoire.

On n'oublie pas nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience. Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches, amis et tous ceux qui, d'une manière ou d'une autre, ont toujours encouragée au cours de la réalisation de ce mémoire. Et qui n'ont pas pu être cités ici.

# TABLE DE MATIERE

RESUME.....	<i>i</i>
ABSTRACT.....	<i>ii</i>
ملخص.....	<i>iii</i>
DÉDICACE.....	<i>iv</i>
REMERCIEMENTS.....	<i>vi</i>
LISTE DES FIGURES.....	<i>x</i>
LISTE DES TABLEAUX.....	<i>xv</i>
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET ACRONYMES.....	<i>xvi</i>
INTRODUCTION GENERALE.....	1

## CHAPITRE I : Généralités sur la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW

I.1. Introduction .....	3
I.2. Les guides d'ondes classiques .....	3
I.2.1. Définition.....	3
I.2.2. Les types de guide d'onde.....	4
I.2.2.1. Guide d'onde circulaire.....	4
I.2.2.2. Guide d'onde elliptique.....	5
I.2.2.3. Guide d'onde rectangulaire.....	6
I.2.2.3.1. Equations de Maxwell.....	6
I.2.2.3.2. Equations générales.....	7
I.2.2.3.3. Modes de propagation.....	8
I.2.2.3.4. Conditions de propagation.....	9
I.2.2.3.5. Conditions aux limites.....	9
I.2.2.3.6. Propagation des modes TE.....	9
I.3. Technologie planaire.....	12
I.3.1. La ligne micro-ruban.....	13
I.3.2. La technologie coplanaire.....	14
I.3.3. La technologie triplaque.....	15
I.4. Technologie guide d'onde intégré au substrat (SIW).....	16
I.4.1. Introduction.....	16

I.4.2. Définition d'un guide SIW.....	18
I.4.3. Description du guide SIW.....	18
I.4.4. Paramètres des guides d'ondes intégrés au substrat(SIW).....	19
I.4.4.1. Les circuits passifs SIW.....	19
I.4.4.2. Les circuits actifs SIW.....	20
I.4.5. Constante de propagation.....	21
I.4.6. Conception d'un guide SIW.....	22
I.5. Les antennes SIW.....	23
I.6. La transition.....	24
I.7. Utilisation des bandes de fréquence.....	24
I.7.1. La bande C.....	24
I.7.2. La bande S.....	25
I.8. Conclusion.....	26

## **CHAPITRE II : Les coupleurs directifs**

II.1. Introduction.....	27
II.2. Définition des coupleurs directifs.....	27
II.3. Les Caractéristiques d'un coupleur directionnel.....	31
II.4. Exemples d'application.....	31
II.4.1. Conception des coupleurs directionnels SIW croisés avec différents angles.....	31
II.4.2. Coupleur directionnel Cruciforme Super-Compact en technologie SIW.....	33
II.4.3. Demi-monde des guides d'ondes intégrées au substrat (HMSIW) et coupleur SIW à 3 dB.....	34
II.4.4. Coupleur Schwinger.....	36
II.5. Les différents types de coupleurs à la technologie SIW.....	39
II.5.1. Coupleurs à lignes couplées.....	39
II.5.2. Le coupleur à jonctions (-3dB, 90°) ou hybride.....	41
II.5.3. Coupleur directionnel bicouche SIW 3 dB/90°.....	43
II.5.4. Coupleur 3 dB SIW de type Riblet tridimensionnel.....	46
II.6. Conclusion.....	49

## **CHAPITRE III : Les coupleurs HMSIW : résultats et discussions**

III.1. Introduction.....	50
III.2. Transition de la ligne micro-ruban au guide d'onde SIW.....	50
III.3. Conception d'un guide SIW fonctionnant dans la bande S.....	51
III.3.1. Conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande S.....	57
III.3.2. Nouvelle architecture originale de la conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande S.....	61
III.3.3. Nouvelle architecture originale de la conception du coupleur directif SIW half-mode hyperfréquence (-3dB) fonctionnant dans la bande S.....	64
III.4. Conception du coupleur cruciforme SIW fonctionnant dans la bande S.....	75
III.4.1. La conception du coupleur cruciforme SIW half-mode hyperfréquence (-3dB) fonctionnant dans la bande S.....	78
III.5. Comparaison entre les coupleurs directs.....	81
III.6. Conclusion.....	83
CONCLUSION GENERALE.....	84
ANNEXE.....	86
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	91

## LISTE DES FIGURES

Figure I.1	Exemples des guides d'ondes : (a) guide d'onde à section rectangulaire, (b) guide d'onde à section circulaire, (c) câble coaxial, (d) ruban (stripline), (e) micro ruban (microstrip).	4
Figure I.2	a) Exemple d'un guide métallique circulaire, b) Schéma du guide circulaire.	5
Figure I.3	a) Exemple d'un Guide métallique elliptique, b) Schéma du guide elliptique.	5
Figure I.4	a) Exemple d'un guide métallique rectangulaire homogène, b) Schéma du guide rectangulaire homogène.	6
Figure I.5	Ondes incidente et réfléchie par un plan conducteur ; le champ électrique incident est normal au plan d'incidence.	11
Figure I.6	Ondes incidentes et réfléchies par un plan conducteur ; le champ magnétique incident est normal au plan d'incidence	12
Figure I.7	(a) : Ligne micro ruban et (b) : Distribution des champs électromagnétique.	13
Figure I.8	Vue d'une ligne coplanaire (a). Et ces lignes de champs (électriques et magnétiques) pour le mode impair quasi-TEM (b). Mode pair quasi-TE (c).	14
Figure I.9	(a) Ligne triplaque, (b) Configuration des champs électrique et magnétique pour une ligne de transmission en technologie triplaque	16
Figure I.10	Guide SIW.	17
Figure I.11	Exemples typiques des structures de SIW ; (a) Guide d'onde intégré au substrat ; (b) Guide diélectrique non radiatif intégré au substrat ; (c) Guide d'image intégré au substrat	19
Figure I.12	Exemples des circuits passifs SIW, a) Filtre passe-bande SIW, b) Coupleur SIW, c) Guide rectangulaire SIW, d) Duplexeur SIW	20
Figure I.13	Exemples des circuits actifs SIW ; a) Oscillateur SIW, b) Amplificateur SIW	21
Figure I.14	Conception d'un guide d'onde intégré au substrat (SIW)	22
Figure I.15	Configuration de la structure du SIW	23

Figure I.16	Antenne SIW	24
Figure I.17	Transition planaire SIW	24
Figure I.18	Bandes de fréquences allouées par l'UIT	25
Figure II.1	Un coupleur SIW avec ces ports et la localisation des trois charges	28
Figure II.2	a) Coupleur co-directif b) Coupleur contra-directif.	28
Figure II.3	Schéma du coupleur directionnel.	29
Figure II.4	Coupleurs directionnels croisés SIW.	31
Figure II.5	Résultats des paramètres S de coupleur avec $\theta = 80^\circ, 70^\circ$ et $60^\circ$ .	32
Figure II.6	Vue perspective du coupleur directionnel utilisant la technologie SIW.	33
Figure II.7	Simulation et mesure des paramètres S du coupleur SIW ; (a) $S_{11}$ et $S_{41}$ , (b) $S_{21}$ et $S_{31}$	33
Figure II.8	La comparaison du mode dominant dans un HMSIW et un SIW.	35
Figure II.9	Mode dominant dans SIW et HMSIW	35
Figure II.10	Les paramètres S mesurés et simulés du coupleur SIW	36
Figure II.11	Les paramètres S du coupleur HMSIW à -3 dB.	36
Figure II.12	Principe de fonctionnement du coupleur schwinger.	37
Figure II.13	Distribution du champ simulé ; (a) Champ magnétique et (b) Champ électrique suivant la direction de propagation à la fréquence de 35 GHz.	38
Figure II.14	Résultats simulés et mesurés des paramètres $S_{21}$ et $S_{41}$ du coupleur schwinger.	38
Figure II.15	Résultats simulés et mesurés des paramètres $S_{31}$ et $S_{11}$ du coupleur schwinger.	38
Figure II.16	Résultats simulés et mesurés de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.	39
Figure II.17	Géométrie d'un coupleur à ligne couplées	40
Figure II.18	Réalisation de la ligne couplée.	40
Figure II.19	Schéma d'un coupleur à ligne couplées.	41
Figure II.20	Coupleurs hybrides.	42
Figure II.21	Fonctionnement du coupleur (-3 dB, $90^\circ$ ) : (a) En diviseur d'onde de puissance, (b) En combineur de puissance.	43

Figure II.22	Le coupleur directionnel bicouche 3dB/90° développé, a) Vue en 3D. b) Vue de haut avec les paramètres des fentes circulaires.	44
Figure II.23	Résultats de mesure et de simulation du coupleur directionnel 3dB : a) Coefficient de réflexion $S_{11}$ et coefficient d'isolation $S_{41}$ , b) Niveau de couplage $S_{31}$ et coefficient de transmission $S_{21}$ .	45
Figure II.24	Géométrie du coupleur 3 dB Riblet en technologie SIW : a) Vue 3-D. b) Dimensions : $a = 4$ mm, $r1 = 0.6$ mm, $r3 = 0.27$ mm, $r1 = 0.4$ mm, $k = 0.76$ mm, $g = 4.86$ mm, $l1 = 2.54$ mm, $l2 = 1.3$ mm et $l3 = 2.18$ mm.	47
Figure II.25	a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz, b) Photographie du coupleur de type Riblet 3 dB fabriqué.	47
Figure II.26	Résultats simulés et mesurés des paramètres $S_{11}$ et $S_{41}$ du coupleur 3 dB de type Riblet.	48
Figure II.27	Résultats simulés et mesurés des paramètres $S_{21}$ et $S_{31}$ du coupleur 3 dB de type Riblet.	48
Figure II.28	Différence de phase mesurée et simulée entre les ports 2 et 3.	49
Figure III.1	Structure générale du taper avec ces paramètres.	51
Figure III.2	Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande S, (a) Vue de face. (b) Vue en perspective.	52
Figure III.3	Résultats de simulation du guide SIW opérant dans la bande S.	53
Figure III.4	La topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat (a) Vue de face. (b) Vue en perspective.	53
Figure III.5	Coefficient de transmission $S_{21}$ et de réflexion $S_{11}$ de guide SIW après adaptation.	54
Figure III.6	Distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f = 6$ GHz.	55
Figure III.7	Géométrie du HMSIW opérant dans la bande S (a) Vue face. (b) Vue en perspective.	55
Figure III.8	Résultats de simulation des paramètres $S_{11}$ , $S_{21}$ .	56
Figure III.9	Propagation du champ électrique dans le guide HMSIW.	57
Figure III.10	Structure du coupleur directif SIW en bande S, (a) Vue face. (b) Vue en perspective.	58
Figure III.11	Paramètres [S] du coupleur directif SIW en bande S	59

Figure III.12	Résultats simulés et mesurés de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.	59
Figure III.13	Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ à $f = 5$ GHz, (a) Vue face. (b) Vue en perspective.	60
Figure III.14	Nouvelle Structure du coupleur directif SIW en bande S, (a) Vue face. (b) Vue en perspective.	61
Figure III.15	Paramètres [S] de nouvelle structure du coupleur SIW en bande S.	62
Figure III.16	Résultats simulés et mesurés de la différence de phase entre le port Transmis et le port couplé.	63
Figure III.17	Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ à $f = 5$ GHz, (a) Vue face. (b) Vue en perspective.	63
Figure III.18	Première structure du coupleur directif SIW half-mode en bande S avec les paramètres : $d = 45$ , $w = 15$ , $w_{in} = 2.92$ , $w_{out} = 5$ , $l_{in} = 9$ , $l_{out} = 15$ .	65
Figure III.19	Résultat de simulation de la 1ère topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S.	66
Figure III.20	Différence de phase en fonction de $S_{21}$ et $S_{31}$ en bande S.	66
Figure III.21	Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ de la 1ère topologie à $f = 3.5$ GHz.	67
Figure III.22	Deuxième topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S avec les paramètres : $d = 45$ , $w = 60$ , $w_{in} = 2.92$ , $w_{out} = 5$ , $l_{in} = 9$ , $l_{out} = 15$ .	68
Figure III.23	Résultat de simulation de la 2-ème topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S.	69
Figure III.24	Différence de phase en fonction de $S_{21}$ et $S_{31}$ de la 2-ème topologie en bande S.	69
Figure III.25	Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ à $f = 6$ GHz	70
Figure III.26	Troisième topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S avec les paramètres : $d = 45$ , $w = 60$ , $w_{in} = 2.5$ , $w_{out} = 5$ , $l_{in} = 9$ , $l_{out} = 15$ .	72
Figure III.27	Résultat de simulation de la 3ème topologie du coupleur SIW half-mode en bande S.	73
Figure III.28	Différence de phase en fonction de $S_{21}$ et $S_{31}$ en bande S.	74
Figure III.29	Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ à $f = 6$ GHz.	74
Figure III.30	Structure du coupleur SIW avec deux vias opérant dans la bande S	76
Figure III.31	Résultats de simulation des S-paramètres.	76

Figure III.32	Déférence de phase en fonction de $S_{21}$ et $S_{31}$ en bande S	77
Figure III.33	Distribution du champ électrique à $f = 3.5$ GHz	77
Figure III.34	Nouvelle structure du coupleur cruciforme SIW half-mode en bande S	79
Figure III.35	Résultat de simulation de la nouvelle topologie du coupleur cruciforme SIW half –mode en bande S.	79
Figure III.36	Déférence de phase en fonction de $S_{21}$ et $S_{31}$ en bande S.	80
Figure III.37	Distribution du champ électrique à $f = 3.5$ GHz	81
Figure A.1	Interface graphique de CST Studio Suite.	87
Figure A.2	Illustration de l’outil CST.	88
Figure A.3	Les modules d’exécution de logiciel CST.	89

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1	Les dimensions optimisées pour différents angles.	32
Tableau III.1	Paramètres caractéristiques du guide d'onde.	51
Tableau III.2	Comparaison entre les différents coupleurs -3 dB/90°	82

## LISTE DES ABRÉVIATIONS ET ACRONYMES

$\epsilon$	Permittivité relative.
$\mu$	Perméabilité magnétique.
$\eta$	Impédance d'onde du milieu ; $\eta = 120\pi = 377 \Omega$
$\rho$	La densité volumique de charge électrique.
$\vec{j}$	La densité de courant.
$\omega$	La pulsation de l'onde.
$\omega_c$	La pulsation de fonctionnement.
$\Delta_T$	Laplacien transversale.
$\vec{E}$	Le vecteur d'intensité du champ électrique.
$\vec{B}$	Le vecteur d'intensité du champ magnétique.
$\gamma$	La constante de propagation complexe.
$\alpha$	La constante d'atténuation.
$B$	La constante de propagation de phase.
$C$	La vitesse de la lumière.
$a_{SIW}$	Largeur du SIW.
$a_{GOR}$	Largeur équivalente du guide rectangulaire classique.
$d$	Le diamètre des trous métallisés.
$P$	L'espacement (pitch) entre trous métallisés.
$E_z, H_z$	Les composantes longitudinales.
$\vec{E}_T, \vec{H}_T$	Les composantes transversales du champ électromagnétique.
$\vec{U}_x, \vec{U}_y$ et $\vec{U}_z$	Les vecteurs unitaires.
<b>TEM</b>	Mode Electromagnétique Transversale.
<b>dB</b>	Decibel.
<b>SIW</b>	Substrate Integrated waveguide (en français GIS).
<b>MHMIC</b>	Miniature Hybride Microwave Integrated Circuits.
<b>MMIC</b>	Monolithic Microwave Integrated Circuit.
<b>MIC</b>	Microstrip Integrated Circuit.
<b>LTCC</b>	Low Temperature Co-fired Ceramics.
<b>SoS</b>	System-on-Substrate.
<b>HMSIW</b>	Half Mode Substrate Integrated Waveguide.

<b>UIT</b>	International Telecommunication Union
<b>CST</b>	Computer Simulation Technology.
<b>W</b>	La largeur du guide SIW.
<b>Q</b>	Le facteur de qualité.
<b>a, b</b>	Largeur et hauteur du guide d'onde rectangulaire.
$\epsilon_r$	La permittivité relative.
$f_c$	La fréquence de coupure.
$\lambda$	La longueur d'onde.
$\lambda_c$	La longueur d'onde de coupure.
$\lambda_g$	La longueur d'onde guidée.

# **Introduction**

## **Générale**

## INTRODUCTION GENERALE

Le développement des télécommunications spatiales au cours de ces dernières années a nécessité la réalisation d'équipements de plus en plus compacts et performants, fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées. Cette évolution apparaît dans de nombreux systèmes de communications.

Le guide d'onde rectangulaire est d'usage courant en microondes, c'est un support de transmission largement utilisé, surtout à très hautes puissances. Toutefois, dû à sa structure volumineuse, il est difficile de l'intégrer et de le fabriquer à faible coût dans la structure planaire.

Les circuits hautes fréquences, qui sont utilisés dans toutes les sphères des télécommunications, sont parfois lourds et imposants selon les technologies utilisées ce qui n'est pas intéressant pour l'intégration de systèmes portables (cellulaire, lecteurs mp3, etc.).

Dans le domaine des hyperfréquences, les composants passifs actuellement commercialisés, de types circulateurs, isolateurs...etc., peuvent être fabriqués en utilisant la topologie SIW.

Depuis l'introduction de la technologie de SIW, les interconnexions et les circuits ont été développés et leurs avantages sont justifiés par rapport à leurs homologues fraisés de la base des lignes de transmission.

Bien évidemment, cette technologie considérée comme un nouveau moyen de transmission de signal, a été la base pour la conception de nombreux composants du circuit tels que des diviseurs de puissance, les filtres, et les coupleurs. Parmi ces coupleurs les cavités résonantes qui sont des guides d'ondes rectangulaires.

Le travail présenté s'inscrit dans ce cadre, et vise à étudier des nouvelles topologies des coupleurs à base de la technologie SIW. Chaque domaine utilisant les télécommunications nécessite certainement l'usage de coupleur parce qu'ils ont une importance grandissante dans les systèmes de transmission, c'est le cas aussi pour les télécommunications spatiales.

Pour atteindre nos objectifs, notre mémoire sera organisé en trois chapitres et de la façon suivante :

Dans le premier chapitre, nous allons introduire quelques notions sur les guides d'ondes avec les différents types de technologies existantes. En particulier, une description détaillée sera donnée sur la technologie SIW puisqu'elle est la base de notre projet de fin d'étude.

## **INTRODUCTION GENERALE**

Par la suite, le deuxième chapitre visera à introduire la théorie des coupleurs directifs et nous donnerons quelques exemples d'applications sur cette technologie (SIW).

Le dernier chapitre sera dédié à la présentation des résultats de conception des guides d'ondes SIW, des architectures originales des coupleurs half-mode hyperfréquences directifs - 3dB/90° fonctionnant dans la bande de fréquence S à l'aide du logiciel de simulation « CST MICROWAVE STUDIO ».

Ce document sera enfin clôturé par une conclusion générale suivie par une annexe sur le simulateur et une référence bibliographique.

**CHAPITRE I :**  
**Généralité sur la technologie**  
**des guides d'ondes intégrés**  
**au substrat SIW**

## I.1. Introduction

La réduction des coûts de fabrication et l'amélioration des propriétés électriques sont des paramètres fondamentaux qui préoccupent les chercheurs de puis des années [1], [2]. Plusieurs travaux de recherche ont été menés pour répondre à ces critères [3], [4].

La dernière décennie a vu la naissance de plusieurs composants SIW en guide d'ondes rectangulaires [5]. D'un côté la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) a déjà suscitée beaucoup d'intérêt dans le développement de nombreux circuits intégrés micro-ondes.

Le guide SIW est synthétisé en plaçant deux rangées de vias métalliques dans un substrat. La distribution du champ dans le guide SIW est similaire à celle d'un guide d'ondes rectangulaire classique. Par conséquent, il présente les avantages de faible coût, de facteur de qualité élevé, et peut facilement être intégré dans les circuits micro-ondes et ondes millimétriques intégrés [6]. L'intérêt pour les techniques SIW dans les systèmes de communication a considérablement augmenté, ainsi que le développement de circuits micro-ondes actifs et passifs [7] les utilisant.

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons la théorie des guides d'ondes classiques et la technologie planaire (ligne de transmission).

Dans la deuxième partie du chapitre, nous nous intéresserons à introduire quelques notions sur la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW (Substrate Integrated Waveguide) [8].

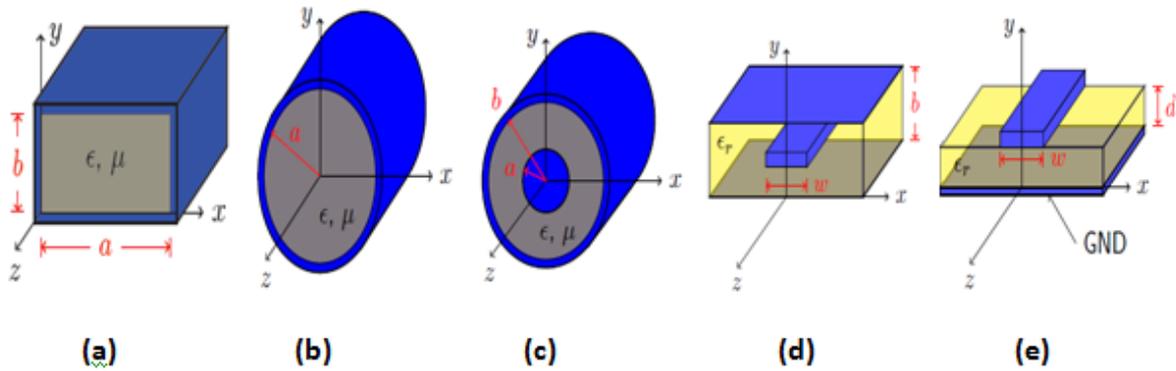
## I.2. Les guides d'ondes classiques

### I.2.1. Définition

Un guide d'ondes est un système physique qui sert à guider les ondes électromagnétiques ou les ondes acoustiques, pour les maintenir confinées dans un milieu particulier, sur une certaine distance [9] (figure I.1).

Les guides d'ondes peuvent être généralement classés en deux catégories :

- Guides d'ondes métalliques prennent habituellement la forme d'un tube de métal conducteur clos. Les ondes se propageant à l'intérieur du guide d'ondes de métal peuvent être caractérisés par des réflexions à partir des parois conductrices.
- Le guide d'onde diélectrique se compose seulement de diélectriques et emploie de réflexions à partir d'interfaces diélectriques à propager l'onde électromagnétique le long du guide.



**Figure I.1 :** Exemples des guides d'ondes : (a) guide d'onde à section rectangulaire, (b) guide d'onde à section circulaire, (c) câble coaxial, (d) ruban (stripline), (e) micro ruban (microstrip).

Les guides d'ondes présentent de propriétés intéressantes par rapport aux autres systèmes de transmission micro-onde :

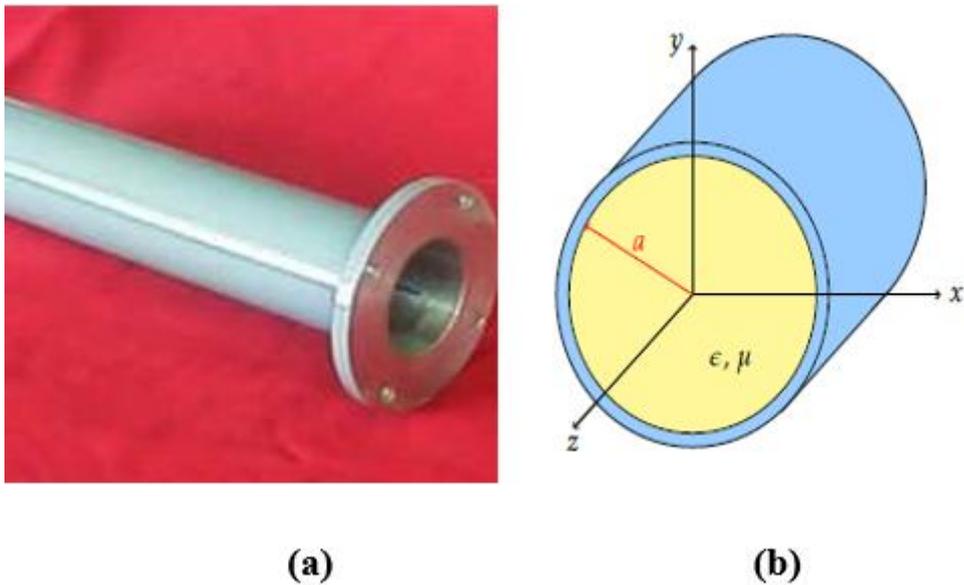
- Étant fermés, les guides ne perdent pas d'énergie par rayonnement parasite.
- Ils sont capables de transmettre de grandes puissances à haute fréquence.
- Les pertes ohmiques sont réduites en raison de l'absence de conducteur central, comme c'est le cas du câble coaxial par exemple.
- Ils sont exempts de pertes diélectriques et produisent par conséquent une très faible atténuation de la puissance transmise.

Les informations transmises, à la fois par l'onde porteuse et par le guide, sont de nature variée : signaux téléphoniques simples ou multiplex, signaux de télévision, impulsions numériques, données [10].

## I.2.2. Les types de guide d'onde

### I.2.2.1. Guide d'onde circulaire

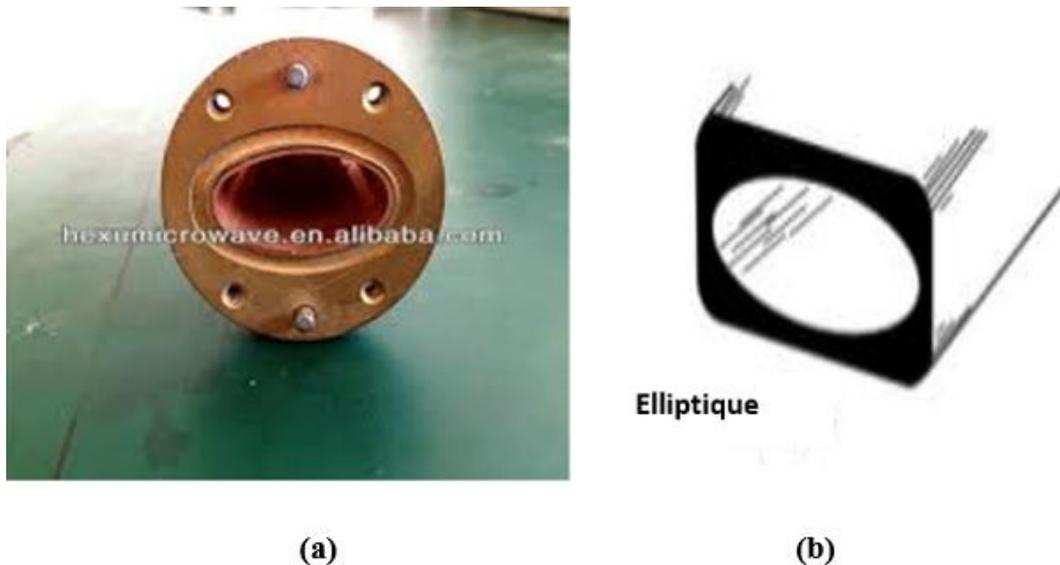
Les guides d'ondes à section circulaire sont en principe ceux qui représentent le moins de pertes. Les guides d'ondes circulaires permettent également de faire véhiculer deux signaux à polarisation orthogonale dans le même guide (figure I.2). Ce type de guide d'onde est peu utilisé en pratique. Toutefois la maîtrise requise pour garder les champs électriques et magnétiques bien perpendiculaires est très délicate. C'est pourquoi on leur préfère les guides rectangulaires ou elliptiques [11].



**Figure I.2 :** a) Exemple d'un guide métallique circulaire, b) Schéma du guide circulaire.

### I.2.2.2. Guide d'onde elliptique

Le guide d'onde à section elliptique avec une ondulation longitudinale permet de réaliser des guides faciles à poser sur des distances importantes, à l'intérieur des bâtiments de caoutchouc de protection (figure I.3). Ce type de guide d'onde se laisse assez facilement couder et "tordre", ce qui permet d'arriver exactement de l'antenne [12].

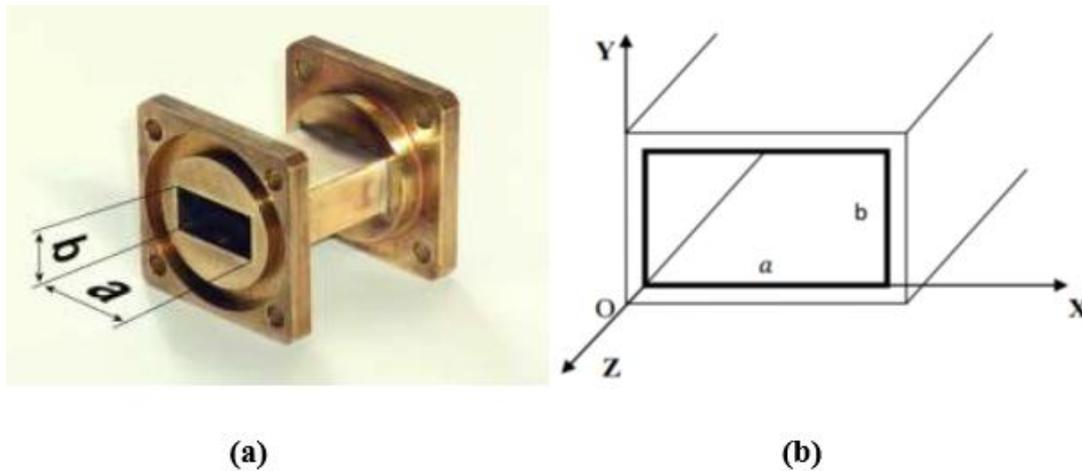


**Figure I.3 :** a) Exemple d'un guide métallique elliptique, b) Schéma du guide elliptique.

### I.2.2.3. Guide d'onde rectangulaire

Le guide rectangulaire est l'un des premiers types de lignes de transmission utilisés pour transporter des signaux hyperfréquences. On appelle guide d'onde rectangulaire un système de guidage réalisé sous forme de tube métallique de section droite rectangulaire (Figure I.4) par lequel l'énergie transmise sous forme d'onde électromagnétique.

Pour construire un modèle mathématique du guide d'onde, supposant d'abord que son enveloppe soit parfaitement conductrice, et que la constante diélectrique  $\epsilon$ , la perméabilité  $\mu$ , et la conductivité  $\sigma$  ne dépendent ni de la position considérée dans le guide, ni de l'amplitude des signaux.



**Figure I.4 :** a) Exemple d'un guide métallique rectangulaire homogène, b) Schéma du guide rectangulaire homogène.

Le principal avantage de ce type des guides est la minimisation de la perte lors de la transmission, ils sont de plus complètement blindés ce qui entraîne une bonne immunité des très faibles signaux transmis aux interférences externes [13].

#### I.2.2.3.1. Equations de Maxwell

Les équations de Maxwell sont un ensemble de 4 équations complexes qui décrivent le monde de l'électromagnétisme. Ces équations décrivent comment les champs électriques et magnétiques se propagent, interagissent, et comment ils sont influencés par des objets [14].

La propagation de la lumière est un phénomène électromagnétique qui est gouvernée par les équations de Maxwell [15]. Ces équations sont très importantes en physique et tirent leur grande élégance de leur simplicité : juste quatre équations pour décrire le vaste monde de l'électromagnétisme [16]. Elles sont données par :

$$\text{Équation de Maxwell-Gauss} \quad \text{div}(\vec{E}) = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Équation de Maxwell-Faraday} \quad \overrightarrow{\text{Rot}}(\vec{E}) = -\frac{d\vec{B}}{dt} \quad (\text{I.2})$$

$$\text{Équation de Maxwell-Thomson} \quad \text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{I.3})$$

$$\text{Équation de Maxwell-Ampère} \quad \overrightarrow{\text{Rot}}(\vec{B}) = \mu \left( \vec{J} + \varepsilon \frac{d\vec{E}}{dt} \right) \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$\varepsilon$  : est la permittivité diélectrique du matériau.

$\mu$  : est la perméabilité magnétique du matériau.

$\rho$  : est la densité volumique de charge électrique.

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

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

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

### I.2.2.3.2. Equations générales

On suppose que la propagation se fait suivant l'axe oz, le champ électrique  $\vec{E}$  et le champ magnétique  $\vec{H}$  s'écrivent sous la forme :

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{E}_0(x, y) e^{-\gamma z} e^{j\omega t} \quad (\text{I.5})$$

$$\vec{H}(x, y, z) = \vec{H}_0(x, y) e^{-\gamma z} e^{j\omega t} \quad (\text{I.6})$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (\text{I.7})$$

Avec :

$\gamma$ ,  $\alpha$  et  $\beta$  représentent respectivement la constante de propagation complexe, la constante d'atténuation et la constante de propagation de phase.

Par commodité on écrit :

$$\vec{E}_0(x, y) = \vec{E}_T + E_z \vec{U}_z \quad (\text{I.8})$$

$$\vec{H}_0(x, y) = \vec{H}_T + H_z \vec{U}_z \quad (\text{I.9})$$

Où :

$E_z$  et  $H_z$  sont les composantes longitudinales.

$\vec{E}_T$  et  $\vec{H}_T$  sont les composantes transversales du champ électromagnétique :

$$\vec{E}_T = E_x \vec{U}_x + E_y \vec{U}_y, \quad \vec{H}_T = H_x \vec{U}_x + H_y \vec{U}_y \quad (\text{I.10})$$

$\vec{U}_x, \vec{U}_y$  et  $\vec{U}_z$  sont des vecteurs unitaires.

En régime sinusoïdale et en l'absence du courant et dans le cas d'un diélectrique parfait, les équations de Maxwell peuvent s'écrire comme suit :

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \vec{E} = j\omega\mu \vec{H} \quad (\text{I.11})$$

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \vec{H} = j\omega\varepsilon \vec{E} \quad (\text{I.12})$$

On résoudre ces équations on trouve les expressions des composantes transversales en fonction des composantes longitudinales en posant :

$$k^2 = \omega^2\varepsilon\mu \quad (\text{I.13})$$

$$E_x = -\frac{1}{\gamma^2+k^2} \left( \gamma \frac{\partial E_z}{\partial x} + j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (\text{I.14})$$

$$E_y = \frac{1}{\gamma^2+k^2} \left( -\gamma \frac{\partial E_z}{\partial y} + j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (\text{I.15})$$

$$H_x = \frac{1}{\gamma^2+k^2} \left( j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (\text{I.16})$$

$$H_y = -\frac{1}{\gamma^2+k^2} \left( j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} + \gamma \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (\text{I.17})$$

On peut conclure que toute onde tel que  $\gamma^2 + k^2 \neq 0$  peut être considérée comme la superposition de 2 ondes.

Les composantes longitudinales  $E_z$  et  $H_z$  peuvent s'écrire :

$$\Delta_T E_z + (\gamma^2 + k^2) E_z = 0 \quad (\text{I.18})$$

$$\Delta_T H_z + (\gamma^2 + k^2) H_z = 0 \quad (\text{I.19})$$

Sachant que  $\Delta_T$  est le Laplacien transversale à deux dimensions.

### I.2.2.3.3. Modes de propagation

Il existe plusieurs modes de propagation des ondes électromagnétiques, chaque mode comporte une fréquence de coupure qui est reliée aux dimensions du guide d'onde, S'il y a plus d'un mode, l'information est distribuée entre les ondes de différente fréquence et possibilité de perte d'information. Les modes supérieures peuvent contenir de l'énergie que le récepteur ne peut pas capter. Il est important, autant que possible, d'avoir un seul mode qui se propage dans un guide. La propagation se fait selon 4 types [17] :

- TEM :  $E_z = 0$ ,  $H_z = 0$
- TE :  $E_z = 0$
- TM :  $H_z = 0$
- Hybride :  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  en toutes directions.

Puisque les guides d'ondes métalliques ne supportent pas le mode TEM 'Mode Electromagnétique Transversale'. Ils supportent les types d'ondes TE et TM, on va focaliser sur un seul type qui est le TE 'solution fondamentale transverse électrique'.

#### I.2.2.3.4. Condition de propagation

Un mode donné ne peut se propager dans un guide d'onde donné que si la longueur d'onde de coupure dans ce guide est supérieure à la longueur d'onde en espace libre.

Le guide se comporte donc, vis-à-vis des longueurs d'onde, comme un filtre passe-bas (passe-haut pour les fréquences).

#### I.2.2.3.5. Conditions aux limites

La propagation d'un champ électromagnétique à l'intérieur du guide étant conditionnée par les conditions aux limites [15], ces conditions sont considérées pour une guide d'onde rectangulaire, les conditions sont les suivantes :

- L'onde qui se propage à l'intérieur du guide d'onde doit obéir aux mêmes priorités électromagnétiques du vide.
- Les conducteurs métalliques qui limitent le guide sont supposés parfaits, sorte que le champ électromagnétique sera considéré comme nul aux parois du guide.
- On suppose que la composante tangentielle de E est nulle sur les parois métalliques du guide (continuité de E).

#### I.2.2.3.6. Propagation de mode TE

Les ondes TE et TM dans un guide d'onde sont des ondes électromagnétiques pour lesquelles le champ électrique ou le champ magnétique, respectivement, sont normaux à la direction de propagation Oz définie par l'axe du guide [18].

Il se propagera dans le guide des ondes TE transverses électrique si  $E_z=0$  et des ondes transverses magnétique TM si  $H_z=0$  [19].

Dans le cas de propagation des modes TE, en appliquant les conditions aux limites, nous permet de simplifier les équations de Maxwell de la manière suivante [20].

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{I.20})$$

$$(K_c^2) = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (\text{I.21})$$

Où n et m sont des entiers.

Les expressions du champ électromagnétique de mode  $TE_{mn}$ , s'écrivent :

$$E_x = H_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.22})$$

$$E_y = -H_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.23})$$

$$E_z = 0 \quad (\text{I.24})$$

Et :

$$H_x = H_0 \frac{y}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.25})$$

$$H_y = H_0 \frac{y}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.26})$$

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.27})$$

Dans le cas d'une onde TE, seule sa composante suivant la direction de propagation active de l'énergie ( $O_z$ ) peut se définir et fait intervenir le rapport des composantes transverses des champs à cette direction [20].

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

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{E_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{k\eta}{\gamma} \quad (\text{I.28})$$

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

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

En général, il existe deux familles de mode de propagation :

$TE_{mn}$  (Transverse électrique), où  $m, n=0, 1, 2, 3, \dots$  sont des entiers positifs ou nuls, sachant que le cas où  $m=0$  est exclu.

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

Chaque mode est caractérisé par une fréquence de coupure spécifique : La fréquence de coupure dépend de la géométrie du guide et des propriétés physiques du milieu entre les conducteurs ( $\epsilon, \mu$ ) [21].

$$f_c = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{I.29})$$

Avec :

$a, b$  : dimensions du guide.

$m, n$  : les numéros de mode.

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

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{I.30})$$

On déduit la longueur d'onde de coupure :

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}} \quad (\text{I.31})$$

Le champ magnétique peut être obtenu à partir du champ électrique on utilise l'équation de Maxwell (I.32), il est normal (perpendiculaire) au champ électrique [22].

$$\Delta \times \vec{E} = \frac{d\vec{B}}{dt} \quad (\text{I.32})$$

Après un certain calcul, nous a conduits à :

$$\text{Mode TE : } \begin{cases} E_z = 2 \vec{E}_z \cos(\beta z) \\ E_T = -2 j \vec{E}_T \sin(\beta z) \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

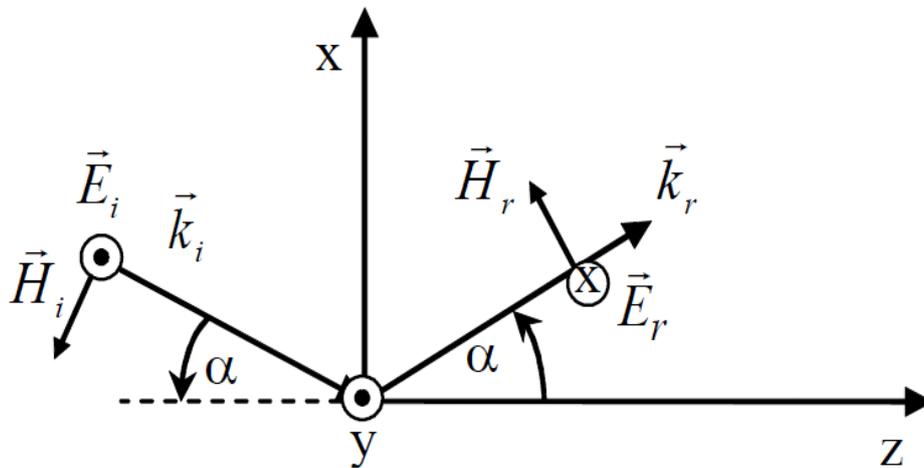
$$\text{Mode TM : } \begin{cases} H_z = -2j \vec{H}_z \cos(\beta z) \\ H_T = 2 \vec{H}_T \sin(\beta z) \end{cases}$$

Ces modes nous aident d'obtenir la structure des champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$ .

Pour les deux modes TE et TM la conductivité est très grande et le champ  $E_T$  qui est selon l'axe z est nul, le champ  $H_T$  est différent de 0.

❖ Pour le mode TE :

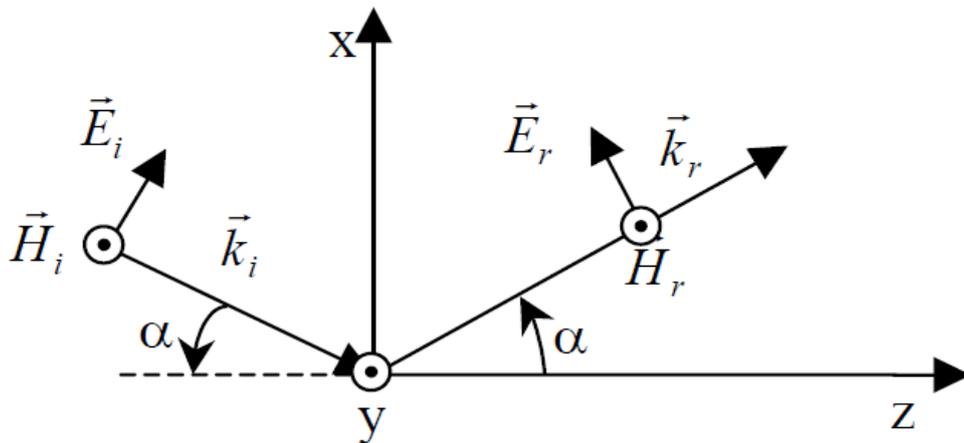
Champ électrique incident perpendiculaire au plan d'incidence (alors le champ magnétique est dans le plan d'incidence) [23].



**Figure I.5** : Ondes incidente et réfléchiée par un plan conducteur ; le champ électrique incident est normal au plan d'incidence.

❖ Pour le mode TM :

Champ magnétique incident perpendiculaire au plan d'incidence (alors le champ électrique est dans le plan d'incidence).



**Figure I.6 :** Ondes incidentes et réfléchies par un plan conducteur ; le champ magnétique incident est normal au plan d'incidence.

➤ Le facteur de qualité  $Q$  est défini de façon générale comme suit [24] :

$$Q = \omega_c \frac{\text{énergie moyenne stockée}}{\text{énergie dissipée par période}} \quad (\text{I.34})$$

Où  $\omega_c$  est la pulsation de fonctionnement.

Plus  $Q$  est élevé, plus les pertes d'insertions seront faibles et/ou meilleur sera le niveau de réjection. [25].

✓ Il existe plusieurs types d'atténuation dans les guides d'onde, 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 [8].

### I.3. Technologie planaire

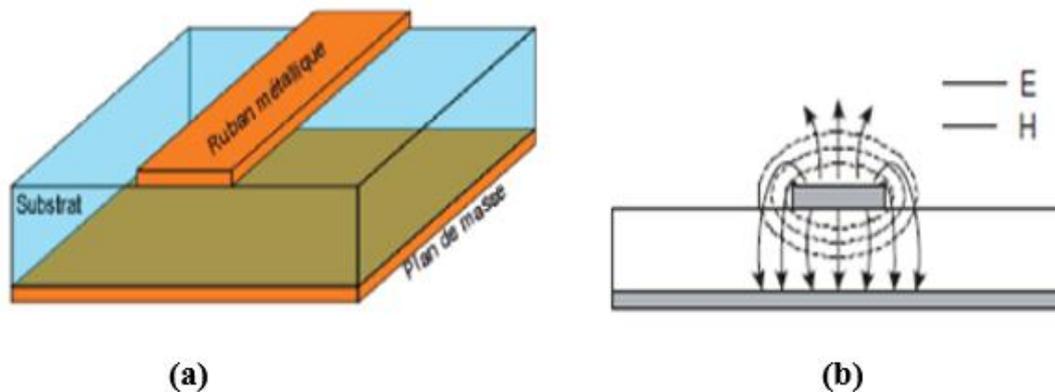
La technologie planaire s'est énormément développée, principalement pour deux raisons, la première est que la réalisation d'un circuit planaire est très peu coûteuse, la seconde est que cette technologie se combine aisément aux circuits intégrés, planaires eux aussi tels que les antennes imprimées ou la littérature a reporté de nombreux travaux [26-60] . Par conséquent, L'utilisation de technologies planaires est nécessaire pour concevoir des dispositifs toujours plus performants tout en répondant aux contraintes en termes de poids, de coût, de volume, ainsi que des possibilités d'intégration. Dans ce contexte, le développement

de technologie planaires sélectifs et peu encombrants est à l'heure actuelle un domaine d'activité d'un intérêt fondamental. Elle consiste à utiliser un substrat qui se présente sous la forme d'une plaque de diélectrique. Des fines couches métalliques sont déposées sur l'une ou les deux faces du substrat.

Dans cette partie, une brève description des caractéristiques des différentes technologies planaires parmi les quelles on distingue : les technologies micro-ruban, coplanaire, triplaque et En effet, ces technologies sont bon marché et réduisent considérablement l'encombrement des dispositifs par rapport aux systèmes en guides d'ondes [61]. Elles sont essentiellement des structures ouvertes c'est-à-dire présentant une interface substrat [62].

### I.3.1. La ligne micro-ruban

La ligne micro-ruban (ou micro bande) est la plus utilisée aujourd'hui parmi toutes les lignes de transmissions planaires compte tenu de sa simplicité, de sa facilité de fabrication et d'intégration dans les dispositifs microondes, utilisée dans les bandes de fréquences classiques ( $<20$  GHz). Conçue dans les années 1950 par Grieg et Engelmann. La ligne micro ruban est constituée d'un substrat diélectrique d'épaisseur  $d$  métallisé sur sa face inférieure (plan de masse) et supportant, sur sa face supérieure, un ruban métallique de largeur  $w$  (Figure I.7 (a)).



**Figure I.7 :** (a) : Ligne micro ruban et (b) : Distribution des champs électromagnétique.

Comme le montre la Figure I.7 (b), l'analyse de la ligne micro ruban est très complexe : une partie des champs se trouve dans l'air, tandis que l'autre partie se trouve dans le diélectrique. La région diélectrique n'est pas homogène. Cette structure supporte un mode quasi-TEM [63], car les champs électriques et magnétiques forment un assemblage des modes TE et TM.

Plusieurs variantes de lignes micro-rubans existent, afin de minimiser les pertes dans le diélectrique, comme les lignes micro-rubans suspendues et les lignes micro-rubans inversées [64].

✓ **Avantages :**

-Le procédé technologique de réalisation des circuits est simple et bien maîtrisé. Cette technologie permet d'assurer une large gamme d'impédances caractéristiques réalisables en technologie circuit imprimé. Le report des éléments en série reste simple et les bibliothèques de modèles sont relativement fournies.

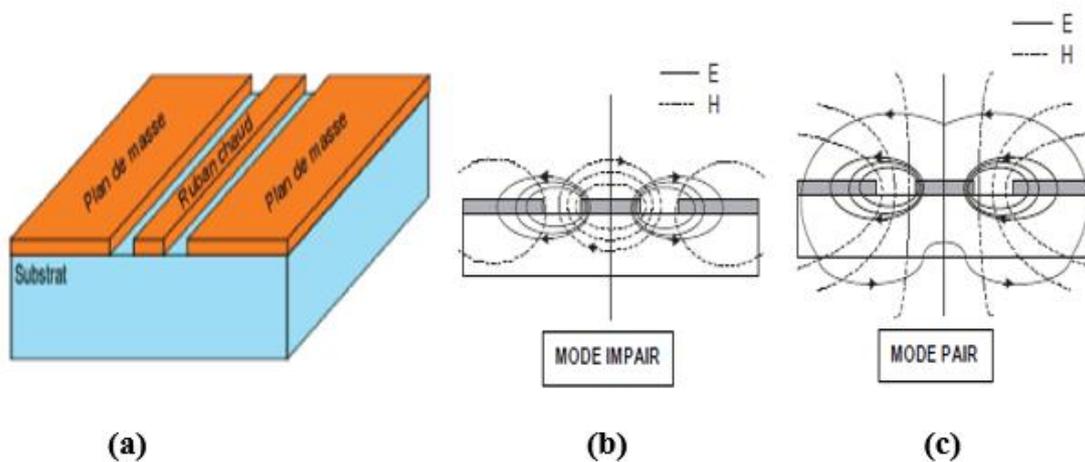
✓ **Inconvénients :**

-L'implantation en parallèle est plus complexe compte tenu de la présence du plan de masse sur la face inférieure. L'influence des trous métallisés (pour réaliser les vias) sur les performances électriques du circuit n'est pas négligeable et leurs effets parasites doivent être pris en compte. De plus la plage d'impédances caractéristiques réalisables est restreinte une fois que les caractéristiques du substrat sont fixées.

### I.3.2. La technologie coplanaire

La technologie coplanaire a été développée pour la première fois par W en [65]. Elle est constituée d'un plan de masse déposé sur une seule face du substrat. Sur cette même face, le ruban est délimité grâce à deux fentes parallèles [66] - [67] (Figure I.8).

Cependant, le fait d'avoir trois conducteurs en parallèle rend la propagation possible selon deux modes fondamentaux. (Figure I.8 (b, c)) : un mode quasi-TEM (mode impair) peu dispersif et un mode quasi-TE dit de fente (mode pair) dispersif que l'on supprime en forçant au même potentiel les deux plans de masse.



**Figure I.8 :** Vue d'une ligne coplanaire (a). Et de ces lignes de champs (électriques et magnétiques) pour, le mode impair quasi-TEM (b). Mode pair quasi-TE (c).

C'est le mode pair qui est le plus utilisé dans les applications microondes. Cette structure est utilisée pour réaliser les circuits intégrés hyperfréquences et hybrides.

La solution pour s'affranchir du mode TE consiste à mettre au même potentiel les deux plans métalliques extérieurs à la ligne, et ce régulièrement tout au long de la ligne.

✓ **Avantage :**

-La technologie coplanaire facilite le report des composants (actifs ou passifs) en série ou en parallèle, l'élimination des trous métallisés, la possibilité de réaliser une même impédance caractéristique avec des dimensions de ligne différentes. Et d'assurer un fort découplage entre les lignes du fait de la présence du plan de masse sur la même face du substrat ce qui permet d'augmenter la compacité des circuits. Cette technologie a pour rôle de réduire encore les coûts de fabrication puisque tout est réalisé sur une seule face.

✓ **Inconvénients**

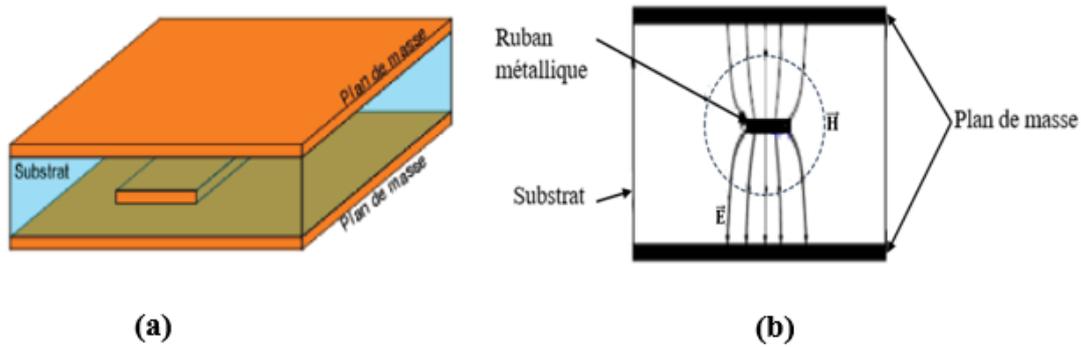
-La difficulté à garder un mode *TEM* sur l'ensemble du circuit.

L'utilisation de ces structures accroît la complexité du circuit, introduit de nombreux effets parasites et dégrade la reproductibilité. En pratique, cela reste difficile et coûteux à réaliser. Pour cette raison, le coplanaire reste peu utilisé [68].

### **I.3.3. La technologie triplaque**

La technologie triplaque revient à noyer un ruban métallique dans un substrat, dont les deux faces ont été métallisées. Cette technologie triplaque peut être symétrique (la ligne de transmission est située à égale distance des deux plans de masse) ou asymétrique (le ruban est plus proche d'un des plans de masse que de l'autre).

La structure triplaque comporte trois conducteurs et peut donc supporter théoriquement deux modes de propagation. Cependant, seul le mode fondamental TEM est exploité. Ce mode est obtenu lorsque les deux plans de masse sont mis au même potentiel. La Figure I.9 présente la répartition des lignes de champ du mode TEM dans la structure.



**Figure I.9 :** (a) Ligne triplaquée, (b) Configuration des champs électrique et magnétique pour une ligne de transmission en technologie triplaquée.

✓ **Avantages :**

-La réalisation des circuits compacts en raison de la permittivité élevée sur l'ensemble de la structure. Les circuits triplaqués sont bien isolés des parasites électromagnétiques grâce aux plans de masse situés sur les faces supérieure et inférieure du substrat, de plus, il n'y a pas de pertes par rayonnement.

✓ **Inconvénients :**

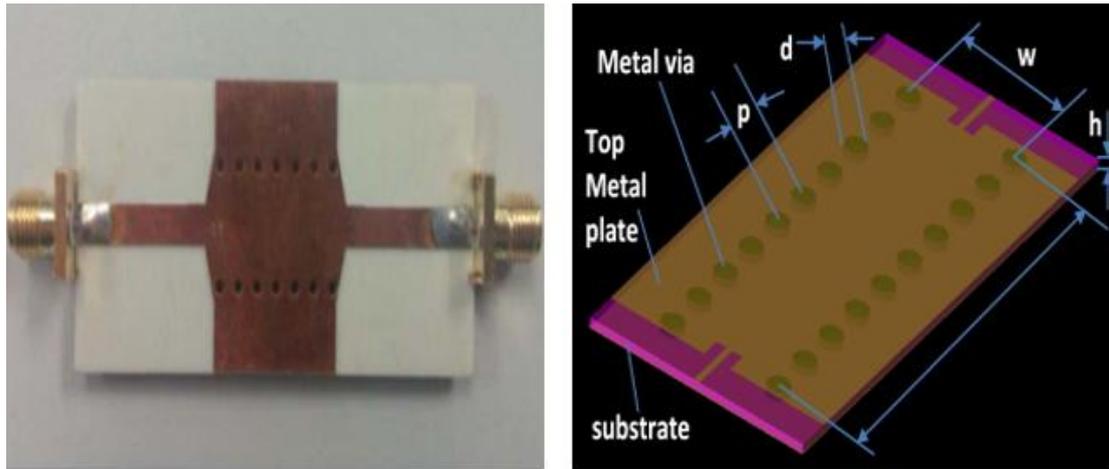
-Les problèmes du triplaqué sont d'avoir des coûts de réalisation plus élevés que les autres techniques planaires, et l'ajout de composants localisés est plus difficile à réaliser [68].

## I.4. Technologie des guides d'onde intégrés au substrat (SIW)

### I.4.1. Introduction

Les technologies planaires présentent un grand intérêt en raison de leur capacité et leur coût de réalisation. Elles pâtissent malheureusement de facteurs de qualité et de performances électriques limités. Le problème est inverse dans le cas des technologies volumiques, qui présentent d'excellentes performances électriques, mais restent très encombrantes et lourdes.

La technologie SIW est basée sur la réalisation de guide d'ondes dans un substrat diélectrique. Les métallisations supérieure et inférieure du substrat sont utilisées comme des parois (plaques métalliques) de la structure de guide d'ondes. Tandis que, le substrat contient des rangées de vias métalliques soudées aux deux plaques pour assurer les parois latérales comme représenté sur la Figure I.10.



**Figure I.10 :** Guide SIW.

Dans les années 80, certaines entreprises ont travaillé à réduire les coûts des circuits actifs sur arséniure de gallium [69]-[70]. La réalisation des circuits peut être effectuée de plusieurs façons. De manière générale, les techniques de fabrications de circuits intégrés micro-ondes (Miniature Hybride Microwave Integrated Circuits (MHMIC), Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC) et Microstrip Integrated Circuit (MIC)) permettent de réaliser des circuits à faibles coûts.

Depuis le début des années 1990, diverses tentatives ont été proposées pour la mise en œuvre de structures de guides d'ondes planaires. La première référence dans la littérature est un brevet japonais en 1994 où un nouveau guide d'onde diélectrique chargé est proposé sous la forme de deux rangées de vias métalliques dans un substrat diélectrique [71]. Plus tard en 1995, un brevet américain propose un guide d'onde avec un processus LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) aussi appelé structure diélectrique multicouche [72].

En 1997, une première application de la technologie SIW apparaît pour les antennes millimétriques [73], suivie par d'autres études connexes [74].

Depuis le début des années 2000, l'intérêt pour la technologie SIW et l'intégration des composants est intensivement menée par l'équipe dirigée par le professeur Ke Wu au Centre de recherche Polygrammes.

En 2001, le travail de Dominic Deslandes [75] a porté sur la transition de la ligne micro ruban au guide d'ondes SIW, et est devenu en fait l'une des références les plus citées dans les travaux sur SIW employant des excitations planes. La plupart des composants microondes ont été modélisés dans la technologie SIW, comme les filtres [76], les coupleurs [77] [78], les duplexeurs [79], les sixports [80] [81], les circulateurs [82] [83], et les antennes [84], [85]. Grâce à sa facilité d'intégration, plusieurs fonctions actives ont été mises en œuvre avec les technologies SIW, comme les oscillateurs [86], [87], les mélangeurs [88] et les

amplificateurs [89], les antennes à onde de fuite, les guides half-mode, les filtres, les antennes à onde progressives [90-106 ].

Le guide d'onde intégré dans un substrat (SIW) a émergé comme une alternative intéressante qui a commencé à gagner en popularité. Du point de vue de sa structure et de quelques-unes de ses caractéristiques, la technologie SIW 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.

Par conséquent, elle rallie les avantages des deux technologies.

#### **I.4.2. Définition d'un guide SIW**

Les structures SIW sont à la base de la conception de plusieurs circuits planaires millimétriques [107], [108], [109]. 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.

Les murs métalliques verticaux sont synthétisés par deux rangées de trous métallisés qui sont en contact avec les couches métalliques présentes sur les dessous et dessus du substrat. Les fuites par radiation entre les trous métallisés peuvent être minimales si la distance entre les vias est suffisamment petite.

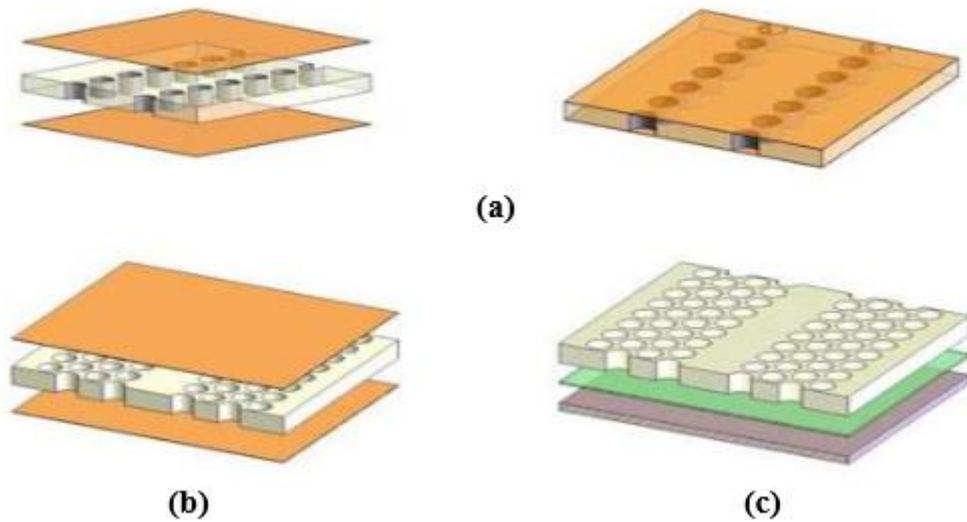
Cet ensemble de trous métallisés permet de délimiter un guide, dans lequel les modes vont apparaître. Ces modes présentent des coefficients de qualité directement dépendants des performances électriques du substrat (pertes diélectriques), du métal (pertes conductrices) mais aussi et surtout de la forme et des dimensions de la structure SIW.

La technologie SIW est très prometteuse pour l'intégration de circuits micro-ondes dans les systèmes du futur. Elle permet d'intégrer des composants actifs, des fonctions passives et des éléments rayonnants sur le même substrat [110]. De plus, grâce à cette technologie, des solutions rentables et flexibles pour l'implémentation de circuits micro-ondes peuvent être proposées.

#### **I.4.3. Description du guide SIW**

De façon générale, la technologie SIW est basée sur la réalisation d'un guide d'onde à l'intérieur duquel le signal ne se propage pas dans l'air mais dans un substrat diélectrique.

Les métallisations supérieure et inférieure du substrat sont couplées entre elles par des iris ou des plots métalliques de la structure de guide d'ondes. Pour assurer les parois latérales comme représenté sur la figure I.11. La structure résultante possède un profil plat et propose de bonnes performances de guides d'ondes métalliques.

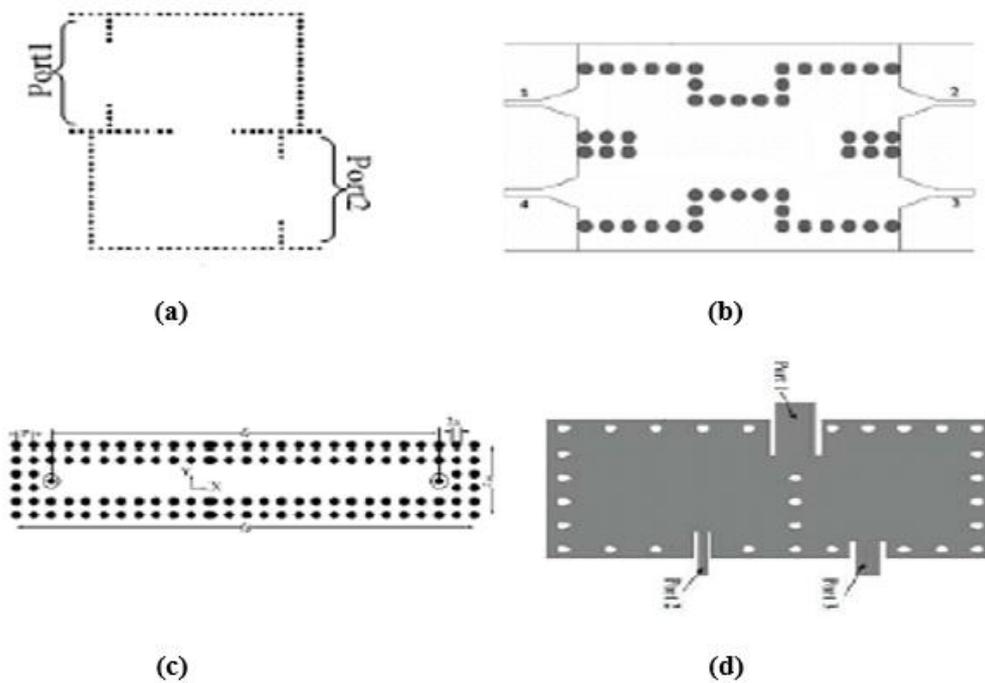


**Figure I.11** : Exemples typiques des structures de SIW ; (a) Guide d'onde intégré au substrat ; (b) Guide diélectrique non radiatif intégré au substrat; (c) Guide d'image intégré au substrat.

#### I.4.4. Paramètres des guides d'ondes intégrés au substrat(SIW)

##### I.4.4.1. Les circuits passifs SIW

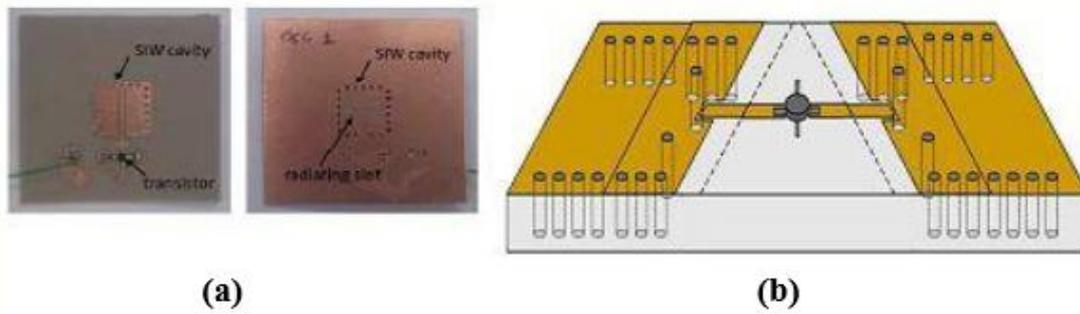
Concernant les circuits passifs, la plupart des composants hyperfréquences classiques ont été mis en œuvre dans les technologies SIW. Cette solution permet généralement d'obtenir des composants avec une taille réduite [111] par comparaison avec les fonctions de guide d'ondes classiques. On a par exemples, le filtre passe-bande [112], la cavité rectangulaire [113], le coupleur [114], et le duplexeur SIW [115].



**Figure I. 12 :** Exemples des circuits passifs SIW, a) Filtre passe-bande SIW, b) Coupleur SIW, c) Guide rectangulaire SIW, d) Duplexeur SIW.

#### I.4.4.2. Les circuits actifs SIW

L'implémentation de composants actifs dans la technologie SIW a attiré moins d'attention comparée à celle des circuits passifs. Néanmoins, de nouvelles possibilités de conception vers une intégration complète SoS (System-on-Substrate) sont ouvertes. Essentiellement, la conception et l'optimisation des circuits actifs consistent à intégrer des dispositifs actifs dans des circuits SIW passifs et les relier en utilisant les avantages de la technologie tels que, par exemple, les faibles pertes, l'isolation élevée et une taille compacte pour obtenir de bonnes performances à faible coût. Généralement l'une des faces conductrices du SIW est utilisée pour reporter la fonction active, la connexion étant assurée par des lignes micro-ruban.



**Figure I. 13 :** Exemples des circuits actifs SIW ; a) Oscillateur SIW, b) Amplificateur SIW.

Les développements récents d'oscillateurs en 2012 [116], de mélangeurs [117] et d'amplificateurs [118] sont notables comme les exemples précédents (figure I.13).

#### I.4.5. Constante de propagation

La constante de propagation caractérise l'atténuation et le déphasage d'une onde électromagnétique se propageant dans un milieu. Elle est nécessaire dans la conception des circuits d'adaptation pour déterminer la longueur électrique de la ligne et son impédance. Des travaux traitant l'analyse de la constante de propagation de l'onde ont été proposés et publiés [119] - [120].

Nous pouvons citer trois méthodes :

- Une méthode basée sur celle des moments [121] [122].
- Une méthode basée sur l'impédance de surface [122] [123]
- Une méthode basée sur un système matriciel à valeurs propres [124] [125] [126].

Toutes ces méthodes sont basées sur l'analogie de l'analyse du guide d'onde rectangulaire standard. En 2002, Cassivi et al. ont étudié les propriétés de dispersion du SIW avec le cas d'un guide d'onde rectangulaire en utilisant les intégrales de frontière- Résonant Mode Expansion (BI-RME). Ils ont combiné cette méthode avec le théorème de Floquet .

Lors de leurs études, il a été démontré que le SIW a les mêmes ondes guidées caractéristiques que les guides d'ondes rectangulaires classiques. Les équations empiriques entre la largeur équivalente du guide rectangulaire et celle du SIW, ont été extraites en donnant les mêmes caractéristiques pour le mode fondamental se propageant dans le SIW et en ayant la même hauteur et le même type de substrat diélectrique. Cette équation est décrite comme suit :

$$a_{GOR} = a_{SIW} - \frac{d^2}{0.95 p} \quad (I.35)$$

Avec :

$a_{SIW}$  : Largeur du SIW.

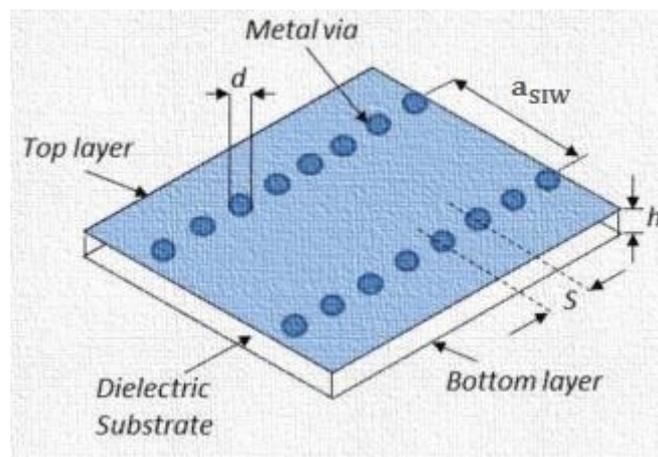
$a_{GOR}$  : Largeur équivalente du guide rectangulaire classique.

$d$  : Le diamètre des trous métallisés.

$p$  : L'espacement (pitch) entre trous métallisés.

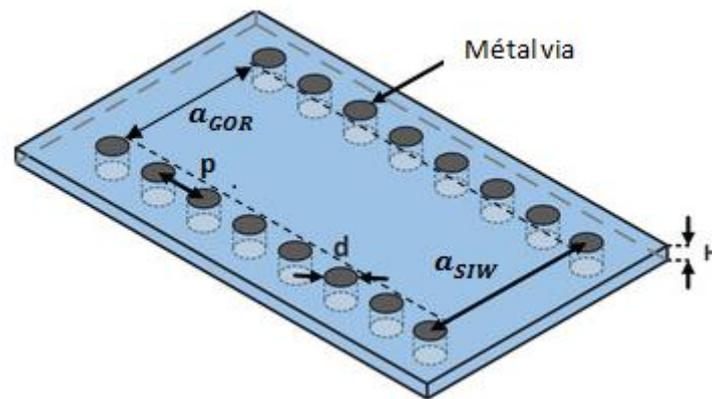
#### I.4.6. Conception d'un guide SIW

Une grande variété de composants SIW, comme les filtres, les antennes, les transitions, les coupleurs, les diviseurs de puissance ont été proposés et étudiés à cause des avantages du coût bas, de la haute qualité, de la haute puissance et de l'intégration avec d'autres composants microondes dans le même substrat [127] [128]. Les structures SIW à base des guides d'ondes rectangulaires sont conçues en utilisant deux rangées de tiges métalliques qui relient les deux plans de masse, au-dessus et au-dessous du substrat diélectrique [129].



**Figure I.14** : Conception d'un guide d'onde intégré au substrat (SIW).

Les SIW est complètement caractérisé par le diamètre des rivets  $d$ , par l'espacement entre ces rivets (centre à centre) ou pitch  $p$ , et par la distance entre les deux rangées de rivets de centre à centre  $a_{SIW}$ . Ces paramètres sont donnés à la Figure I.15.



**Figure I.15 :** Configuration de la structure du SIW.

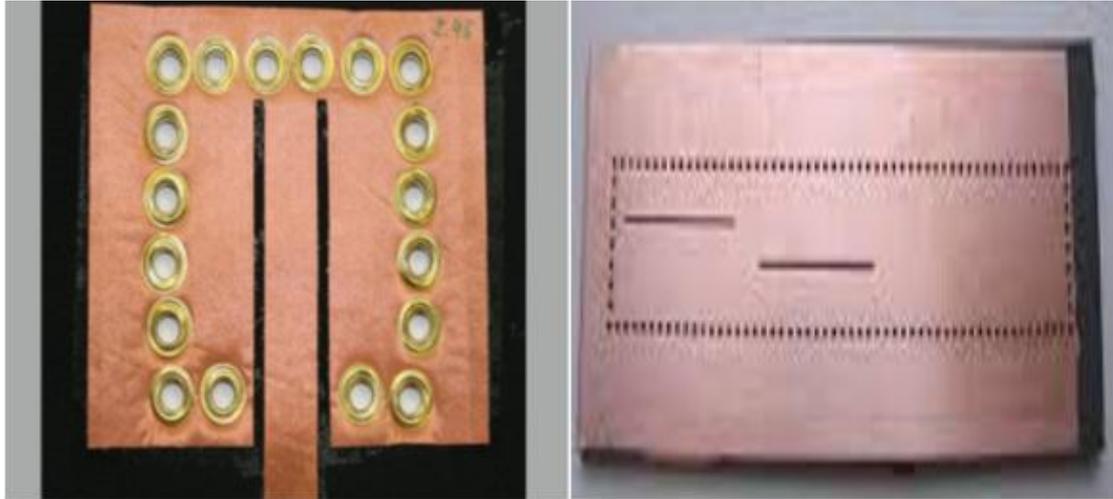
Augmenter la hauteur augmente le volume du substrat, ce qui réduit à des pertes conductrices [130]. En général, les pertes par rayonnement ne sont pas affectées par l'épaisseur du substrat. Un autre paramètre géométrique important est le diamètre  $d$ . En augmentant le diamètre d'un via métallique, 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.

Dans ce chapitre les considérations de conception du SIW à travers les règles d'élaboration qui ont été établies. Elles sont suffisantes mais pas toujours nécessaires pour la conception d'un SIW.

### I.5. Les antennes SIW

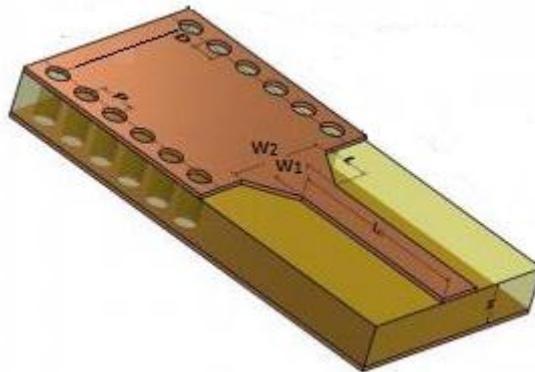
Les antennes de petite taille présentant de bonnes performances en rayonnement et une bonne isolation sont recherchées, notamment dans le domaine de l'aéronautique des télécommunications, des systèmes embarqués. Les antennes SIW sont très appropriées pour ces applications [131]-[132]-[133]-[134]. La figure I.16 présente une antenne en technologie SIW.



**Figure I.16 :** Antenne SIW.

## I.6. La transition

Les transitions 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. A titre d'exemple Les transitions de la technologie planaire vers la technologie SIW représentent un autre élément important relié aux composants SIW. La transition entre la technologie planaire et SIW a été développée dans [135]. Cette dernière est basée sur une ligne planaire qui augmente de largeur progressivement, sur un même substrat pour les deux technologies [135]. Récemment, des équations ont été proposées pour une mise en œuvre rapide d'une telle transition.



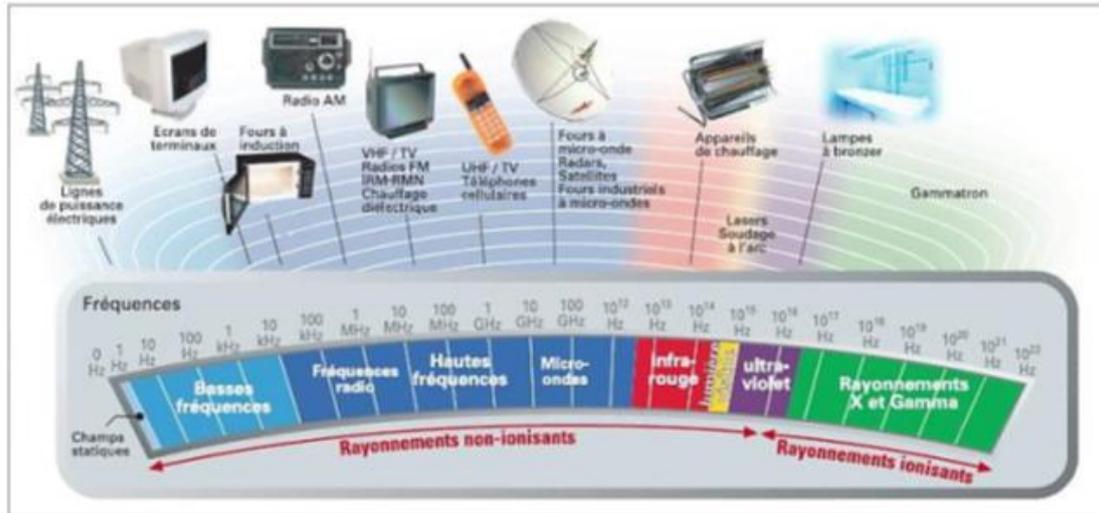
**Figure I.17 :** Transition planaire SIW.

## I.7. Utilisation des bandes de fréquences

### I.7.1. La bande C

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

Le découpage en sous bandes a été effectué à l'origine selon des critères, modifiés ensuite pour respecter une nomenclature internationale (du moins occidentale) aujourd'hui également obsolète. Cependant la désignation traditionnelle des sous bandes est régulièrement utilisée dans la littérature consacrée au sujet.



**Figure I.18 :** Bandes de fréquences allouées par l'UIT.

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

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

### I.7.2. La bande S

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

## **I.8. Conclusion**

Ce chapitre s'intéresse aux hyperfréquences ou nous avons introduit quelques notions sur les guides d'ondes avec les deux types de technologies : les guides d'ondes classiques et la technologie planaire.

Pour ce qui est des guides classiques, nous nous sommes intéressés à l'étude des guides dits rectangulaires, en se basant sur une nouvelle technologie, qui est la technologie SIW.

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

Le prochain chapitre sera consacré sur la théorie des coupleurs et les applications de cette nouvelle technologie SIW.

# **CHAPITRE II :**

## **Les coupleurs directifs**

## II.1. Introduction

Les coupleurs sont des composants micro-ondes sont utilisés dans de nombreux circuits, notamment les mélangeurs, les amplificateurs équilibrés et les circuits d'alimentation des antennes.

Les performances des coupleurs déterminent largement celles des circuits réalisés (bande de fréquence, isolation, etc.) mais sont généralement très limitées par les contraintes propres à la technologie de fabrication des circuits.

En technologie planaire, on peut distinguer deux familles de structures de couplage qui se différencient d'abord par l'approche d'intégration :

- Une approche distribuée utilisant essentiellement des lignes de transmission ou des lignes couplées.
- Une approche localisée reprenant d'une manière générale les différents coupleurs de la famille précédente pour lesquels les lignes de transmission sont réalisées par les éléments localisés équivalents LC à une fréquence donnée.

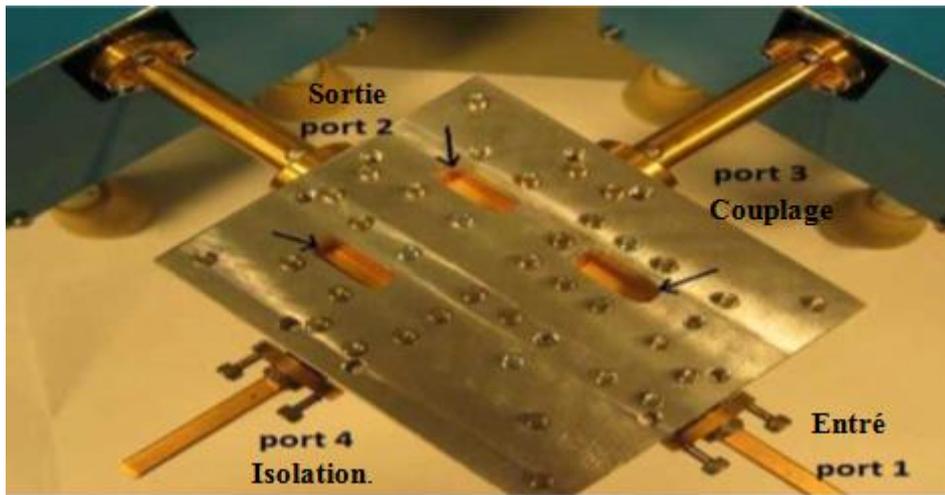
Par rapport à l'approche distribuée, l'approche localisée est intéressante du point de vue de la compacité du coupleur. Cependant, cette approche souffre de bandes passantes limitées par la sélectivité importante des éléments localisés utilisés et leur dispersion [136].

## II.2. Définition des coupleurs directifs

Les coupleurs directifs sont des dispositifs passifs disposant de quatre ports et permettant aux sorties de recueillir une puissance proportionnelle à l'entrée [137], très utilisé en hyperfréquence pour prélever une partie du signal dont on peut mesurer ou contrôler la fréquence et la puissance.

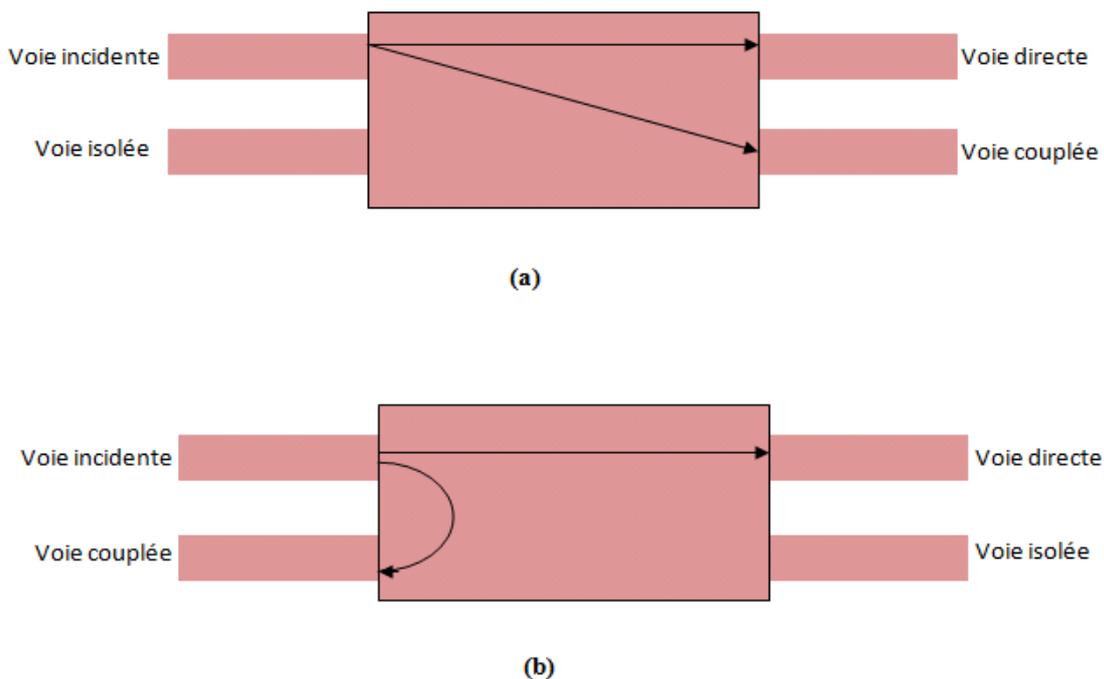
Un coupleur directif comporte en général deux circuits : un circuit principal, un circuit secondaire, et un mécanisme de couplage entre eux [138].

La figure II.1 illustre un exemple d'un coupleur à base de la technologie SIW.



**Figure II.1** : Un coupleur SIW avec quatre ports et la localisation des trois charges [139].

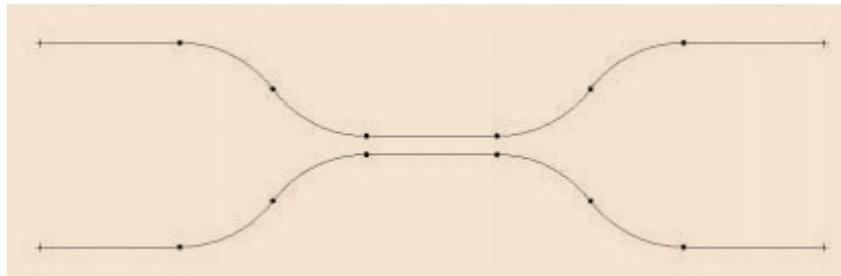
Un coupleur directif idéal est un composant passif sans pertes à quatre ports. Chaque accès est adapté et la puissance injectée dans un accès d'entrée (voie incidente) est divisée entre les deux accès de sortie (voie directe et voie couplée). L'accès restant est isolé. Un coupleur directif idéal est réciproque, adapté et sans pertes [140].



**Figure II.2** : a) Coupleur co-directif, b) Coupleur contra-directif.

Par exemple, dans le cas des lignes téléphoniques, le couplage de proximité entre deux lignes de transmission est un phénomène hautement indésirable. Le signal transmis à un abonné peut atteindre d'autres utilisateurs, à qui il n'est pas destiné. Ce couplage parasite est appelé diaphonie.

Les coupleurs directionnels (Figure II.3) peuvent être réalisés par fusion contrôlée de deux fibres en rapprochant les deux cœurs de quelques microns seulement, ce qui permet le couplage de deux guides.



**Figure II.3 :** Schéma du coupleur directionnel.

On peut ainsi diviser un faisceau en deux ou coupler deux faisceaux.

Les coupleurs directionnels sont utilisés dans divers fonctions tels que :

➤ Diviseur de puissance :

Une des plus importantes applications du coupleur directionnel de fibre est la division de la puissance. Dans beaucoup d'applications, comme dans le réseau local ou le capteur de fibre optique, il est nécessaire de diviser ou de combiner les transmissions optiques.

➤ Diviseur de longueur d'onde multiplexeurs / démultiplexeurs

Une autre application très importante d'un coupleur est la division de longueur d'onde multiplexeur / démultiplexeur. Comme nous avons vu plus haut les guides de fibre optique, et la constante de propagation des modes, sont dépendants en général de la longueur d'onde.

Un composant à quatre accès est représenté par une matrice de répartition en puissance [S], comportant 16 termes [141].

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Les paramètres  $S_{ii}$  représentent la réflexion au niveau de l'accès  $i$  quand tous les autres accès sont adaptés.

Soit :

$$S_{ii} = \frac{b_i}{a_i}, \forall a_j = 0 ; j \neq 1 \quad (\text{II.2})$$

Le terme  $S_{ji}$  ( $i \neq j$ ) représente la fonction de transfert de l'accès  $j$  à l'accès  $i$

(J : entrée, i : sortie) tel que :

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j}, \forall a_1 = 0 ; j \neq 1 \quad (\text{II.3})$$

Le coupleur directif est une quadri porte réciproque ( $S_{ij} = S_{ji}, \forall j \neq i$ ), adapté à tous ces accès ( $S_{ii} = 0$ ), et sans pertes (Conservation de l'énergie).

La matrice [S] s'écrit alors :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Ces propriétés se traduisent de la manière suivante sur les paramètres [S] :

$$\begin{cases} S_{11} = 0 \\ S_{41} = 0 \\ |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1 \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

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:

- ✓ Le coefficient de réflexion ou les pertes d'insertion ( $S_{11}$ ) : elles représentent les pertes de désadaptation.
- ✓ Le facteur de couplage : correspond au rapport entre la puissance  $P_1$  émise au port 1 et la puissance  $P_3$  transmise dans le port 3, les ports 2 et 4 étant adapté.

$$\text{Couplage} = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \log |S_{13}| = -20 \log |S_{31}| [\text{dB}] \quad (\text{II.6})$$

- ✓ Le coefficient d'isolation : est relatif au découplage entre les ondes circulantes entre les accès 1 et 4.

$$\text{Isolation} = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \log |S_{14}| = -20 \log |S_{41}| [\text{dB}] \quad (\text{II.7})$$

- ✓ La directivité : renseigne sur le rapport entre les puissances transmises aux ports 3 et 4, elle traduit la qualité du coupleur.

$$\text{Directivité} = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = 20 \log \frac{|S_{13}|}{|S_{14}|} = 20 \log \frac{|S_{31}|}{|S_{41}|} [\text{dB}] \quad (\text{II.8})$$

La directivité traduit la qualité du coupleur.

Pour la réalisation de circuits, les coupleurs  $-3$  dB sont les composants les plus importants, on montre à partir de sa matrice  $[S]$  qu'il n'existe que deux types de coupleurs 3 dB idéaux : les coupleurs  $90^\circ$  aussi appelés 'coupleurs en quadrature' et les coupleurs  $0-180^\circ$  [142].

### II.3. Caractéristiques d'un coupleur directionnel

Le coupleur directionnel dépend de :

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

### II.4. Exemples d'application

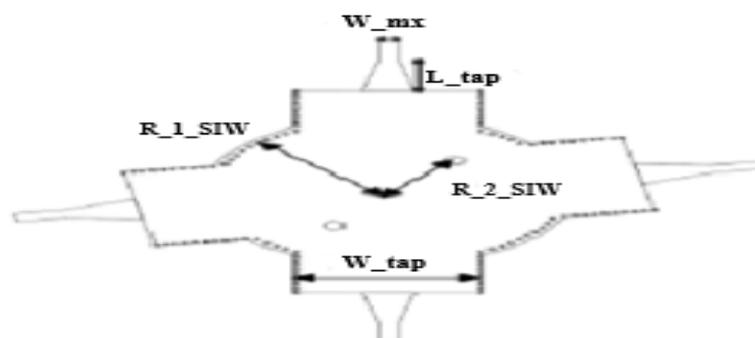
L'utilisation du coupleur se retrouve dans de nombreux systèmes micro-ondes, comme composants passifs permettant de diviser un signal ou de combiner deux signaux.

Le développement du coupleur a trouvé un intérêt constant et soutenu, notamment en raison de l'introduction de nouvelles technologies.

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

#### II.4.1. Conception des coupleurs directionnels croisés SIW avec différents angles

Les coupleurs proposés emploient la configuration présentée dans la Figure II.4 [143].



**Figure II.4** : Coupleurs directionnels croisés SIW.

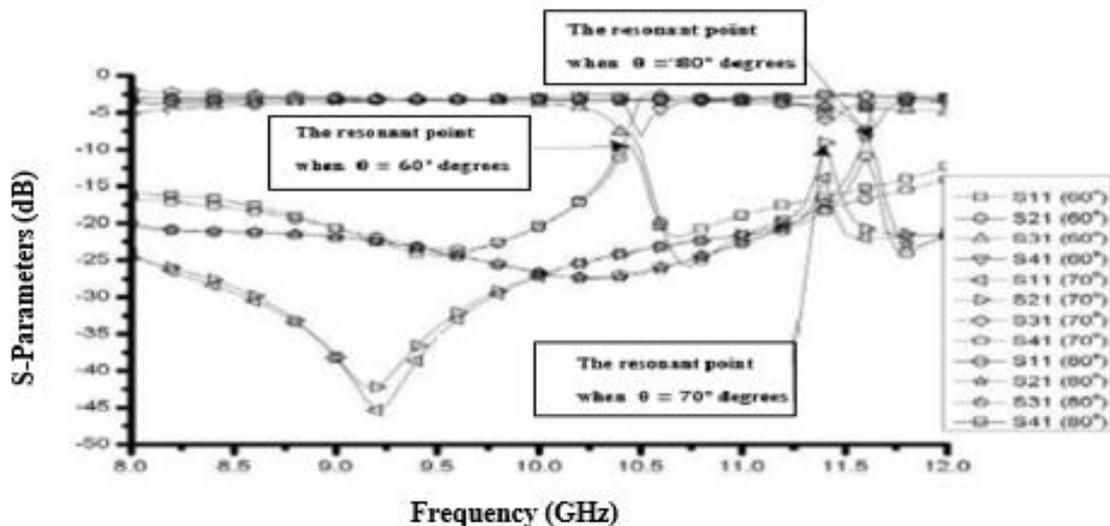
Deux sections SIW se croisent à un angle fixe et leur région recouverte par une jonction SIW circulaire. Les deux postes sont disposés strictement avec la bissectrice de l'angle de croisement ( $\theta$ ). Pour avoir plus de précision dans la mesure, les transitions micro-ruban sont placées pour se connecter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

Les résultats de la simulation en utilisant le simulateur CST indique que lorsque ( $\theta$ ) est plus en plus petite,  $R_{1\_SIW}$  et  $R_{2\_SIW}$  doivent être plus grande. D'où  $R_{1\_SIW}$  indique le rayon de la jonction de guide d'onde circulaire et  $R_{2\_SIW}$  la distance entre l'un de ces deux postes au centre de la jonction. Le tableau II.1 présente les dimensions optimisées pour différents angles.

$\theta$ (degrees)	60	65	70	75	80	85	90
$R_{1\_SIW}$ (mm)	17.04	16.88	16.69	16.46	16.25	16.04	15.81
$R_{2\_SIW}$ (mm)	10.52	10.23	9.87	9.46	9.27	9.13	8.92

**Tableau II.1** : Les dimensions optimisées pour différents angles.

La figure II.5 montre les résultats des paramètres S de coupleur simulé. Avec  $\theta = 80^\circ, 70^\circ$  et  $60^\circ$ .



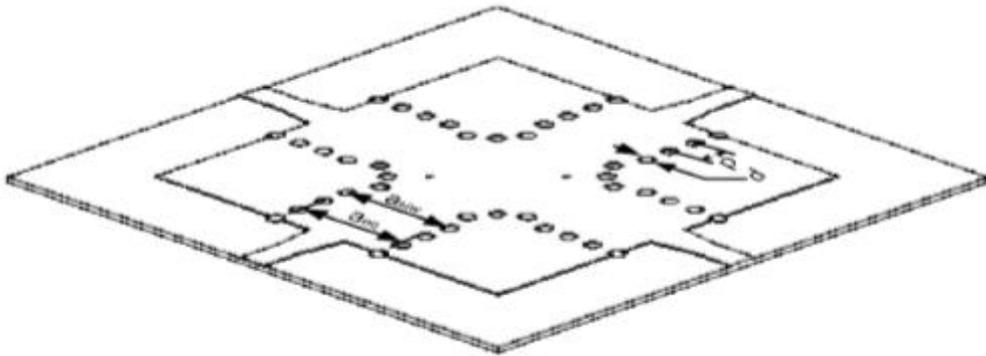
**Figure II.5**: Résultats des paramètres S de coupleur avec  $\theta = 80^\circ, 70^\circ$  et  $60^\circ$ .

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  $60^\circ$ .

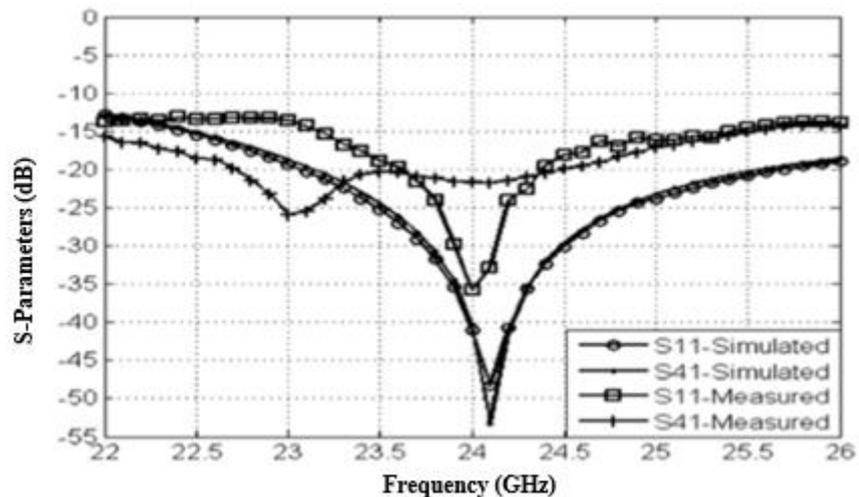
#### II.4.2. Coupleur directionnel Cruciforme Super-Compact en technologie SIW [144]

La figure II.6 illustre un coupleur directionnel SIW réalisé par deux guides d'ondes rectangulaires perpendiculaires avec une zone transversale dans les quels 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.

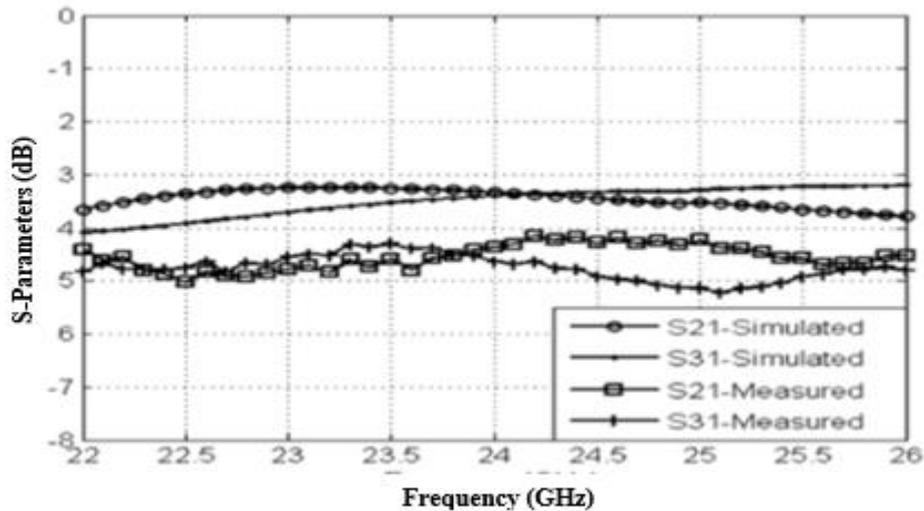


**Figure II.6 :** Vue perspective du coupleur directionnel utilisant la technologie SIW.

Comme une preuve de concept, les résultats de mesures sont présentés et comparés avec ceux simulés par logiciel CST. Comme le montre sur la figure II.7 (a) et (b) les résultats de simulation de coupleur 3 dB montrent une excellente performance.



(a)



(b)

**Figure II.7 :** Simulation et mesure des paramètres S 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.

#### II.4.3. Demi-mode des guides d'ondes intégrés au substrat (HMSIW) et coupleur SIW à -3dB [145]

Dans la bande des micro-ondes, les coupleurs SIW prennent des avantages et des inconvénients :

➤ **Les avantages :**

- Faible perte d'insertion.
- Faible interférence.

➤ **Les inconvénients :**

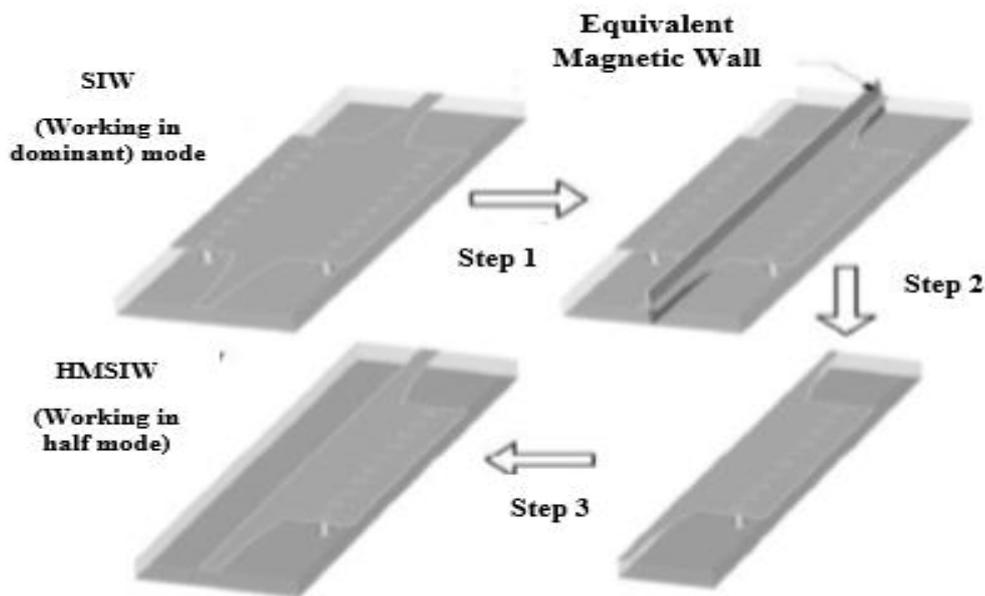
- La grande taille.

Pour éviter un tel inconvénient, une structure d'onde guidée améliorée appelée « Half Mode 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. Généralement le mode dominant d'un SIW dans le plan symétrique le long de la direction de propagation est équivalent à une paroi magnétique (Figure II.8).

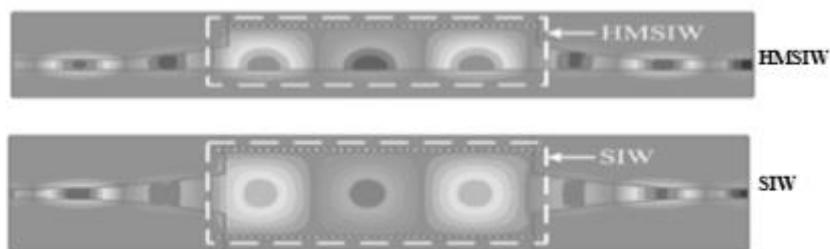
Sur la base de cette idée, nous pouvons couper en deux le SIW avec un mur magnétique. Chaque moitié de SIW devient une structure HMSIW, cette structure peut garder

la distribution du champ original dans sa propre partie à cause de son rapport qui est la largeur  $w$  sur la hauteur  $h$  ( $\frac{w}{h}$ ) (Figure II.9).

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, le coût de mécanisme et la complexité permettra d'accroître la structure du guide d'onde. Ce ne sont que les avantages de HMSIW plus de guide d'onde rectangulaire.

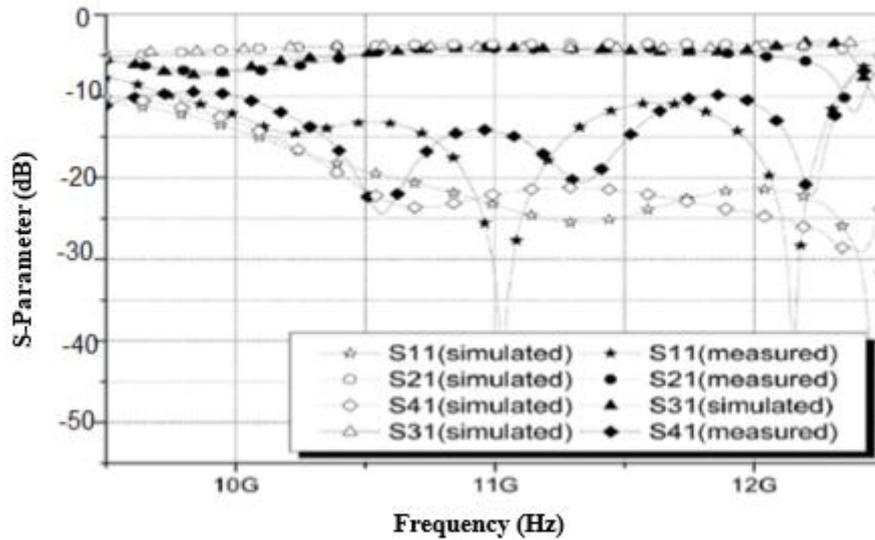


**Figure II.8** : La comparaison du mode dominant dans un HMSIW et un SIW.



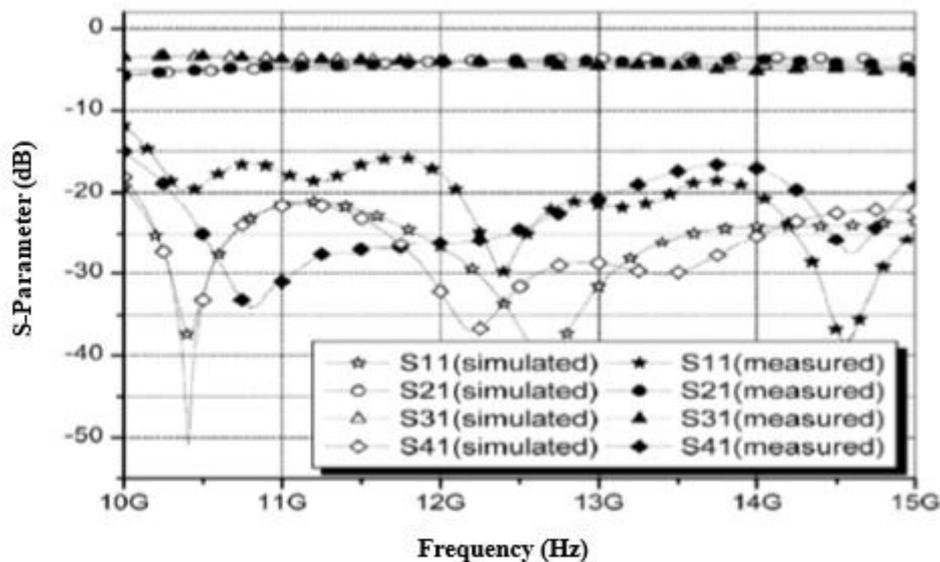
**Figure II.9** : Mode dominant dans SIW et HMSIW.

Le HMSIW et les coupleurs SIW à -3 dB sont conçus, fabriqués et mesurés. La figure II.10 résume les paramètres  $S$  mesurés et simulés du coupleur SIW.



**Figure II.10 :** Les paramètres S mesurés et simulés du coupleur SIW.

La figure II.1 représente les paramètres S mesurés et simulés du coupleur HMSIW à -3 dB.



**Figure II.11 :** Les paramètres S du coupleur HMSIW à -3 dB.

En comparant les figures II.10 et II.11, nous pouvons conclure que la perte d'insertion du coupleur de SIW est un peu plus grande que celle du coupleur HMSIW, et le coupleur de HMSIW a une bande passante de fonctionnement plus large.

#### II.4.4. Coupleur Schwinger [146]

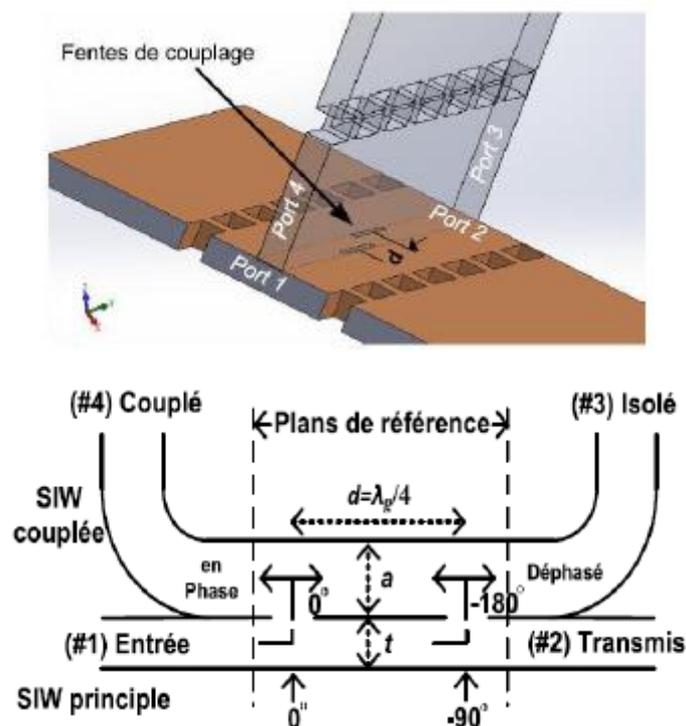
Le coupleur Schwinger a été inventé en 1946 et il est basé sur la technologie de guide d'onde conventionnel. Son principe est montré à la figure II.12, le long des cotés latéraux

étroits des lignes SIW, pour le mode dominant  $TE_{10}$ . Les champs électriques sont nuls alors que les champs magnétiques sont confinés. Par conséquent, la disposition verticale de la ligne implique un couplage magnétique entre les deux sections (le couplage électrique n'est pas possible). La ligne SIW principale (celle horizontale sur la figure II.12) 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  $180^\circ$  et l'annulation est obtenue au niveau du port isolé, Les longueurs des chemins des deux fentes sont les mêmes au port isolé, donc l'isolation ne dépend pas de la fréquence.

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

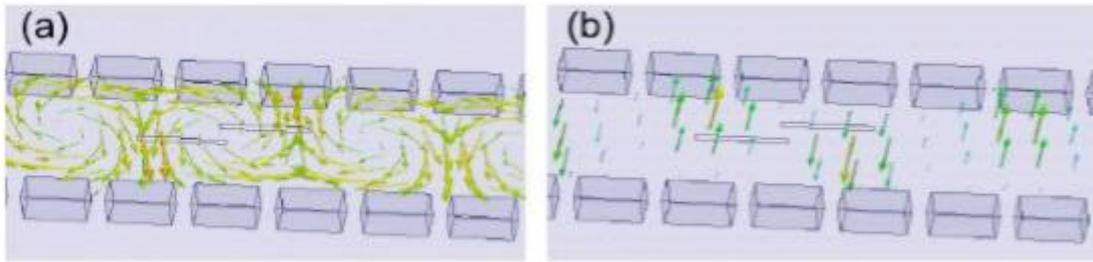
$$d = (2n + 1) \frac{\gamma_g}{4} \quad (\text{II.9})$$

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



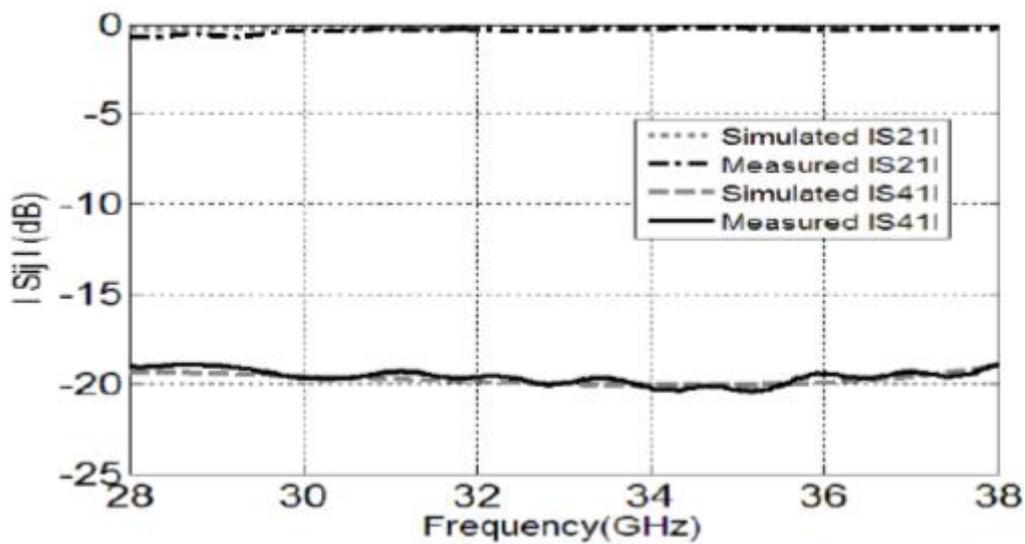
**Figure II.12 :** Principe de fonctionnement du coupleur schwinger.

La figure II.13 présente la distribution du champ à travers le coupleur schwinger.

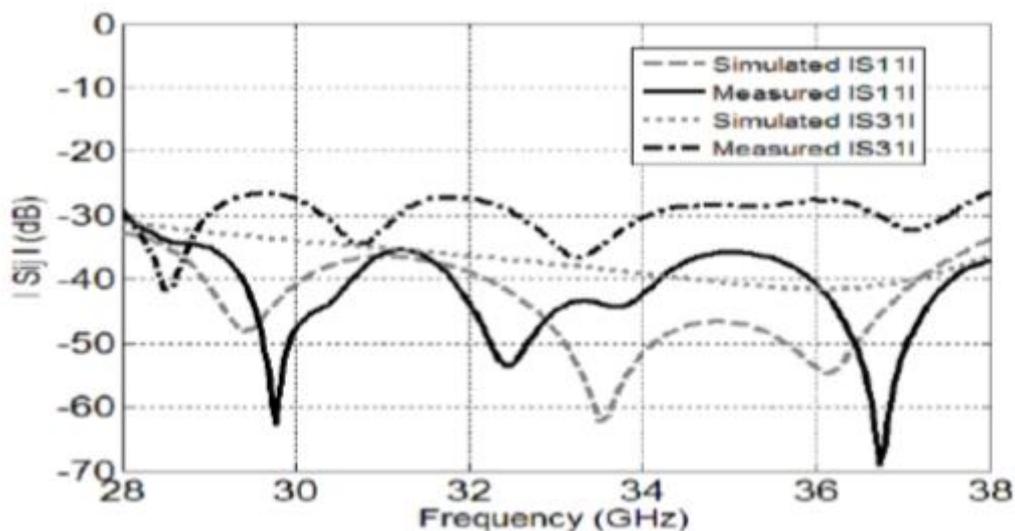


**Figure II.13 :** Distribution du champ simulé ; (a) Champ magnétique et (b) Champ électrique suivant la direction de propagation à la fréquence de 35 GHz.

Les figures II.14 et II.15 montrent les résultats de simulation et de mesure des paramètres S du coupleur schwinger.

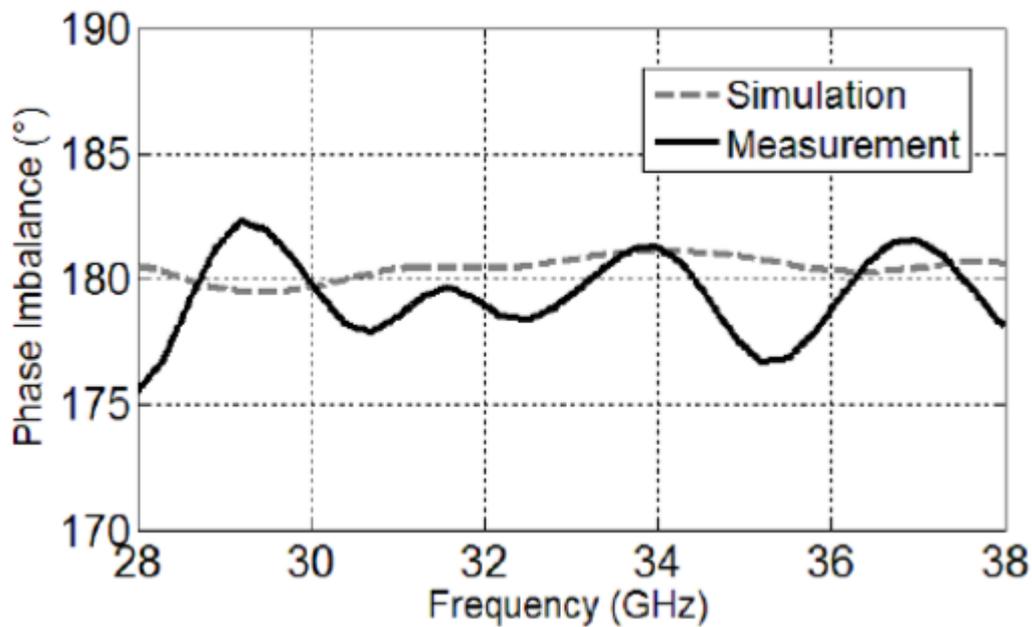


**Figure II.14 :** Résultats simulés et mesurés des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{41}$  du coupleur schwinger.



**Figure II.15 :** Résultats simulés et mesurés des paramètres  $S_{31}$  et  $S_{11}$  du coupleur schwinger.

La figure II.16 présente les résultats simulé et mesurés de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.



**Figure II.16 :** Résultats simulé et mesurés de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.

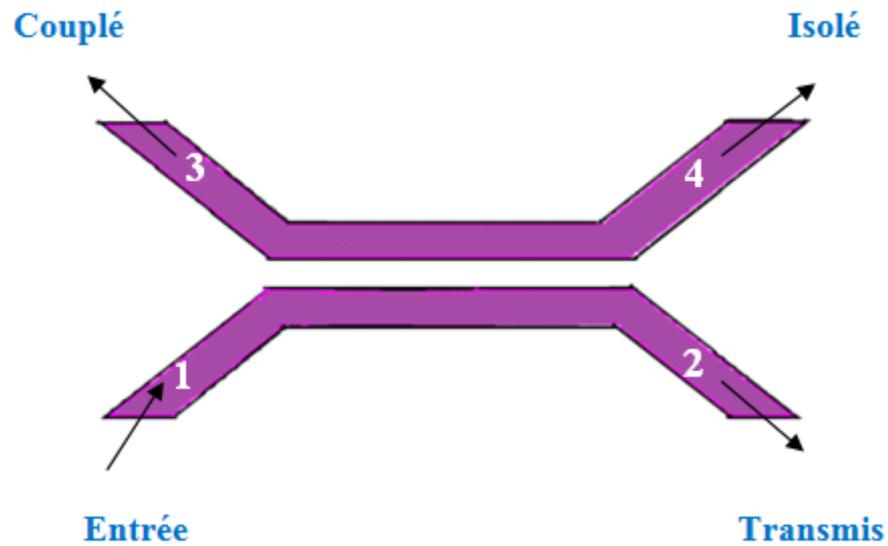
L'étude a été basée sur une simulation à partir de logiciel CST, les figure II.14 et II.15 montrent les paramètres S mesurés et simulés. On remarque qu'il y a une très bonne concordance entre les résultats simulés et les résultats théoriques dans la bande d'intérêt (28-38 GHz). Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  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 II.16. Elle oscille entre  $175.7^\circ$  et  $182.3^\circ$ . En conclusion, le prototype du coupleur 20 dB réalise d'excellentes performances sur environ 30% de largeur de bande.

## II.5. Les différents types de coupleurs en technologie SIW

### II.5.1. Coupleurs à lignes couplées

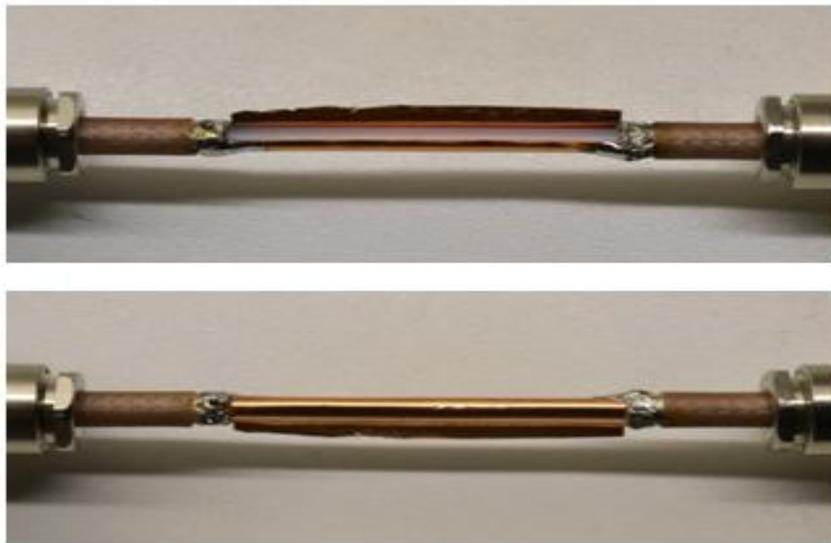
Quand un courant électrique circule sur une ligne, il crée des champs électromagnétiques autour de cette ligne. Lorsque la fréquence du signal est basse, les énergies électriques et magnétiques sont concentrées dans le voisinage immédiat du conducteur et aucun couplage ne peut se produire avec un autre conducteur placé à proximité., si l'on place une seconde ligne de transmission à proximité de la première, les champs qui se

propagent sur l'une des lignes peuvent produire un signal sur la seconde. On dira que ces deux lignes sont couplées. La topologie de coupleur à lignes couplées est montrée à la figure II.17.



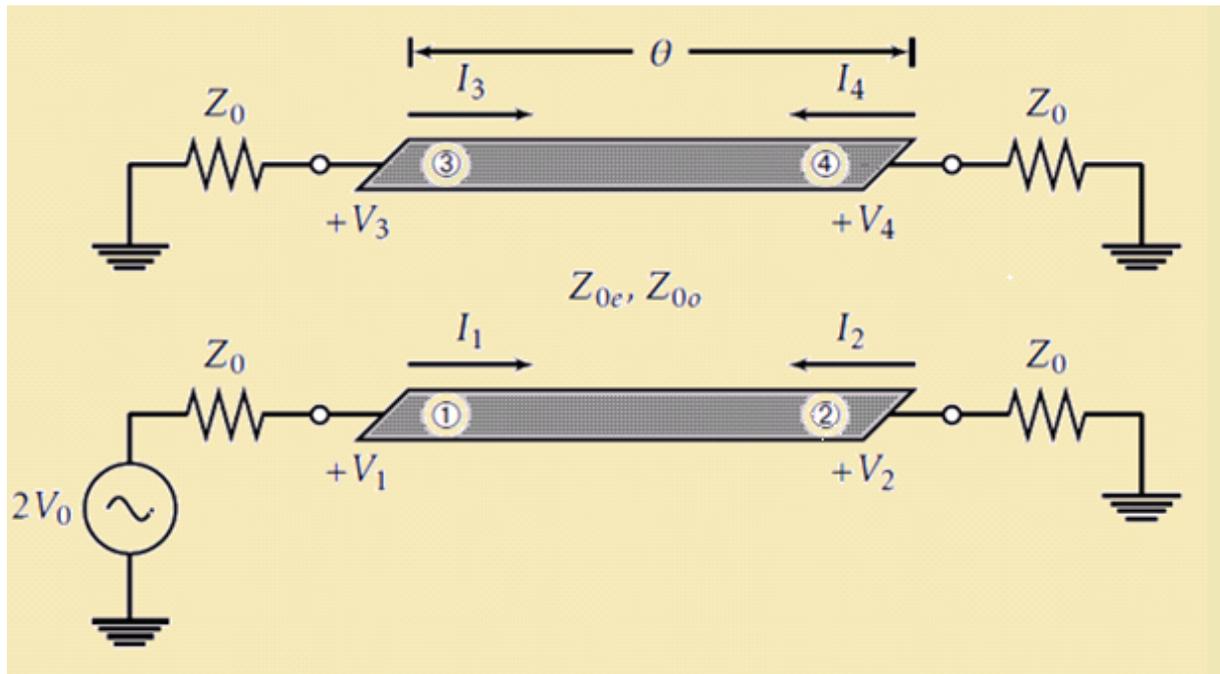
**Figure II.17 :** Géométrie d'un coupleur à ligne couplées.

La figure II.18 confirme la réalisation pratique de la ligne couplée.



**Figure II.18 :** Réalisation de la ligne couplée.

Un schéma à base de lignes de transmission est montré à la figure II.19. Ce réseau à 4 ports est terminé à tous les ports par  $Z_0$ , et alimenté par une source de tension  $2V_0$  à l'entrée (port 1). On a deux impédances pour les lignes couplées : une pour une excitation paire, et l'autre pour une excitation impaire.



**Figure II.19 :** Schéma d'un coupleur à ligne couplées.

En utilisant une analyse paire/impaire, on peut démontrer que le facteur de couplage entre les lignes est (si  $\theta = \lambda/4$ ) [147].

$$C = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} = \frac{V_3}{V_1} \quad (\text{II.10})$$

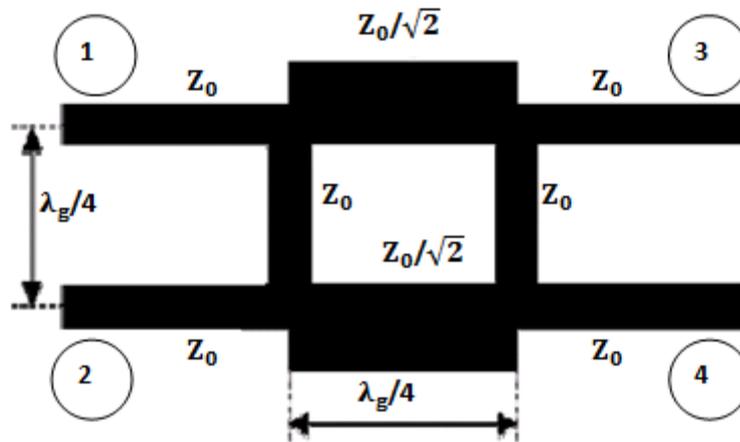
Et que :

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (\text{II.11})$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \quad (\text{II.12})$$

### II.5.2. Le coupleur à jonctions (-3dB, 90°) ou hybride

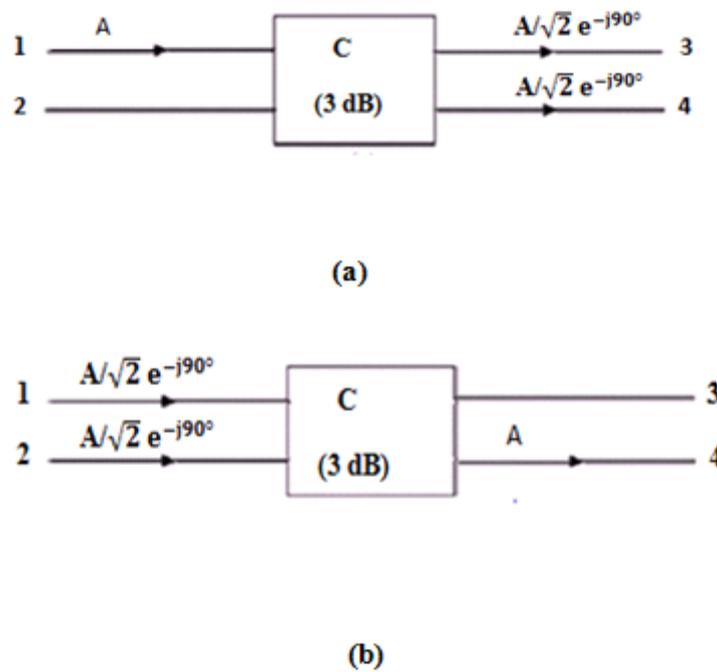
Son rôle est de diviser la puissance d'entrée et de la répartir équitablement en amplitude sur les deux ports de sortie, le dernier port étant isolé grâce à une charge 50  $\Omega$  en général. Cependant, ces deux ports de sortie sont déphasés de 90° l'un de l'autre. Ce déphasage est dû au tronçon de ligne de longueur quart d'onde ( $\frac{\lambda_g}{4}$ ) entre les ports 3 et 4 (Figure II.20).



**Figure II.20 :** Coupleurs hybrides.

Les différents tronçons quarts d'onde sont présents pour assurer l'adaptation d'impédance. Il y a deux types de tronçons de ligne quart d'onde. Entre les ports 1 et 2 et entre les ports 3 et 4 nous avons une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique  $Z_0$  équivalente à celle des ports d'entrée et de sorties du coupleur. Enfin, entre les ports 1 et 3 et entre les ports 2 et 4, nous avons une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique  $Z_0/\sqrt{2}$  pour obtenir le couplage de -3 dB. Le changement de la valeur de l'impédance caractéristique de ces tronçons donne lieu à une répartition différente de puissance. On peut ainsi assez facilement recueillir des couplages compris entre 3 et 9 dB, au-delà des problèmes technologiques se posent notamment pour la réalisation des lignes de forte impédance caractéristique (en effet, nous verrons plus tard que le fait d'augmenter l'impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban, diminue de façon importante sa largeur physique et donc accentue la difficulté de sa réalisation).

Ce coupleur est employé généralement de deux manières différentes dans une matrice de Butler : en diviseur de puissance figure II.21 (a) ou en combineur de puissance figure II.21 (b) selon que l'on soit en émission ou en réception.



**Figure II.21 :** Fonctionnement du coupleur ( $-3\text{dB}$ ,  $90^\circ$ ) : (a) En diviseur d'onde de puissance, (b) En combineur de puissance.

Une utilisation simultanée des ports d'entrée de la matrice de Butler peut être faite pour produire plusieurs faisceaux. Dans ce cas particulier, le coupleur se voit attribuer deux signaux d'amplitude et de phase différente en entrée.

### II.5.3. Coupleur directionnel bicouche SIW $3\text{dB}/90^\circ$

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

Deux cas de figures peuvent être réalisés :

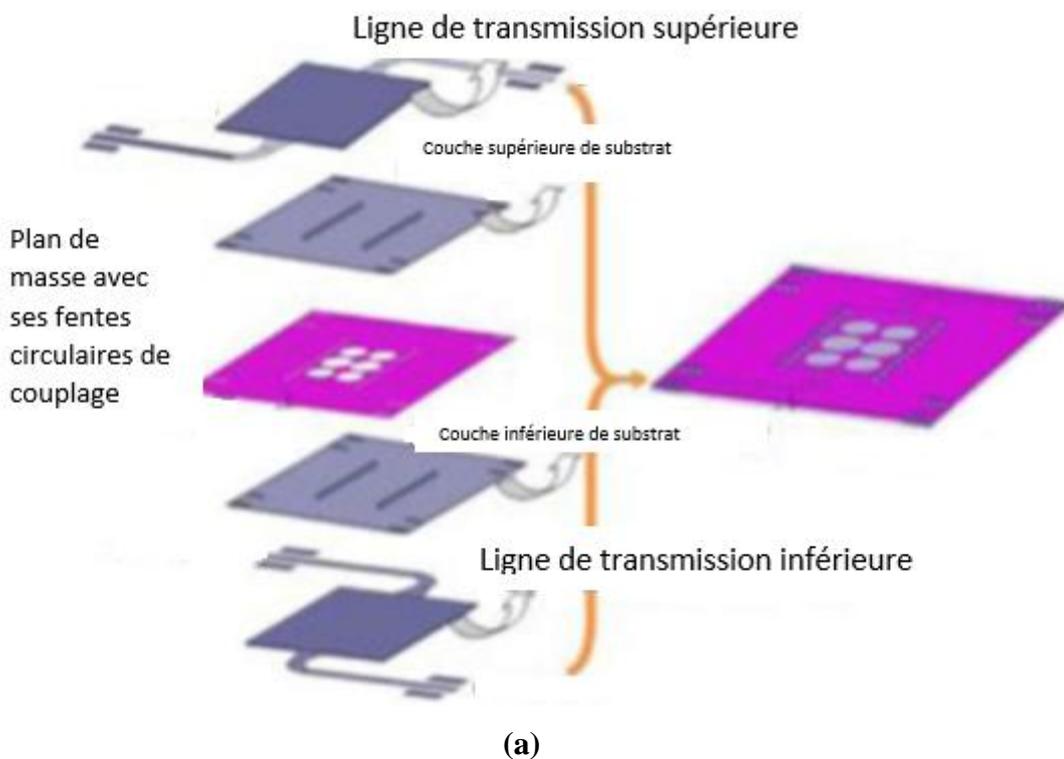
1. Mettre les fentes circulaires de façon linéaire ou en série, en utilisant la méthode de Chebyshev [148]-[149].

2. Mettre les fentes circulaires en parallèle.

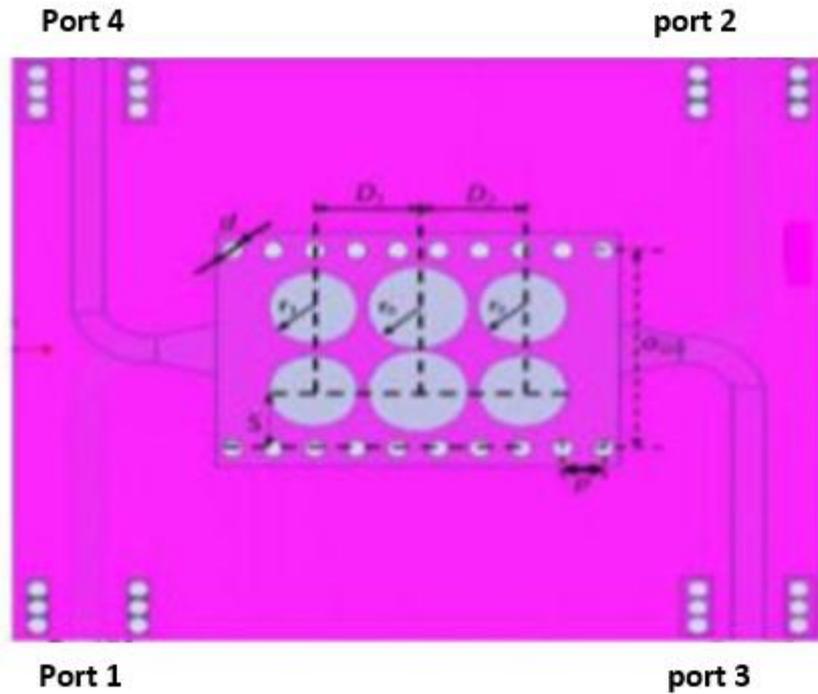
Le premier cas est à exclure du fait de la taille du circuit qui va augmenter et dont il faut tenir en compte. Toutefois, certains travaux, utilisant le dernier cas [150].

Cependant, ce concept souffre d'une réelle corrélation entre la taille, le niveau de couplage et le nombre de fentes circulaires utilisées pour obtenir un couplage de 3 dB. Par conséquent, notre approche appelée le concept 3-3 fentes circulaires ou 3 paires de fentes circulaires (3PFC) (c'est-à-dire 3 fentes circulaires de part et d'autre du plan de symétrie de la structure) nous donne d'excellents résultats en termes de couplage, de phase, d'isolation, de directivité et de bande passante sans affecter la taille du coupleur. Grâce à ces caractéristiques, le coupleur proposé est un bon candidat pour la conception du réseau d'alimentation à formation de faisceaux dans le cas des topologies à deux couches [151].

Le coupleur directionnel 3dB/90° proposé est illustré à la figure II.22 [151].



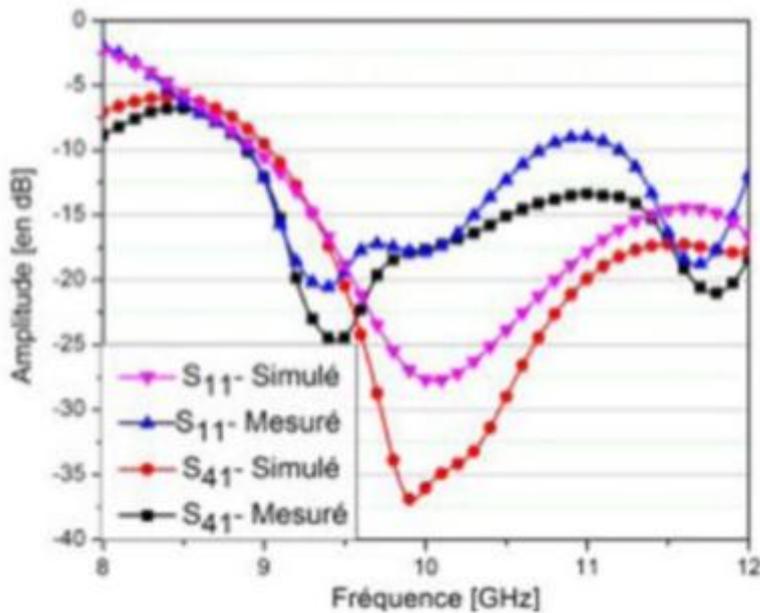
(a)



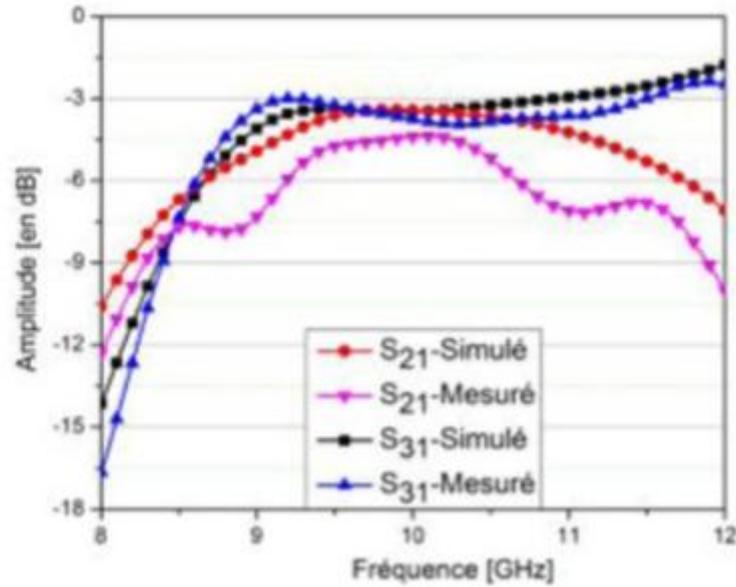
(b)

**Figure II.22 :** Le coupleur directionnel bicouche 3dB/90° développé, a) Vue en 3D. b) Vue de haut avec les paramètres des fentes circulaires.

La figure II.23 montre les paramètres S, à savoir, le facteur de couplage  $S_{31}$ , le coefficient de transmission  $S_{21}$ , le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et l'isolation  $S_{41}$ .



(a)

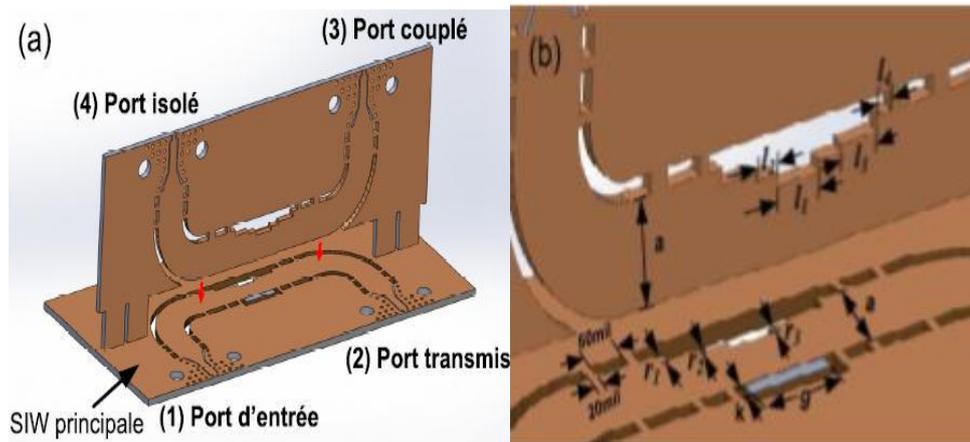


(b)

**Figure II.23** : Résultats de mesure et de simulation du coupleur directionnel 3dB : a) Coefficient de réflexion  $S_{11}$  et coefficient d'isolation  $S_{41}$ , b) Niveau de couplage  $S_{31}$  et coefficient de transmission  $S_{21}$ .

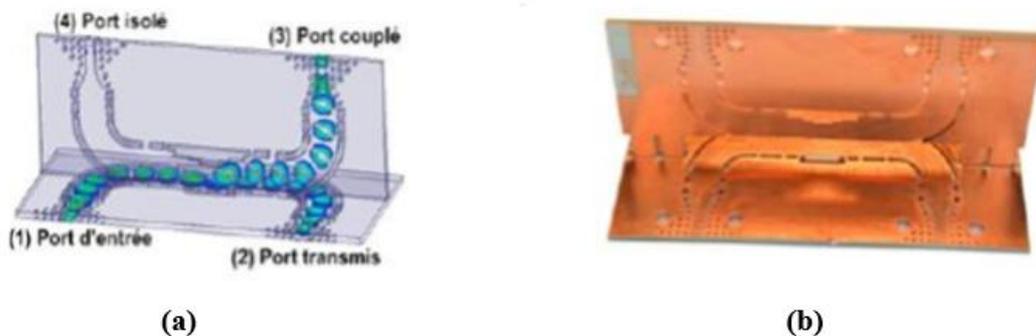
#### II.5.4. Coupleur 3 dB en technologie SIW de type Riblet tridimensionnel

Le coupleur SIW de type Riblet peut être réalisé par la juxtaposition de deux lignes SIW dont le couplage est assuré par une fente courte située dans la partie commune de deux de leurs petites faces accolées. Le couplage est ajusté en contrôlant les dimensions de la région de la fente pour générer le motif d'interférence pour la propagation des modes  $TE_{10}$  et  $TE_{20}$ . Les deux guides d'ondes sont disposés perpendiculairement. Pour avoir cette configuration, il fallait trouver le moyen de faire. Ainsi nous avons proposé et introduit la ligne SIW pliée qui a permis de rendre la région commune tridimensionnelle. Le coupleur est constitué par l'assemblage de deux PCB où chacun contient une ligne SIW. Une partie du PCB vertical est insérée dans le PCB horizontal permettant l'alignement. Une vue 3D est présentée à la figure II.24.



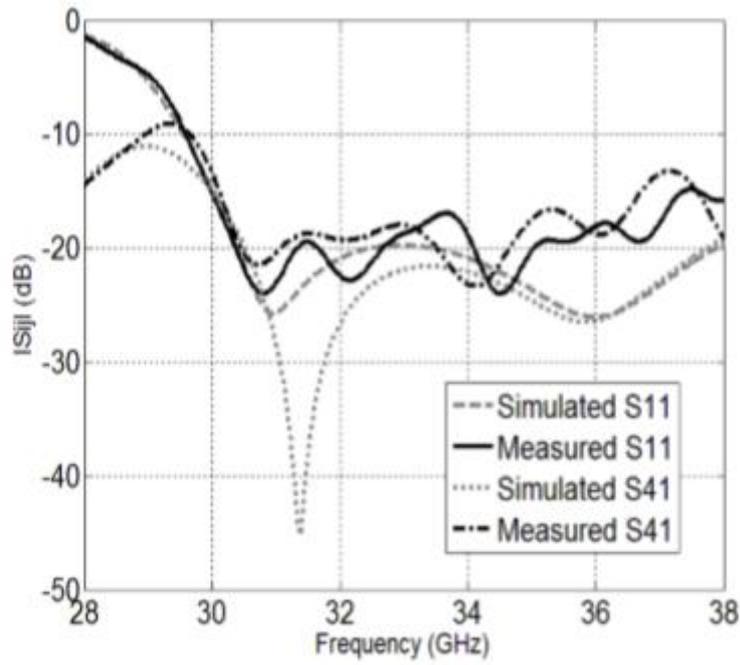
**Figure II.24 :** Géométrie du coupleur 3 dB Riblet en technologie SIW : a) Vue 3-D et b) Dimensions :  $a = 4$  mm,  $r_1 = 0.6$  mm,  $r_3 = 0.27$  mm,  $r_2 = 0.4$  mm,  $k = 0.76$  mm,  $g = 4.86$  mm,  $l_1 = 2.54$  mm,  $l_2 = 1.3$  mm et  $l_3 = 2.18$  mm.

La distribution du champ électrique lorsque le port 1 est alimenté est présentée dans la figure II.25 (a). La photographie du prototype en bande Ka est représentée sur la figure II.25 (b).

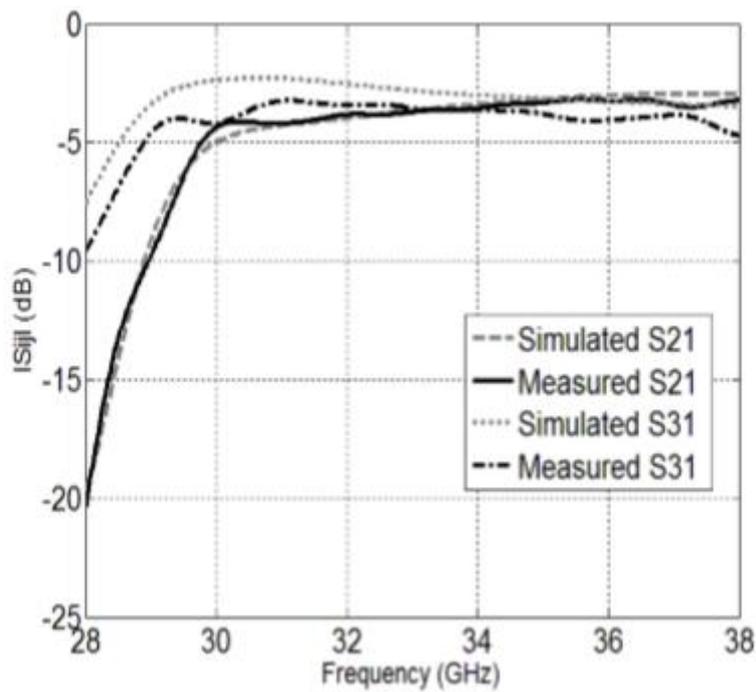


**Figure II.25 :** a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz, b) Photographie du coupleur de type Riblet 3 dB fabriqué.

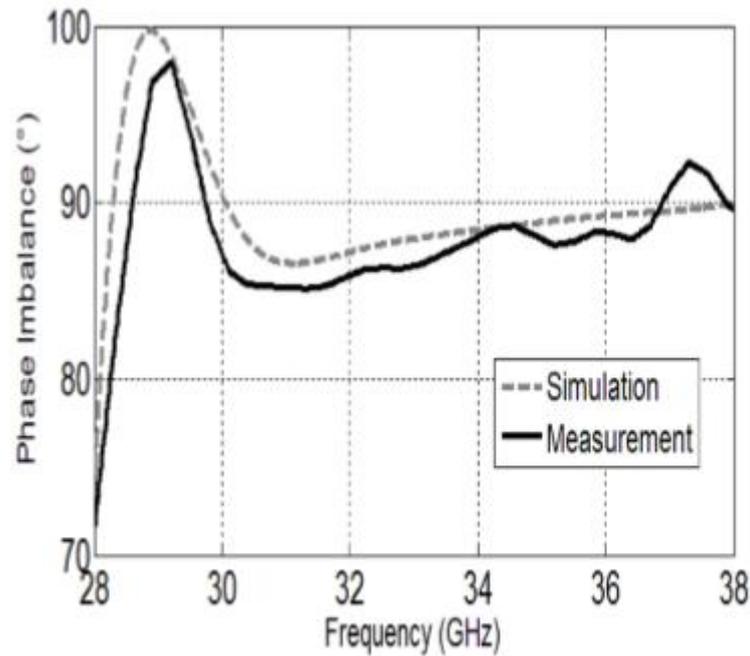
Les paramètres  $S$  simulés et mesurés sont donnés dans les figures II.26 et II.27. Sur la largeur de bande 31-37 GHz, l'adaptation et l'isolation sont meilleures que respectivement 15 dB et -20 dB. Dans la même plage de fréquence, la transmission et le couplage sont centrés à -3.27 dB, autour de cette valeur, on a une dispersion de  $\pm 0.96$  dB observés. La figure II.28 illustre la différence de phase entre le port de transmission et le port couplé.



**Figure II.26 :** Résultats simulés et mesurés des paramètres  $S_{11}$  et  $S_{41}$  du coupleur 3 dB de type Riblet.



**Figure II.27 :** Résultats simulés et mesurés des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{31}$  du coupleur 3 dB de type Riblet.



**Figure II.28 :** Différence de phase mesurée et simulée entre les ports 2 et 3.

## II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté quelques notions nécessaires pour comprendre le fonctionnement des coupleurs directs, ensuite nous avons montré quelques exemples des travaux de littérature sur les coupleurs en technologie SIW. Enfin, nous avons cités quelques types d'un coupleur directif.

Pour atteindre notre but, nous avons choisis un outil de conception et de simulation électromagnétique très précis dans leur résultats et disponible au niveau de notre laboratoire de recherche c'est le logiciel de simulation CST Studio Suite.

Le chapitre suivant sera réservé particulièrement à la présentation des résultats de simulation en ce qui concerne les coupleurs à base de la technologie SIW complet et half mode -3 dB/90°.

## **CHAPITRE III :**

### **Les coupleurs HMSIW : résultats et discussion**

### III.1. Introduction

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

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

Ce dernier chapitre est consacré à la présentation des résultats de simulation des guides d'ondes à base de la technologie SIW ainsi que le coupleur half-mode hyperfréquence pour télécommunication spatiales fonctionnant en bande S qui s'étale sur [2 - 4 GHz] La conception a été achevée en employant le simulateur commercial disponible au niveau du laboratoire de télécommunication CST Studio Suite.

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

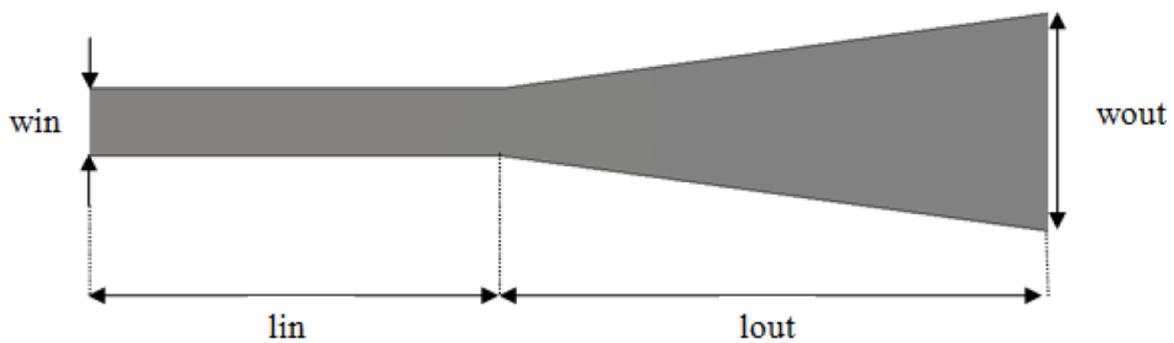
Afin de construire un guide d'ondes SIW, il est indispensable de connaître les impédances d'entrée et de sortie. Pour cela nous avons calculé les impédances de sorties  $Z_p$  à partir de l'impédance d'entrée sachant que ce dernier est fixé à  $50 \Omega$ . L'impédance de sortie est calculée par l'équation suivante :

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

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

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

Après le calcul de l'impédance de sortie du guide d'onde SIW, nous réaliserons la structure du taper pour chaque guide à l'aide de l'outil de simulation CST, dans le but d'avoir une adaptation. Cette transition est conçue essentiellement d'un taper de longueur L qui est égale à  $l_{in} + l_{out}$  et de largeur  $w_{in}$  et  $w_{out}$  comme le montre la figure III.1.



**Figure III.1 :** Structure générale du taper avec ces paramètres.

Le taper micro-ruban est utilisé pour adapter l'impédance de sortie du guide SIW à l'impédance d'entrée de la ligne micro-ruban.

On calcule les dimensions du taper  $lin$ ,  $lout$ ,  $win$  et  $wout$  qui seront intégrées au guide d'onde SIW sous l'outil ADS.

Les résultats pour la bande S est représenté sur le tableau suivant :

Bande S	
<b>Impédance d'entrée (<math>\Omega</math>)</b>	50
<b>Impédance de sortie (<math>\Omega</math>)</b>	12.57
<b>Dimensions (mm)</b>	$lin = 9$
	$lout = 15$
	$win = 3$
	$wout = 5$

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

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

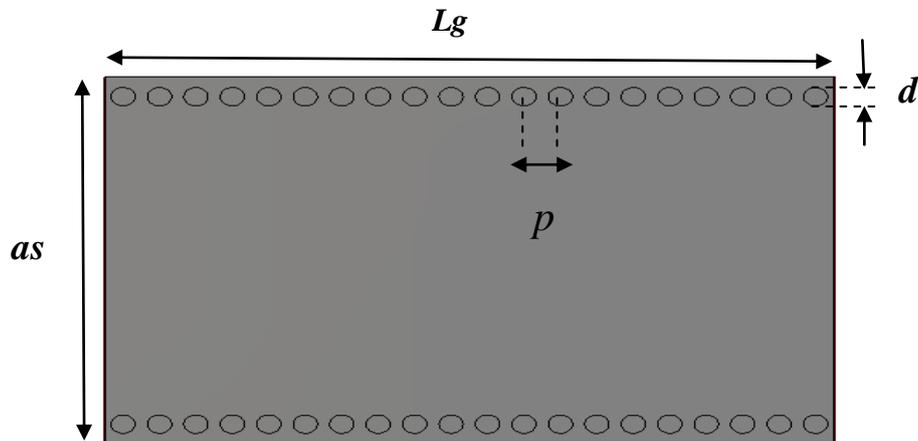
Nous avons utilisé les équations de conception des guides SIW développées dans le chapitre I pour faire la conception d'un guide d'onde intégré au substrat SIW opérant dans la bande S qui s'étale sur [2-4 GHz].

Pour le mode  $TE_{10}$ , la fréquence de coupure prise est  $f_c = 3.61$  GHz, l'épaisseur du conducteur est de 0.05 mm. Le diélectrique utilisé possède les propriétés suivantes :

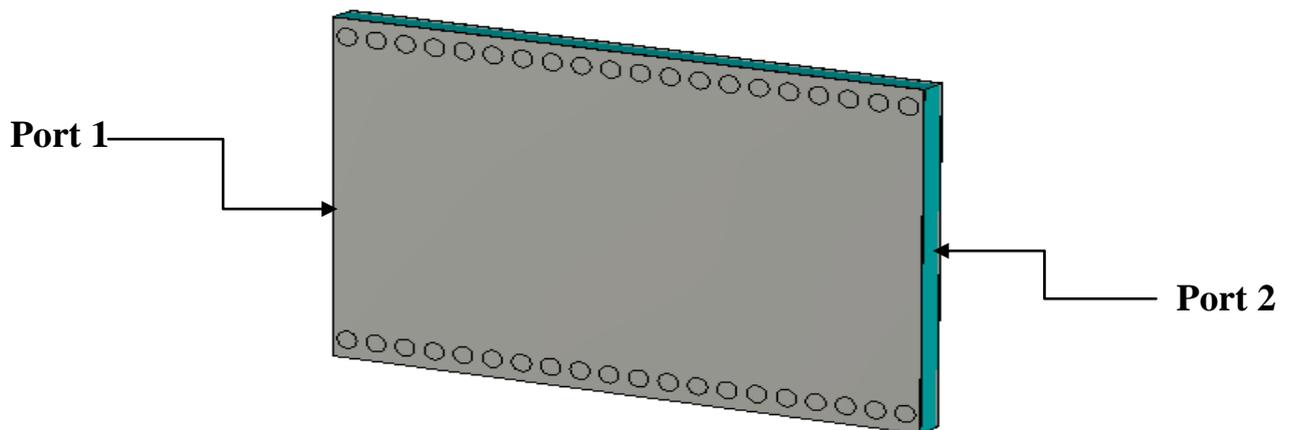
- ✓ La permittivité relative  $\epsilon_r = 4.3$ .
- ✓ les pertes tangentielles  $tg = 0.018$ .
- ✓ la hauteur du substrat  $h = 1.54$  mm.

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

- ✓ La largeur efficace  $as = 20$  mm
- ✓ Le diamètre des vias  $d = 1$  mm
- ✓ La distance entre les vias du centre au centre  $p = 1.5$  mm
- ✓ La longueur totale du guide d'onde  $Lg = 30$  mm



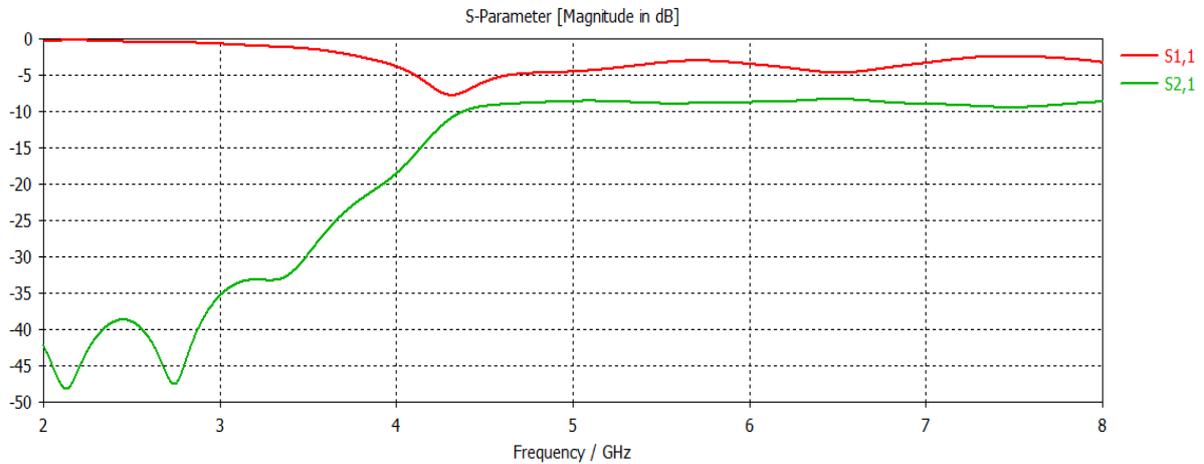
(a)



(b)

**Figure III.2 :** Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande S (a) Vue de face. (b) Vue en perspective.

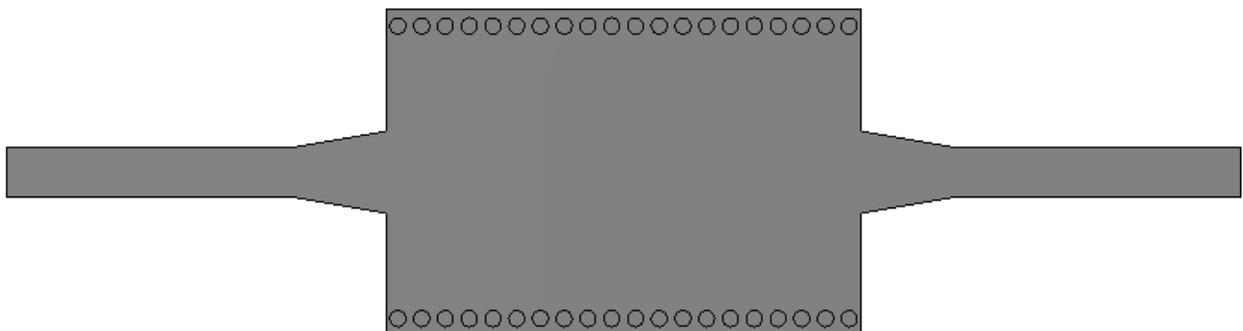
La figure III.3 illustre la simulation numérique de la conception du guide d'onde SIW donnent le coefficient de transmission et les puissances réfléchies d'entrée et de sortie, En utilisant le logiciel CST.



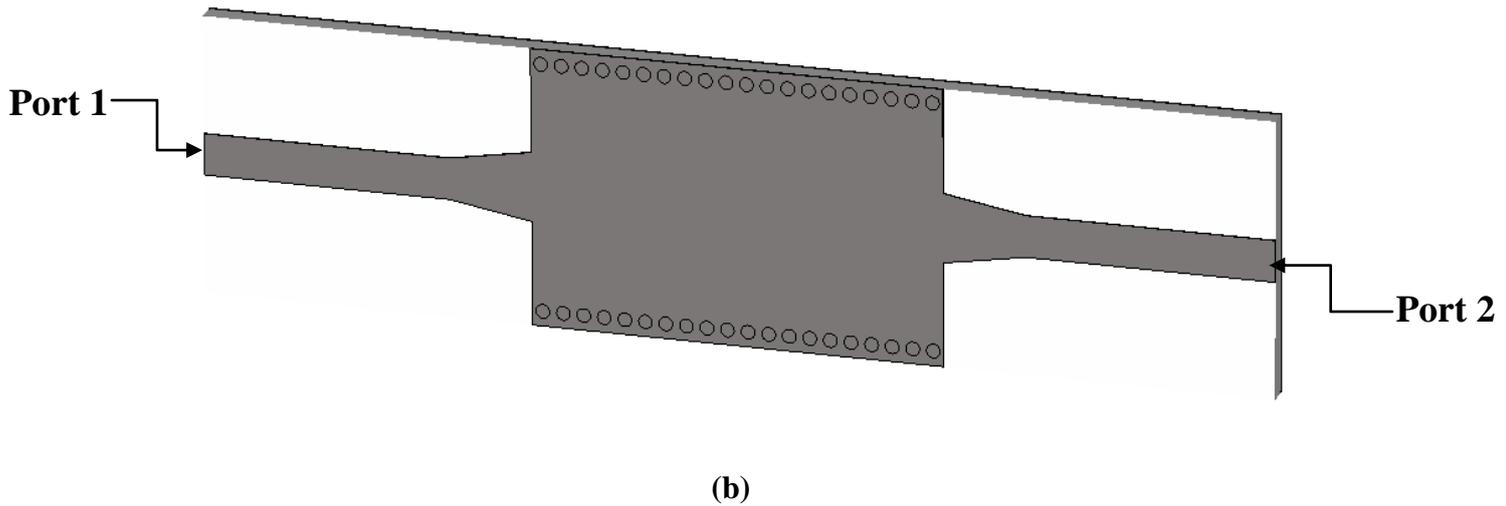
**Figure III.3 :** Résultats de simulation du guide SIW opérant dans la bande S.

D'après les résultats de simulation de la figure III.3 on ne peut avoir une transmission qu'à partir de la fréquence de coupure  $f_c = 3.61$  GHz. Dans la bande fréquentielle comprise entre 2 GHz et 3 GHz, le coefficient de transmission est quasiment nul. À partir de la fréquence de coupure nous remarquons une stabilité du coefficient de transmission à l'ordre de -10 dB cela signifie que le guide est mal adapté.

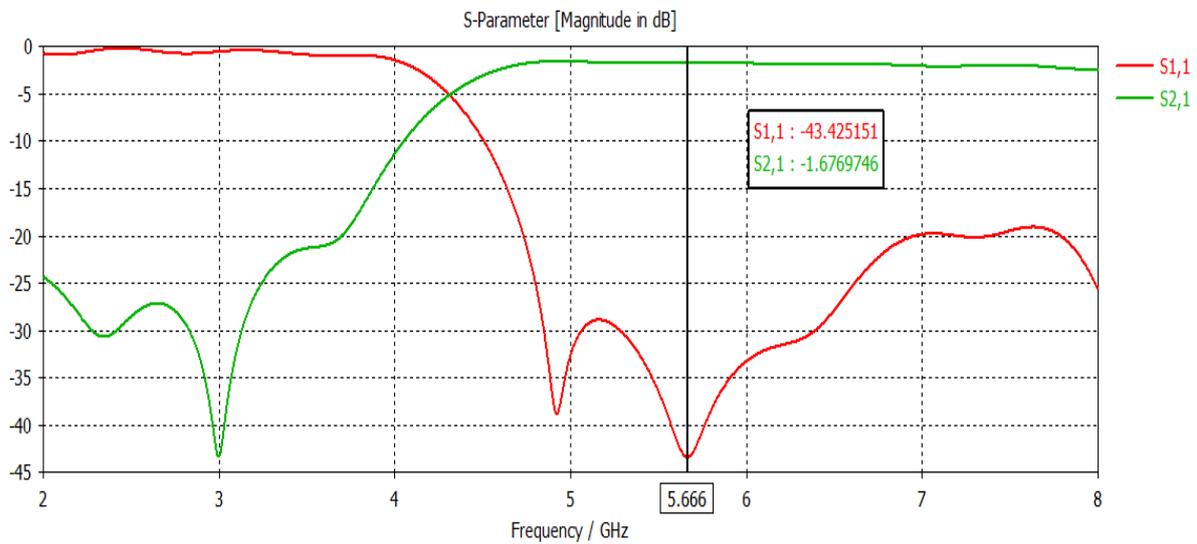
Pour améliorer nos résultats, nous proposons d'ajouter un taper au niveau du guide d'onde SIW. La figure III.4 représente la structure finale du guide d'onde SIW avec le taper :



(a)

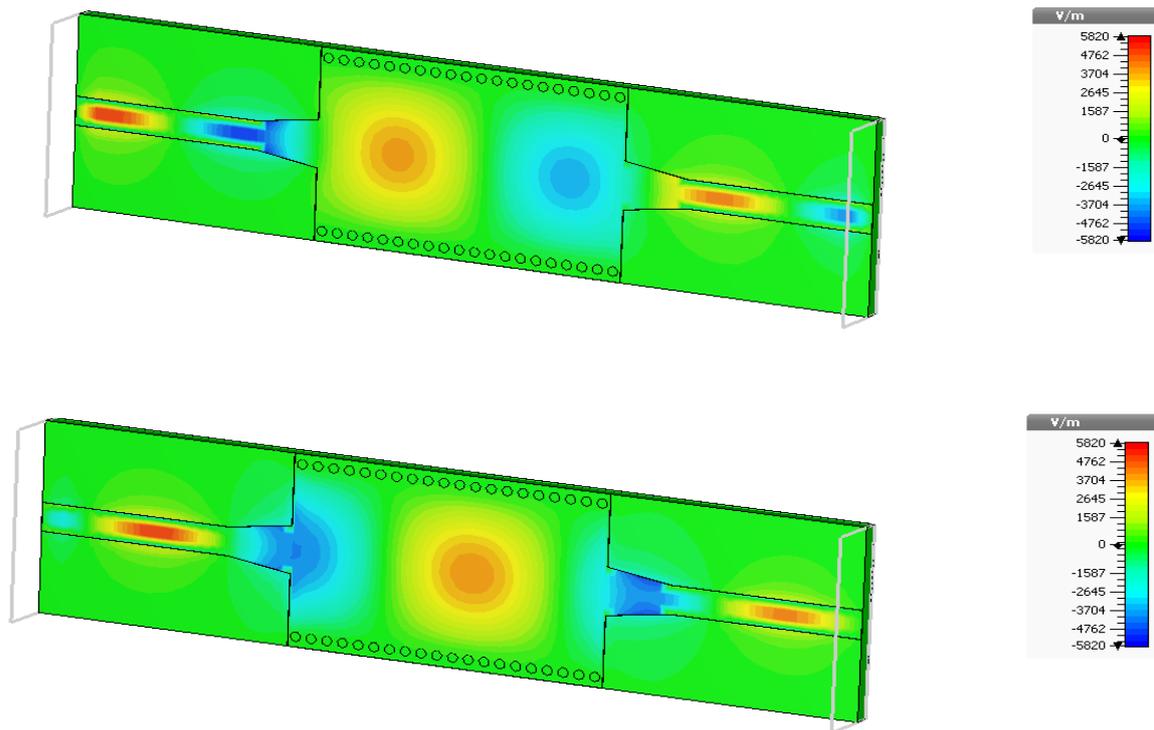


**Figure III.4 :** La topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat  
(a) Vue de face. (b) Vue en perspective.



**Figure III.5 :** Coefficient de transmission  $S_{21}$  et de réflexion  $S_{11}$  de guide SIW après adaptation.

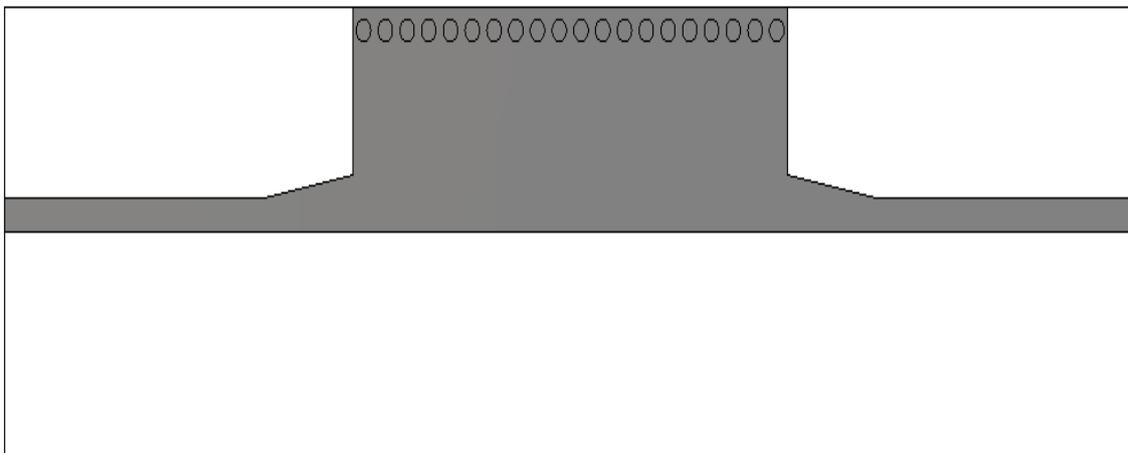
D'après la figure III.5 nous observons qu'au-dessous de la fréquence de coupure  $f_c = 3.61$  GHz nous avons une transmission minimale qui atteint presque 0 dB et un coefficient de réflexion maximale. Au-delà de la fréquence de 3.61 GHz nous remarquons qu'il y a une amélioration du coefficient de transmission qui atteint -1.67 dB, ainsi que plusieurs pics de résonance se figurent avec des niveaux qui atteignent jusqu'au -43.42 dB pour une fréquence de 5.666 GHz.



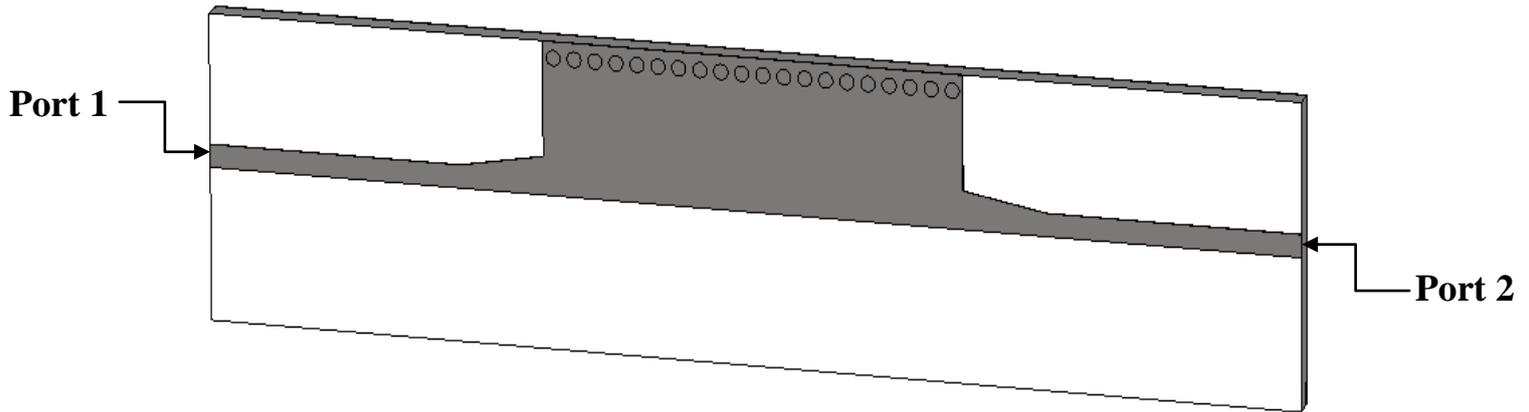
**Figure III.6:** Distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence  $f=6\text{GHz}$ .

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

Maintenant nous allons réduire la taille de près de 50 % sans détériorer la performance de guides SIW, c'est à dire nous avons coupé notre guide précédent en deux guides SIW. Cette nouvelle structure réalisée dit HMSIW «half mode substrate integrated wave guide», qui est représenté sur la figure III.7.



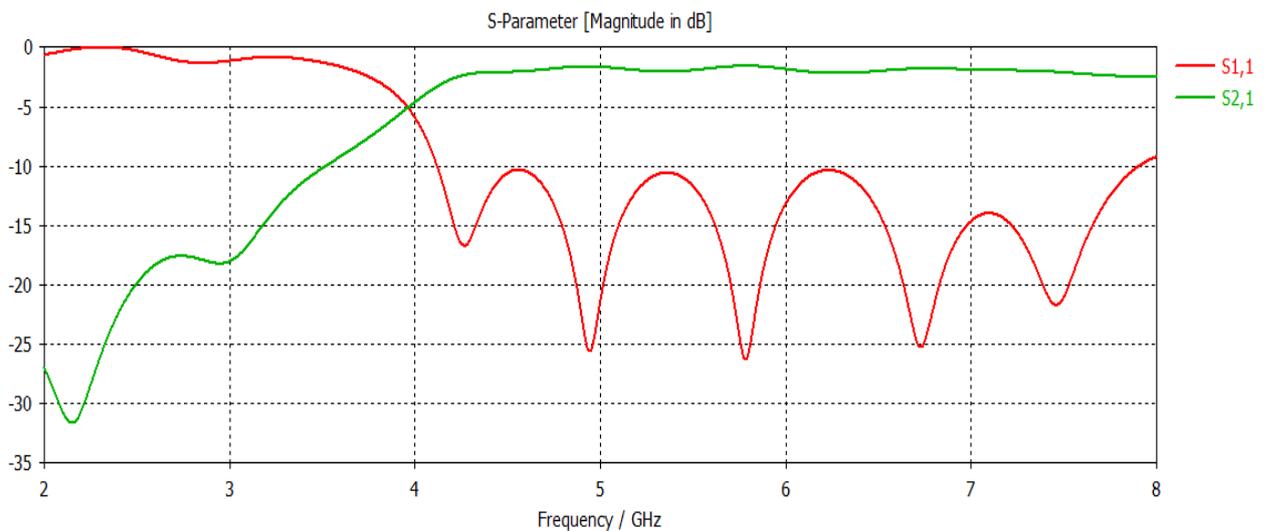
(a)



(b)

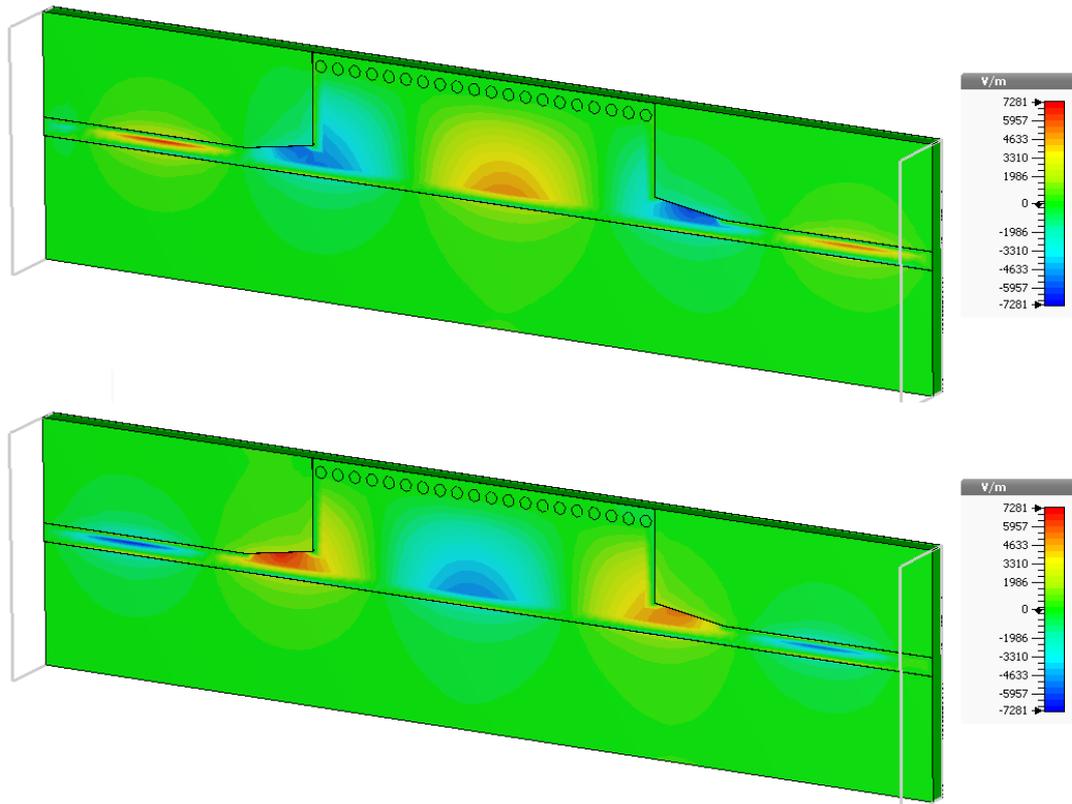
**Figure III.7 :** Géométrie du HMSIW opérant dans la bande S (a)Vue face. (b) Vue en perspective.

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



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

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inférieurs de -20 dB avec des pics qui atteignent -26.29 dB autour de fréquence 5.78 GHz et une transmission maximale autour de -1.60 dB dans la bande fréquentielle [2-8 GHz] cela implique les résultats du guide HMSIW est plutôt satisfaisant car nous retrouvons qu'ils sont identiques à ceux du guide SIW.



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

Le champ est 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. Comme nous remarquons sur la figure III.9.

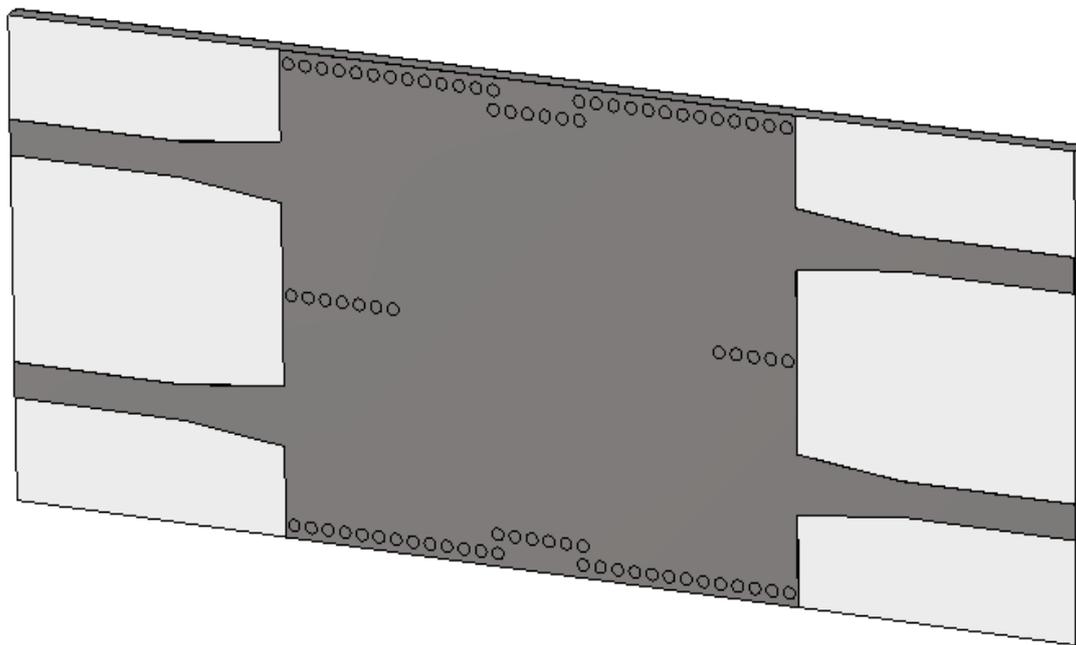
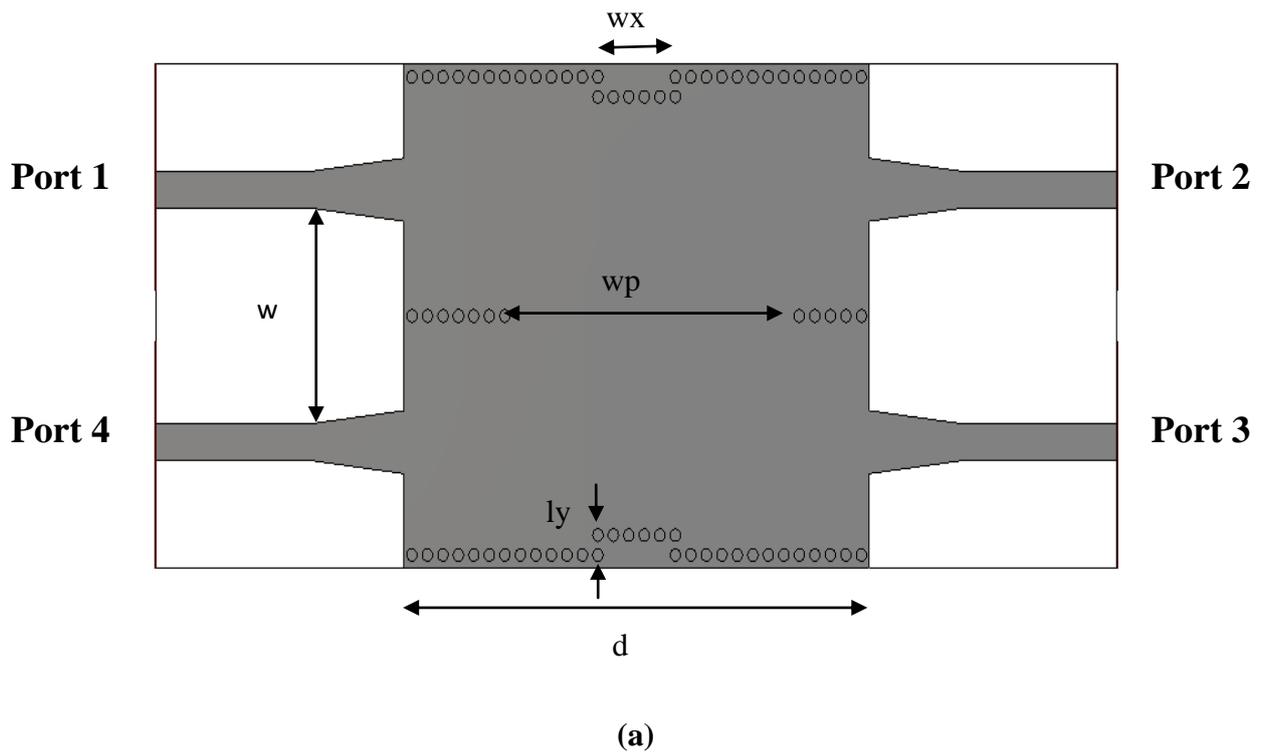
### III.3.1. Conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande S

Dans cette section, nous avons analysé avec logiciel CST, un coupleur directif en technologie SIW, ce type de coupleur a bien été défini dans le deuxième chapitre, en résumé que le coupleur est constitué de deux guides d'ondes rectangulaires SIW connectés en parallèles, nous allons changer les longueurs  $w_x$ ,  $w_p$  et la largeur  $l_y$  par injection des vias métalliques pour obtenir le couplage désiré dans notre guide.

Les paramètres caractéristiques du coupleur directif SIW sont :

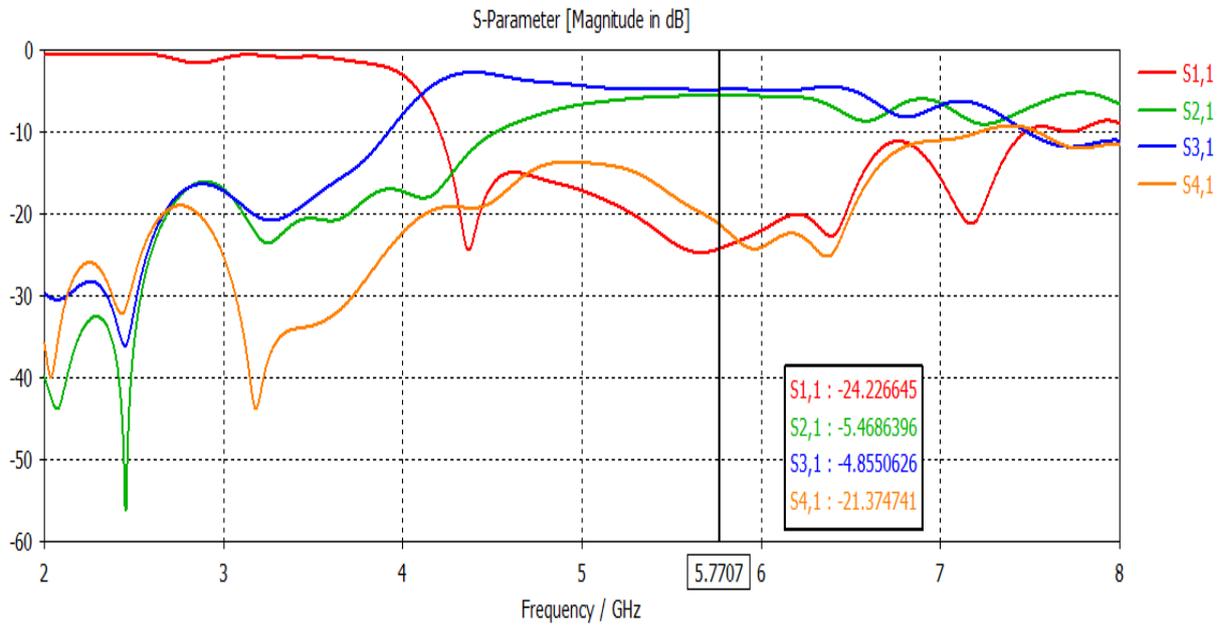
$l_{in} = 9$ ,  $w_{in} = 2.92$ ,  $l_{out} = 15$ ,  $w_{out} = 5$ ,  $w = 15$  et  $d = 45$ .

La topologie est illustrée dans La figure III.10.



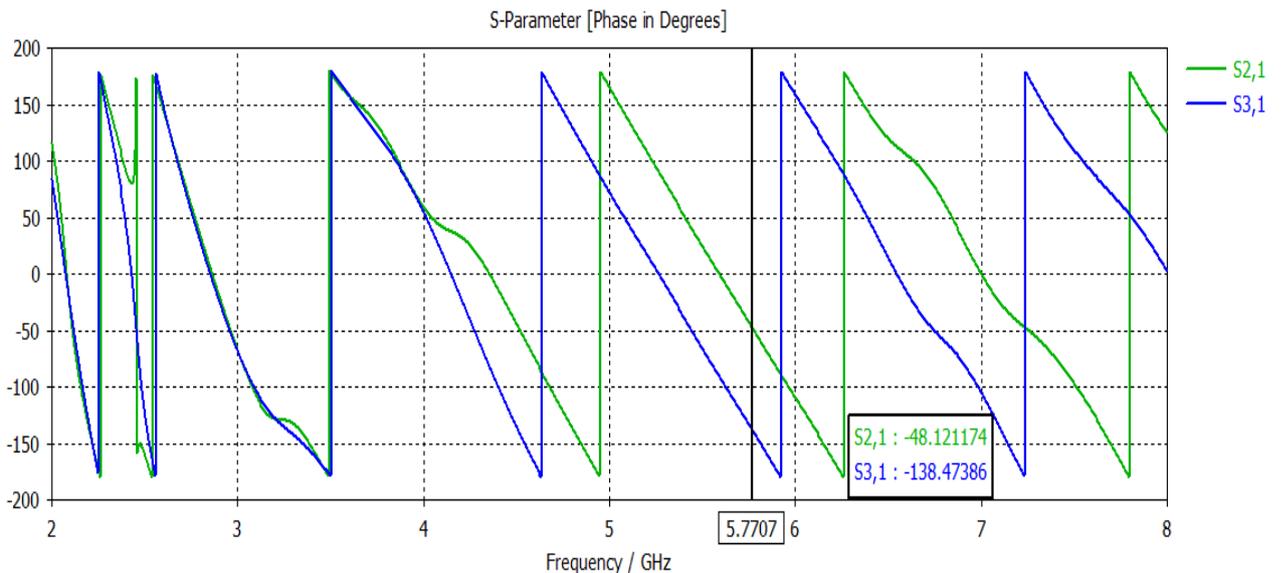
**Figure III.10 :** Structure du coupleur directif SIW en bande S (a)Vue face. (b) Vue en perspective.

Les résultats de simulation du coupleur directionnel SIW sont montrés dans la figure III.11.



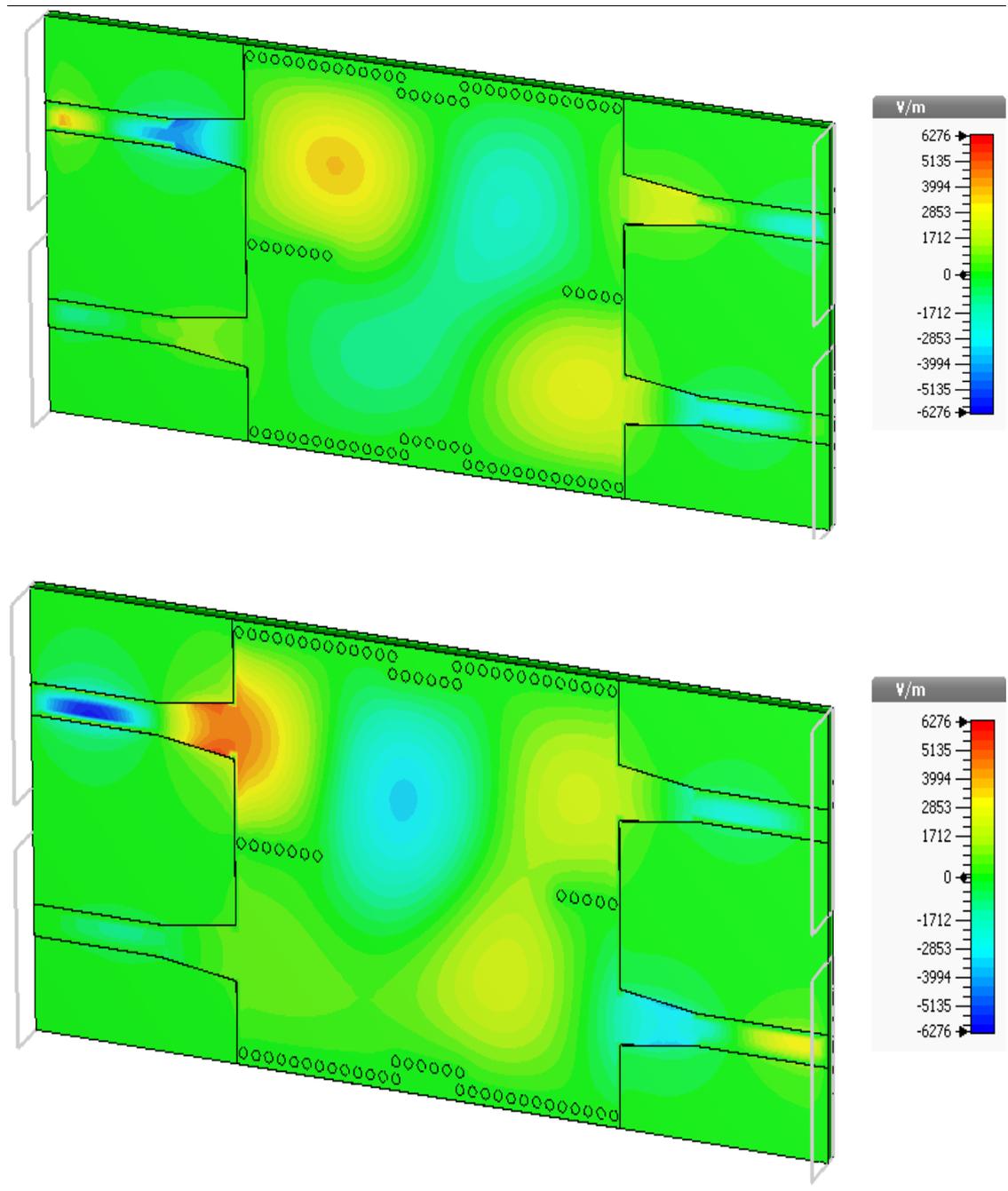
**Figure III.11** : Paramètres [S] du coupleur directif SIW en bande S.

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le coefficient d'isolation  $S_{41}$  sont inférieurs à -20 dB avec des pics qui atteignent -24.22 dB et -21.37 dB respectivement sur la bande de fréquence de [2-8] GHz. Les paramètres de transmission  $S_{21}$  et  $S_{31}$  sont égale -5.46 dB et -4.85 dB respectivement dans la bande de fréquence considérée. La différence de phase entre le port transmis et le port couplé est représentée sur la figure III.12. Elle oscille entre  $90^\circ$ .



**Figure III.12** : Résultats simulés et mesurés de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.

La figure III.13 présente la cartographie du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du coupleur directif dans cette bande



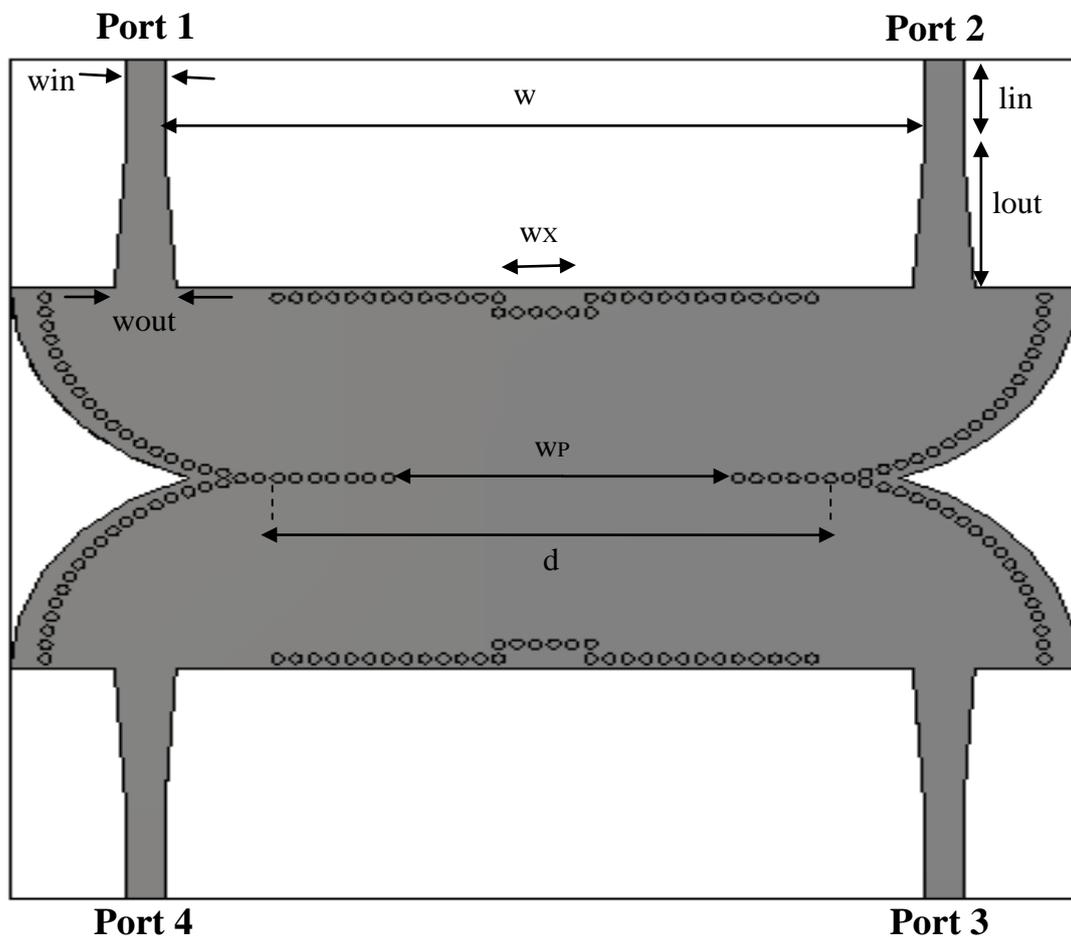
**Figure III.13:** Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  à  $f = 5$  GHz.

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

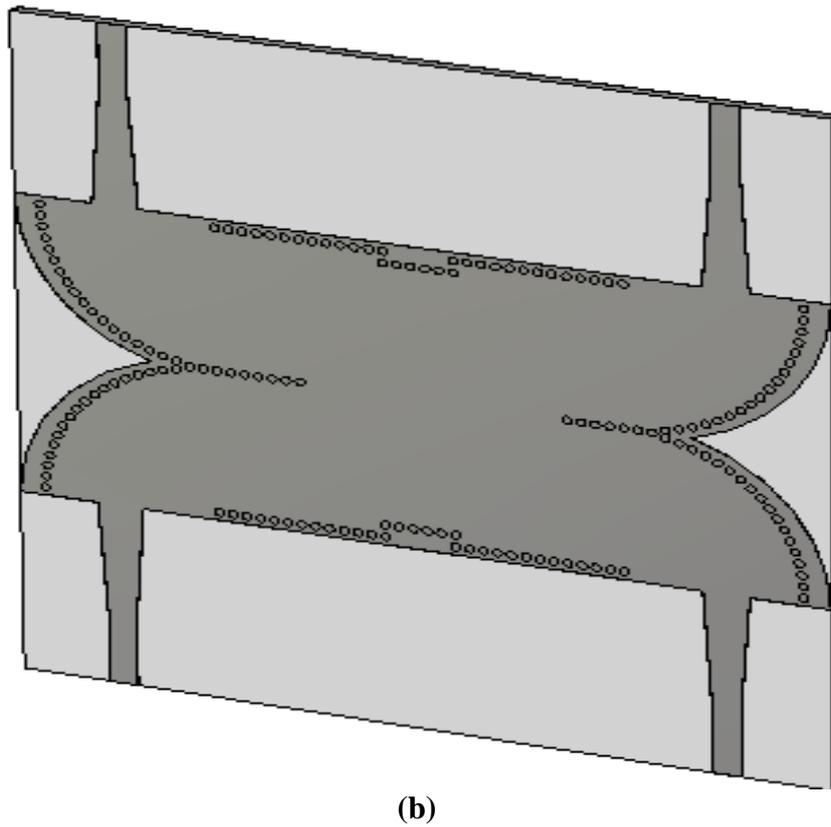
### III.3.2. Nouvelle architecture originale de la conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande S

Cette partie est consacrée à la présentation des nouvelles architecture originales des coupleurs directifs -3dB en technologie SIW opérant en bande S avec les paramètres :  $d=45$ ,  $w=60$ ,  $w_{in}=3.1$ ,  $w_{out}=5.$ ,  $l_{in}=9$ ,  $l_{out}=15$ , possédant quatre ports, que nous pouvons concrétiser à partir de la structure du coupleur directif SIW étudié précédemment sachant qu'il faut avoir un déphasage de  $90^\circ$ , ainsi que leurs résultats de simulations, en utilisant le simulateur CST Studio Suite.

Afin de réaliser ce coupleur directifs -3dB en technologie SIW, nous avons modifié notre coupleur précédent. Cela nécessite l'ajout de quatre quarts de cercle à la place de taper et ce dernier va changer sa place comme montre la figure III.14.

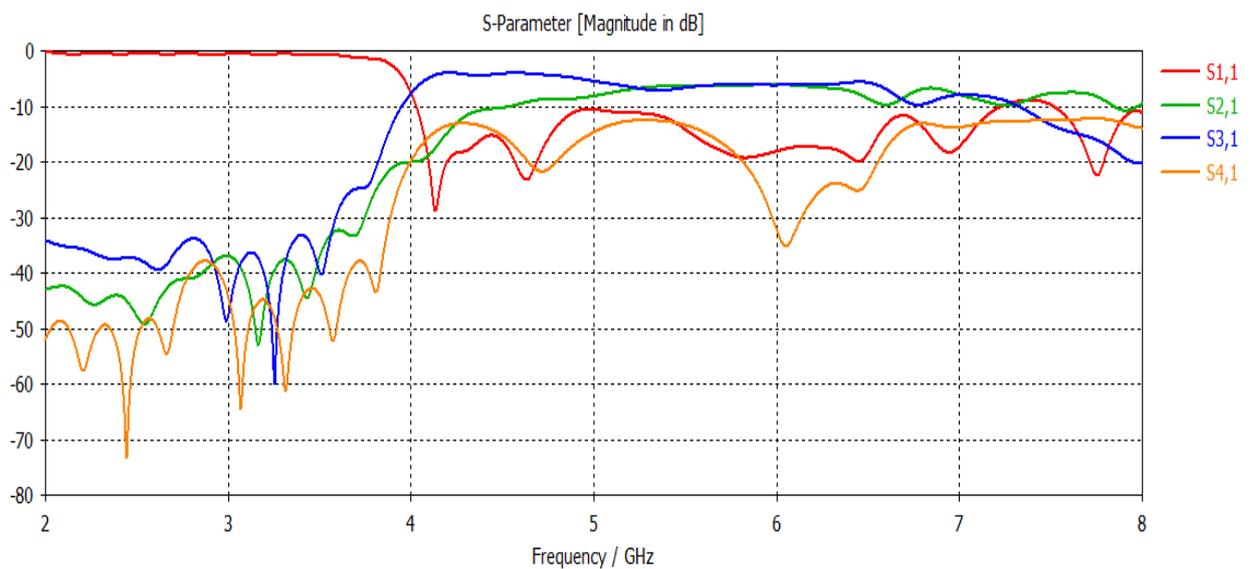


(a)



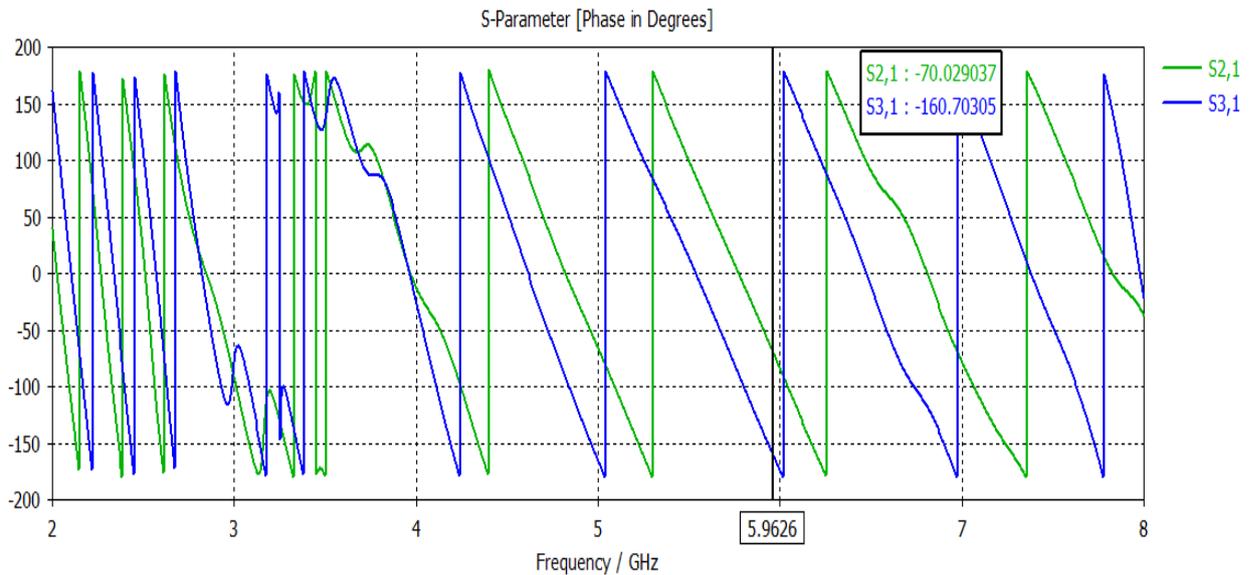
**Figure III.14:** Nouvelle structure du coupleur directif SIW en bande S (a)Vue face. (b) Vue en perspective.

Les résultats de simulation de nouvelle structure du coupleur directionnel SIW sont illustrés dans la figure III.15.



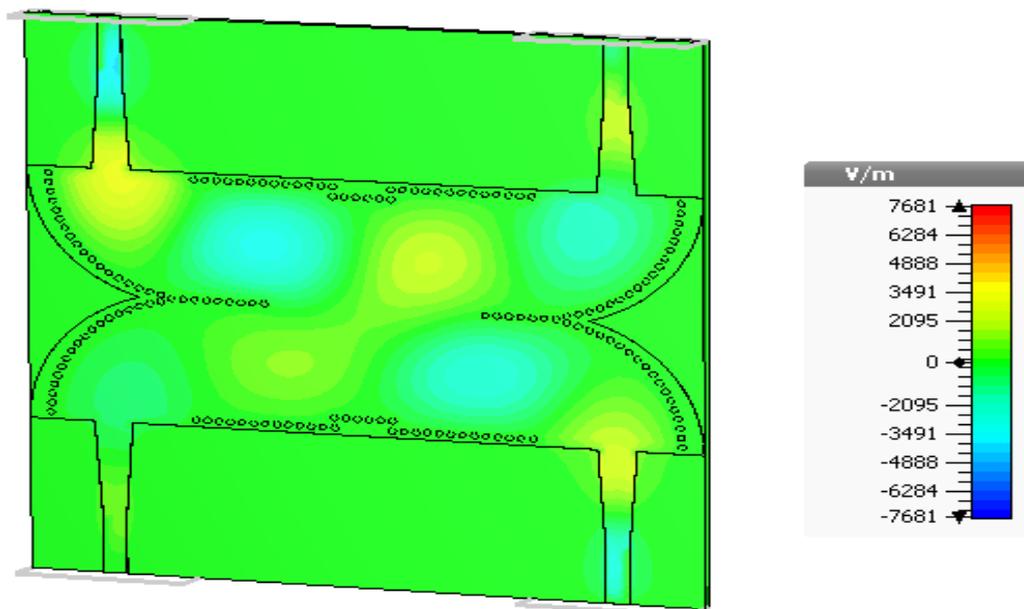
**Figure III.15 :** Paramètres [S] de nouvelle structure du coupleur SIW en bande S.

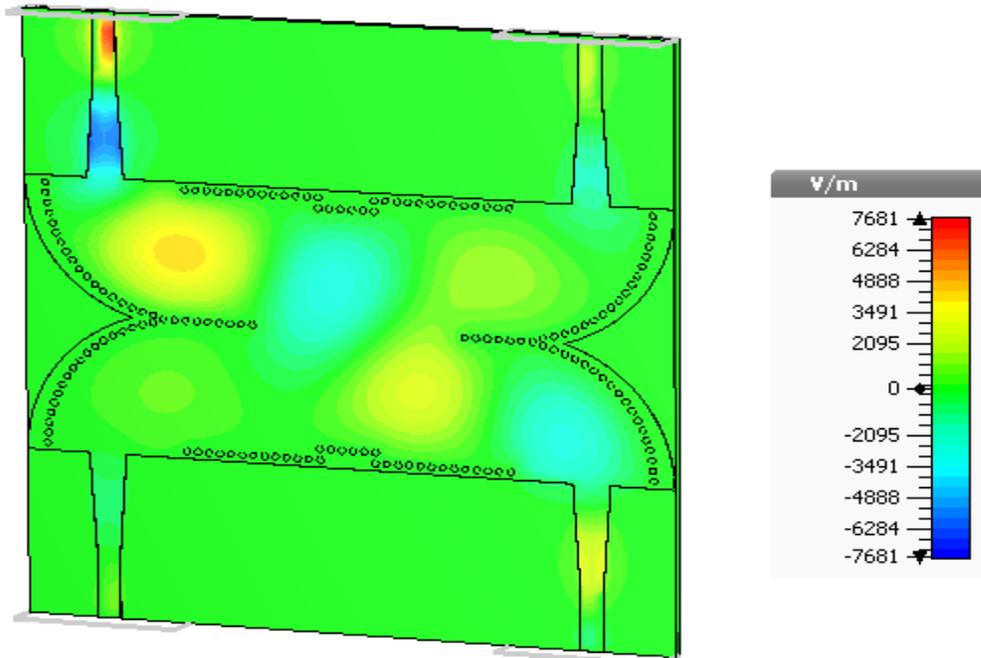
Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le coefficient d'isolation  $S_{41}$  sont inférieurs à -20 dB avec des pics qui atteignent -19.98 dB et -28.64 dB respectivement sur la bande de fréquence de [2-8] GHz. Les paramètres de transmission  $S_{21}$  et  $S_{31}$  sont égale -6.11 dB et -6.20 dB respectivement dans la bande de fréquence considérée. La différence de phase entre le port transmis et le port couplé est représentée sur la figure III.16. Elle oscille entre  $90^\circ$ .



**Figure III.16 :** Résultats simulés et mesurés de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.

La figure III.17 présente la cartographie du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du coupleur directif dans cette bande.





**Figure III.17 :** Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  à  $f = 5$  GHz.

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

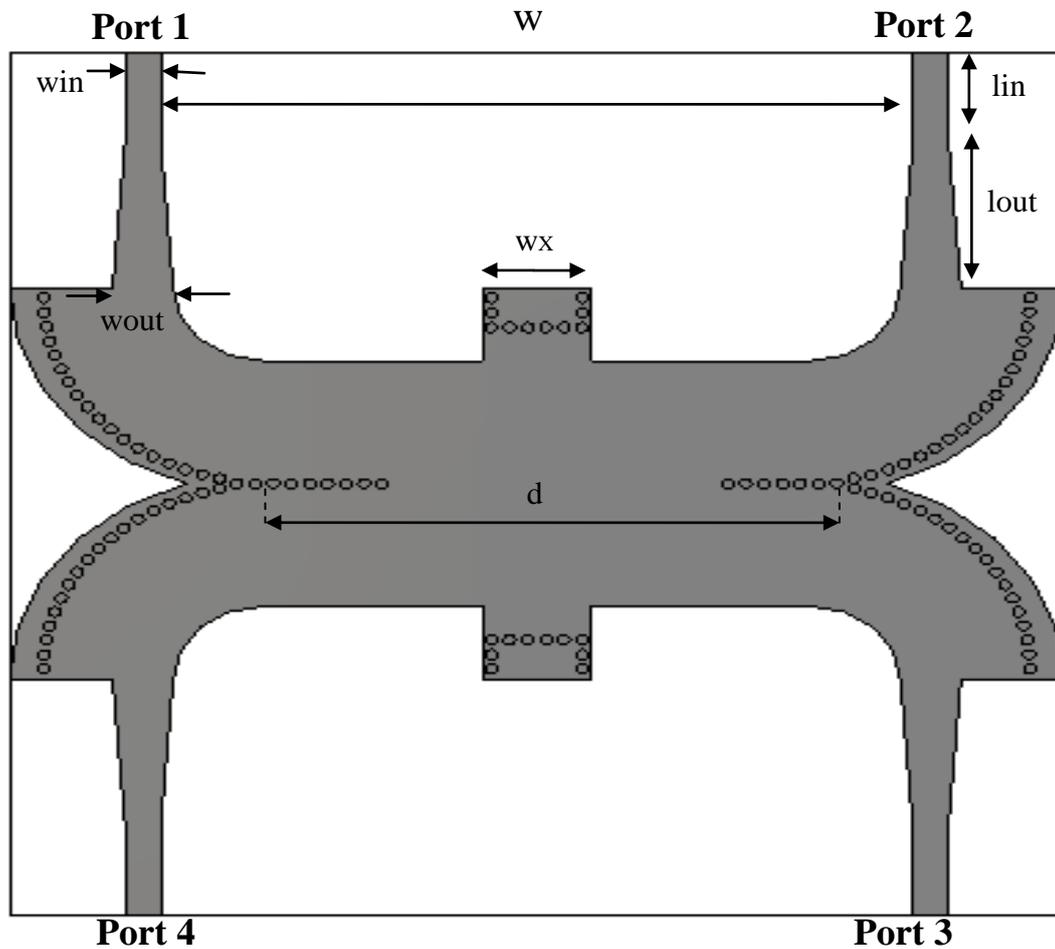
### III.3.3. Nouvelle architecture originale de la conception du coupleur directif SIW half-mode hyperfréquence (-3dB) fonctionnant dans la bande S

La taille et le coût sont deux exigences essentielles dans le développement des circuits passifs modernes en micro-onde. Cette partie est consacrée à la présentation des nouvelles topologies originales des coupleurs directifs -3dB half-mode en technologie SIW opérant en bande S possédant quatre ports, que nous pouvons concrétiser à partir de la structure du coupleur directif SIW étudié précédemment sachant qu'il faut avoir un déphasage de  $90^\circ$ , ainsi que leurs résultats de simulations, en utilisant le simulateur CST Studio Suite.

Il est évident que dans la conception d'un coupleur, il est souvent désiré d'obtenir les plus petites dimensions possibles pour qu'il puisse être intégré facilement dans d'autres systèmes ce qui signifie l'intérêt du half mode.

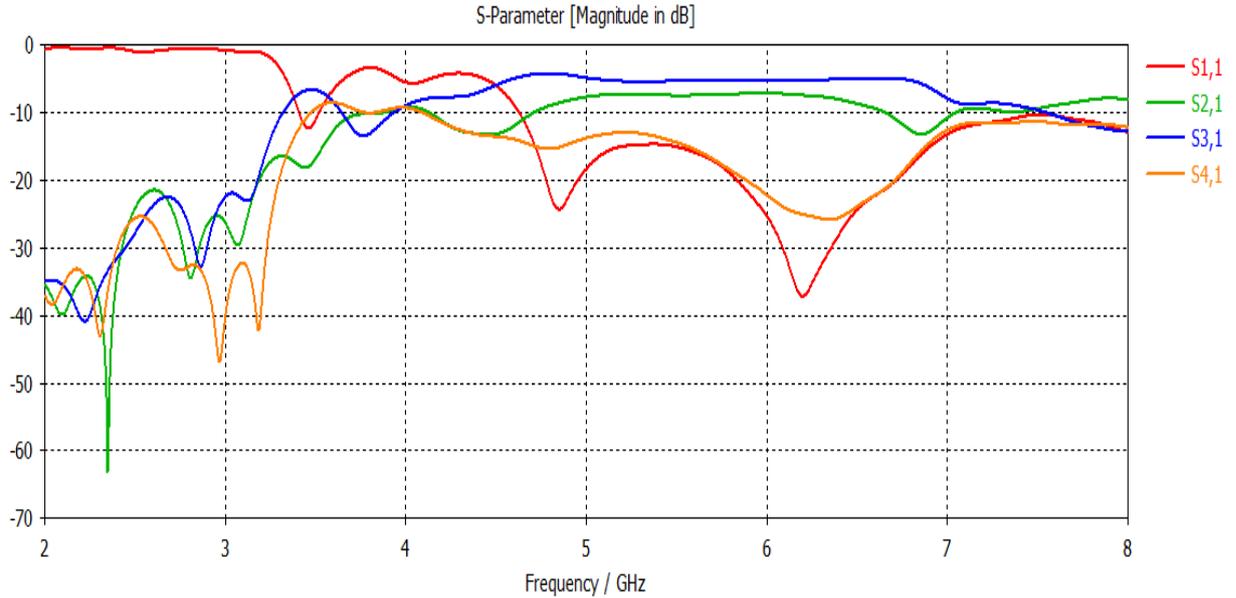
Afin de réaliser ce coupleur SIW half-mode, nous avons coupé notre coupleur précédent sans détériorer les performances. Cela nécessite de toucher aux toutes les dimensions  $w_{in}$ ,  $w_{out}$ ,  $l_{in}$ ,  $l_{out}$ ,  $d$  et  $w$ , et de jouer aux nombre et positionnement des vias pour aboutir à une meilleure adaptation. Nous pouvons concevoir 3 topologies fonctionnant en bande S.

La première topologie mentionnée sur la figure III.18 montre un coupleur directif SIW half-mode de quatre ports avec ces différents paramètres.



**Figure III.18 :** Première structure du coupleur directif SIW half-mode en bande S avec les paramètres :  $d = 45$ ,  $w = 60$ ,  $w_{in} = 2.92$ ,  $w_{out} = 5$ ,  $l_{in} = 9$ ,  $l_{out} = 15$ .

La figure III.19 montre les performances du coupleur en termes de paramètres S.

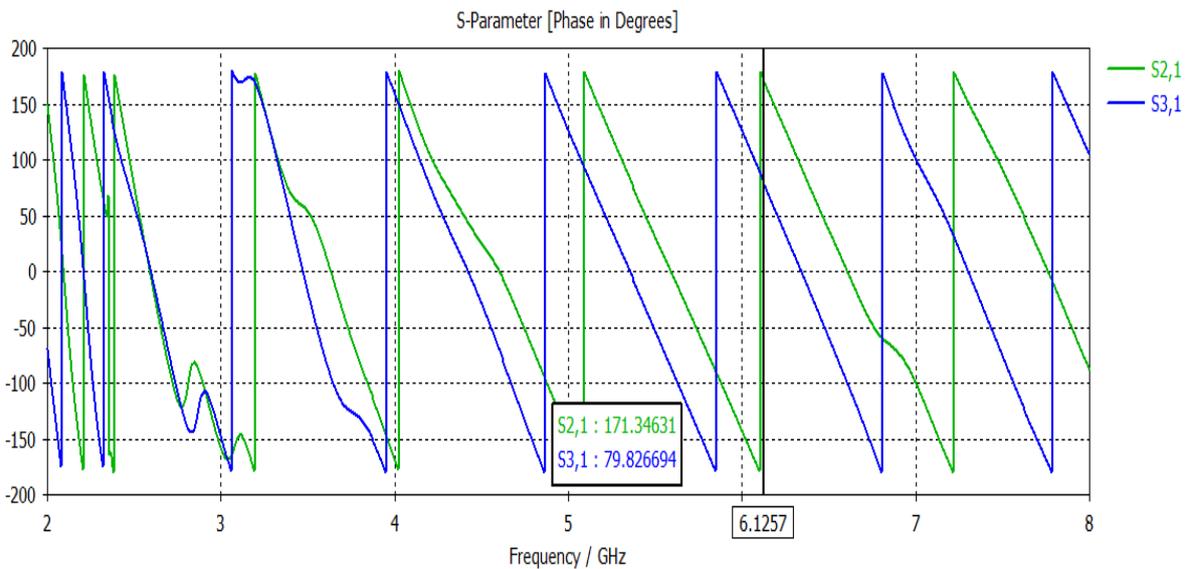


**Figure III.19 :** Résultat de simulation de la 1ère topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S.

Pour le port couplé et le port direct sont de -5.21 dB et de -6.02 dB respectivement a la même fréquence 6.1257 GHz, au-dessous de la fréquence de coupure  $f_c = 3.61$  GHz ces deux valeurs sont complètement nulles.

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le coefficient d'isolation sont de -32.82 dB et de -24.50 dB respectivement a la même fréquence 6.1257GHz. Cela conclue que les ports sont bien adaptés, et qu'aucune puissance n'est délivrée au port 4 c'est-à-dire il est isolé.

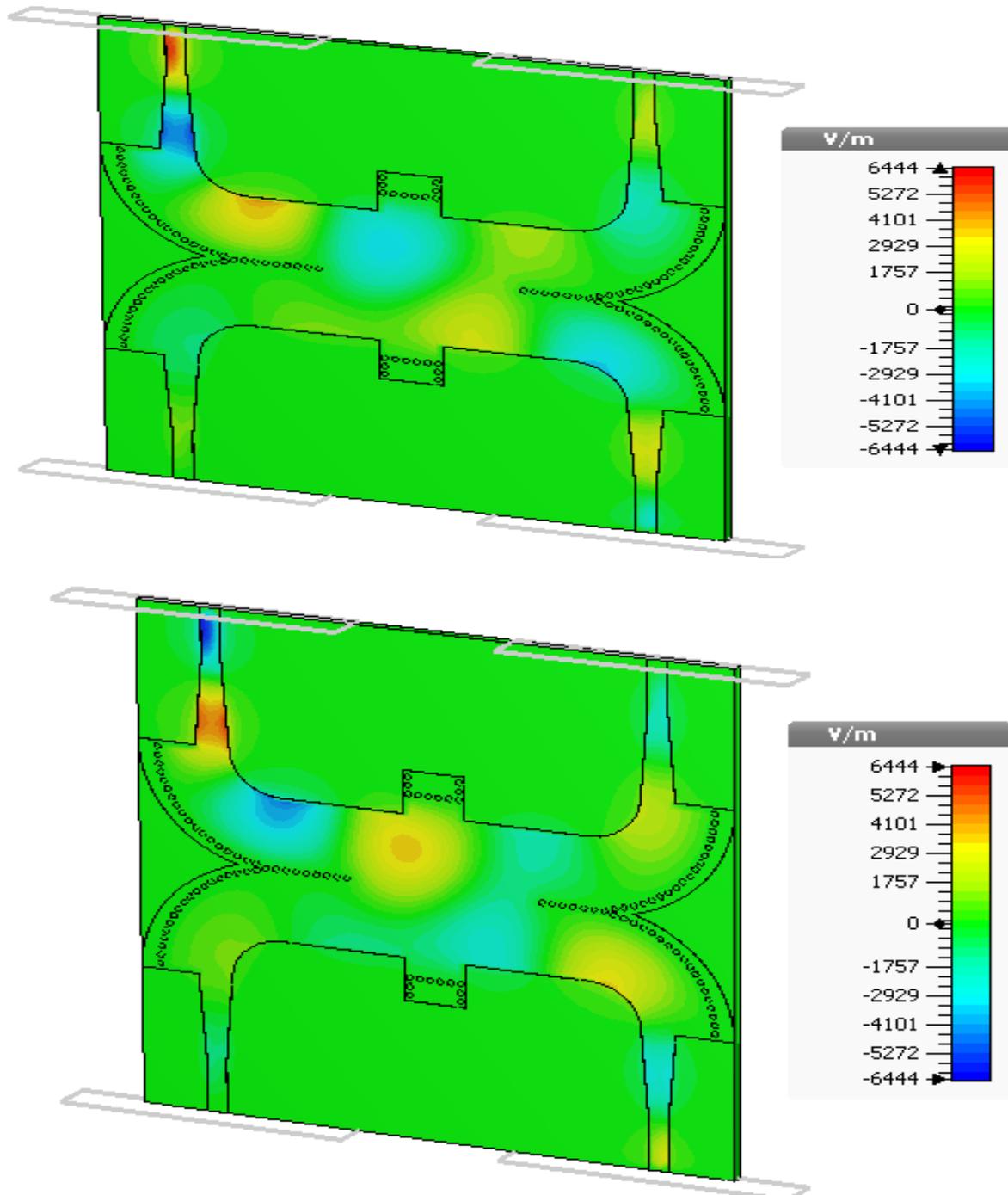
L'écart de déphasage entre les ports 2 et 3 est illustré dans la figure III.20.



**Figure III.20 :** Différence de phase en fonction de  $S_{21}$  et  $S_{31}$  en bande S.

La différence de phase entre le port direct et couplé est égale à  $91.5^\circ$  au niveau du fréquence 6.1257GHz.

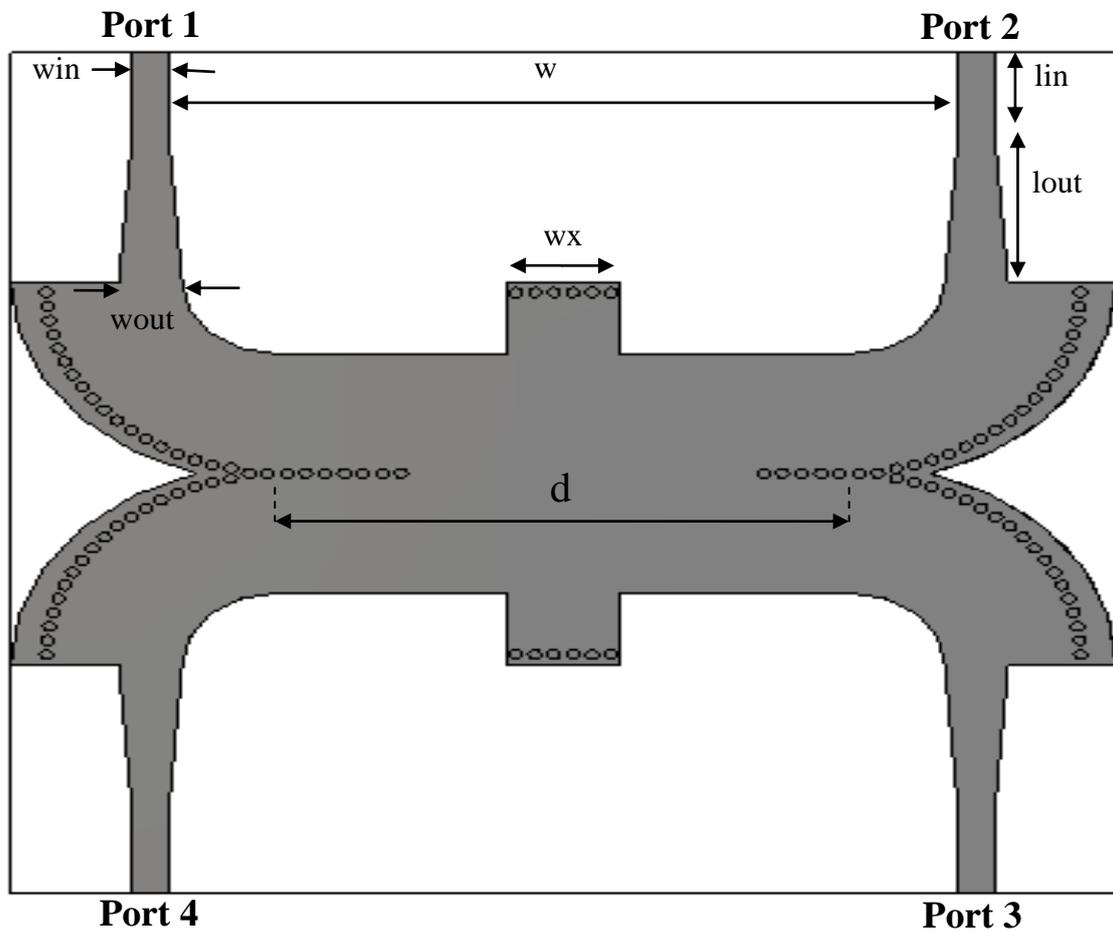
La figure III.21 présente le du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du coupleur SIW half-mode dans la bande S.



**Figure III.21 :** Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  de la 1ère topologie à  $f = 6$  GHz.

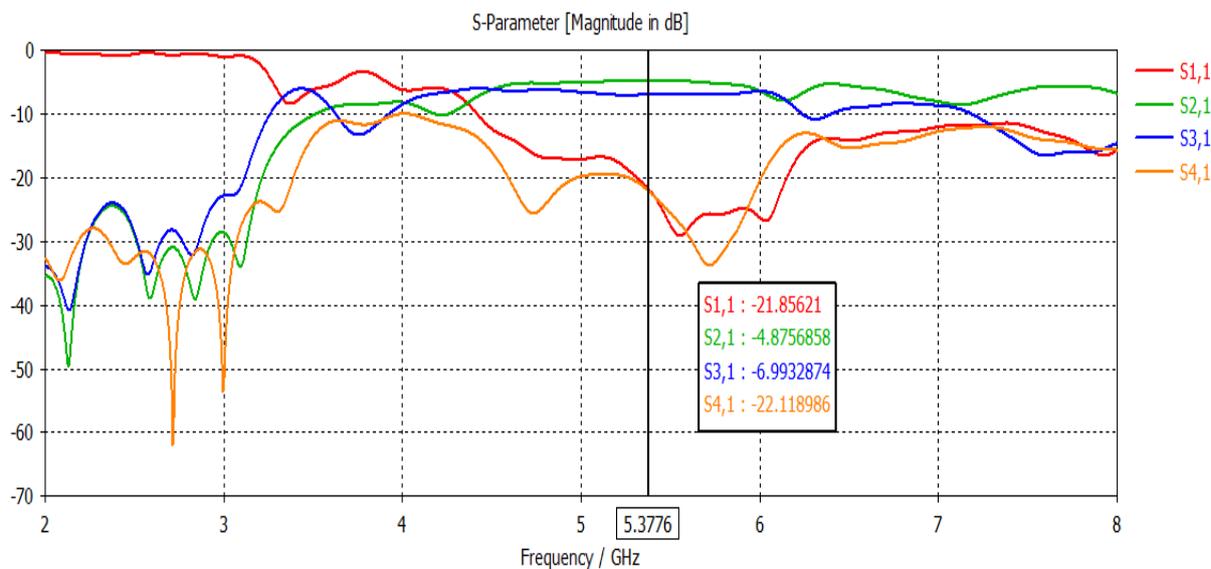
D'après la figure nous remarquons que le coupleur permet de distribuer la puissance délivrée au port 1 vers les deux ports de sortie 2 ,3 et le port 4 reste isolé.

La deuxième topologie du coupleur directif SIW half-mode en bande S est montrée sur la figure suivante :



**Figure III.22** : Deuxième topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S avec les paramètres :  $d=45$ ,  $w=60$ ,  $w_{in}=2.92$ ,  $w_{out}=5$ ,  $l_{in}=9$ ,  $l_{out}=15$ .

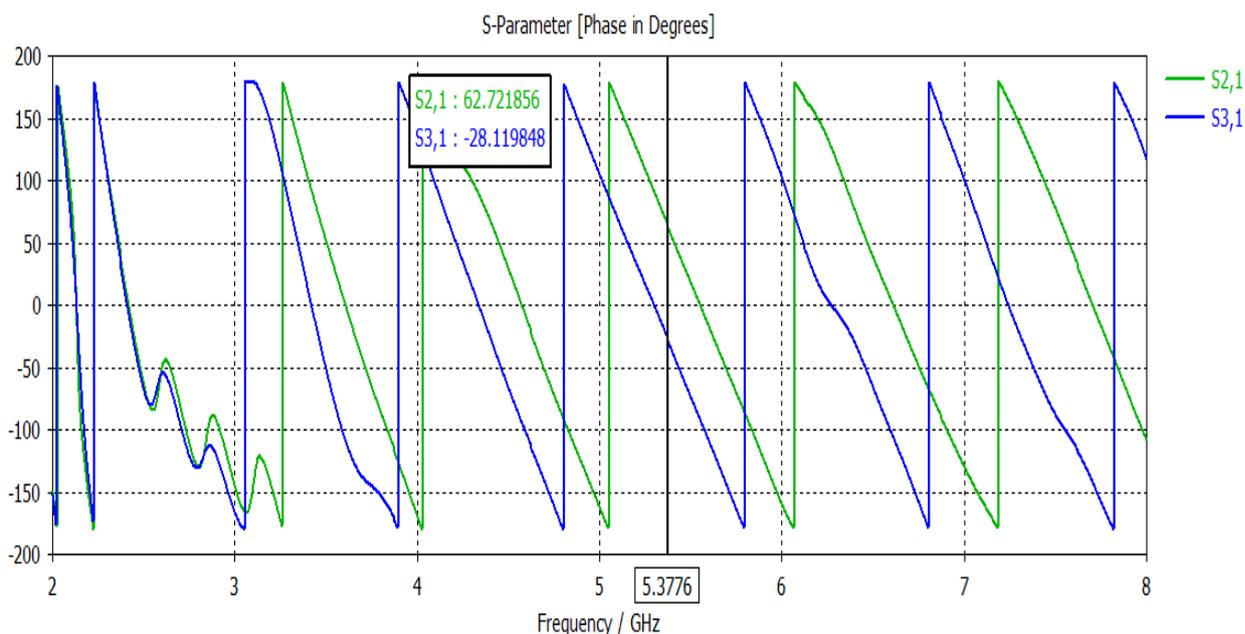
Les résultats de simulation sont représentés à la figure III.23.



**Figure III.23 :** Résultat de simulation de la 2ème topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S.

La plus grande différence est contenue dans la partie de fréquence qui se trouve après 3.61 GHz, ceci dénote une bonne adaptation d'impédance des ports à partir de cette fréquence, et également une diminution de l'isolation entre eux. En ce qui concerne le couplage, un couplage de -4 à -6 dB est observé entre 4.5 et 6 GHz.

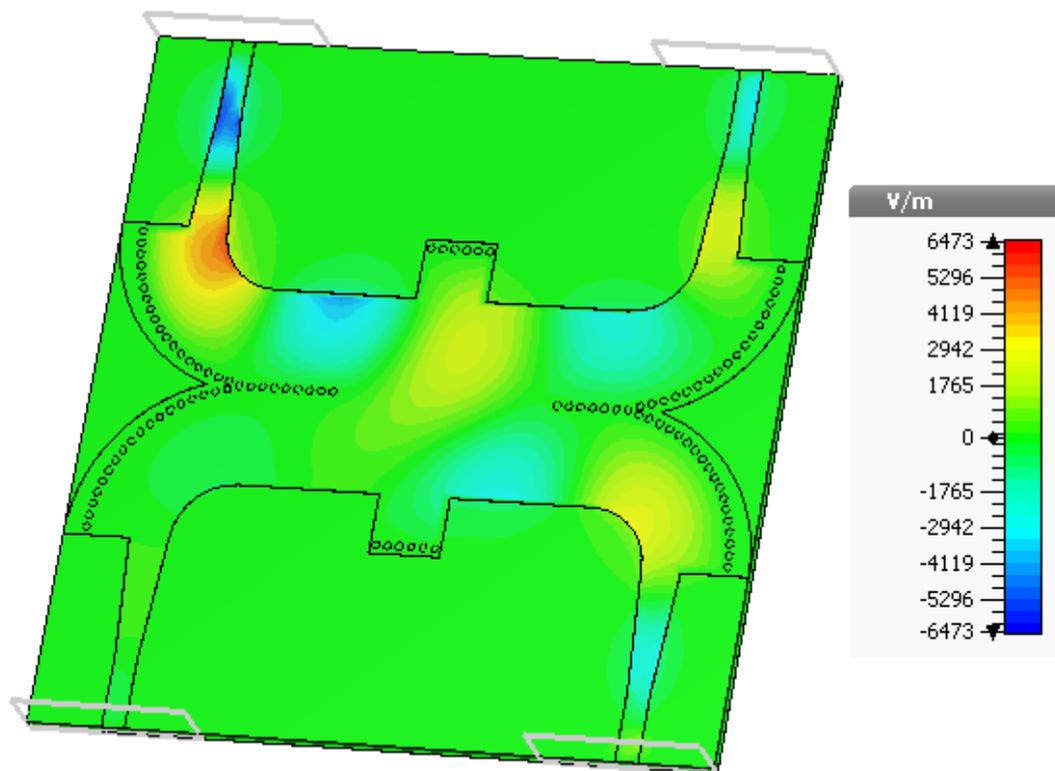
Après cette fréquence une diminution de  $S_{31}$  rend la division de puissance entre les ports 2 et 3 un peu moins équilibrée. La figure montre une comparaison des différences de phases simulées entre les deux ports 2 et 3.

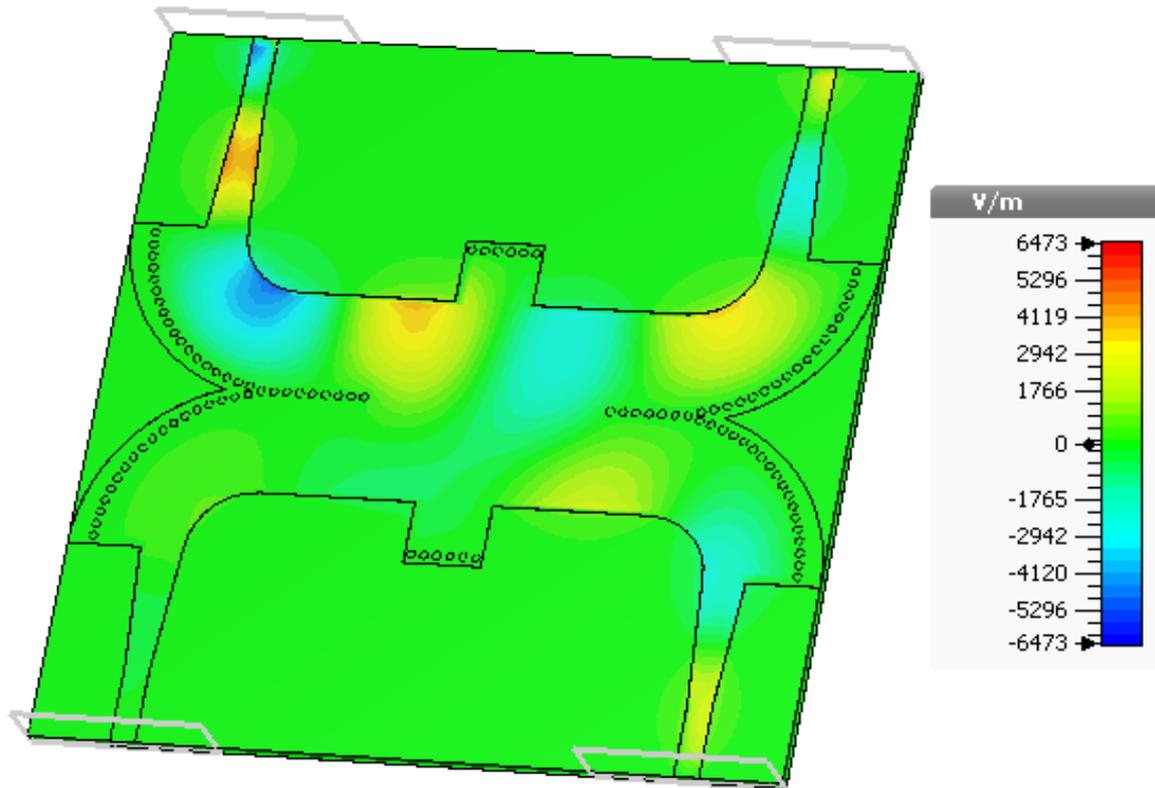


**Figure III.24 :** Différence de phase en fonction de  $S_{21}$  et  $S_{31}$  de la 2ème topologie en bande S.

Ce type de coupleur doit intégrer un déphasage de  $90^\circ$  entre les sorties 2 et 3. Dans notre graphique, on voit que nous ne sommes pas loin de nos  $90^\circ$  de déphasage ( $90.83^\circ$ ) entre les deux ports aux alentours de 5.3776 GHz.

La figure III.25 présente la cartographie du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du coupleur SIW half-mode dans la bande S.



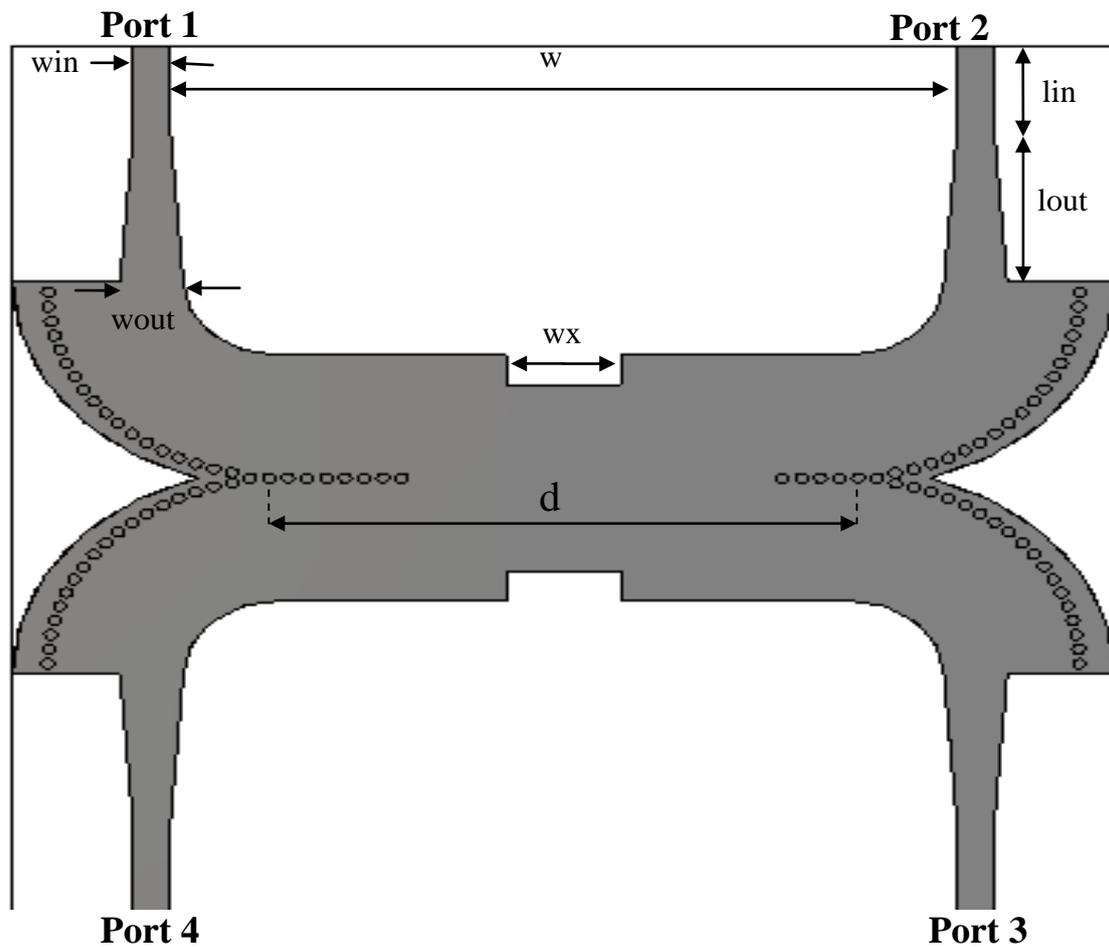


**Figure III.25 :** Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  à  $f = 5$  GHz.

Le half-mode ou demi-mode signifie qu'on minimise la taille du circuit le plus possible pour assurer une réduction du coût de notre matériel, mais aussi un bon fonctionnement de coupleur.

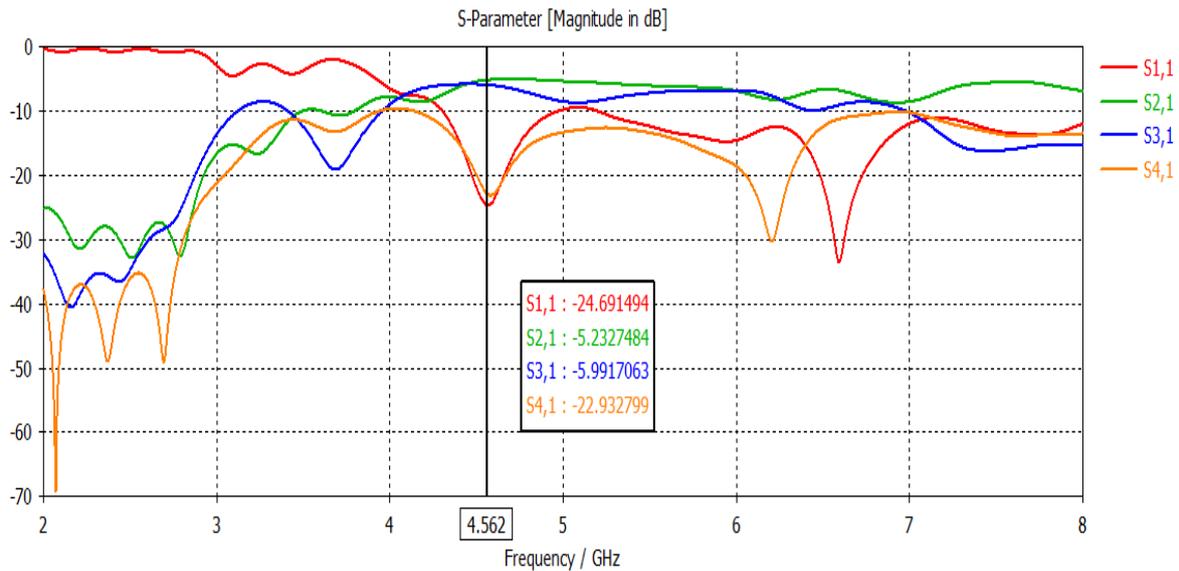
D'après la figure nous remarquons que les vias métalliques jouent bien leur rôle de délimiter le champ électrique. Cela explique l'importance du nombre et positionnement des vias choisis.

La figure III.26 représente la troisième configuration proposée pour un coupleur SIW half -mode, avec ces paramètres.



**Figure III.26 :** Troisième topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S avec les paramètres :  $d=45$ ,  $w=60$ ,  $w_{in}=2.92$ ,  $w_{out}=5.$ ,  $l_{in}=9$ ,  $l_{out}=15$ .

Lors de notre simulation de cette troisième structure du coupleur SIW half-mode, nous sommes arrivés aux résultats présentés sur la figure III.27.



**Figure III.27 :** Résultat de simulation de la 3<sup>ème</sup> topologie du coupleur SIW half –mode en bande S.

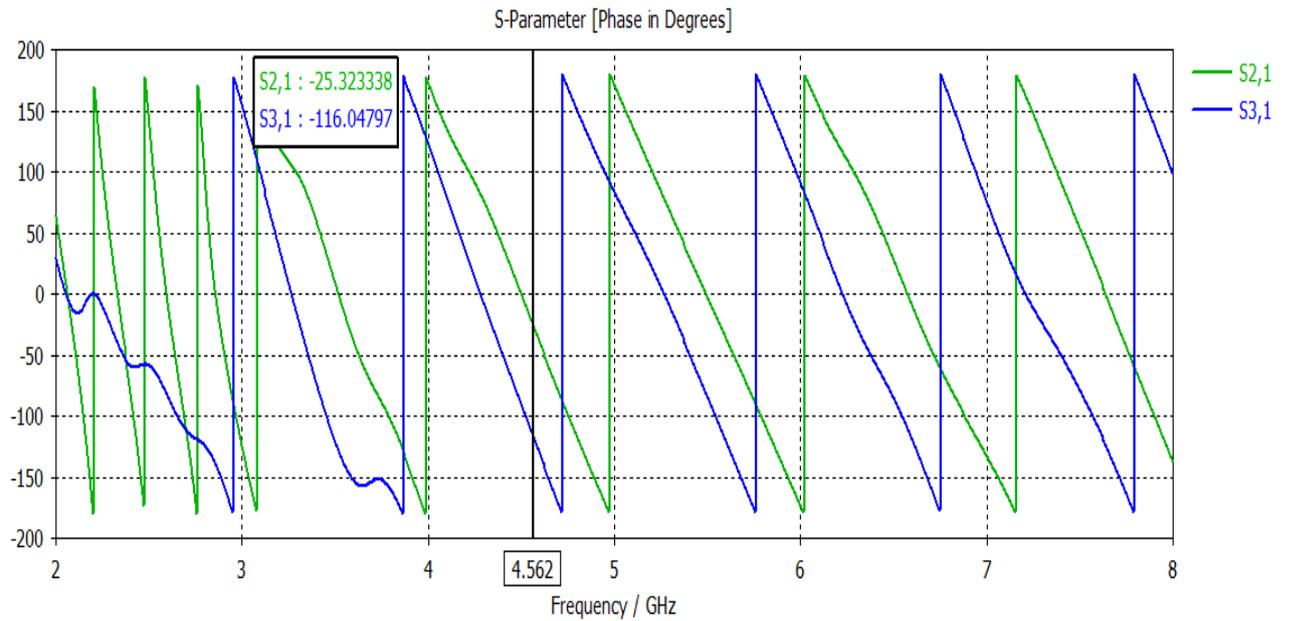
L'analyse des résultats de la figure III.27 indique qu'au-dessous de la fréquence de coupure  $f_c = 3.61\text{GHz}$  la transmission est quasiment nulle et une réflexion totale. Les coefficients de transmission  $S_{21}$  et  $S_{31}$  sont autour de -5 dB à la fréquence 4.562 GHz.

En ce qui concerne les pertes par réflexion  $S_{11}$ , la figure montre une bonne adaptation sur une large bande au niveau du port 1 dans la plage de fréquence entre 4 et 5 GHz, avec un pic qui atteint jusqu'au -24.69 dB à la fréquence 4.562 GHz.

Au niveau de la même fréquence, le coefficient d'isolation  $S_{41}$  atteint -22.93 dB, et il est au-dessous de -10 dB dans toute la bande S.

Les résultats de simulations de ce coupleur fonctionnant en bande S sont donc tout à fait acceptable.

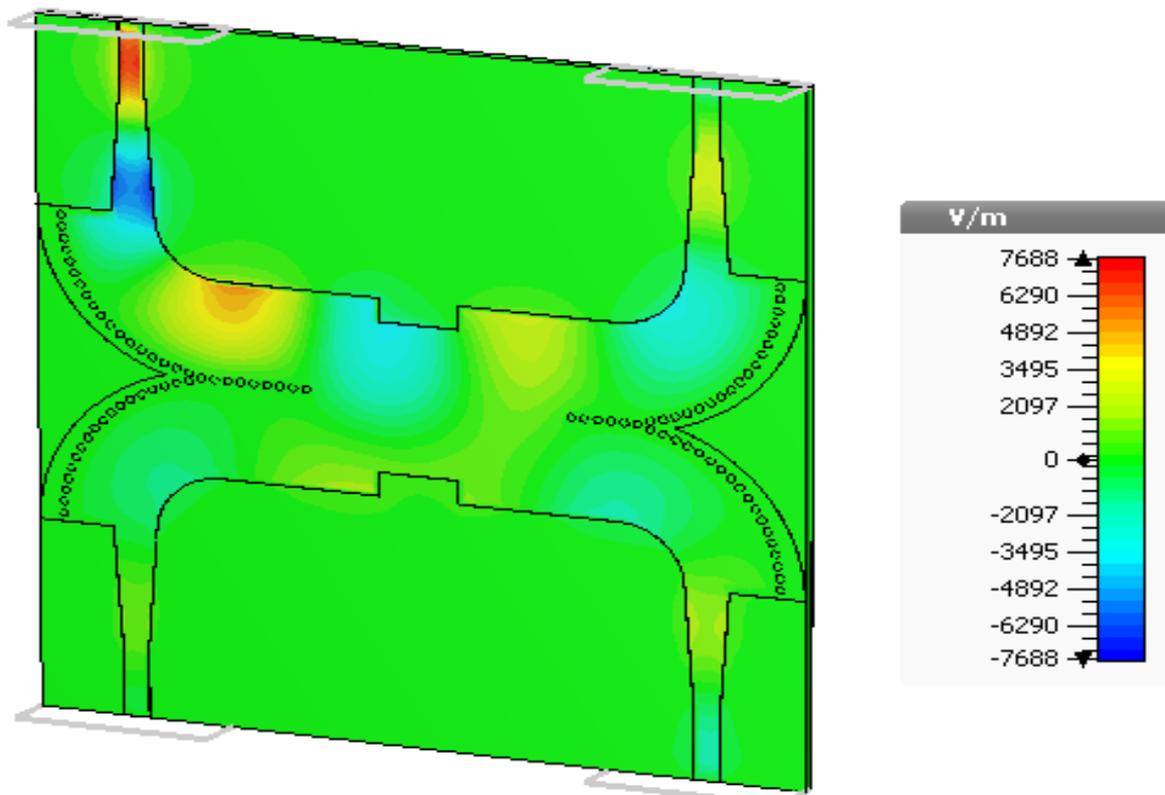
Le déphasage de ce coupleur est représenté sur la figure III.28.

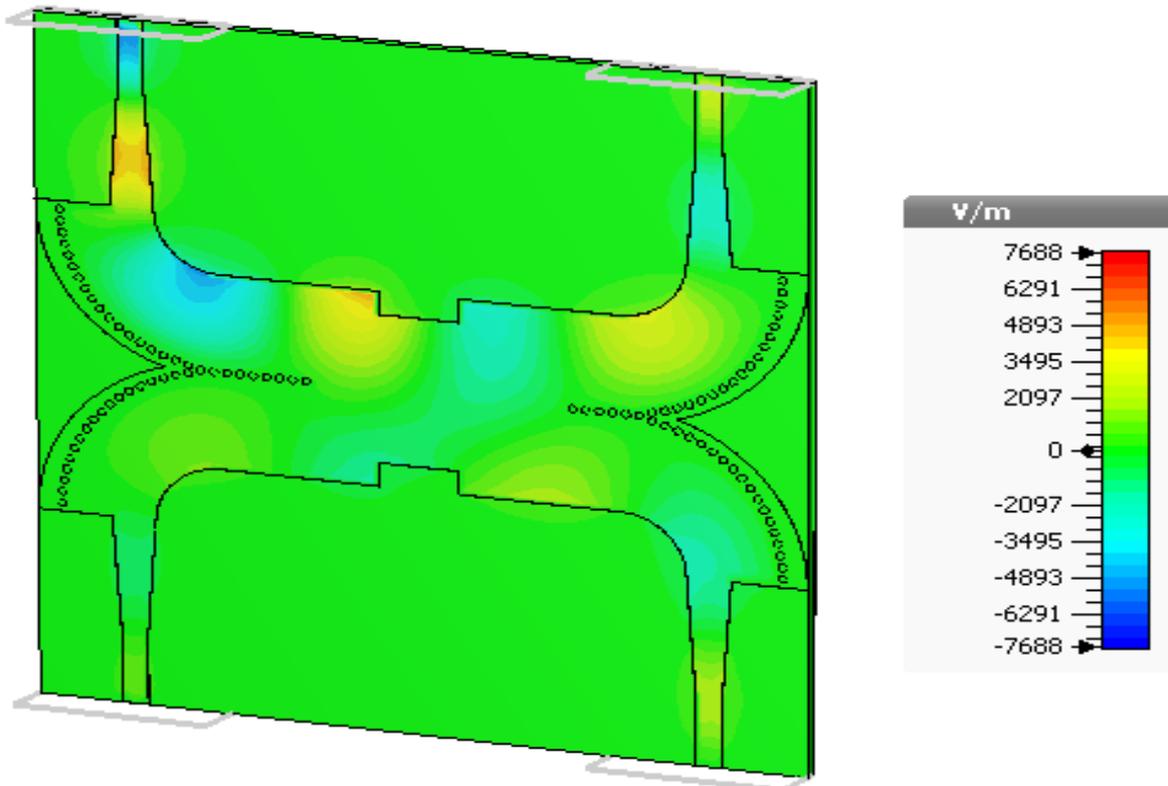


**Figure III.28 :** Différence de phase en fonction de  $S_{21}$  et  $S_{31}$  en bande S.

Nous déduisons de cette figure que la différence de phase entre  $S_{21}$  et  $S_{31}$  fluctue entre  $-90^\circ$  et  $+90^\circ$  sur toute la bande de fonctionnement qui s'étale entre [2-8 GHz].

La figure suivante illustre la distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  dans la troisième structure proposée en bande S.





**Figure III.29** : Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  à  $f = 6$  GHz.

Les résultats obtenus confirment le caractère directif du coupleur SIW half-mode. La puissance injectée au port 1 est divisée équitablement dans les ports de sortie 2 et 3. On distingue en particulier que le port 4 est isolé et aucune puissance n'est transmise à celui-ci. Le coupleur est dans un bon état de fonctionnement.

#### III.4. Conception du coupleur cruciforme SIW fonctionnant dans la bande S [144]

Dans cette partie, nous allons concevoir un guide SIW croisé perpendiculairement dit coupleur cruciforme, possédant toujours quatre ports de façon similaire. Ce type de coupleur a bien été défini dans le seconde chapitre.

Des études ont montré 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 positions afin d'obtenir des résultats exploitables et un coupleur performant.

Nous allons injecter deux vias dans notre coupleur, ces deux vias vont déplacer sur la diagonale de telle façon à ce que la distance «  $x$  » entre ces derniers va diminuer graduellement.

Pour cela nous avons inséré une équation à chaque vias sous la forme suivante :

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

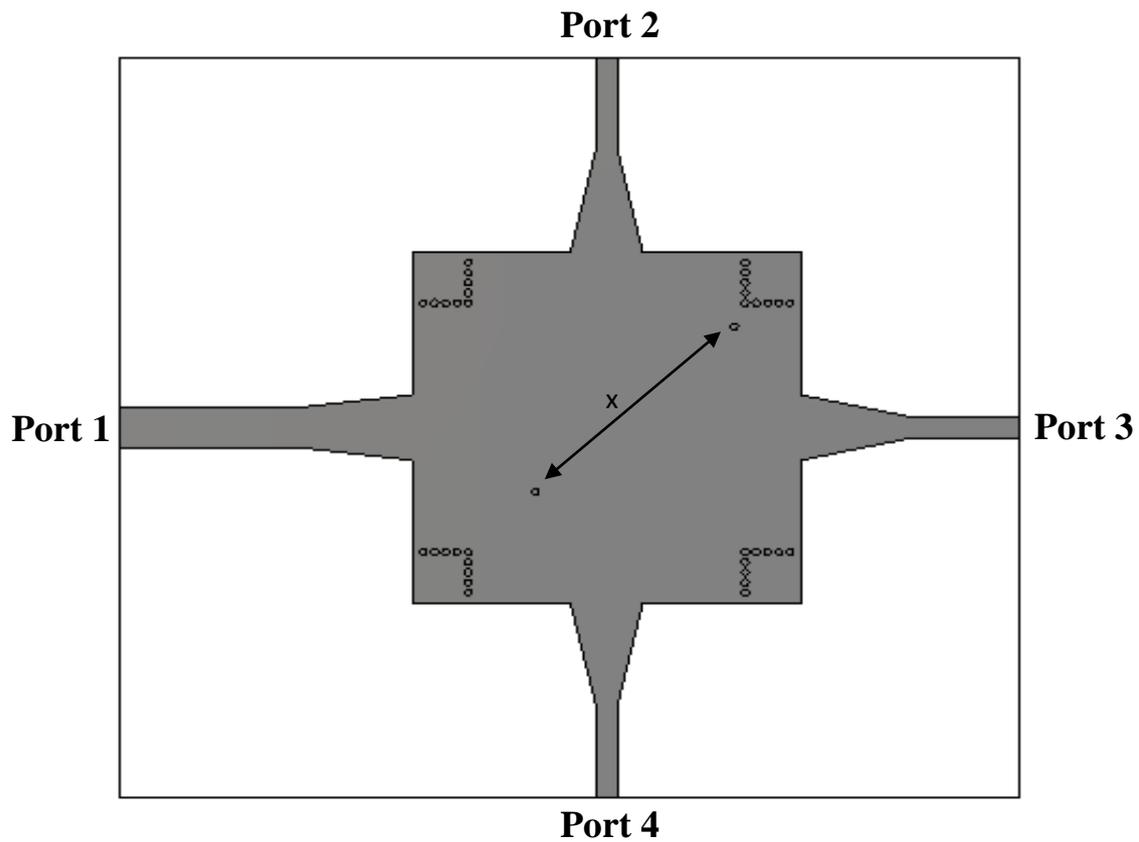


Figure III.30 : Structure du coupleur SIW avec deux vias opérant dans la bande S.

Les performances du coupleur SIW réalisées avec deux vias sont observées sur la figure III.31.

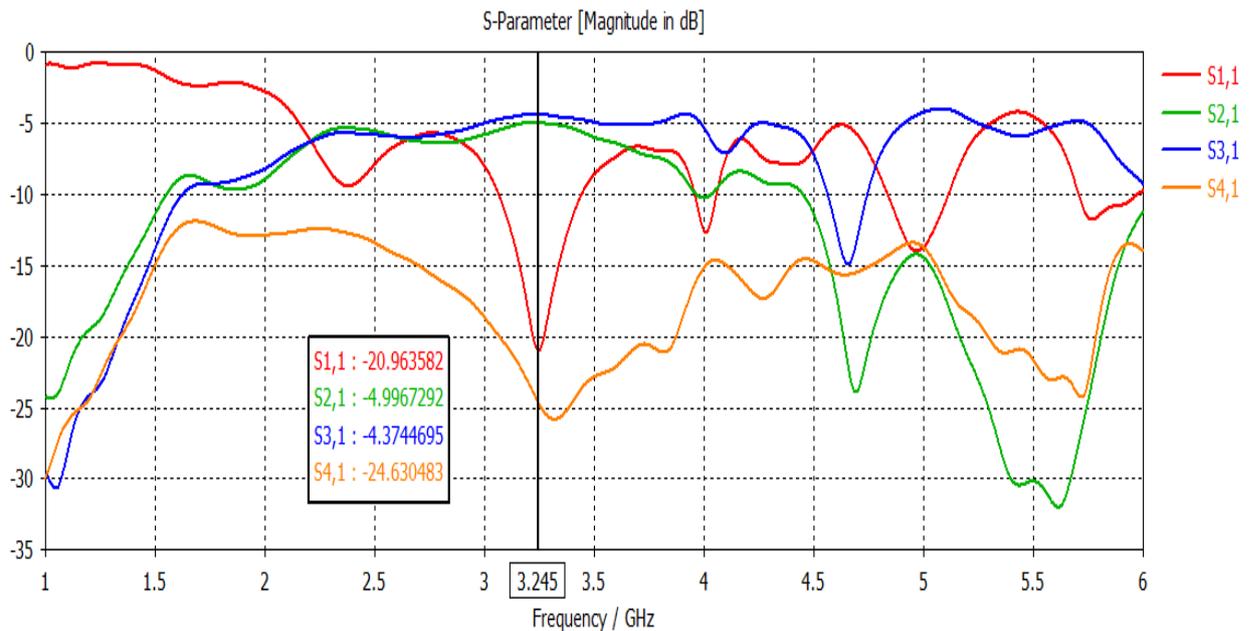
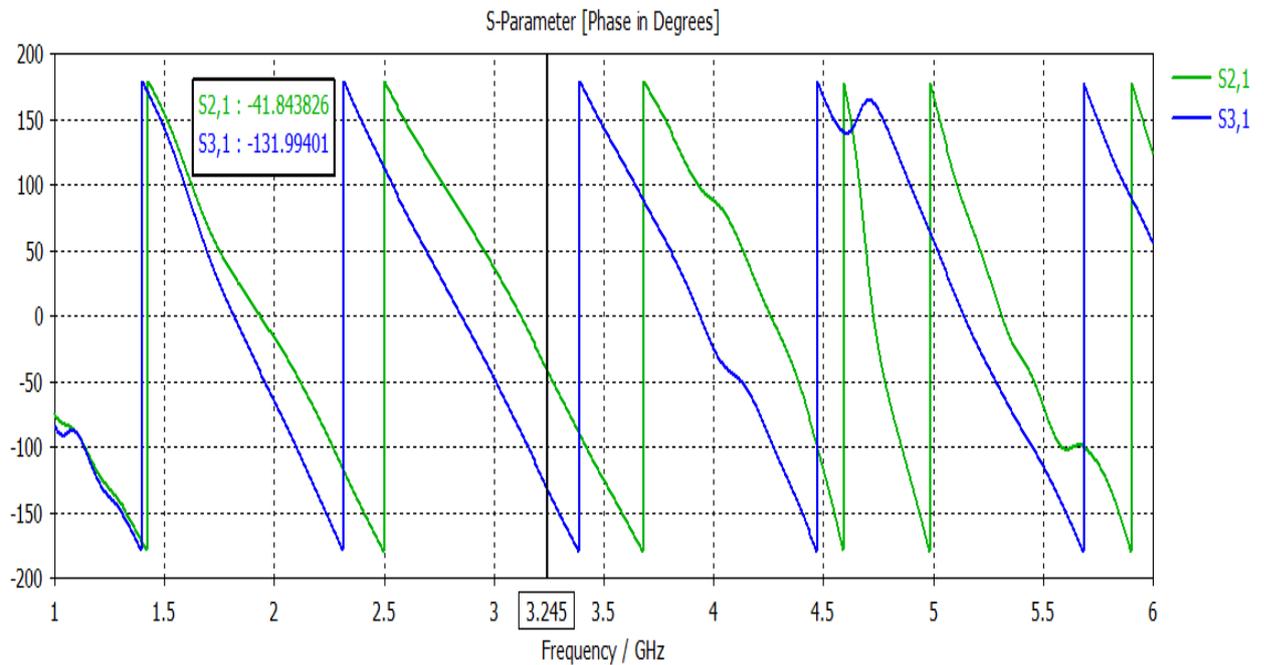


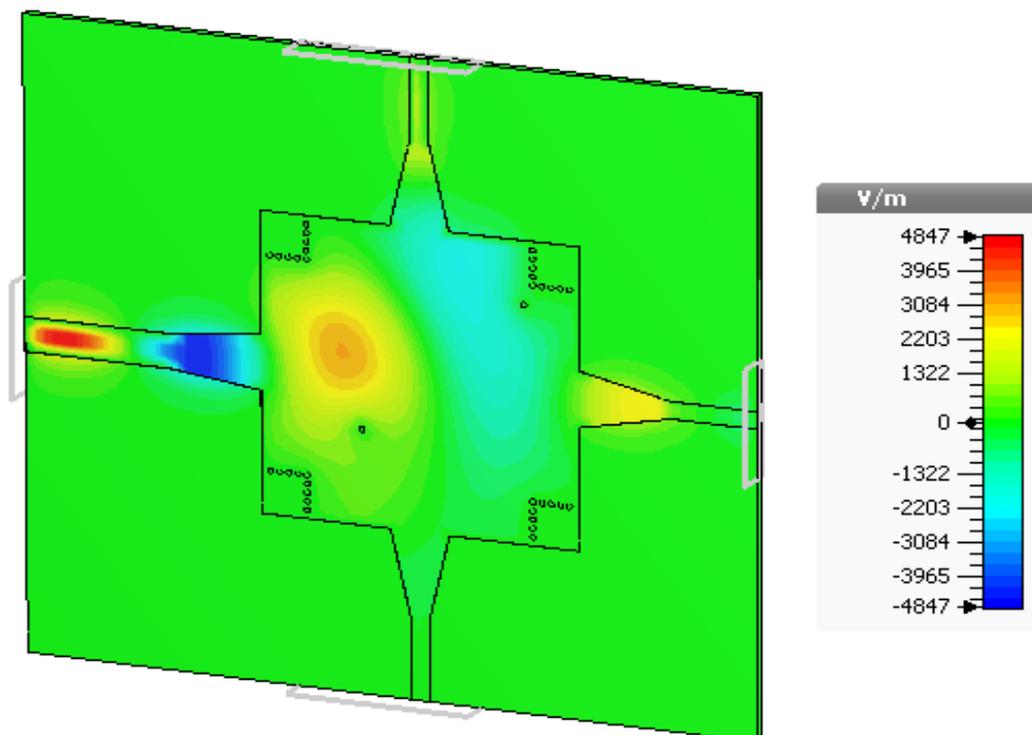
Figure III.31 : Résultats de simulation des S-paramètres.

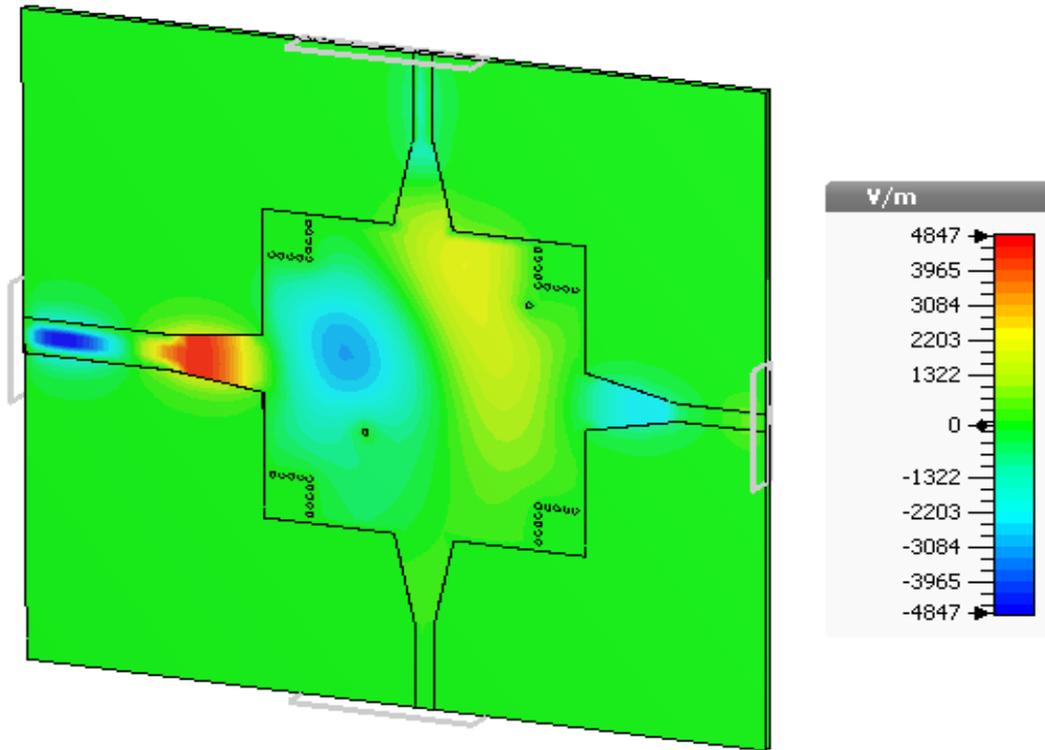
Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le coefficient d'isolation  $S_{41}$  sont inférieurs à -20 dB avec des pics qui atteignent -20.96 dB et -24.63 dB respectivement sur la bande de fréquence de [1-6] GHz. Les paramètres de transmission  $S_{21}$  et  $S_{31}$  sont égale -4.99 dB et -4.37 dB respectivement dans la bande de fréquence considérée. La différence de phase entre le port 2 et 3 est représentée sur la figure III.31. Elle oscille entre  $90^\circ$ .



**Figure III.32 :** Différence de phase en fonction de  $S_{21}$  et  $S_{31}$  en bande S.

La représentation du champ électrique est illustrée dans la figure suivante :





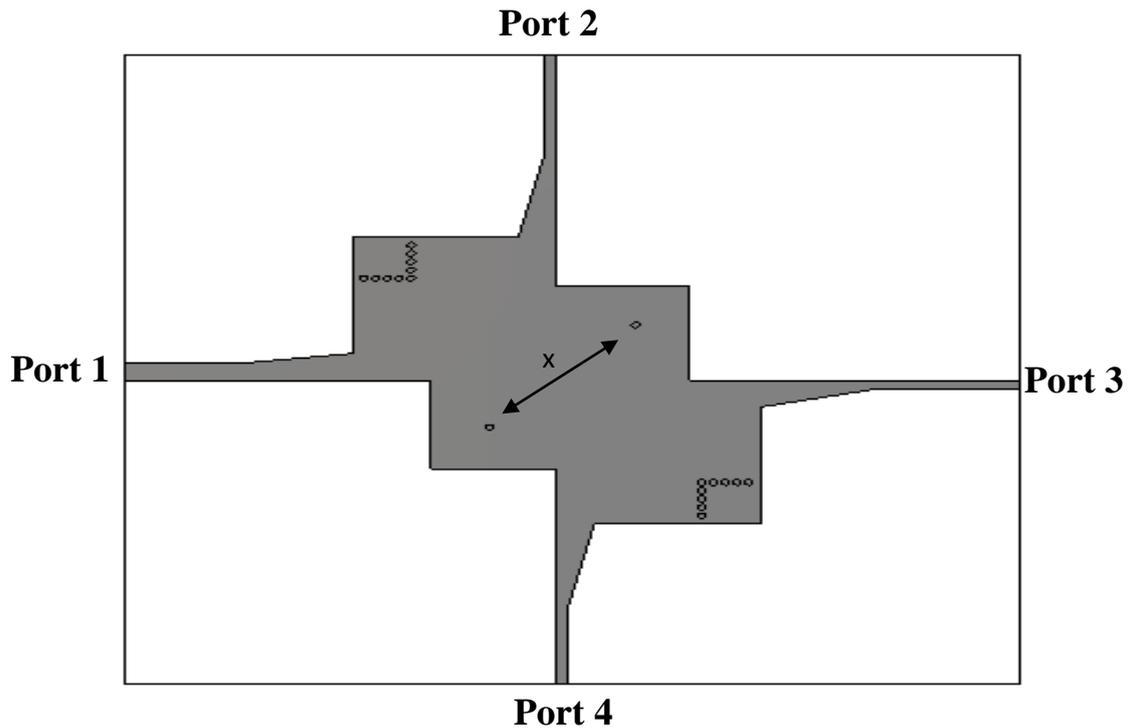
**Figure III.33** : Distribution du champ électrique à  $f = 3.5$  GHz.

#### III.4.1 La conception du coupleur cruciforme SIW half-mode hyperfréquence (-3 dB) fonctionnant dans la bande S

Cette partie est consacrée à la présentation des nouvelles topologies originales des coupleurs cruciforme -3dB half-mode en technologie SIW opérant en bande S possédant quatre ports, que nous pouvons concrétiser à partir de la structure du coupleur directif SIW étudié précédemment sachant qu'il faut avoir un déphasage de  $90^\circ$ , ainsi que leurs résultats de simulations, en utilisant le simulateur CST Studio Suite.

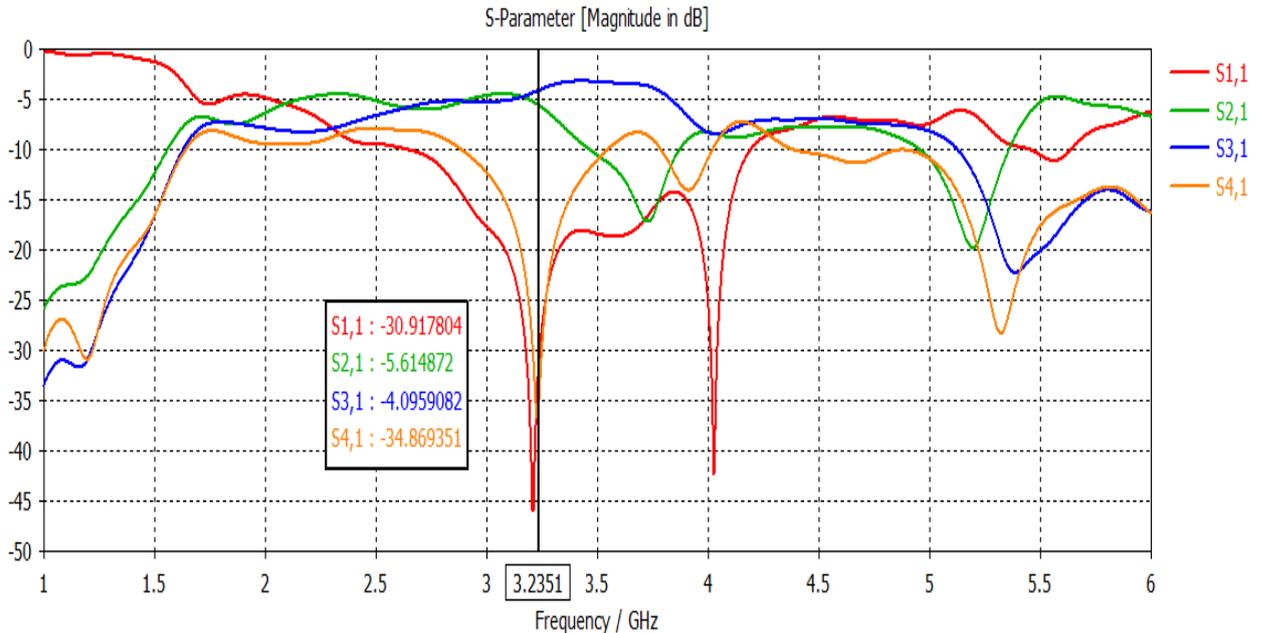
Afin de réaliser ce coupleur cruciforme SIW half-mode, nous avons coupé notre coupleur précédent sans détériorer les performances

La topologie mentionnée sur la figure III.32 montre un coupleur cruciforme SIW half-mode de quatre ports avec ces différents paramètres.



**Figure III.34** : Nouvelles structure du coupleur cruciforme SIW half-mode en bande S.

La simulation de cette structure du coupleur cruciforme SIW half-mode, présentés sur la figure III.33.

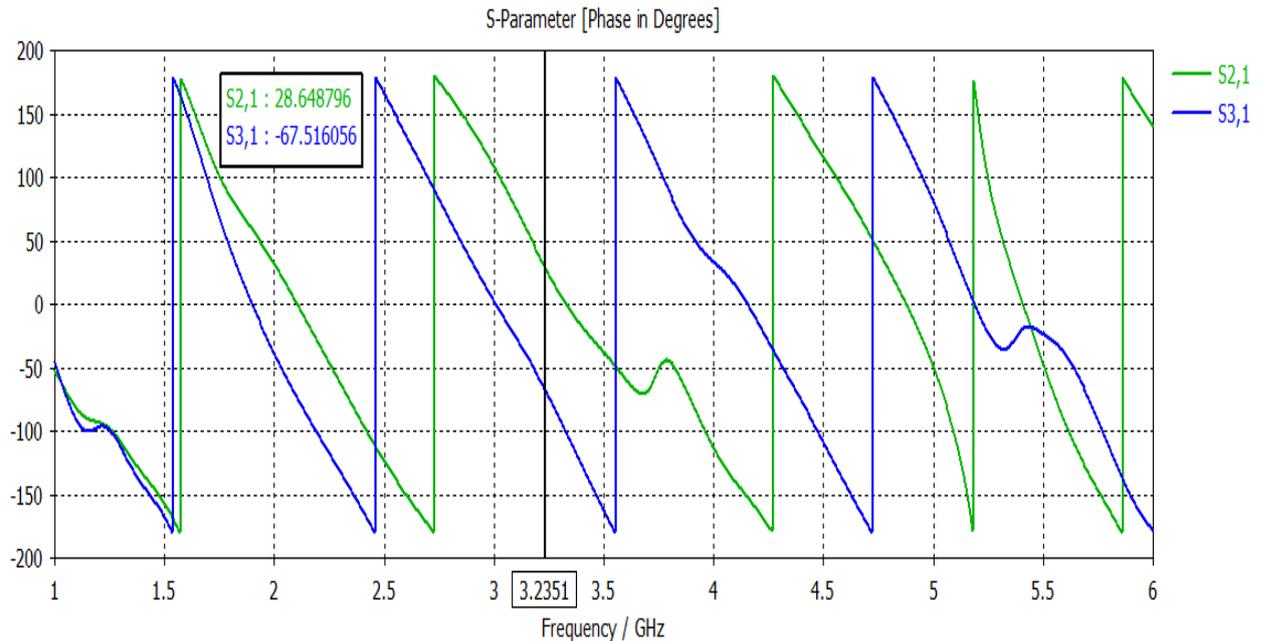


**Figure III.35** : Résultat de simulation de la nouvelle topologie du coupleur cruciforme SIW half-mode en bande S.

D'après la simulation, nous avons observée qu'un bon couplage est obtenu pour un nombre de vias égale à deux. Pour les deux paramètres  $S_{21}$  et  $S_{31}$  il y a une transmission maximale qui atteint -5.61 et -4.09 dB respectivement. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  atteint

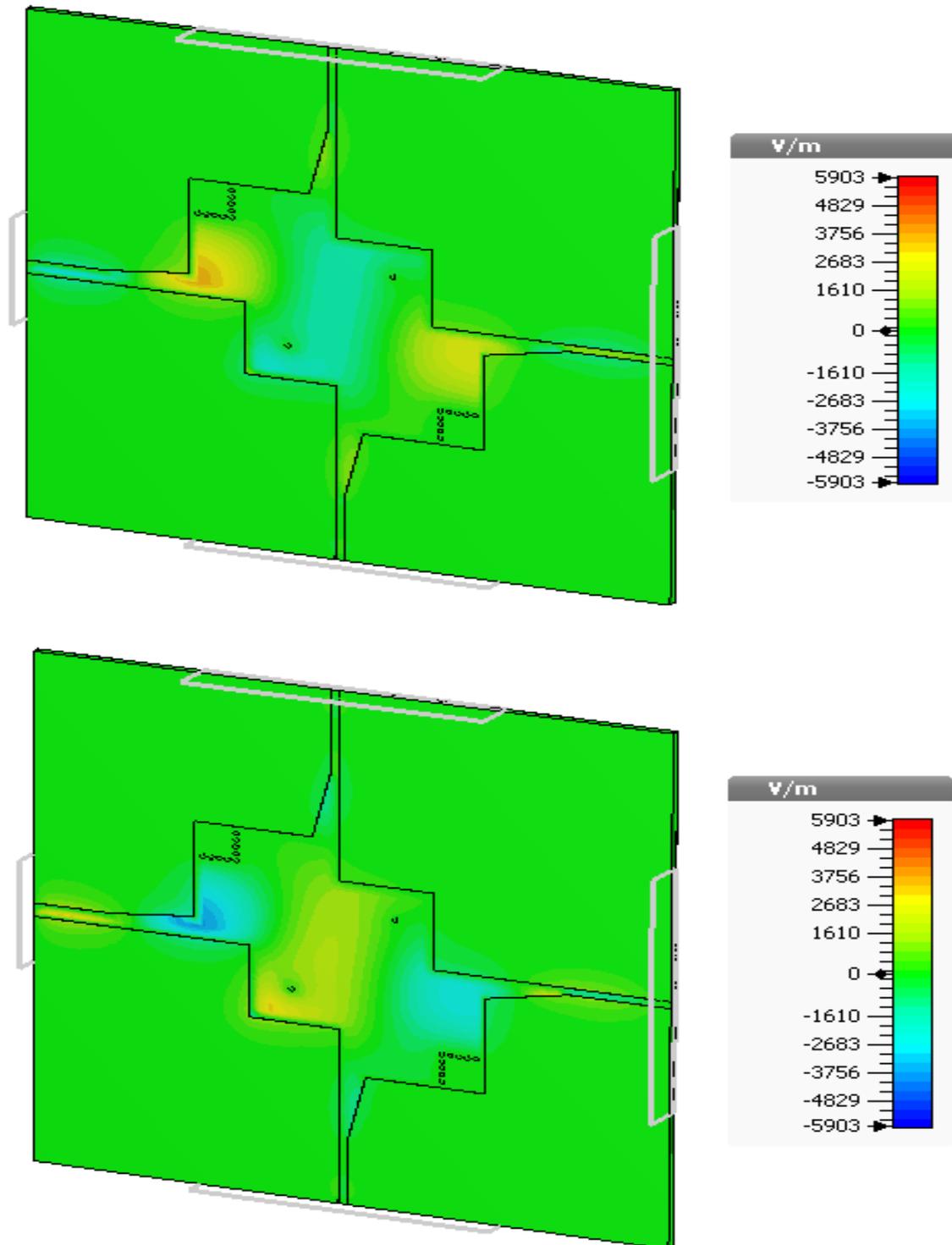
-30.91 dB et le coefficient d'isolation  $S_{41}$  atteint -34.86 dB sur la plage de fréquence de [1-6 GHz].

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



**Figure III.36** : Déférence de phase en fonction de  $S_{21}$  et  $S_{31}$  en bande S.

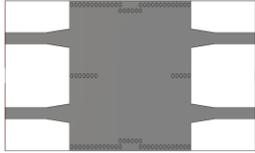
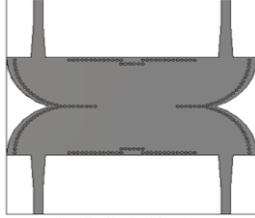
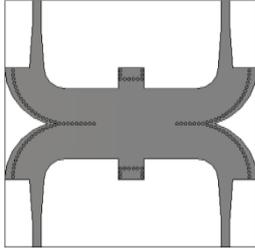
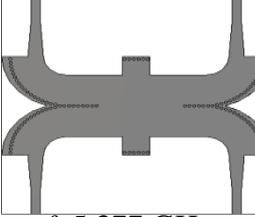
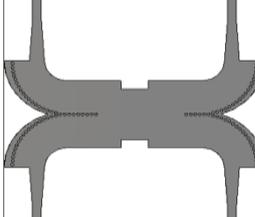
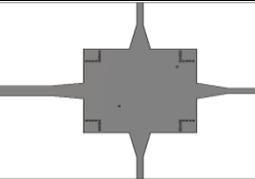
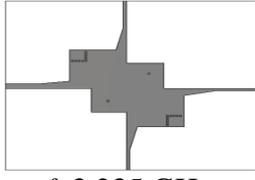
Le déphasage entre le port 2 et 3 éteindre  $90^\circ$ . La représentation du champ électrique autour de 3.5 GHz est illustrée dans la figure suivante :



**Figure III.37** : Distribution du champ électrique à  $f = 3.5$  GHz.

### III.5 Comparaison entre les coupleurs directifs

Nous récapitulons sur le tableau ci-dessous les différents résultats des coupleurs obtenus en termes d'adaptation d'isolation, de couplage et de phase.

Topologie	$S_{11}$ [dB]	$S_{21}$ [dB]	$S_{31}$ [dB]	$S_{41}$ [dB]	$\angle S_{21}^\circ - \angle S_{31}^\circ$
 $f=5.377$ GHz	-21.85	-4.87	-6.99	-22.11	90.83
 $f=5.96$ GHz	-19.98	-6.11	-6.20	-28.64	90.68
 $f=6.125$ GHz	-32.82	-6.02	-5.21	-24.50	91.52
 $f=5.377$ GHz	-21.85	-4.87	-6.99	-22.11	90.83
 $f=4.562$ GHz	-24.69	-5.23	-5.99	-22.93	90.72
 $f=3.245$ GHz	-20.96	-4.99	-4.37	-24.63	90.15
 $f=3.235$ GHz	-30.91	-5.61	-4.09	-34.86	96.15

**Tableau III.2** : comparaison entre les différents coupleurs -3 dB/ 90°.

### III.6 Conclusion

Dans ce chapitre les coupleurs directifs sont simulés et présentés dans la bande S. Les coupleurs directifs en technologie SIW, traduisant des jonctions à quatre ports, ont été analysés. D'une part, elle nous a permis d'appliquer nos connaissances sur le logiciel CST et d'autre part, elle nous a donné la possibilité de connaître le fonctionnement des coupleurs et leurs intérêts.

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

# **Conclusion**

## **Générale**

## CONCLUSION GENERALE

Le développement des systèmes de télécommunication spatiales (satellite, téléphone cellulaire, radio mobile, etc.) fonctionnant à des hyperfréquences exige la conception, la modélisation et la caractérisation de nouveaux composants passifs et actifs utilisés pour les équipements de communication.

De même, l'amélioration des performances de ces systèmes nécessite l'utilisation de nouvelles technologies de fabrication avancées et la conception de nouvelles structures. Parmi ces technologies, on cite la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (SIW).

Ce mémoire était pour but de présenter les principales étapes d'une étude de recherches et de développement appliquée à la conception des coupleurs directifs -3 dB half-mode hyperfréquence à base de la technologie SIW. Ce travail est divisé en trois chapitres.

Dans le premier chapitre, une présentation générale des guides d'ondes classiques. Ces guides peuvent être classées selon trois types : la guides d'ondes circulaire Elliptique et guides d'ondes rectangulaire. Ensuite nous avons présenté la technologie planaire et la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW (substrate integrated wave guide). Cette présentation a été étudiée afin de connaître les besoins et les performances des coupleurs directifs SIW.

Le second chapitre était réservé à un rappel sur la théorie des coupleurs directionnels ainsi que leurs types et applications dans le domaine micro-onde.

Enfin le troisième chapitre a consisté en l'essentiel de notre contribution de recherche dans la technologie SIW. Il est consacré à la présentation des résultats de simulation qui porte sur la conception des guides SIW opérant dans la bande S et à base de ces guides d'ondes nous avons réalisés des coupleurs directifs -3 dB opérant dans la même bande. Ensuite ont été étudiées théoriquement et vérifiées pratiquement selon divers changement des paramètres géométriques pour une nouvelles architectures originales des coupleurs directifs -3 dB half - mode hyperfréquence opérant en bande S en Technologie SIW. Ont été développés et conçu en employant le simulateur commercial disponible au niveau du laboratoire de télécommunication CST Studio Suite.

En conclusion, nous pouvons dire que les résultats obtenus concernant la conception des coupleurs directifs SIW half-mode hyperfréquence constitue une première étape vers la caractérisation de couplage, de transmission et d'adaptation. Ces différents dispositifs peuvent être employés pour les applications de télécommunication spatiales. Elle nous a permis

## **CONCLUSION GENERALE**

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 dans les systèmes du futur.

# **Annexe**

## ANNEXE

Dans cette partie, nous avons présenté le logiciel de simulation CST Studio Suite, cet outil permet de réaliser plusieurs structures électromagnétiques avec différentes grandeurs et dimensions, pour la simulation et la conception.

### **I.1. Présentation du logiciel de simulation CST Studio Suite**

Aujourd'hui, le développement des programmes informatiques est basé sur les logiciels de simulations les plus utilisés dans les différents domaines.

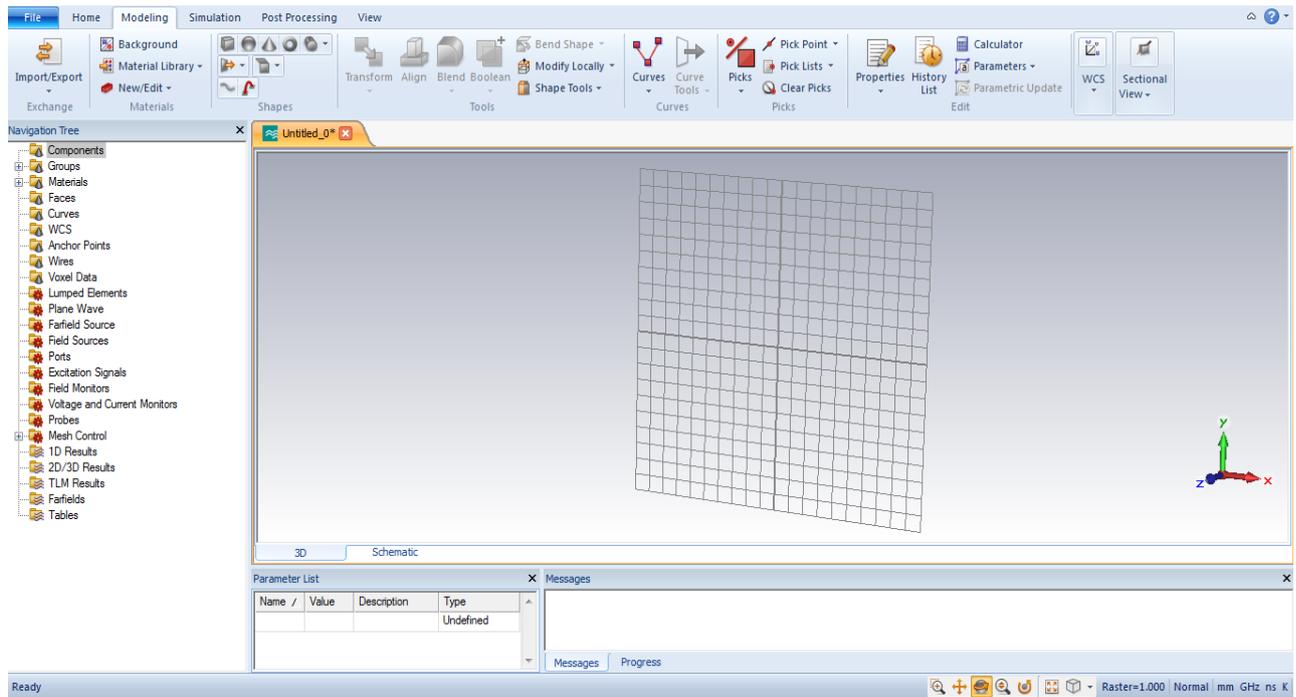
Dans le domaine électromagnétique plusieurs logiciels de simulation sont disponibles, parmi ces logiciels, nous allons utiliser le logiciel de simulation électromagnétique CST Studio Suite.

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 Studio Suite est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passive en 3 dimensions (3D) basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales. CST permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle.

#### **I.1.1. Description du logiciel de simulation CST Studio Suite**

CST Studio Suite est un logiciel complet pour l'analyse et la conception électromagnétique dans la bande des hautes fréquences. Il simplifie le processus de saisie de la structure et la définition des équipements en fournissant une interface graphique de modélisation puissante et solide (Figure A.1). Le moteur de simulation soit lancé, après la modélisation du composant.



**Figure A.1 :** Interface graphique de CST Studio Suite.

### I.1.2 Modules de CST

L'outil CST Studio Suite propose un certain nombre de solveurs pour différents types d'application [152].

**a) Solveur transitoire :**



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

**b) Solveur fréquentiel :**



Il est constitué d'un solveur général basé sur une méthode fréquentielle, comme le solveur transitoire. Le type de maillage change selon la structure étudiée.

**c) Solveur modal :**



Ce solveur est dédié à des simulations de structures fermées résonantes. Les résultats obtenus sont la distribution des modes ainsi que les fréquences de résonance de la structure [153].

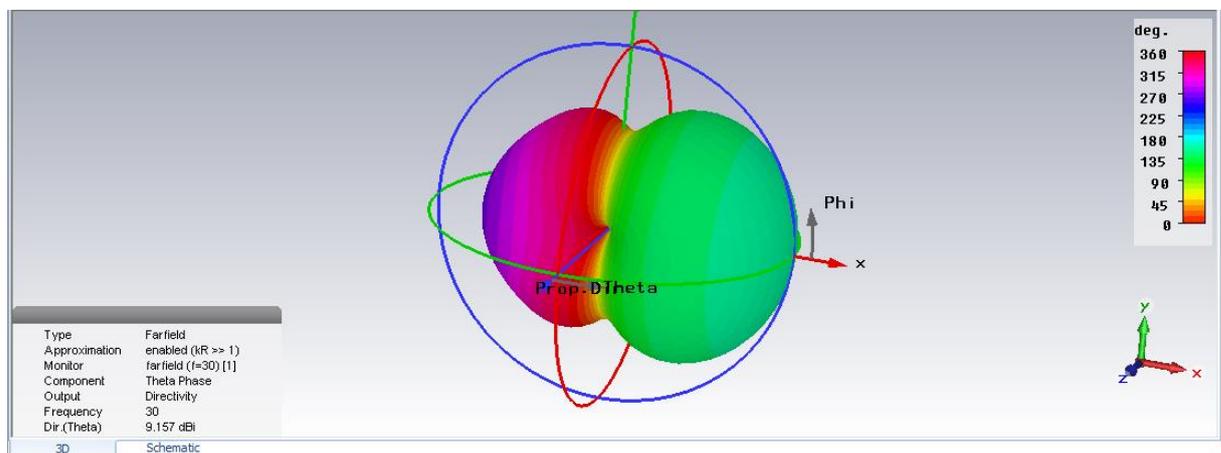
#### d) Solveur intégral :



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.

Pour mieux répondre aux applications particulières, 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, coupleurs, filtres, antennes ...etc.

Nous avons choisi ce logiciel car son utilisation est très avantageuse en termes de temps de calcul pour notre simulation.



**Figure A.2 :** Illustration de l'outil CST.

## I.2. Caractéristiques du logiciel CST Studio Suite

Le logiciel CST Studio Suite à plusieurs caractéristiques, on site :

- ✓ La bonne mémoire technique et la rapidité.
- ✓ La structure peut être vue soit comme un schéma ou un modèle 3D.
- ✓ Une bonne base de données des matériaux.
- ✓ Très bonne performance en raison de rapprochement frontière parfaite (PBA).
- ✓ Importation d'un ensemble de données modèle humain visible ou d'autres ensembles de données.
- ✓ Interface utilisateur graphique basée sur Windows XP, Windows Vista, Windows 7 et Linux.
- ✓ L'importation de modèles 2D et 3D.

### I.3. Les modules d'exécution du logiciel CST

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

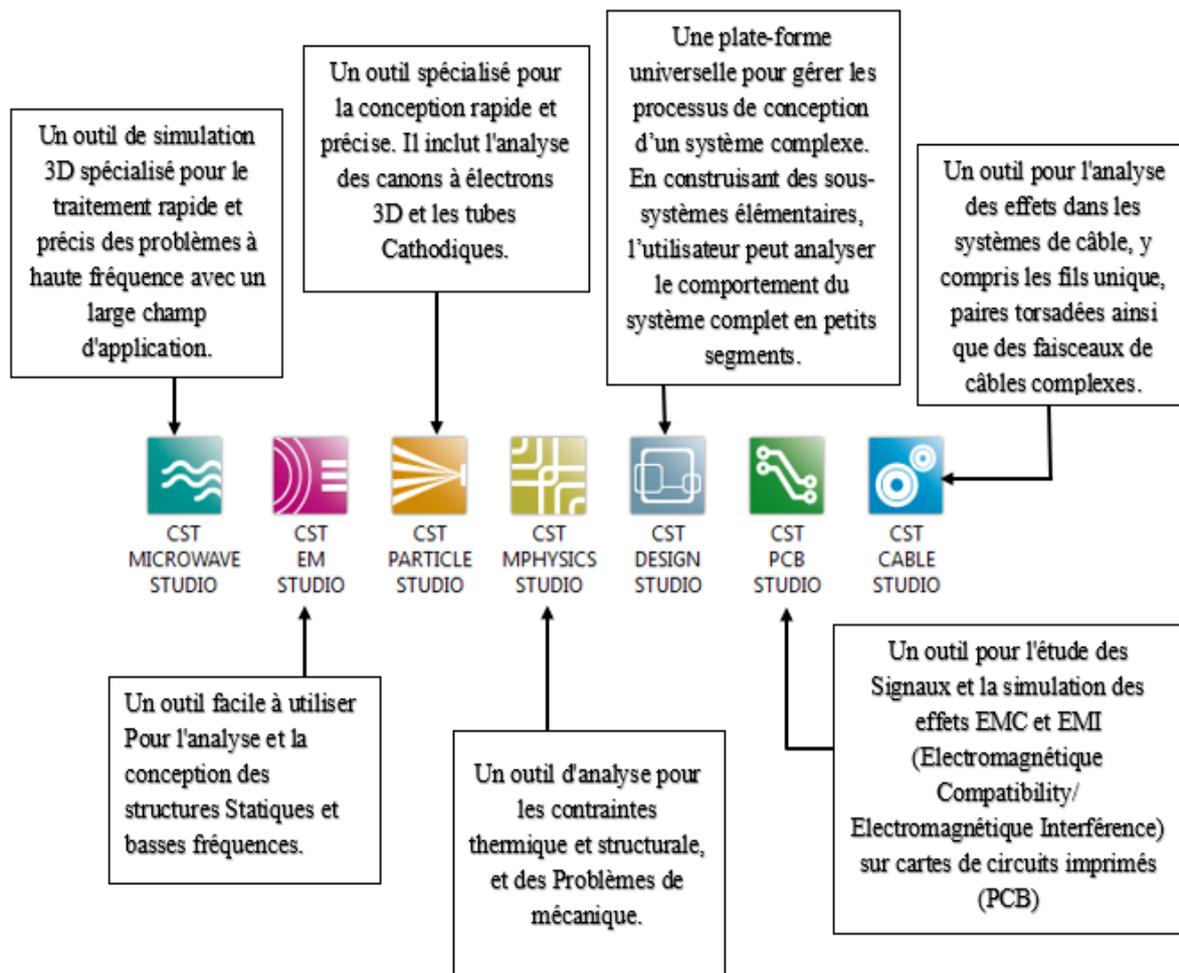


Figure A.3 : Les modules d'exécution de logiciel CST.

#### I.3.1. La méthode qui décrit la structure

Les méthodes qui décrivent la structure sont :

- Modélisation du diélectrique.
- Modélisation du conducteur interne à l'intérieur de la partie diélectrique.

Après démarrage de l'environnement CST de conception et la création d'un nouveau projet CST Studio Suite, la sélection du modèle de base doit être le plus proche possible du diélectrique à concevoir.

### **I.3.2. Principales étapes d'une réussite de la simulation**

Pour une simulation réussite, nous avons les étapes suivantes :

- ✓ 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.
- ✓ Début de simulation.

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

**Référence**  
**Bibliographique**

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] L. YOUNG, E. M. T. JONES, G. MATTHAEI, "Microwave filters, impedance matching networks, and coupling structures," Boston, Artech House, 1980, ISBN : 978-0890060995.
- [2] R.H. JANSEN, N.H.L. KOSTER, M. KIRSCHNING, "Measurement and computer aided modeling of micro strip discontinuities by an improved sonator method," IEEE MTT-S International Symposium Digest, pp. 495-497, 1983.
- [3] B.H. Ahmad, A.R.B. Othman, S.S. Sabri, "A review of Substrate Integrated Waveguide (SIW) band pass filter based on different method and design," Applied Electromagnetics (APACE), IEEE Asia-Pacific Conference on, vol. 50, no. 3, pp. 210-215, Dec 2012.
- [4] Y. Zhang, B. Yan, P. Qiu, "A Novel millimeter-wave Substrate Integrated Waveguide (SIW) filter buried in LTCC," Microwave Conference, APMC 2008. Asia-Pacific, pp. 1- 4, Dec 2008.
- [5] Paul F. Combes, "Lignes, guides et cavités", édition Dunod 2006, collection sciences sup.
- [6] M. Ando, J. Hirokawa, "Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates" IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. 46, pp. 625-630, May 1998.
- [7] K. Wu, F. Xu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide" IEEE Trans Microwave Theory Tech, vol. 53, pp. 66-72, 2005.
- [8] BENDIABDALLAH Zakaria Amine et BOUDJELAL Yassamina Ikram, << Nouvelles Topologies des Filtres Passe-bandes À base de la Technologie SIW Opérant en bandes Ku, C et S Pour des applications satellitaires >> L'UNIVERSITE DE TLEMCEM, Juin 2015.
- [9] BERRAYAH Abdelnasser KIRIA Wafaa « NOUVELLES CONFIGURATIONS DES FILTRES À CAVITES RESONANTES LATERALES EN BANDE S ET C POUR LES APPLICATIONS SPATIALES À BASE DE LA TECHNOLOGIE SIW » Université de Tlemcen, Faculté de Technologie, Mai 2016.
- [10] Chapitre 09 ; propagation d'ondes [Document Web]. Adresse Web : [www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/ch09.pdf](http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/ch09.pdf)
- [11] Site web : <https://couleur-science.eu/?d=2015/01/20/21/29/32-les-equations-de-maxwell-expliquées-simplement>.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [12] CHERIFI Hakima, MIRAOUI Lemya « Conception des Nouvelles Configurations des Filtres Hyperfréquences par Technologie SIW » Université de Tlemcen, Faculté de Technologie, juin 2017.
- [13] GARREAU Jonathan. « Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybride planaire SIW en technologie LTCC », Université de Bretagne, Décembre 2012.
- [14] Laribi MEJDI, « conception d'une antenne cornet-SIW a gain variable », université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, avril 2014.
- [15] H. Fujiwara, "Spectroscopic Ellipsometry" Japanese Edition, Copyright 2003, ISBN 4 621072536, pp. 177-181.
- [16] Licence de Physique - Univ. De Cergy-Pontoise. Propagation d'Ondes EM dans un guide à section rectangulaire. « PARTIE THEORIQUE : ONDES TRANSVERSALE ELECTRIQUE (TE) ET TRANSVERSALE MAGNETIQUE (TM) DANS UN GUIDE D'ONDE A SECTION RECTANGULAIRE ».
- [17] SENHAJI Salima et KADROUCI Hanane Aouicha « NOUVELLES STRUCTURES DES RESEAUX D'ANTENNES ANTIPODALE DE TYPE VIVALDI ULB A RAYONNEMENT LONGITUDINAL EN TECHNOLOGIE SIW », Université de Tlemcen, Faculté de Technologie, Mai 2016.
- [18] Chapitre 2 : Guides d'onde GELE5223, Gabriel Cormier, Ph.D., ing. Université de Moncton, Automne 2010.
- [19] Thèse pour l'obtention du doctorat en électronique présentée par Benjamin POTELON « Etude et conception de filtres hyperfréquences hybrides planaires volumiques ». Matière Condensée [cond-mat]. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2007. Français.
- [20] Chapitre 2 : Guides d'onde GELE5223, Gabriel Cormier, Ph.D., ing. Université de Moncton, Automne 2010.
- [21] Thèse pour l'obtention du doctorat / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE « Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybride planaire SIW en technologie LTCC » présentée par Jonathan Garreau, le 5 décembre 2012.
- [22] Erwan Fourn. Etude et conception de systèmes de communication adaptatifs à base de MEMS aux longueurs d'ondes millimétriques. Electronique. Université de Bretagne Occidentale, 2004. Français.
- [23] Université du Maine –Faculté des Sciences, département physique ; Cour II : Propagation des ondes électromagnétiques en radioélectricité et guidage des hyperfréquences (microondes).

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [24] Chapter 8. Guides d'ondes, Resonant Cavités, et des fibres optiques : [Document Web]. Adresse Web : <http://physics.oregonstate.edu/~leeys/.../ph633/EMCh8.pdf>.
- [25] M.Ando, J. Hirokawa, "Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates," IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. 46, pp. 625-630, May 1998.
- [26] H. Chaker, M. Abri and H. A. Badaoui, Hybrid Evolutionary Algorithm Genetical Swarm Optimization for 1D and 2D Annular Ring Unequally Spaced Antennas Arrays Synthesis, Electromagnetics, Volume 36, Issue 08, pp 485-503, 2016.
- [27] H. Chaker, M. Abri and H. A. Badaoui, Multi-Beam Ring Antenna Arrays Synthesis by the Application of Adaptive Particle Swarm Optimization, Progress in Electromagnetics Research 50, 169-181, Vol. 50, 2016.
- [28] ABRI. M., Boukli-hacene. N and Bendimerad. F. T., 'Application of the genetic algorithm to the ring printed antennas arrays synthesis', International Journal of Modelling and Simulation. Volume 28, Number 2, pp. 174–181, 2008.
- [29] ABRI. M., Boukli-hacene. N., Bendimerad. F. T. and Cambiaggio. E, 'Design of Ring Printed Antennas Array for Dual Band', Microwave Journal, vol.49, no.5, p.228-232, 2006, May 2006.
- [30] ABRI. M., Boukli-hacene. N et Bendimerad. F. T., « Application du recuit simulé à la synthèse d'antennes en réseau constituées d'éléments annulaires imprimés » Annales des télécommunications, 60, N°11-12, pp. 1424-1440, 2005.
- [31] Soumia Didouh, Mehadji Abri, Hadjira ABRI Badaoui, 'A New C and Ku-band Logarithmically Periodic Linear Bowtie Antennas Array Design Using Lumped-element Equivalent Schematic Model', AEU - International Journal of Electronics and Communications, 2015, 69, 12, pp. 1766–1772.
- [32] Mohammed Moulay, Mehadji Abri, and Hadjira Abri Badaoui, 'Quad-Band Bowtie Antenna Design for Wireless Communication System Using an Accurate Equivalent Circuit Model', International Journal of Microwave Science and Technology, Article ID 637607, 2015.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [33] Mohammed Moulay, Mehadji Abri, 'Bowtie Antennas Design for Bluetooth/Wimax/Wifi Applications', international journal of microwave and optical technology, international journal of microwave and optical technology, Vol. 9, N°4, pp. 282-287, 2014.
- [34] Mohammed Moulay, Mehadji Abri and Hadjira Abri Badaoui, 'ARBITRARY SHAPED TRIPLE BAND BOWTIE ANTENNA DESIGN FOR WLAN APPLICATIONS', International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing, ICOSIP'2015, 8-9 November, Tlemcen, Algeria.
- [35] M. MOULAY, M. ABRI, H. ABRI BADAOU, 'Triple Band Antenna Design for LTE2300/WiMAX/WLAN Based on Equivalent Circuit Model', International Conference of ICT and Telecommunication, ICTTELECOM2015, 16-18 May 2015, Oran, Algeria.
- [36] M. MOULAY, M. ABRI and H. ABRI BADAOU, 'THREE BAND BOWTIE ANTENNA FOR LTE/BLUETOOTH/WLAN APPLICATIONS USING TRANSMISSION LINE APPROACH', Colloque international TELECOM'2015 & 9èmes JFMMA 13, 14, 15 mai 2015, Meknès- Maroc.
- [37] M. MOULAY, M. ABRI and H. ABRI BADAOU, 'Arbitrary shaped antenna design for LTE2300/LTE2500/WLAN applications', 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT), 25-27 May 2015. Tlemcen, Algeria.
- [38] Mohammed Messaoudene, Mehadji Abri, 'Series and Corporate Inset Fed Antennas Array Design for Wimax Applications Based on Modified Three Port Transmission Line Model', international journal of microwave and optical technology, Vol. 9, N°4, pp. 274-281, 2014.
- [39] M. Messaoudene, M. ABRI and H. Abri Badaoui, 'Conception et Optimisation des Réseaux d'Antennes à Encoches Par un Modèle Equivalent Rigoureux à Trois Ports Modifié Pour Systèmes UMTS', 9ème Conférence sur le Génie Electrique Bordj El Bahri, 14 -15 Avril 2015.
- [40] Salim Mohammed Bahloul, Mehadji Abri, 'Bi-band Linearly and Circularly Polarized Antennas Array Design using the Log Periodic Concept', international journal of microwave and optical technology, Vol. 9, N°4, pp. 267-273, 2014.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [41] Souaad Doucha and Mehadji Abri, 'New Design of Leaky Wave Antenna Based on SIW Technology for Beam Steering', *International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC)*, Vol.5, No.5, September 2013.
- [42] M. ABRI, N. BELGACEM and W. BELGACEM, 'NEW GSM, DCS and GSM/DCS PIFA ANTENNAS DESIGNS FOR WIRELESS NETWORKS APPLICATIONS', *Journal of Information & Network Security (IJINS)*, Vol.2, No.4, pp. 305-310, August 2013.
- [43] S. Didouh, M. ABRI, and F. T. Bendimerad, 'Corporate-Feed Multilayer Bow-Tie Antenna Array Design Using a Simple Transmission Line Model', *Modelling and Simulation in Engineering*, Volume 2012, Article ID 327901, 8 pages. Doi:10.1155/2012/327901.
- [44] B Haouzi, S Didouh, M Abri, Folded Log-periodic Bow-tie Antenna Array Modeling Using the Transmission Line Model: Ku band Application, *INTERNATIONAL ACADEMY OF MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY* 12 (3), 182-187, 2017.
- [45] S. Didouh, M. ABRI and F. T. Bendimerad, 'Multilayered BOW-TIE Antennas Design for RFID and Radar Applications Using a Simple Equivalent Transmission Line Model', *International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC)*, Vo. 4, No.3, pp. 121-131, May-June 2012.
- [46] Soumia Didouh, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, 'A novel design of bow-tie antennas array for uplink C-band applications based on fast and efficient computational equivalent model', *Seminar on Detection Systems Architectures and Technologies (DAT)*, 1-6, 2017. <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7889176/>
- [47] M. ABRI, H. Abri Badaoui, M. A. Belhadi, I. Kalai, 'Log Periodic Bow-Tie Antennas (Lpa) Design Using the Transmission Line Model', *journal of radio electronics*, N7, pp. 1-19, 2012.
- [48] M. F. Bendahmane, M. ABRI, F. T. Bendimerad and N. Boukli-Hacene, 'A Simple Modified Transmission Line Model for Inset Fed Antenna Design', *IJCSI International Journal of Computer Science Issues*, Vol. 7, Issue 5, pp. 331-335, (2010).

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [49] ABRI. M., Boukli-hacene. N, Bendimerad. F. T and Bousahla. M, “A Flexible Transmission Line Model for Series-line Antennas Array Design”. International Journal of Microwave and Optical Technology, ISSN 1553-0396, Vol 5, No. 2, pp. 69-75, mars 2010.
- [50] M. ABRI, H. BADAOUÏ and Z. BERBER, ‘A Bow-Tie Bluetooth/Wimax Antenna Design for Wireless Networks Applications’, International Journal of Information & Network Security (IJINS) Vol.1, No.3, August 2012, pp. 207-215 ISSN: 2089-3299.
- [51] M. ABRI, H. Abri Badaoui, H. Dib and A. S. E. Gharnaout, ‘Bi-band bow-tie antennas array design using a simple equivalent transmission line model’, International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC) Vol.4, No.4, pp 279-290, July 2012.
- [52] M. ABRI, H. Abri Badaoui, H. Dib and A. S. E. Gharnaout, ‘Bi-band bow-tie antennas array design using a simple equivalent transmission line model’, International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC) Vol.4, No.4, pp 279-290, July 2012.
- [53] M. ABRI, S. M. Bahloul and H. Abri Badaoui, ‘Multi-Layered Ring Log-Periodic Antennas Array Design for GPS Systems’, International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC), Vo. 4, No. 3, pp. 81-92, May-June 2012.
- [54] M. S. Bahloul, M. ABRI and F. T. Bendimerad, ‘Stacked Printed Antennas Array for C Band Applications’, international Journal of Distributed and Parallel systems (IJDPS), Vo. 3, N. 3, pp. 275-286. May-June 2012.
- [55] Y. Belhadef, N. Boukli-Hacene and M. ABRI, ‘Miniature Wideband Antennas Cover 900 And 1800 MHz’, Microwaves and RF journal, vol. 48, no. 9 , Sep 2009.
- [56] Souad BERHAB, Mehadji ABRI, Ramzi GHARBI, ‘Slotted Microstrip Patch Antenna Analysis Based on the Wave Concept Approach’, International Conference on Automatic, Telecommunication and Signals, ICATS 2015, November 16-18, annaba, Algeria.
- [57] Berhab Souad, Abri Mehadji and Gharbi Ramzi, ‘New designs of Inset-Fed and Fractional Printed Antennas Analysis base on WCIP Technique’, International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing, ICOSIP’2015, 8-9 November Tlemcen, Algeria.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [58] S. Berhab and M. ABRI, 'Analyse of Planars Structures by Using the Iterative Method In Multilayer Configuration', 9ème Conférence sur le Génie Electrique Bordj El Bahri, 14 - 15 Avril 2015.
- [59] Souad Berhab, Mehadji Abri, Ramzi Gharbi, Rigorous iterative full wave method for the analysis of multi-band arbitrary U shaped antennas, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, 10, pp. 2358-2364, 2016.
- [60] N Belgacem, M Abri, W Belgacem, A Compact Multi-band PIFA Antenna for UMTS and WLAN Mobile Applications, *ACM International Conference Proceedings Series of International Conference on Computing Wireless & Communication Systems, ICCWCS'17*, November 14–16, 2017, Larache, Morocco.
- [61] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, et P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, Second edition. Artech House Publishers, 1996.
- [62] M.A BOUSMAHA, *Analyse et Conception de Nouvelles Structures de Filtres Large Bandes pour des Applications en Télécommunications*, Thèse de Magister Télécommunications et Informatique Spatiales, Université de Tlemcen, 2011.
- [63] C. P. Wen, « Coplanar Waveguide, à Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications », in *Microwave Symposium, 1969 G-MTT International*, 1969, p. 110 -115.
- [64] E. Rius « Modélisation de la technologie uniplanaire par la méthode des différences finies. Application au couplage et au filtrage » Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale Brest, N° d'ordre 324, décembre 1994.
- [65] W. Menzel, W Schwab « Compact multilayer filter structures for coplanar MMICs » *IEEE Microwave and Guided Wave Letters* vol. 2, n°12, Décembre 1992.
- [66] Jonathan Garreau, "Etude de filtres hyperfréquences SIW et hybride-planaire SIW en technologie LTCC", Thèse de Doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Décembre 2012.
- [67] A CHU, L. CHU, D. SLOAT, M. THEOBALD, J. TEUNAST, T. LITCHFIELD and al, "Low Cost Millimeter Wave Monolithic Receivers" *Microwave and Millimeter-wave Monolithic Circuits*, pp.63-67, 1987.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [68] T. YONEYAMA and S. NISHIDA, "Non radiative dielectric wave guide for millimeter wave integrated circuits" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp.1188-1192, November 1981.
- [69] F. Shigeki, "Waveguide line," Japanes patent : JP 06 053711, 1994.
- [70] K. Leahy, B. Flanick, K. A. Zak, A. Piloto, "Waveguide filtershaving a layered dielectric structures," Jan 1995.
- [71] J. Hirokawa, T. Yamamot, A. Akiyama, N. Kimura, Y. Kimura, N. Goto, M. Ando, "Novel single-layer waveguides for high-efficiency millimeter-wavearrays," IEEE Millimeter wavesconferenceproceedings, pp. 177-180, Jan 1997.
- [72] J. Hirokawa, T. Yamamot, A. Akiyama, N. Kimura, Y. Kimura, N. Goto, M. Ando, "Novel single-layer waveguides for high-efficiencymillimeter-wavearrays," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 46, no. 6, pp. 792-799, Jan 1998.
- [73] Dominic Deslandes and Ke Wu, "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in PlanarForm", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol 11, No.2, February 2001.
- [74] A. Adabi and M. Tayarani. "Substrate Integration of Dual Inductive Post WaveguideFilter", Electrical Engineering Department IUST UniversityNarmak, Tehran, Iran Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 7, 321–329, 2008.
- [75] Tan Ke-jun, LuanXiu-zhen, "Compact Directional Coupler Based on Substrate Integrated Waveguide", IEEE Microwave and Wireless Components Letters -September 2009.
- [76] Z.C. Hao, W. Hong, J.X. Chen, H.X. Zhou and K. Wu, "Single-layer substrate integrated waveguide directional couplers", IEE Proc. -Microw. Antennas Propag., Vol. 153, No. 5, October 2006.
- [77] Z. C. Hao, W. Hong, J. X. Chen, X. P. Chen and K. Wu, "Planardiplexer for microwave integrated circuits", IEE Proc. -Microw. Antennas Propag., Vol. 152, No. 6, December 2005.
- [78] Xinyu Xu, Renato G. Bosisioand and Ke Wu, "A New Six-Port Junction Based on Substrate Integrated Waveguide Technology", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 53, No. 7, July 2005.
- [79] Wu Li-nan. Zhang Xu-chun. Tong Chuang-ming. Zhou Ming "A New Substrate Integrated Waveguide Six-port Circuit "Missile Institute of Air Force Engineering University Sanyuan Shanxi 713800, China, 2010 IEEE.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [80] Wenquan Che, Xiao Jing Ji, Edward K. N. Yung, "Miniaturized Planar Ferrite Junction Circulator in the Form of Substrate-Integrated Waveguide", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering* 2007.
- [81] Zhongli Shi, Zhenhai Shao, "Design of Ka-Band Substrate Integrated Waveguide Circulator", *International conference on Computational problems solving (ICCP)*, pp.260-262, 2010.
- [82] W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu, T. J. Cui, L. Yan, "Simulation and experiment on SIW slot array antennas," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett*, vol. 14, no. 9, pp. 446- 448, 2004.
- [83] W. Hong, K. Wu, Y. J. Cheng, "Design of a monopulse antenna using a Dual V-Type Linearly Tapered Slot Antenna (DVL TSA)," *IEEE Trans. Antennas Propagat*, vol. 56, no. 9, pp. 2903-2909, 2008.
- [84] K. Wu, Y. Cassivi, "Low cost micro wave oscillator using substrate integrated Waveguide cavity," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett*, vol. 13, no. 2, pp. 48-50, 2003.
- [85] J. Xu, Z. Yu, Y. Zhu, C. Zhong, "Ka-Band Substrate Integrated Waveguide Gunn Oscillator," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett*, vol. 18, no. 7, pp. 461-463, July 2008.
- [86] W. Hong, Z.-C. Hao, H. Li and K. Wu, J.-X. Chen, "Development of a low cost microwave mixer using a broad-band Substrate Integrated Waveguide (SIW) coupler," *IEEE Microw. Wireless Comp. Letter*, vol. 16, no. 2, pp. 84-86, 2006.
- [87] G. Wen, H. Jin, "A novel four-way Ka-band spatial power combiner based on HMSIW," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett*, vol. 18, no. 8, pp. 515-517, 2008.
- [88] M. Shahabadi, M. Abdolhamidi, "X-band substrate integrated waveguide amplifier," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett*, vol. 18, no. 12, pp. 815-817, 2008
- [89] D. Deslandes and Ke Wu, « Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides » *Microwave Symposium Digest, IEEE MIT-S International*, vol. 2, pp. 619-622, 2001.
- [90] Boualem Mansouri, Mehadji Abri, Hadjira Abri, Mohamed Amine Rabah, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, 'SIW Bandpass Filter Screens S-Band Signals', pp. 62-66, Mars, 2015.
- [91] Mohamed Amine Rabah, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, 'Compact Miniaturized Half-Mode Waveguide/High Pass-Filter Design Based on Siw Technology Screens Transmit-Ieee C-Band Signals', *Microwave and optical technology letters, Wiley*, Vol. 58, No. 2, February 2016.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [92] Mohamed Amine Rabah, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, 'Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (Hmsiw) For X-Band Applications', *International Journal Of Electrical, Electronics And Data Communication*, Volume-4, Issue-4, April, 2016.
- [93] Fellah benzerga, Mehadji Abri, Hadjira ABRI Badaoui, 'Optimized Bends and Corporate 1x4 and 1x8 SIW Power Dividers Junctions Analysis for V Band Applications Using a Rigorous Finite Element Method', *Arabian Journal for Science and Engineering*, pp 1-9, September 2015. DOI :10.1007/s13369-015-1823-6.
- [94] Souad Doucha, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, 'Leaky Wave Antenna Design based on SIW Technology for Millimeter Wave Applications', *WSEAS TRANSACTIONS on COMMUNICATIONS*, Volume 14, pp. 108- 112, 2015.
- [95] M. A. Rabah, M. Abri, J. Tao, and T. H. Vuong, 'Substrate Integrated Waveguide Design Using The Two Dimentionnal Finite Element Method', *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 35, pp. 21-30, 2014.
- [96] Souaad Doucha and Mehadji Abri, 'New Design of Leaky Wave Antenna Based on SIW Technology for Beam Steering', *International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC)*, Vol.5, No.5, September 2013.
- [97] M. A. Rabah, M. ABRI and J. W. Tao, 'A numerically Study of a New SIW Waveguide Using the CST Microwave studio for C-Band Applications', *The Third International Conference on Image and Signal Processing and their Applications*, Mostaganem, Algeria 2, 3 et 4 December 2012.
- [98] M. A. Rabah, M. ABRI, J. W. Tao, 'A performance propagation Studys of a SIW Waveguide technology for Ka-Band Applications'. *International Conference on Systems and Processing Information* May 12-14, 2013, Guelma, Algeria.
- [99] S. DOUCHA et M. ABRI, 'Simulation d'un Nouveau Guide d'Ondes Intégré au Substrat Opérant dans la Bande [3.4-4.2 GHz]', *International conference on electrical engineering, CIGE'2013*, 17-19 Novembre 2013, Bechar, Algeria.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [100] M. A. Rabah, M. Abri, and J. W. Tao, 'Half Mode Waveguide Design Based on SIW Technology, International Congress on Telecommunication and Application'14, University of A. MIRA Bejaia, Algeria, 23-24 APRIL 2014.
- [101] Souad Doucha and Abri Mehadji, 'A Leaky Wave Antenna Based on SIW Technology for ka Band Application, The Second International Conference on Electrical Engineering and Control Application, CEECA'14 Constantine 18-20 November 2014, Algeria.
- [102] Fellah Benzerga and Abri Mehadji, 'Design of Antipodal Linearly Tapered Slot Antennas (ALTSA) Arrays in SIW Technology for UWB Imaging', The Second International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, CEECA'14 Constantine 18-20 November 2014, Algeria.
- [103] M. A. Rabah, M. Abri, and J. W. Tao, 'Study and miniaturization of the SIW Technology', 2eme Conférence Internationale Sur les Nouvelles Technologies et la Communication (ICNTC'2015), 03-04 Mars 2015, Chlef, Algérie.
- [104] Fellah Benzerga and Abri Mehadji, 'Design of Millimeter Substrate Integrated Wave Guide MSIW analysis by the Quick Finite Element Method (QFEM)', International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing, ICOSIP'2015, 8-9 November Tlemcen, Algeria.
- [105] Benzerga Fellah, Abri Mehadji, Hadjira Abri badaoui, Jun Wu Tao and Tan-Hoa Vuong, '1x2 SIW Power Dividers Modeling Using a Rigorous Finite Element Method for V-Band Applications', 9th Jordanian International Electrical and Electronics Engineering Conference (JIEEEEC). October 12-14, jordan.
- [106] Mohamed Amine Rabah, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, 'Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (Hmsiw) For X-Band Applications', 10 the Research World International Conference, Beijing, China, 13th February 2016.
- [107] D. Deslandes and Ke Wu, "Millimeter-wave substrate integrated waveguide filters" Electrical and Computer Engineering, IEEE CCECE, vol. 3, pp. 1917-1920, may 2003.
- [108] K. Wu, "Substrate Integrated Circuits (SICs) – A Paradigm for Future GHz and THz Electronic and Photonic Systems," IEEE, Circuits and Systems Society Newsletter, vol. 3, no. 2, Apr 2009.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [109] M. Georgiadis, A. Wu, K., Bozzi, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol. 5, no. 8, pp. 909-920, June 2011.
- [110] A. Taflove, J. A. Mix, and H. Heck. J. J. Simpson, "Computational and Experimental Study of a Microwave Electromagnetic Bandgap Structure With Waveguiding Defect for Potential Use as a Bandpass Wireless Interconnect," *IEEE Microwave & Wireless Components Letters*, vol. 14, pp. 343-345, 2004.
- [111] O. Pigaglio, N. Raveu, *Résolution de problèmes hautes fréquences par les schémas équivalents*. Toulouse, France : Cépadués édition, 2012, ISBN : 978.2.36493.013.1.
- [112] R. B., Hwang, "Side Wall Coupling Via-Hole Array Cavity Band-Pass Filter," *IEEE International Workshop*, pp. 36-39, April 2007
- [113] A. Georgiadis, K. Wu, M. Bozzi, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 5, no. 8, pp. 909-920, 2011.
- [114] Yong Liu, Xiao-Hong Tang, Tao Wu, Ling Wang, and Fei, Xiao, "A SIW-based concurrent dual-band oscillator," *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, vol. 1, pp. 1-4, May 2012.
- [115] J., Wu, K., Xu, "A subharmonic self-oscillating mixer using substrate integrated Waveguide cavity for millimeter-wave application," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 1-4, June 2005.
- [116] D. Deslandes and Ke Wu, "Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide" *Components Microwave Conference 32nd European*, 2002.
- [117] D. Deslandes and Ke Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form" *IEEE Microwave Component Letters*, vol. 11, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [118] M. ANDO, J. HIROKAWA and AI, "Novel Single-Layer Waveguides for High-Efficiency Millimeter-Wave Arrays" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.46, No.6, pp.792-799, 1998.
- [119] D. PISSOORT and F. OLYSLAGER, "Study of eigenmode in periodic waveguides using the Lorentz reciprocity theorem" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.52, pp.542-553.
- [120] J. R. BRAY and L. ROY, "Resonant frequency of post-wall waveguide" *IEEE Proceedings-Microwave Antennas and Propagation*, vol.150, pp. 365-368, 2003.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [121] L. YAN, W. HONG, HUA, J. CHEN, K. WU and T.J.CUL, "Simulation and Experimental on SIW Slot Array Antennas" IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol.14, No.9, pp.446-448, 2004.
- [122] Y. CASSIVI, L. PERREGRINI, P. ARCIONL, M. BRESSAN, K. WU and G. CONCIAURO, « Dispersion Characteristics of Substrate integrated Rectangular Waveguide » IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol.12, No.9, pp.333-335,2002.
- [123] F. XU and K. WU, "Finite-difference frequency-domain algorithm for modeling guided wave properties of substrate integrated waveguide" IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol.51, pp.2221-2227, 2003.
- [124] D. Deslandes and K. Wu, "Accurate Modeling Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated waveguide", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol.54, no6, June 2006.
- [125] Wenquan Che, Dapeng Wang, Kuan Deng, Lei Xu, and Y. L. Chow, "Characteristics of H-Plane Rectangular Waveguide Bends Integrated into Thin Substrate". Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE, p1969-p1972
- [126] Ke Wu, Dominic Deslandes, and Yves Cassivi "The Substrate Integrated Circuits - A New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics "Microwavereview December 2003.
- [127] Jonathan Garreau « Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybride planeaire SIW en technologie LTCC », Université de Bretagne, décembre 2012.
- [128] H. Yousef, H.Kratz, Shi. Cheng, "79 GHz Slot Antennas Based on Substrate Integrated Waveguides (SIW) in a Flexible Printed Circuit Board," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 57, no. 1, pp. 64-71, Jan 2009.
- [129] Li Yan et al., "Simulation and experiment on SIW slot arrayantennas," Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, vol. 14, no. 9, pp. 446-448, Sept 2004.
- [130] A.Borji, M-Shahabdi, SSafavi-Nwini, D-Busuioc, "Low lossintegratedwaveguidefeed network for planar antenna arrays," Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, vol. 2B, pp. 646-649, July 2005.
- [131] A. Borji, D. Busuioc, S. Safavi-Naeini, A. Bakhtafrooz, "Novel two-layer millimeter wave slot array antennas based on substrate integrated waveguides," Progress In Electromagnetics Research, vol. 109, pp. 475-491, 2010.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [132] Deslandes, D, Wu, K : 'Analysis and design of current probe transition from grounded coplanar to substrate integrated rectangular waveguides ', IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2005, 53, (8), pp. 2487-2494.
- [133] Deslandes, D, Wu, K : 'Integrated microstrip and rectangular waveguide in Planar form', IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., 2001, 11, (2), pp. 68-70.
- [134] Deslandes, D : 'Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions'. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, Anaheim, CA, USA, 23-28 May 2010, pp. 704-707.
- [135] Bozzi, M. ; Georgiadis, A. ; Wu, K., "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol. 5, no. 8, pp. 909-920, June 6 2011 doi : 10.1049/iet-map.2010.0463.
- [136] SAMI HEBIB, « Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes pour applications spatiales » l'Université de Toulouse III - Paul Sabatier spécialité : Electronique, 24 novembre 2008.
- [137] CRISTOPHE DALL'OMO « Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler » l'université de Limoges, 13 novembre 2003.
- [138] ALMUSTAFA MOHAMAD « Modélisation des micro-plasmas, conception des circuits micro-ondes, Coupleur Directionnel Hybride pour Mesures et des applications en Télécommunication », l'Université de Toulouse, 25 juillet 2013.
- [139] Yong Liu, Xiao-Hong Tang, Tao Wu, Ling Wang, and Fei, Xiao, "A SIW-based concurrent dual-band oscillator," *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, vol. 1, pp. 1-4, May 2012.
- [140] 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 Bekr belkaid-Tlemcen, pp. 8. 2013.
- [141] J.P.Vabre « lignes couplées en régime transitoire, Fascicule » Masoon et Cie 1972.
- [142] Peter Butter worth « Méthode de conception des mélangeurs millimétriques. Application à la réalisation MMIC d'un mélangeur sous-harmonique à FET froid [42-43.5 GHz] », Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2003.
- [143] Yitao Wang, Xiaowei Zhu, and Ling Tian, " Design of Crossed-SIW Directional Couplers with Different Angles", State Key Laboratory of Millimeter waves, School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjin.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [144] Tarek Djerafi and Ke Wu, Fellow, IEEE, "Super-Compact Substrate Integrated Waveguide Cruciform Directional Coupler", IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL.17, NO.11, NOVEMBER 2007.
- [145] 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.
- [146] Ali Doghri, Tarek Djerafi, Anthony Ghiotto, and Ke Wu, "Schwinger Coupler for Substrate Integrated Circuits and Systems", Poly-Grames Research Center, Université de bordeaux, IMS laboratory, France.
- [147] David M. Pozar, « Microwave Engineering », Fourth edition Wiley 2012.
- [148] D. H. WHITTUM, "Single-Hole Directional Couplers for W-Band", Stanford : ARDB Technical Note 119, 2005.
- [149] R. LEVY, "Analysis and synthesis of waveguide multi-aperture directional couplers," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-16, pp.995–1006, Dec. 1968.
- [150] H. J. RIBLET, "The short-slot hybrid junction," Proceeding IRE, vol.40, pp.180-184, Feb. 1952.
- [151] MOUSTAPHA MBAYE, « Conception d'un réseau d'antennes multifaisceaux avec la technologie GIS (Guide Intégré au Substrat) », Université du QUÉBEC en OUTAOUAIS, Département d'informatique et d'ingénierie.
- [152] T. Weiland, "A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six component -eldest," Electronics and Communications AEUE, vol. 31, no. 3, pp. 116-120, 1977.
- [153] CST 1998-2010 CST – Computer Simulation Technology AG All rights reserved.



الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات

## RÉSUMÉ

Le développement des télécommunications spatiales au cours de ces dernières années a nécessité la réduction de la taille, du poids des dispositifs et l'amélioration des performances électriques des dispositifs. Nous avons aussi l'avantage de la notion de réduction des coûts. Les circuits SIW (Substrate Integrated Waveguide) s'inscrivent tout à fait dans cette dynamique de recherche et font à l'heure actuelle l'objet de nombreux sujets de recherche avec des applications dans l'industrie. Les coupleurs directs -3dB/90° trouvent à l'heure actuelle énormément d'application en télécommunication. Justement, l'objectif de notre projet de fin d'étude est de concevoir des nouvelles topologies des coupleurs non conventionnels -3 dB /90° à base de la technologie SIW half- mode destinés aux télécoms spatiales. La simulation de ces structures sera effectuée en utilisant le simulateur CST Studio Suite.

**Mots clés :** Technologie SIW, coupleurs, half mode, bande S, simulation, CST, conception.

## ABSTRACT

The development of space telecommunications in recent years has necessitated the reduction of the size, the weight of the devices and the improvement of the electrical performance of the devices. We also have the benefit of the notion of cost reduction. Substrate Integrated Waveguide (SIW) circuits are very much in line with this trend and are currently the subject of many research topics with applications in the industry. The goal of our final project is to design new topologies of the unconventional couplers -3 dB / 90 ° based on the SIW half-mode technology for space telecoms. The simulation of these structures will be performed using the CST Studio Suite Simulator.

**Key words :** SIW technology, couplers, half mode, S band, simulation, CST, design.

## ملخص

استلزم تطوير الاتصالات الفضائية في السنوات الأخيرة خفض حجم ووزن الأجهزة وتحسين الأداء الكهربائي لها بالإضافة إلى فائدة خفض التكاليف مع تكنولوجيا SIW. هذه الأخيرة تتوافق تماماً في هذا الاتجاه مع الدارات المتكاملة لواجهة الدليل الموجي، وهي حالياً موضوع العديد من الدراسات البحثية مع تطبيقات مباشرة في الصناعة. إن المقرنات الاتجاهية -3dB/90° تجد حالياً الكثير من التطبيقات في مجال الاتصالات. الهدف من مشروعنا النهائي هو تصميم طوبولوجيات جديدة لقارنات غير تقليدية استناداً إلى تكنولوجيا SIW بتقنية نصف الأسلوب من أجل الاتصالات الفضائية. سيتم تنفيذ محاكاة هذه الهياكل باستخدام جهاز محاكاة الميكروويف الاستوديو CST.

**كلمات البحث :** تكنولوجيا SIW ، المقرنات -3dB/90° ، المجال S ، تقنية نصف الأسلوب، المحاكاة CST ، ميكروويف الاستوديو CST ، رسومات.