



# Mémoire

Présenté

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

Pour l'obtention du diplôme de

**MASTER**

Spécialité : " Réseaux et Systèmes de Télécommunication "

Présenté par :

**CHOURAK Yamina**

**ZEGGAI Mohammed**

**OPTIMISATION ET CONCEPTION DES COUPLEURS  
DIRECTIFS -3dB DEMI-MODE EN TECHNOLOGIE SIW  
OPÉRANT EN BANDE S ET C POUR LES  
APPLICATIONS SPATIALES**

Soutenu en Mai 2016 devant le Jury :

MELIANI Maghnia

Maître de conférences (A) à l'université de Tlemcen

Présidente

BELHADEF Yamina

Maître de conférences (B) à l'université de Tlemcen

Examineur

ABRI Mehadj

Maître de conférences (A) à l'université de Tlemcen

Examineur

## *DÉDICACE*

*Je dédie ce modeste travail à :*

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

*Que dieu leurs procure bonne santé et longue vie.*

*Aux personnes dont j'ai bien aimé la présence dans ce jour, à mes frères, à toute ma famille,*

*Je dédie ce travail dont le grand plaisir leur revient en premier lieu pour leurs conseils et encouragements.*

*ZEGGAI Mohammed*

# *Dédicace*

*A mes très chers parents*

*A mes sœurs*

*A mes frères*

*A mes neveux et nièces adorés*

*A tous mes amis*

*A tous ceux qui me sont chers*

*Amina*

# Remerciements

*Nous remercions ALLAH de nous avoir donné la santé et le courage afin de pouvoir réussir ce travail.*

*Présenter ce travail, c'est y associer tous ceux qui, a divers, ont contribué à son élaboration.*

*Ce travail a été effectué au laboratoire de Télécommunication de Tlemcen (L.T.T) à la faculté des sciences de l'ingénieur de l'université Abou Beker Belkaid, au sein du groupe Micro-onde.*

*Nous tenons à exprimer, tout d'abord, notre profonde reconnaissance à notre encadreur Monsieur **ABRI Mehadji** maitre de conférences classe (A) à l'Université de Tlemcen, de nous avoir dirigé, orienté, documenté et permis de suivre les pas de ce travail.*

*Nous exprimons aussi nos remerciements à Madame **Meliani Maghnia** maitres de conférences classe (A) à l'université de Tlemcen de bien vouloir assurer la présidence de jury.*

*Notre gratitude va aussi à Mademoiselle **Belhadef Yamina** maitre de conférences classe (B) à l'université de Tlemcen Soit remerciée pour avoir accepté d'examiner ce document.*

*Nous témoignons de notre profonde reconnaissance à l'ensemble de nos enseignants du primaire à l'université, pour leurs efforts pendant toute la durée de notre formation.*

## TABLE DE MATIERE

DEDICACE.....	
REMERCIEMENT.....	
LISTE DES FIGURES.....	
LISTE DES TABLEAUX.....	
LISTE DES ABREVIATIONS ET DES ACRONYMES.....	
INTRODUCTION GENERALE.....	1

### CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA TECHNOLOGIE GUIDE D'ONDE INTEGREE AU SUBSTRAT.

I.1 Introduction.....	3
I.2 Les guides d'ondes classiques.....	3
I.2.1 Application des bandes C et S.....	4
I.2.1.1 La bande C.....	4
I.2.1.2 La bande S.....	4
I.2.2 Guides d'ondes rectangulaires.....	5
I.2.2.1 Equation de Maxwell.....	6
I.2.2.2 Equations générales.....	7
I.2.2.3 Mode de propagation.....	9
I.2.2.4 Condition de propagation.....	10
I.2.2.5 Conditions aux limites.....	10
I.2.2.6 Propagation des modes TE et TM.....	10
I.2.2.6.1 Etude du mode TE.....	10
I.2.2.6.2 Etude du mode TM.....	14
I.2.3 Technologie planaire.....	15
I.2.3.1 La ligne micro-ruban.....	15
I.2.3.2 La technologie coplanaire.....	16
I.2.3.3 La technologie triplaque.....	18
I.3 Technologie guide d'onde intégré au substrat (SIW).....	19
I.3.1 Introduction.....	19
I.3.2 Définition.....	20
I.3.3 Caractéristiques modales.....	20
I.3.4 Constante de propagation.....	22
I.3.5 Considérations de conception du SIW.....	24
I.4 La transition.....	26
I.5 Conclusion.....	30

### CHAPITRE II : LES COUPLEURS DIRECTIFS

II.1 Introduction.....	31
II.2 Théorie des coupleurs directifs.....	31
II.2.1 Les coupleurs directionnels.....	31

II.2.1.1 Définition.....	32
II.2.1.2 Coupleur symétrique.....	34
II.2.1.3 Coupleur anti-symétrique.....	35
II.2.1.4 Caractéristiques d'un coupleur directionnel.....	37
II.3 Exemples d'application.....	37
II.3.1 Mesure de puissance.....	37
II.3.2 Réfectomètre.....	38
II.3.3 Déphaseur à réflexion.....	38
II.3.4 Duplexeur à coupleur 3 dB et ferrite.....	39
II.3.5 Duplexeur à coupleur total (duplexeur à rideau).....	39
II.3.6 Duplexeur à coupleurs 3 dB et éclateurs.....	40
II.3.7 Diplexeur.....	41
II.4 Coupleurs à la technologie SIW.....	42
II.4.1. Coupleurs 3-D SIW pour couplage faible.....	42
II.4.1.1 Coupleur Schwinger.....	42
II.4.1.2 Coupleur à fentes.....	46
II.4.2 Coupleur 3-D SIW pour couplage élevé.....	49
II.4.2.1 Coupleur 3 dB SIW de type Riblet tridimensionnel.....	50
II.4.2.2 Coupleur directionnel bicouche SIW 3 dB/90°.....	53
II.5 Conclusion.....	55

### **CHAPITRE III : PRESENTATION DES RESULTATS DE SIMULATIONS**

III.1 Introduction.....	56
III.2 Transition de la ligne micro-ruban au guide d'onde SIW .....	56
III.3 Conception d'un guide SIW fonctionnant dans la bande C.....	57
III.3.1 Conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande C.....	63
III.3.2 Conception du coupleur directif SIW demi-mode (-3dB) fonctionnant dans la bande C .....	66
III.4. Conception du guide SIW opérant en bande S.....	75
III.4.1 Conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande S.....	78
III.4.2 Conception du coupleur directif SIW demi-mode (-3dB) fonctionnant dans la bande S .....	81
III.5 Conclusion.....	91
CONCLUSION GENERALE.....	92
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	93

## LISTE DES FIGURES

Figure I.1 : guide d'onde rectangulaire.....	6
Figure I.2 : Lignes des champs $E$ et $B$ pour le mode $TE_{10}$ .....	13
Figure I.3 : lignes de courant pour le mode $TE_{10}$ .....	14
Figure I.4 : Lignes des champs $E$ et $B$ pour le mode $TM_{11}$ .....	15
Figure. I.5 : <i>Ligne</i> Micro- ruban (micristrip) et Distribution des champs E/M.....	16
Figure I-6 : Configuration d'une ligne en technologie coplanaire.....	17
Figure I.7 : Configuration des champs électrique et magnétique pour uneligne de transmission en technologie coplanaire.....	17
Figure I-8 : Configuration des champs électrique et magnétique pour uneligne de transmission en technologie triplaque.....	18
Figure I.9 : Conception d'un guide d'onde intégré au substrat (SIW).....	23
Figure I.10 : Configuration de la structure du siw.....	23
Figure I.11 :Région d'intérêt dans le plan formé par $d/\lambda c$ et $p/\lambda c$ .....	25
FigureI.12: Pertes de fuites si $p>2d$ .....	25
Figure I.13 : Similitude de l'intensité du champ électrique dans un GIS ( $p=2d$ ) et dans un guide rectangulaire équivalent, simulé avec agilent HFSS.....	26
Figure I.14 : Représentation du mode.....	27
Figure I.15: (a) ligne micro ruban (b) guide planaire.....	27
Figure I.16: Représentation de la technique de la sonde.....	28
Figure I.17: Transition d'un SIW vers un micro-ruban avec ses paramètres.....	29
Figure II.1 : Diagramme schématique représentant les éléments principaux d'un coupleur directif avec ses quatre ports.....	32
Figure II.2 : (a) Coupleur contra-directif, (b) Coupleur co-directif.....	32
Figure II.3 : Deux symboles communs pour des coupleurs directionnels, et convention de flux de puissance.....	35
Figure II.4 : Coupleur symétrique.....	35
Figure II.5 : Coupleur anti-symétrique.....	36
Figure II.6 : Coupleur mesure de puissance.....	38
Figure II.7 : Coupleur réflectomètre.....	38

Figure II.8 : Déphaseur à réflexion.....	38
Figure II.9 : Duplexeur à coupleur 3 dB et ferrite.....	39
Figure II.10 : Duplexeur à coupleur total (duplexeur à rideau).....	39
Figure II.11 : Principe de fonctionnement de duplexeur à l'émission.....	40
Figure II.12 : Principe de fonctionnement de duplexeur à la réception.....	40
Figure II.13 : Rôle du diplexeur.....	41
Figure II.14 : Principe de fonctionnement du diplexeur à la longueur d'onde $\lambda_1$ .....	41
Figure II.15 : Principe de fonctionnement du diplexeur à la longueur d'onde $\lambda_2$ .....	42
Figure II.16 : Principe de fonctionnement du coupleur Schwinger.....	43
Figure II.17 : Distribution du champ simulé (a) champ magnétique et (b) champ électrique Suivant la direction de propagation à la fréquence de 35 GHz.....	44
Figure II.18 : Géométrie du coupleur Schwinger en technologie SIW, (a)vue 3-D, (b)dimensions : $a = 3.57$ mm, $l = 2.13$ mm, $w = 0.15$ mm, $g = 0.1$ mm et $g_s = 0.4$ mm.....	44
Figure II.19 : Résultats simulés et mesurés des paramètres $S_{21}$ et $S_{41}$ du coupleur Schwinger.....	44
Figure II.20: Résultats simulés et mesurés des paramètres $S_{31}$ et $S_{11}$ du coupleur Schwinger.....	45
Figure II.21: Résultats simulé et mesurés de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.....	45
Figure II.22 : Principe de fonctionnement du coupleur à fentes: a) deux fentes et b) trois fentes.....	47
Figure II.23 : Géométrie du coupleur à fentes en technologie SIW, a) vue 3-D, b) dimensions: $l_s = 0.62$ mm, $h = 0.33$ mm, $k = 2.26$ mm, $i = 1.43$ mm et $a = 3.57$ mm.....	47
Figure II.24 :a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz b) photographie du coupleur à fentes 20 dB fabriqué.....	48
Figure II.25 : Résultats simulés et mesurés des paramètres $S_{21}$ et $S_{31}$ du coupleur à fentes.....	48
Figure II.26 : Résultats simulés et mesurés des paramètres $S_{41}$ et $S_{11}$ du coupleur à fentes.....	49
Figure II.27 : Simulations et mesures de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.....	49

Figure II.28 : Géométrie du coupleur 3 dB Riblet en technologie SIW, a) vue 3-D et b) dimensions: $a = 4$ mm, $r1 = 0.6$ mm, $r3 = 0.27$ mm, $r1 = 0.4$ mm, $k = 0.76$ mm, $g=4.86$ mm, $l1 = 2.54$ mm, $l2 = 1.3$ mm et $l3=2.18$ mm.....	50
Figure II.29 : a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz b) photographie du coupleur de type Riblet 3 dB fabriqué.....	51
Figure II.30 : Résultats simulés et mesurés des paramètres $S_{11}$ et $S_{41}$ du coupleur 3 dB de type Riblet.....	51
Figure II.31 : Résultats simulés et mesurés des paramètres $S_{21}$ et $S_{31}$ du coupleur 3 dB de type Riblet.....	52
Figure II.32 : Différence de phase mesurée et simulée entre les ports 2 et 3.....	52
Figure II.33 : Le coupleur directionnel bicouche 3dB/900 développé : a) Vue en 3D. b) Vue de haut avec les paramètres des fentes circulaires.....	54
Figure II.34 : 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 $S_{21}$ .....	55
Figure III.1: Structure du taper avec ses paramètres.....	56
Figure III.2: Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande C (a) Vue de face. (b) vue en perspective.....	58
Figure III.3: Résultats de simulation du guide SIW opérant dans la bande C.....	59
Figure III.4: La topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat (a)Vue de face. (b) vue en perspective.....	60
Figure III.5: Coefficient de transmission $S_{21}$ et de réflexion $S_{11}$ de guide SIW après adaptation.....	60
Figure III.6: Distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=6$ GHz.....	61
Figure III.7: Structure du HMSIW opérant dans la bande C.....	61
Figure III.8: Résultats de simulation des paramètres $S_{11}$ , $S_{21}$ .....	62
Figure III.9: Propagation du champ électrique dans le guide HMSIW.....	62
Figure III.10: Structure du coupleur SIW en bande C.....	63
Figure III.11: Paramètres $S_{ij}$ du coupleur SIW en bande C.....	64
Figure III.12: Résultats simulés et mesurés de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.....	64
Figure III.13: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ à $f = 6$ GHz.....	65

Figure III.14 : Première structure du coupleur directif SIW demi-mode en bande C avec les paramètres : $l_g=45$ , $w=23.5$ , $w_{in}=2.4$ , $w_{out}=5.2$ , $l_{in}=7$ , $l_{out}=17$ .....	66
Figure III.15 : Résultat de simulation de la 1ère topologie du coupleur SIW demi-mode en bande C.....	67
Figure III.16 : Différence de phase en fonction de $S_{21}$ et $S_{31}$ en bande C.....	68
Figure III.17 : Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> à $f = 6$ GHz.....	69
Figure III.18 : Deuxième topologie du coupleur directif SIW demi-mode en bande C avec les paramètres : $l_g=45$ , $w=25$ , $w_{in}=2.4$ , $w_{out}=5.65$ , $l_{in}=8$ , $l_{out}=15$ .....	69
Figure III.19 : Résultat de simulation de la 2 <sup>ème</sup> topologie du coupleur SIW demi-mode en bande C.....	70
Figure III.20 : Différence de phase en fonction de $S_{21}$ et $S_{31}$ en bande C.....	71
Figure III.21 : Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> à $f = 6$ GHz.....	72
Figure III.22 : Troisième topologie du coupleur SIW demi-mode en bande C avec les paramètres : $l_g=45$ , $w=21$ , $w_{in}=2.35$ , $w_{out}=5.15$ , $l_{in}=7$ , $l_{out}=25$ .....	72
Figure III.23 : Résultat de simulation de la 3 <sup>ème</sup> topologie du coupleur SIW demi-mode en bande C.....	73
Figure III.24 : Différence de phase en fonction de $S_{21}$ et $S_{31}$ en bande C.....	74
Figure III.25: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> à $f = 6$ GHz.....	75
Figure III.26: Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande S. (a) sans taper, (b) avec taper.....	76
Figure III.27: Distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=3.5$ GHz.....	77
Figure III.28: structure du HMSIW opérant dans la bande S.....	77
Figure III.29: Résultats de simulation des paramètres $S_{11}$ , $S_{21}$ . ....	78
Figure III.30: Propagation du champ électrique dans le guide HMSIW.....	78
Figure III.31: Structure du coupleur SIW en bande S.....	79
Figure III.32: Paramètres $S_{ij}$ du coupleur SIW en bande S.....	79
Figure III.33: Résultats simulés et mesurés de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.....	80
La Figure III.34 : Distribution du champ électrique à $f = 3.5$ GHz.....	81
Figure III.35 : Première structure du coupleur directif SIW demi-mode en bande S avec les paramètres : $l_g=45$ , $w=31.8$ , $w_{in}=2$ , $w_{out}=6$ , $l_{in}=27$ , $l_{out}=4$ .....	82

Figure III.36 : Résultat de simulation de la 1 <sup>ère</sup> topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S.....	83
Figure III.37 : Différence de phase en fonction de $S_{21}$ et $S_{31}$ en bande S.....	84
Figure III.38 : Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ de la 1 <sup>ère</sup> topologie à $f = 3.5$ GHz.....	85
Figure III.39 : Deuxième topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S avec les paramètres : $lg=45$ , $w=26.4$ , $win=2.4$ , $wout=5.1.$ , $lin=32$ , $lout=16$ .....	85
Figure III.40 : Résultat de simulation de la 2 <sup>ème</sup> topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S.....	86
Figure III.41 : Différence de phase en fonction de $S_{21}$ et $S_{31}$ de la 2 <sup>ème</sup> topologie en bande S.....	87
Figure III.42 : Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ de la 2 <sup>ème</sup> topologie à $f = 3.5$ GHz.....	88
Figure III.43 : Troisième topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S avec les paramètres : $lg=45$ , $w=23.6$ , $win=2.5$ , $wout=5.$ , $lin=9$ , $lout=47.5$ .....	88
Figure III.44 : Résultat de simulation de la 3 <sup>ème</sup> topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S.....	89
Figure III.45 : Différence de phase en fonction de $S_{21}$ et $S_{31}$ en bande S.....	90
Figure III.46 : Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ à $f = 3.5$ GHz.....	91

### Liste des tableaux

Tableau III.1: Paramètres caractéristiques du guide d'onde.....	57
---	----

## LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES ACRONYMES

$\varepsilon$  : Permittivité relative.

$\mu$  : Perméabilité magnétique.

$\omega$  : La pulsation de l'onde.

K : est la constante de propagation.

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

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

C : La vitesse de la lumière.

$f_c$  : La fréquence de coupure.

$\lambda$  : La longueur d'onde.

$\lambda_g$  : La longueur d'onde du guide.

EM : Électromagnétique.

SIW : Substrate Integrated Waveguide.

MHMIC : Miniature Hybride Microwave Integrated Circuits.

MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuit.

MIC : Microstrip Integrated Circuit.

CST : Computer Simulation Technology.

## Introduction générale

L'industrie de l'électronique tente de réduire au maximum les coûts de fabrication des circuits pour satisfaire le consommateur ainsi que pour être plus concurrentielle. 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.). Les guides d'ondes rectangulaires sont un exemple de composants ayant de très hautes performances, mais encombrants. Une technologie de remplacement a vu le jour il y a quelques années pour pallier à ce problème : le guide d'ondes intégré au substrat (SIW). En effet, ce guide accomplit les mêmes fonctions que les guides d'ondes conventionnels. Ils ont cependant une bien meilleure densité d'intégration et leurs coût sont moindres. Par contre, leur facteur de qualité est plus petit. Comme leur nom l'indique, ils sont directement intégrés dans le substrat ce qui les rend beaucoup plus compact.

Ils tendent du même coup d'intégrer les différents composants en utilisant un seul procédé de fabrication, plutôt que de les fabriquer séparément et de les assembler par la suite. Par exemple, les coupleurs, les filtres, déphaseurs et antennes peuvent tous être fabriqués en SIW ce qui a pour effet de diminuer les dimensions du système total et aussi les coûts de fabrication et d'assemblage.

Comme cette technologie est relativement récente, elle n'est pas encore mature. En effet, de nombreux projets de recherches sont présentement en cours dans le but de développer des filtres, des coupleurs, etc. Effectivement, pour que cette technologie soit intéressante, une importante librairie de composants doit être disponible. Plusieurs filtres, coupleurs et antennes à fentes ont déjà été réalisés dans cette technologie. Toutefois, un type de composant requiert encore du développement : le coupleur qui est notre projet.

Le premier chapitre va être consacré à l'étude théorique sous forme de généralité sur les guides d'ondes et les technologies planaires, puis une description détaillée sera donnée pour le cas de la technologie SIW puisqu'elle est la base de ce sujet d'étude.

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

Ensuite le dernier chapitre sera dédié à la présentation des résultats de conception des guides d'ondes SIW, des nouvelles structures de coupleurs à branche et leur half mode fonctionnant dans les deux bandes C et S à l'aide du simulateur CST.

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

*Chapitre I :*  
*Généralités sur la*  
*Technologie Guide*  
*d'onde Intégré au*  
*Substrat*

## I.1 Introduction

Les développements récents des systèmes de communication RF, micro-ondes et sans fils sont caractérisés par des hautes vitesses de transfert de données et nécessitent des substrats diélectriques à faible pertes, où l'intégration est facile et avec de faibles coûts de fabrication être assuré par la technologie siw.

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 [1]. Ces dernières années, 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 [2] les utilisant.

Le premier chapitre présente les concepts généraux, il est consacré tout d'abord à une étude générale sur le guide d'onde et ensuite de notions sur la technologie dite «SIW» (Substrate integrate waveguide).

## I.2 Les guides d'ondes classiques

La technique des guides d'ondes a reçu de nombreuses applications extrêmement importantes dans la spectroscopie micro hertzienne. L'utilisation de cette technique ne cesse de se progresser, en particulier dans le domaine du rayonnement radioélectrique, l'étude de la propagation des ondes et les réseaux de télécommunication. On appel guide d'ondes, toute cavité vide limitée par des conducteurs.

Dans un guide d'ondes, on peut produire des ondes progressives guidées qui subit au :

- équations de Maxwell.
- conditions aux limites sur les conducteurs métalliques.

Ce modèle prend en considération les effets de bord des champs entre les conducteurs.

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.

Ainsi, à une fréquence de 3 GHz, correspondant à une longueur d'onde de 10 cm, un bon câble coaxial présente une atténuation de l'ordre de 0,5 dB /m, par contre elle peut atteindre 0,025 dB /m dans un guide d'ondes, c'est-à-dire 20 fois moindre.

L'un des principaux inconvénients des guides d'ondes présente l'impossibilité de transmettre des fréquences inférieures à une certaine fréquence de coupure, pour des raisons d'encombrement, on peut dire que les guides d'ondes offrent un intérêt pratique que dans le domaine des ondes centimétriques et millimétriques. En plus, lorsqu'on utilise un guide d'onde pour transmettre la puissance électromagnétique, seulement le mode de propagation dominant soit propagé et les autres modes soient évanescents.

Un guide d'ondes peut avoir une section transversale rectangulaire, circulaire ou elliptique, la section rectangulaire étant la plus couramment utilisée.

Les guides d'onde dont nous allons parler sont particulièrement adaptés à la propagation d'ondes hyperfréquences. Notre étude s'intéresse donc aux deux bandes de fréquence C et S.

## **I.2.1 Application des bandes C et S**

### **I.2.1.1 La bande C**

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

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 et est particulièrement développée en Afrique.

La bande C Est un spectre utilisé 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.
- Ne peut être remplacée par d'autres bandes ayant des faisceaux plus étroits, telles que la bande Ku ou la bande Ka.

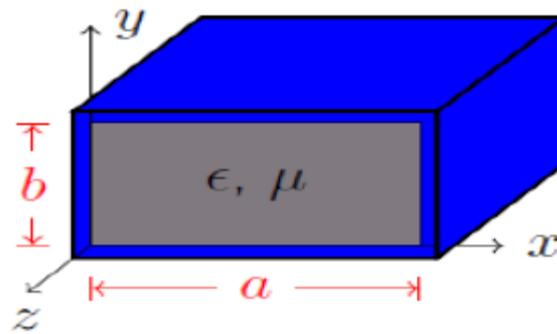
### **I.2.1.2 La bande S**

La bande S est une bande de fréquence définie sur la partie du spectre électromagnétique allant de 2 à 4 GHz, elle a des utilisations différentes par pays ce qui l'a rapidement rendu ingérable dans le cadre d'une maîtrise globale des communications terrestres et par satellite. 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.

La NASA utilise une partie de cette bande pour les communications avec la navette et la station spatiale internationale (ISS).

### **I.2.2 Guides d'ondes rectangulaires**

On appelle guide d'onde rectangulaire un système de guidage réalisé sous forme de tube métallique de section droite rectangulaire. Figure I.1.



**Figure I.1:** Guide d'onde rectangulaire.

Le principal avantage de ce type de guide 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, une bonne largeur de bande d'opération pour un mode de propagation donné et Ayant une bonne sélectivité et finalement sont encore utilisés à cause de leur capacité à transporter de grandes puissances [3]. Leur application en microonde, notamment en onde centimétrique et millimétrique, tant pour les techniques de laboratoire que pour le radar ou pour les applications industriel.

### I.2.2.1 Equation de Maxwell

Les équations de base de l'électromagnétisme dans le vide sont les quatre équations de Maxwell à laquelle s'ajoute la force de Lorentz qui s'exerce une charge électrique en mouvement :

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

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

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

$$\operatorname{rot} \vec{B} = \mu \vec{j} + \mu \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{I.4})$$

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

La relation qui exprime la conservation locale de la charge électrique se déduit de ces équations :

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

En l'absence de charge électrique et de courant électrique, ces équations prennent la forme suivante :

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

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

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

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

$\varepsilon$  : 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 vectrice densité de courant.

### I.2.2.2 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 :

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{E}_0(x, y) e^{-\gamma z} e^{j\omega t} \quad (\text{I.11})$$

$$\vec{H}(x, y, z) = \vec{H}_0(x, y) e^{-\gamma z} e^{j\omega t} \quad (\text{I.12})$$

$$\text{Où } \gamma = \alpha + j\beta \quad (\text{I.13})$$

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

Par commodité on écrit :

$$\vec{E}_0(x, y) = \vec{E}_T + E_z \vec{U}_z \quad (\text{I.14})$$

$$\vec{H}_0(x, y) = \vec{H}_T + H_z \vec{U}_z \quad (\text{I.15})$$

Où  $\vec{E}_T$  et  $\vec{H}_T$  sont les composantes transversales :

$$\vec{E}_T = E_x \vec{U}_x + E_y \vec{U}_y, \quad \vec{H}_T = H_x \vec{U}_x + H_y \vec{U}_y. \quad (\text{I.16})$$

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

$\vec{U}_x, \vec{U}_y$  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 :

$$\text{rot} \vec{E} = j\omega\mu \vec{H} \quad (\text{I.17})$$

$$\text{rot} \vec{H} = j\omega\varepsilon \vec{E} \quad (\text{I.18})$$

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

$$k^2 = \omega^2 \varepsilon \mu \quad (\text{I.19})$$

$$E_x = -\frac{1}{\gamma^2 + k^2} \left[ \gamma \frac{\partial E_z}{\partial x} + j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right] \quad (\text{I.20})$$

$$E_y = \frac{1}{\gamma^2 + k^2} \left[ -\gamma \frac{\partial E_z}{\partial y} + j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} \right] \quad (\text{I.21})$$

$$H_x = \frac{1}{\gamma^2 + k^2} \left[ j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial x} \right] \quad (\text{I.22})$$

$$H_y = -\frac{1}{\gamma^2 + k^2} \left[ j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} + \gamma \frac{\partial H_z}{\partial y} \right] \quad (\text{I.23})$$

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

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

$$\Delta_T E_z + (\gamma^2 + k^2)E_z = 0 \quad (\text{I.24})$$

$$\Delta_T H_z + (\gamma^2 + k^2)H_z = 0 \quad (\text{I.25})$$

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

### I.2.2.3 Mode 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, lorsque la fréquence du signal est au dessus de la fréquence de coupure pour un mode particulier l'énergie du signal se déplacera dans le guide avec une atténuation minimale, par contre si sa fréquence est inférieure, le signal disparaîtra après un très court trajet.

Pourquoi est-il important connaître les modes qui se propagent ?

- S'il y a plus d'un mode, l'information est distribuée entre les ondes de différente fréquence. Il y a dispersion, 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.

### Onde transverse électrique-Onde transverse magnétique

- une onde électromagnétique est dite transverse électrique (TE) si le champ électrique est perpendiculaire à la direction de propagation.
- une onde électromagnétique est dite transverse magnétique (TM) si le champ magnétique est perpendiculaire à la direction de propagation.
- une onde électromagnétique est dite transverse électromagnétique (TEM) si le champ électrique et magnétique sont perpendiculaire à la direction de propagation.

### I.2.2.4 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.2.2.5 Conditions aux limites

Considérons l'onde électromagnétique de la forme suivante :

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{j(\omega t - \gamma z)} \quad (\text{I.26})$$

La composante tangentielle du champ électrique doit être nulle sur les bords du guide donc  $E_0$  doit être nul sur les bords, nécessairement doit dépendre des coordonnées  $x, y$ , donc l'onde plane ne peut être solution de ce problème, il est de même pour le champ magnétique (continuité de la composante normale)

Les conditions aux limites interdisent la propagation des ondes électromagnétiques planes progressives monochromatiques et imposent une forme plus complexe.

### I.2.2.6 Propagation des modes TE et TM

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.

Nous allons étudier la propagation de ces ondes dans des guides métalliques sans pertes, à section rectangulaire, remplis d'un milieu diélectrique, non magnétique, linéaire, homogène, isotrope, de permittivité relative  $\epsilon_r$ .

#### I.2.2.6.1 Etude du mode TE

La propagation d'un champ électromagnétique à l'intérieur du guide étant conditionné par les conditions aux limites, on s'intéresse maintenant à ce qui se passe au niveau de la paroi de guide.

$E_T = 0$  sur les parois conductrices :

$$x = 0, x = a \implies E_y = 0$$

$$y = 0, y = b \implies E_x = 0$$

La résolution de l'équation

$$\Delta_T H_z + k_c^2 H_z = 0 \quad (\text{I.27})$$

$$\text{Avec } k_c^2 = \gamma^2 + k^2 \quad (\text{I.28})$$

En appliquant les conditions aux limites, nous permet de simplifier les équations de Maxwell de la manière suivante :

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.29})$$

$$k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (\text{I.30})$$

Où  $n$  et  $m$  sont des entiers

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

$$E_x = H_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.31})$$

$$E_y = -H_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.32})$$

$$E_z = 0 \quad (\text{I.33})$$

$$H_x = H_0 \frac{j\gamma}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.34})$$

$$H_y = H_0 \frac{j\gamma}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.35})$$

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.36})$$

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

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{k\tau}{\gamma} \quad (\text{I.37})$$

La résolution des équations de Maxwell montre qu'une infinité de modes de propagation TE est susceptible de se propager dans cette structure, ces modes sont notés  $TE_{mn}$ , où  $m$  et  $n$  sont des entiers.

La connaissance des indices  $m$  et  $n$  apporte trois informations :

- la première concerne la répartition des champs  $E$  et  $H$  en fonction des coordonnées  $x$  et  $y$ .
- la deuxième permet la détermination de la fréquence de coupure du guide (fréquence en dessous de laquelle l'onde ne peut se propager).
- la troisième permet la détermination de la longueur d'onde de propagation  $\lambda_g$  dans le guide.

Les paramètres  $m$  et  $n$  caractérisent la périodicité du champ électrique suivant  $Ox$  et suivant  $Oy$ .

Une onde de fréquence  $f$  ne peut se propager dans un guide que pour une fréquence supérieure à la fréquence de coupure définit par :

$$f_c = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{I.38})$$

Le guide se comporte alors comme un filtre passe-haut. La caractéristique d'un guide d'onde est qu'il ne travaille pas pour n'importe quelle fréquence.

On peut tirer alors la pulsation de coupure pour le mode  $TE_{mn}$  :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{I.39})$$

On déduit la longueur d'onde de coupure :

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}} \quad (\text{I.40})$$

On définit pour  $k > k_c$  une longueur d'onde guidée  $\lambda_g$  :

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{k \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \tag{I.41}$$

En tout point dans un guide d'onde on peut définir aussi une impédance d'onde comme suit :

$$Z_{TE} = \frac{\tau}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \tag{I.42}$$

D'où  $\tau = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$

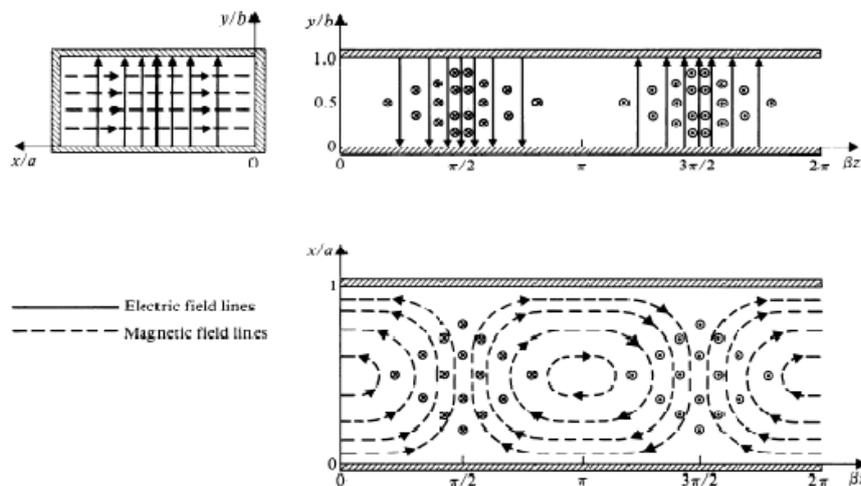
**Mode dominant dans un guide rectangulaire**

Le mode TE dominant d'un guide rectangulaire est celui pour le quel la pulsation est la plus faible. La relation de dispersion s'écrit dans ce cas :

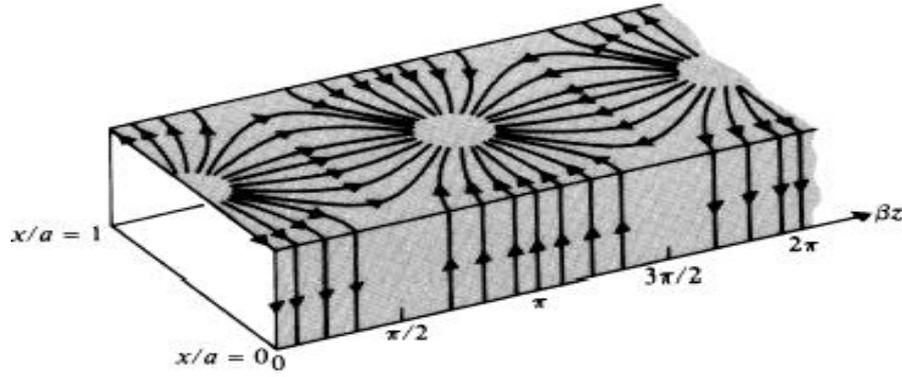
$$\omega^2 \epsilon \mu = k^2 + \frac{\pi^2}{a^2} \tag{I.43}$$

Soit :  $\omega^2 = \frac{1}{\epsilon \mu} \left( k^2 + \frac{\pi^2}{a^2} \right) = \frac{c^2}{\epsilon_r} \left( k^2 + \frac{\pi^2}{a^2} \right)$  (I.44)

Si  $a > b$ , c'est le mode TE<sub>10</sub>. Dans ce mode  $k_c = \frac{\pi}{a}$ ,  $\omega_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{\pi}{a}$  et  $\lambda_c = 2a$ .



**Figure I.2 :** Lignes des champs  $E$  et  $B$  pour le mode TE<sub>10</sub>.

Figure I.3 : lignes de courant pour le mode TE<sub>10</sub>

### I.2.2.6.2 Etude du mode TM

Les ondes TM sont caractérisées par  $H_z = 0$  et  $E_z \neq 0$ . Le champ électromagnétique  $E$  qui se propage dans un guide doit vérifier à la fois les équations de Maxwell et les conditions aux limites par les parois du guide.

La résolution de l'équation :  $\Delta_T E_z + k_c^2 E_z = 0$  avec  $k_c^2 = (\gamma^2 + k^2)$ , en appliquant les conditions aux limites nous permet de simplifier les équations de Maxwell.

$$E_z = E_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}\right) x \sin\left(\frac{n\pi}{b}\right) y e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.45})$$

$$k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (\text{I.46})$$

Les composantes des modes TM existants dans le guide :

$$H_x = E_0 \frac{j\omega\epsilon n\pi}{k_c^2 b} \sin\left(\frac{m\pi}{a}\right) x \cos\left(\frac{n\pi}{b}\right) y e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.47})$$

$$H_y = -E_0 \frac{j\omega\epsilon m\pi}{k_c^2 a} \cos\left(\frac{m\pi}{a}\right) x \sin\left(\frac{n\pi}{b}\right) y e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.48})$$

$$H_z = 0 \quad (\text{I.49})$$

$$E_x = -E_0 \frac{j\gamma m\pi}{k_c^2 a} \cos\left(\frac{m\pi}{a}\right) x \sin\left(\frac{n\pi}{b}\right) y e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.50})$$

$$E_y = -E_0 \frac{j\gamma n\pi}{k_c^2 b} \sin\left(\frac{m\pi}{a}\right) x \cos\left(\frac{n\pi}{b}\right) y e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.51})$$

$$E_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}\right) x \sin\left(\frac{n\pi}{b}\right) y e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.52})$$

Il y a une double infinité de solution suivant le couple  $(m,n)$  à condition d'avoir  $m \neq 0$  et  $n \neq 0$ , le premier mode c'est le mode  $TM_{11}$ .

$$\text{On déduit : } Z_{TM} = \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{\gamma\tau}{k} \quad (\text{I.53})$$

$$\text{Aussi : } Z_{TM} = \tau \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad (\text{I.54})$$

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad (\text{I.55})$$

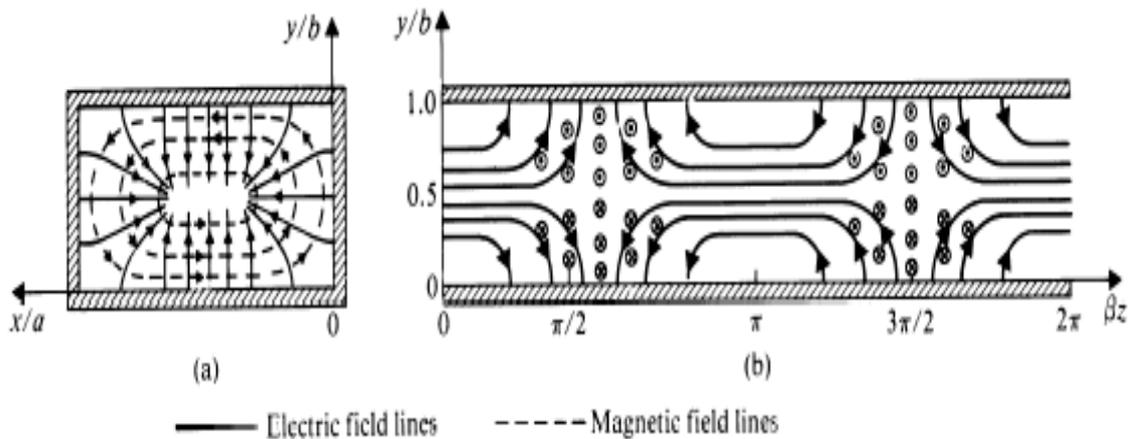


Figure I.4 : Lignes des champs  $E$  et  $B$  pour le mode  $TM_{11}$ .

### I.2.3 Technologie planaire

L'utilisation de technologies planaires est nécessaire pour concevoir des dispositifs toujours plus performants tout en répondant aux contraintes en termes de poids, d'encombrement, de consommation de puissance et de coût.

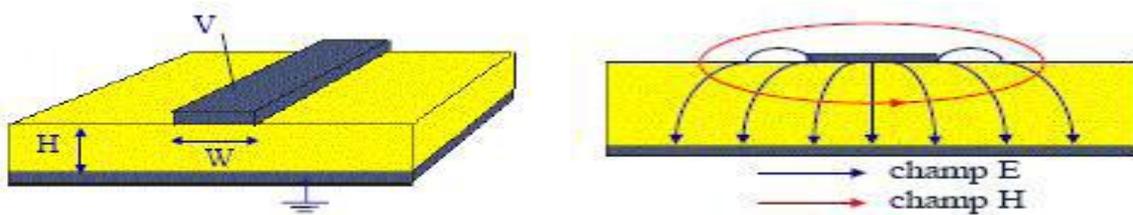
#### I.2.3.1 La ligne micro-ruban

La ligne micro-ruban (ou micro bande) est la plus utilisée parmi toutes les lignes de transmissions planaires dans les bandes de fréquences classiques ( $<20$  GHz). Conçue dans les années 1950 par Grieg et Engelmann.

Très utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences, la structure microruban est constituée d'un conducteur métallique déposé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique et d'un plan de masse sur la face inférieure comme le montre la figure I.5. Le mode fondamental de propagation d'un tel support de propagation n'est pas le mode **TEM** (Transverse Electromagnétique) car la section transverse n'est pas homogène. Cependant, étant donné que les amplitudes des composantes longitudinales des champs électriques et magnétiques sont suffisamment faibles pour être négligées, on parle de mode quasi-TEM.

Ceci rend alors possible la modélisation de la structure sous la forme d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_c$  dans un milieu homogène équivalent caractérisé par une permittivité relative effective  $\epsilon_{r \text{ eff}}$  [4].

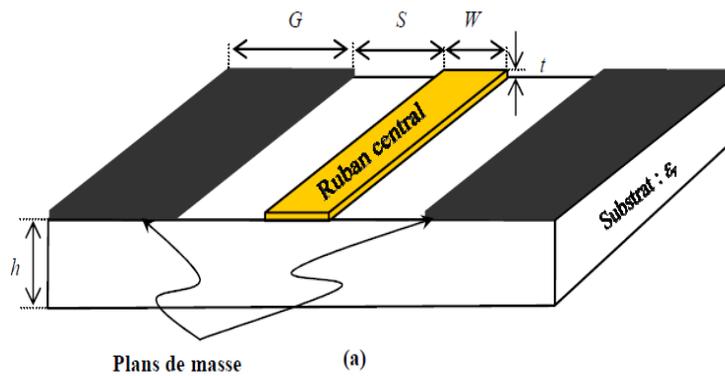
Plusieurs variantes de lignes micro-rubans existent, afin de minimiser les pertes dans le diélectrique, comme les lignes micro-rubans suspendues et les lignes micro-rubans inversées [5].



**Figure. I.5 :** Ligne Micro-ruban (microstrip) et Distribution des champs EM

### I.2.3.2 La technologie coplanaire

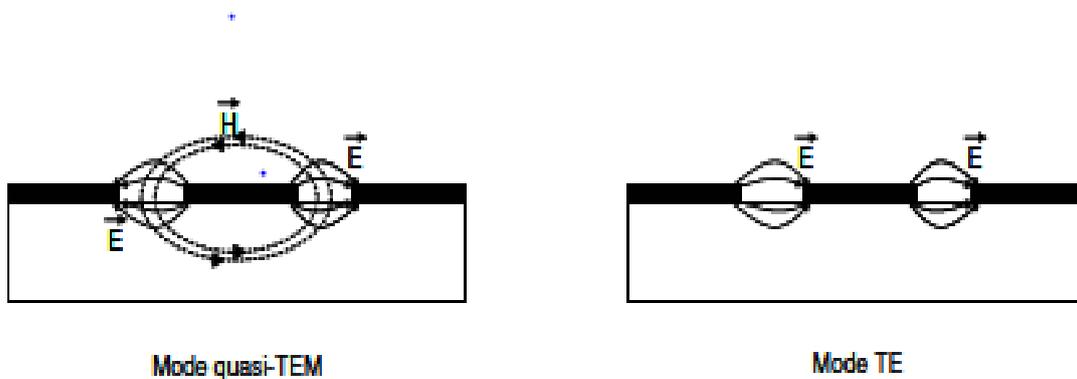
La technologie coplanaire est constituée d'un plan de masse déposé sur une seule face du substrat. Sur cette même face, le ruban est délimité grâce à deux fentes parallèles [6]- [7] Figure I.6.



**Figure I.6 :** Configuration d'une ligne en technologie coplanaire

L'intérêt de cette technologie réside dans la compacité des circuits et la facilité de réalisation. En effet, les trous métallisés ne sont pas nécessaires pour réaliser des courts-circuits, et il est possible de reporter facilement des composants discrets, qu'ils soient connectés en série ou en parallèle.

Le principal inconvénient de cette technologie est la difficulté à garder un mode *TEM* sur l'ensemble du circuit. En effet, la présence de deux plans de masse et d'un conducteur pour cette technologie fait apparaître deux modes de propagation possibles, un mode quasi-*TEM* recherché et un mode *TE* non désiré Figure I.7. Des solutions pour éliminer ce mode parasite existent (pont dans l'air reliant les deux plans de masse), mais elles ne sont pas aisées à mettre en œuvre et ne sont pas toujours efficaces. Le problème de l'optimisation du nombre et de la position des ponts n'est, à notre connaissance, toujours pas complètement résolu à l'heure actuelle.

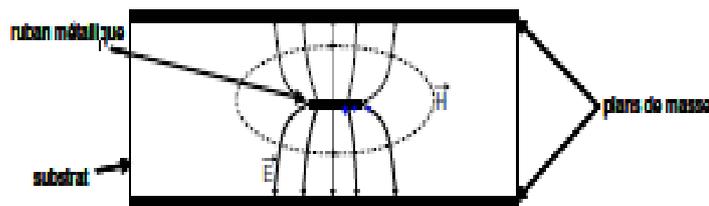


**Figure I.7 :** Configuration des champs électrique et magnétique pour une ligne de transmission en technologie coplanaire.

Par conséquent, il est assez difficile d'avoir des modèles décrivant précisément les phénomènes rencontrés. De ce fait, les bibliothèques des logiciels sont assez pauvres en modèles coplanaires. Cependant, les performances électriques atteintes avec cette technologie sont de l'ordre de grandeur de celles atteintes avec d'autres technologies planaires comme la technologie microruban par exemple.

### I.2.3.3 La technologie triplaque

La technologie triplaque consiste à utiliser un ruban métallique noyé dans un substrat sur les faces duquel sont situés des plans de masse Figure I.8 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). Comme dans le cas de la technologie coplanaire, il y a trois conducteurs donc deux modes différents peuvent exister, or un seul est exploitable, c'est pourquoi il est nécessaire de relier les deux plans de masse par des trous métallisés afin d'empêcher le mode parasite de s'installer.



**Figure I.8 :** Configuration des champs électrique et magnétique pour une ligne de transmission en technologie triplaque.

Cette technologie permet de réaliser des circuits compacts en raison de la permittivité élevée sur l'ensemble de la structure. Les circuits triplaques 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.

Les inconvénients majeurs rencontrés par cette technologie concernent les dispersions technologiques qui ont un impact fort sur la réponse électrique en raison de

l'immersion totale de la ligne dans le substrat. De plus, le report d'éléments actifs ou tout autre élément discret n'est pas aisé.

### **I.3 Technologie guide d'onde intégré au substrat (SIW)**

#### **I.3.1 Introduction**

La mise en marché d'un système de télécommunication est largement affectée par ses coûts de production. La réduction de ces coûts demeure donc un secteur de recherche en constante évolution. À cela s'ajoute que la conception et la réalisation des circuits facilement intégrables et à très faibles pertes sont devenus les défis à relever pour les systèmes comme les réseaux locaux sans fil de télécommunication (LANs) (59-60GHz), les radars anticollisions pour les véhicules et les systèmes de distribution multipoints qui opèrent dans la bande millimétrique. La recherche portant sur la diminution des frais de fabrication des circuits fonctionnant en ondes millimétriques a débuté il y a plus de 30 ans.

Dans les années 80, certaines entreprises ont travaillé à réduire les coûts des circuits actifs sur arséniure de gallium [8]-[9]. 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. Avec ces techniques, il est facile d'intégrer des composantes discrètes passives (résistances, inductances, capacités) et des composantes actives (diodes, transistors) aux circuits afin de concevoir des amplificateurs, des mélangeurs, des diviseurs de fréquence, etc.... Toutefois, dans les ondes millimétriques, les composantes discrètes ainsi que les composantes distribuées réalisables (réalisation des capacités et d'inductances à partir des lignes de transmissions) utilisant les méthodes de fabrications de circuits intégrés (MHMIC, MMIC et MIC) présentent rarement un bon facteur de qualité. Par conséquent, il devient difficile et très coûteux de fabriquer des circuits à fréquences de coupures très nettes, tels que des résonateurs et des filtres. Pour pallier à cette difficulté, le guide d'onde rectangulaire apparaît comme étant la plateforme de transmission de choix étant donné qu'il présente de faibles pertes, de bons facteurs de qualité et permet également de réaliser des composantes sélectives.

Commercialement, les composants de base à guide d'ondes couvrent les fréquences allant jusqu'à 300 GHz. Malgré cela, les guides d'ondes rectangulaires ne permettent pas de transitions vers la circuiterie intégrée [10]-[11]. De plus, les systèmes à guide d'onde rectangulaires sont encombrants, très coûteux et ne conviennent pas à la production en masse, car leur fabrication est pénible et longue. Son intégration avec les composantes actives demande un ajustement délicat pièce par pièce. Ceci a comme conséquence de gonfler les coûts de productions.

Dans une telle situation, 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.3.2 Définition**

La technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) est une technologie récente, qui a la particularité d'être intégrée dans un substrat diélectrique et de rester compatible avec des circuits planaires. Les structures SIW sont à la base de la conception de plusieurs circuits planaires millimétriques [12], [13], [14]. 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. Cet ensemble de trous métallisés permet de délimiter un guide, dans lequel les modes vont apparaître. Utilisés dans des cavités, ces modes présentent des coefficients de qualité directement dépendants des performances électriques du substrat (pertes diélectriques), du métal (pertes conductrices) mais aussi et surtout de la forme et des dimensions de la structure SIW.

### **I.3.3 Caractéristiques modales**

Le SIW est un guide d'onde intégré à un substrat. Partant d'un substrat classique entre deux plans métalliques, deux rangées de trous sont percées et métallisées créant ainsi un contact entre les deux plans métalliques de part et d'autre du substrat.

Comme un guide SIW est semblable à un guide métallique rectangulaire du point de vue de sa géométrie, on pourrait s'attendre à voir les mêmes modes de propagation dans le SIW. On sait que deux types de modes sont supportés dans un GOR (guide d'onde rectangulaire): les modes  $TM_{mn}$  et  $TE_{mn}$  [15]. Les courants électriques sont sans contraintes vu que les surfaces du guide GOR sont métalliques pour la propagation des modes  $TM_{mn}$  et  $TE_{mn}$ . D'après Pozar [15], on obtient l'expression des courants surfaciques :

$$\vec{j}_s = \hat{n} \times \vec{H}_s \tag{I.56}$$

Où  $\vec{H}_s$  est le champ magnétique à la surface du guide et  $\hat{n}$  un vecteur unitaire normal à la surface.

Cependant, dans un SIW, étant donné que le milieu entre les trous métallisés d'une même rangée est un diélectrique et donc non conducteur, les rangées des trous du SIW ne peuvent pas supporter des courants électriques dans le sens de propagation (en z) sur toute la longueur du guide. Par conséquent, seuls les modes associés à ces courants  $J_y$  sur les cotés du guide peuvent facilement se propager dans le SIW. En se référant à l'équation (I.56), on obtient:

$$\left. \begin{aligned} \vec{j}_x = 0 &\Rightarrow \vec{H}_{s,x} = 0 \\ \vec{j}_z = 0 &\Rightarrow \vec{H}_{s,y} = 0 \\ \vec{j}_y \neq 0 &\Rightarrow \vec{H}_{s,z} \neq 0 \Rightarrow \vec{H}_s = \vec{H}_z \end{aligned} \right\} \tag{I.57}$$

À partir de ces expressions, on remarque que seuls les modes  $TE_{m0}$  se propagent dans le SIW [15]. donc les modes SIW coïncident exactement avec les modes de propagation d'un guide d'ondes rectangulaire transverse électrique « » mais pas les modes transverses magnétiques [16].

Le mode transverse magnétique nécessite des courants surfaciques sur les deux plans conducteurs horizontaux d'un guide d'onde rectangulaire, mais dans notre cas, à cause de l'espace créé par les trous métalliques, ces courants horizontaux ont des difficultés à circuler [16]. Donc pour la technologie SIW le mode fondamental est le mode  $TE_{10}$  et possède aussi une fréquence de coupure et un facteur d'atténuation. En effet, d'autres critères sont à prendre en considération dans la conception des circuits à base de la

technologie SIW. Il s'agit de la taille du composant et de la bande d'opération qui sont les plus importantes. Pour la bande d'opération d'un guide d'ondes, on se limite à la bande entre la fréquence de coupure du mode «TE<sub>10</sub> » et celle «TE<sub>20</sub> » et comme ça on peut garantir l'apparition du monomode: autrement dit un seul mode qui se propage.

### I.3.4 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 [17]- [18]. Plusieurs méthodes ont été identifiées également et regroupées dans trois catégories. Parmi celles-ci, nous pouvons citer :

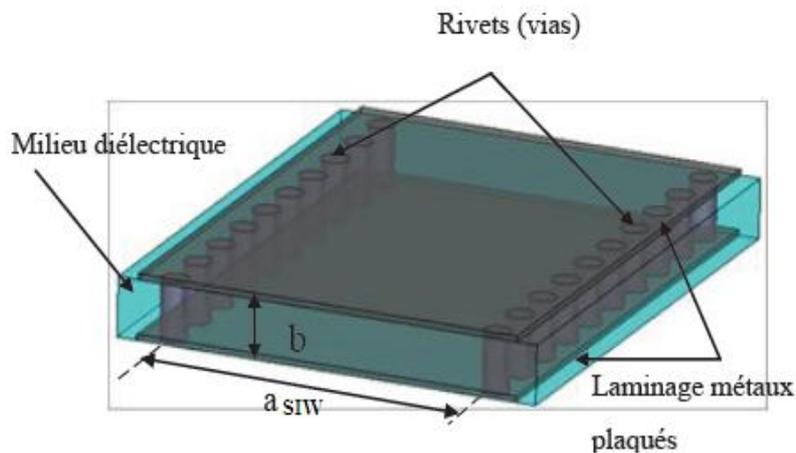
- Une méthode basée sur celle des moments [19] [20],
- Une méthode basée sur un système matriciel à valeurs propres [21] [22] [23],
- Une méthode basée sur l'impédance de surface [20] [24].

Toutes ces méthodes sont basées sur l'analogie de l'analyse du guide d'onde rectangulaire standard. En 2002, Cassivi et al. [22] 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 [22].

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 :

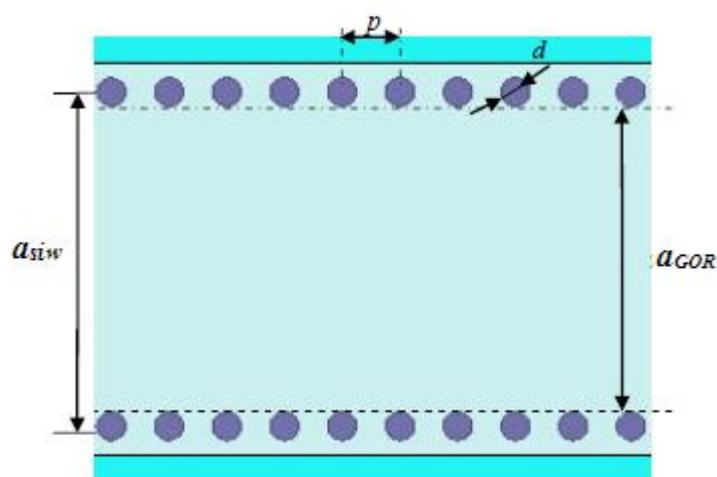
$$a_{GOR} = a_{SIW} - \frac{d^2}{0.95 p} \quad (I.58)$$

Où  $a_{SIW}$  et  $a_{GOR}$  sont respectivement les largeurs du SIW et de son équivalent du guide rectangulaire classique,  $d$  représente le diamètre des trous métallisés et  $p$  l'espacement (pitch) entre ces derniers (Voir Figure I.9 et I.10).



**Figure I.9:** 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.10.



**Figure I.10 :** Configuration de la structure du SIW

Augmenter la hauteur  $h$  augmente le volume du substrat, ce qui réduit à des pertes conductrices [25]. 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.

Nous verrons dans la section I.10 de 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.3.5 Considérations de conception du SIW

Des règles de considération de conception du SIW ont été établies pour une région d'intérêt dans le plan formé par  $d/\lambda_c$  et  $p/\lambda_c$  avec  $\lambda_c$  la longueur d'onde de coupure. Ce plan permet de définir l'ensemble des valeurs des diamètres des cylindres ou rivets et des longueurs de périodes du guide SIW adapté à la conception de composants passifs [26]. Il est borné par des inégalités comme nous le montre la figure I.11.

Premièrement, la zone dans laquelle la condition  $d > p$  n'est pas respectée, est une région physiquement irréalisable car il risque de chevauchement entre les rivets. Deuxièmement, il faut respecter l'effet des bandes de rejections traduit par  $p/\lambda_c > 0.25$ . Les pertes doivent être négligées de sorte que l'atténuation  $\alpha_1 < 1.10^{-4}$ . Finalement, il existe une condition non essentielle, mais souhaitable pour la fabrication en masse, qui est de minimiser le nombre de rivets métalliques. Par conséquent, le nombre de cylindres par longueur d'onde ne doit pas dépasser 20, soit  $p/\lambda_c > 0.05$ . Figure I.12 montre le champ électrique du mode dominant et les pertes de fuites qui s'en suivent lorsque les règles de conception ne sont pas respectées.

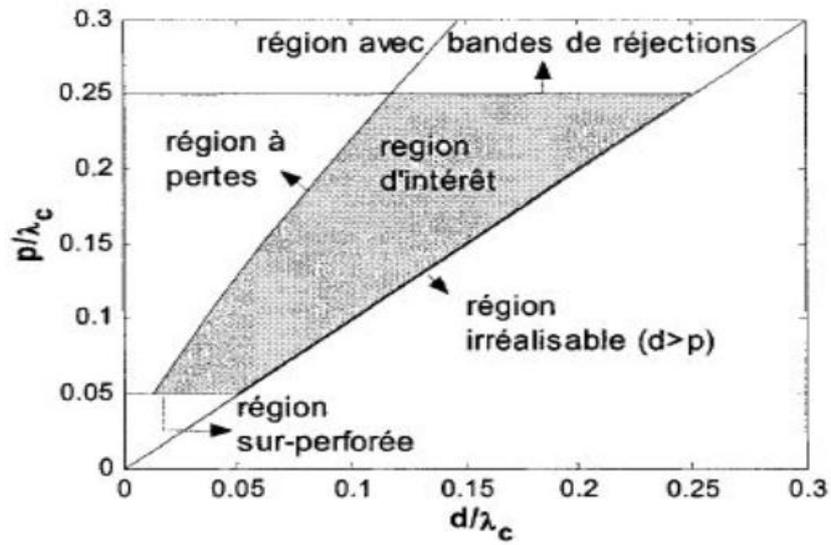


Figure I.11- Région d'intérêt dans le plan formé par  $d/\lambda_c$  et  $p/\lambda_c$ .

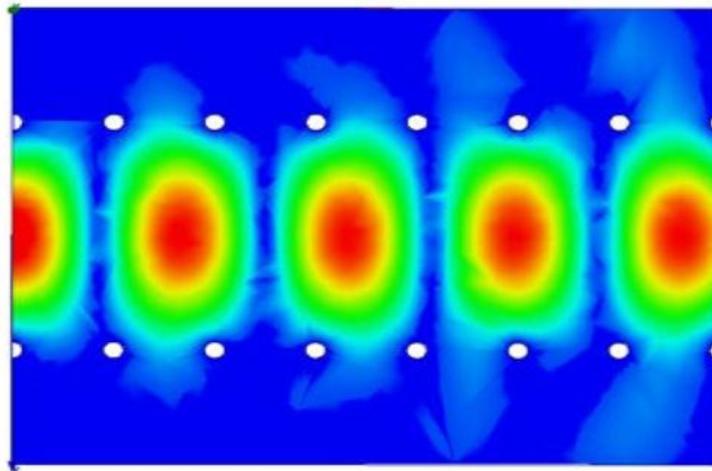


Figure I.12 Pertes de fuites si  $p > 2d$ .

Dans notre cas, ces inégalités peuvent être réécrites sous la forme :

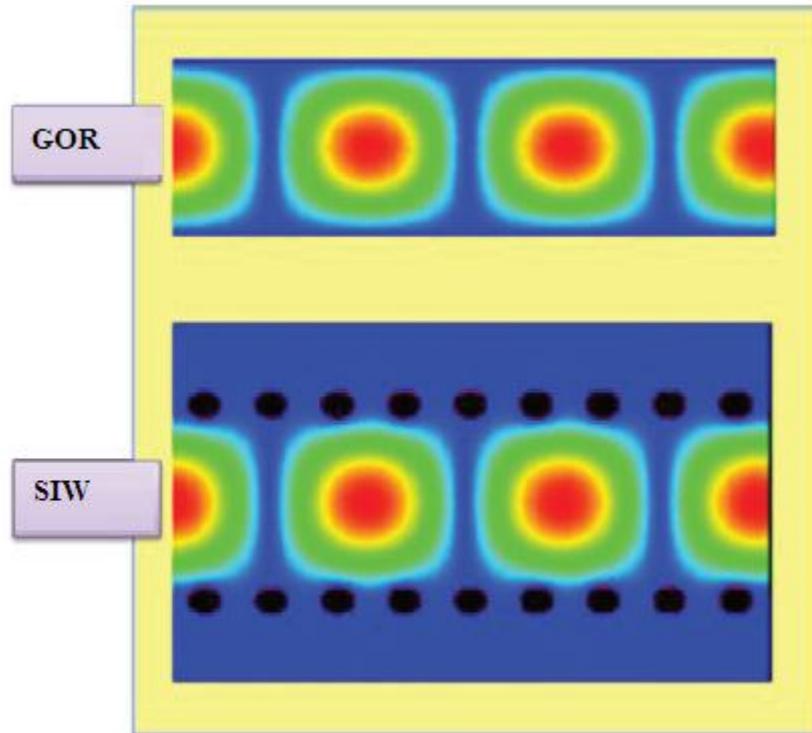
$$d \leq \frac{\lambda_g}{5}$$

$$p \leq 2d \tag{I.59}$$

$$\frac{d}{a} \leq 0.4$$

$\lambda_g$  représente la longueur d'onde guidée.

En respectant cette région, nous pouvons apprécier la similitude de l'intensité du champ électromagnétique entre le SIW et GOR. En effet, le SIW peut être modélisé par un guide d'onde rectangulaire classique comme nous le montre la figure I.13.



**Figure I.13** : Similitude de l'intensité du champ électrique dans un GIS ( $p=2d$ ) et dans un guide rectangulaire équivalent, simulé avec agilent HFSS.

#### I.4 La transition

Une transition efficace entre un guide d'onde rectangulaire et une ligne micro ruban requière une conformité des champs à l'interface entre les deux structures, ainsi qu'une adaptation d'impédance.

Les lignes de champs du mode  $TE_{10}$  et ceux quasi-TEM d'une ligne micro ruban sont représentés aux figures I.14 et I.15.

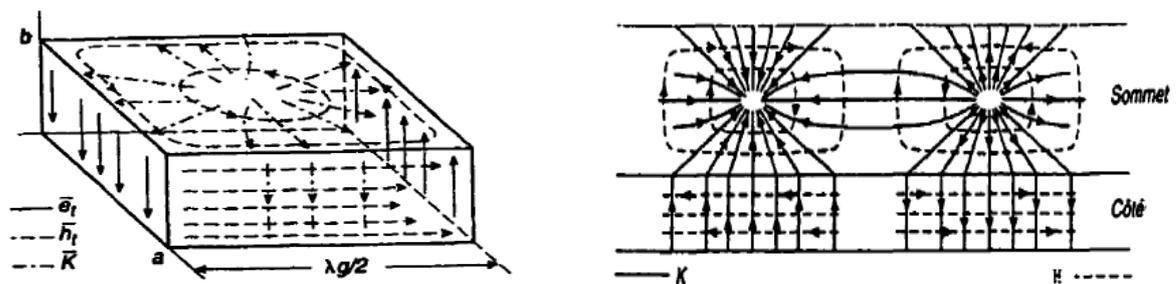


Figure I.14 : Représentation du mode

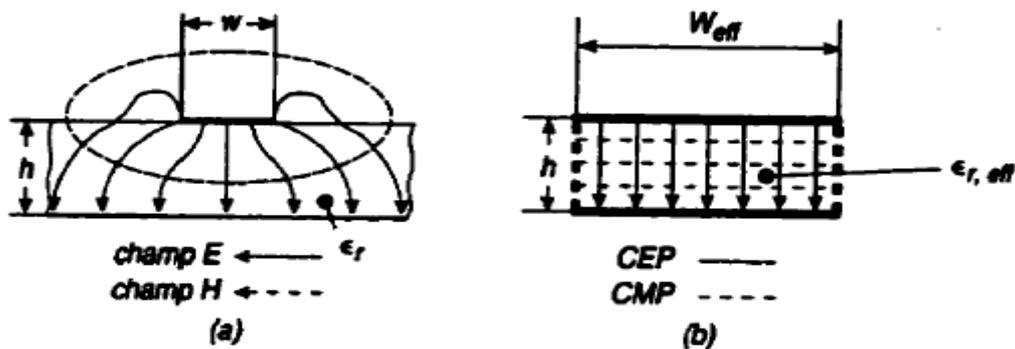


Figure I.15 : (a) ligne micro ruban (b) guide planaire.

Il est apparent que les champs sont, dans les deux cas, polarisés de la même façon. Par contre, les champs du guide d'onde couvrent une région plus grande par rapport à ceux de la ligne micro ruban qui sont plus concentrés entre le plan de masse et le conducteur. Une des manières pour remédier à cela consistera donc à forcer les lignes de champ du guide à se concentrer de façon continue ou périodique. Parmi les différentes techniques et approches utilisées en micro onde afin de réaliser ce type de transition : technique du "Ridged waveguide", technique de la ligne à ailettes (fin-line) et technique de la sonde "Probe type".

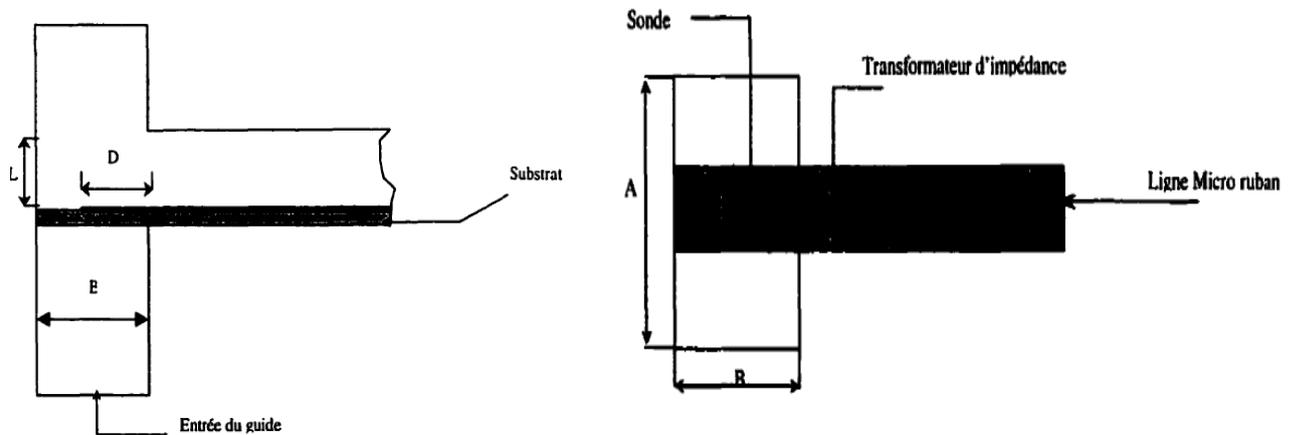
En vous présente brièvement la dernière technique

### Technique de la sonde "Probe type"

Cette technique consiste à insérer une ligne micro ruban à l'intérieur d'un guide d'onde sur toute sa hauteur à travers une petite fente située sur la section large de celui-ci.

Les dimensions de la fente sont prises aussi petite que possible afin de perturber le

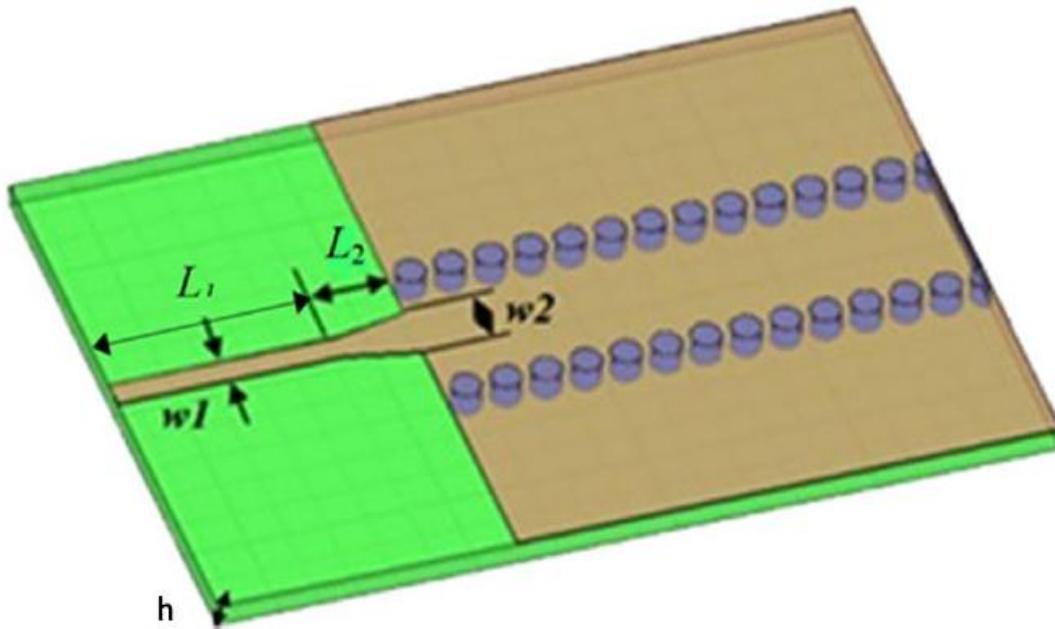
moins possible la distribution des champs dans le guide. Les paramètres importants du «design » sont la position du court-circuit et la longueur de la sonde.



**Figure I.16:** Représentation de la technique de la sonde

Les différentes techniques de conception des transitions micro-onde usuelles présentent de bonnes performances éclectiques mais souffrent par contre de plusieurs lacunes.

D'autre part, depuis que les composants SIW et les circuits planaires ont pu être intégrés sur le même substrat, différentes transitions efficaces ont été proposées pour adapter des guides d'ondes avec les circuits planaires. Nous citons en particulier la transition micro-ruban.



**Figure I.17:** Transition d'un SIW vers un micro-ruban avec ses paramètres.

Cette transition est conçue essentiellement d'un taper microruban reliant la ligne microruban largeur initiale  $W_1$ , largeur finale  $W_2$ , ainsi que les longueurs  $L_1$  et  $L_2$  de la ligne profilée. La largeur initiale de la ligne microruban  $W_1$  est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ . Le calcul du ratio  $\frac{w_1}{h}$  se fait par la formule suivante :

$$\frac{w_1}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^A - 1} & \text{pour } w_1/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ \beta - 1 - \ln(2\beta - 1) + \frac{\epsilon_r}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(\beta - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{pour } w_1/h > 2 \end{cases} \quad (\text{I.60})$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \sqrt{\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \text{ et } \beta = \frac{377 \epsilon_r}{2Z_0 \epsilon_r} \quad (\text{I.61})$$

Pour ces paramètres  $L_1$  et  $L_2$ , la longueur optimum peut être obtenue en choisissant la largeur médiane entre la ligne microruban et la fin de transition, donc en prenant :

$$W_{\text{milieu}} = w_2 + w_1/2$$

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

## **I.5 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord introduits quelques notions générales sur les guides d'ondes et après nous avons présenté quelques structures de lignes de transmission dans la technologie planaire. Et finalement un état de l'art sur la structure SIW est présenté.

Cette technologie progresse tous les jours, ce qui donne lieu à des réalisations Intéressantes de composants hyperfréquences actifs et passifs. De plus, la flexibilité de la Conception de ces circuits SIW en font des technologies prometteuses avec de faibles pertes et de faibles coûts pour les applications en micro-ondes.

# *Chapitre II :*

*Les coupleurs*

*directifs*

## II.1 Introduction

Les coupleurs 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 particulier, les coupleurs utilisés aux fréquences micro-ondes sont généralement des structures passives. 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 [27].

## II.2 Théorie des coupleurs directifs

### II.2.1 Les coupleurs directionnels

Les coupleurs directifs sont des éléments très importants dans le domaine de télécommunications hyperfréquences surtout pour mesurer les puissances hyperfréquences émises et réfléchies par une charge quelconque comme une antenne par exemple. Les coupleurs directifs sont très efficaces au niveau des pertes, ce sont en général des dispositifs radiofréquences ou hyperfréquences à faibles pertes.

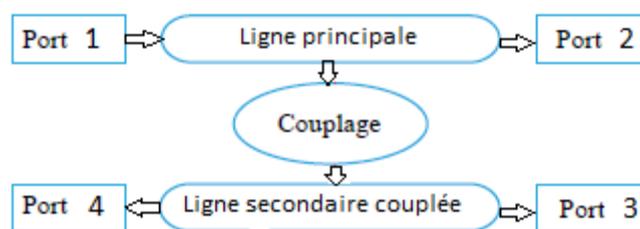
Les coupleurs directifs à guide d'onde sont particulièrement utilisés pour les applications hyperfréquences avec de grandes puissances. Mais leur taille physique pose en général un problème lorsqu'on les utilise comme des éléments distribués car ils occupent beaucoup de place surtout lors d'une application nécessitant une large bande [28].

### II.2.1.1 Définition

Les coupleurs directifs sont des dispositifs passifs disposant de quatre ports et permettant aux sorties de recueillir une puissance proportionnelle à l'entrée : ce sont des diviseurs de puissance [29].

Un coupleur directif comporte en général deux circuits : un circuit principal et un circuit secondaire, et un mécanisme de couplage entre eux [28].

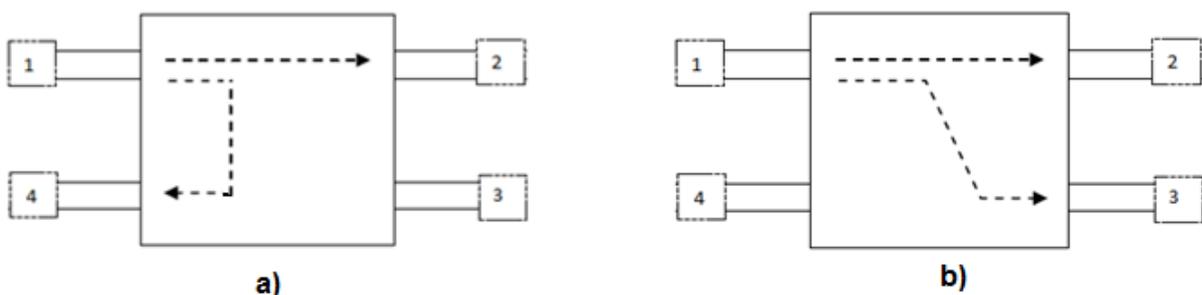
Une partie de la puissance incidente, qui se propage sur la ligne principale de 1 vers 2, est couplée sur la ligne secondaire et sort en 3, pour un coupleur co-directif, et en 4, pour un coupleur contra-directif [31].



**Figure II.1 :** Diagramme schématisant les éléments principaux d'un coupleur directif avec ses quatre ports.

On pourra distinguer les grandes classes de coupleurs directifs (Figure II.2) que sont les coupleurs par proximité (contra-directif) et les coupleurs à jonctions (co-directif) [28].

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



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

De façon plus générale, un coupleur directif est un quadripôle réciproque ( $S_{ij} = S_{ji}$ ), adapté ( $S_{ii} = 0 \forall i$ ) et idéalement sans pertes [ $S^* = [S]^{-1}$ ] [32]. la matrice  $S$  de ce coupleur est :

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

Pour un système sans pertes, on peut démontrer qu'il faut que :

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

Et :

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

Qu'on peut satisfaire si  $S_{14} = S_{23} = 0$ . Puisque le réseau est sans pertes, la matrice  $S$  est unitaire :  $(S^*)^T S = 1$  et  $S^T S^* = 1$  (le produit des amplitudes de chaque rangée est 1), et on obtient [30] :

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

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

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

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

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

Pour simplifier la matrice encore plus, on choisit des références de phase sur 3 des 4 ports, de sorte que [30] :

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

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

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

Avec les conditions que  $\alpha$  est réel,  $\beta$  est réel, et  $\theta$  et  $\phi$  sont des constantes de phase à déterminer. Puisque  $|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1$ , on obtient  $\alpha^2 + \beta^2 = 1$ . Pour ce coupleur directionnel sans pertes, la matrice  $S$  devient [30] :

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

Le produit scalaire des rangées 2 et 3 doit être zéro

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

Ou :

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

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

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

**Conclusion :** Nous définissons un coupleur avec :

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44}$$

$$S_{21} = S_{12} = S_{43} = S_{34} = \delta \text{ transmission entre les voies situées en lignes droites.}$$

$$S_{31} = S_{13} = S_{42} = S_{24} = \varepsilon \text{ transmission entre les voies d'une même paire.}$$

$$S_{41} = S_{14} = S_{32} = S_{23} = \tau \text{ transmission entre les voies situées en diagonales.}$$

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

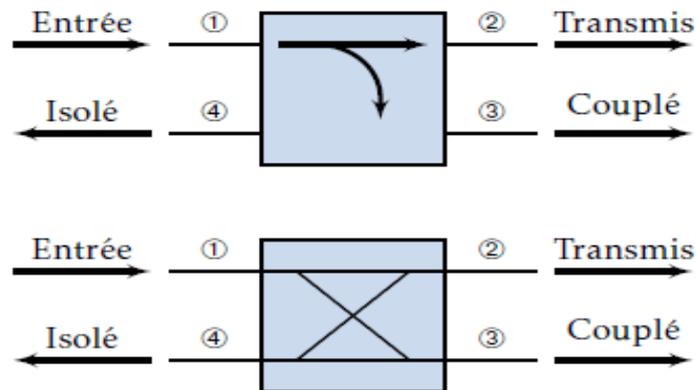
La matrice de répartition du coupleur est donc complètement déterminée par les éléments de la première colonne.

Autrement dit, le calcul de la matrice de répartition se réduit au calcul des quatre paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  et  $S_{41}$  [32].

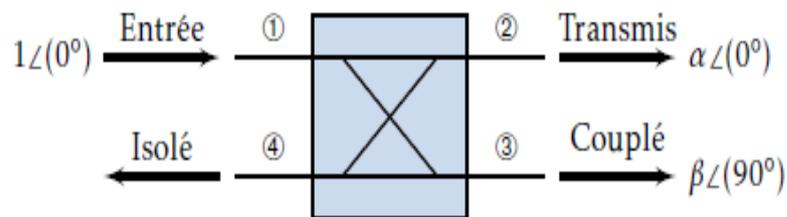
### II.2.1.2 Coupleur symétrique $\theta = \phi = \pi/2$

Le coupleur symétrique est montré à la figure II.4, n'importe quel port peut être utilisé pour l'entrée. La sortie sera toujours du côté opposé de l'entrée, et le port isolé sera toujours

du même côté que l'entrée. Dans ce cas, on choisit  $\theta = \phi = \pi/2$ , ce qui veut dire que les termes d'amplitude  $\beta$  ont la même phase [30].



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



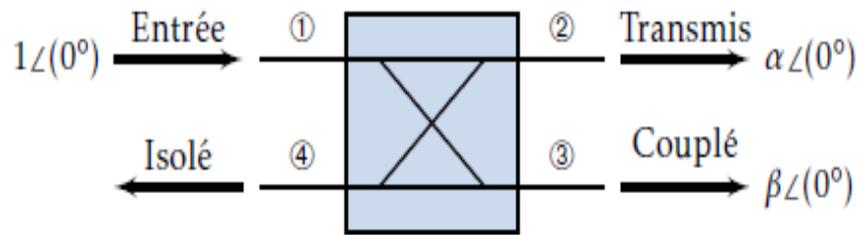
**Figure II.4 :** Coupleur symétrique.

La matrice S du coupleur symétrique est :

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

### II.2.1.3 Coupleur anti-symétrique $\theta = 0$ et $\phi = \pi$

Le coupleur anti-symétrique est montré à la figure II.5. Dans ce cas, on choisit  $\theta = 0$  et  $\phi = \pi$  ce qui veut dire que les termes d'amplitude  $\beta$  ont  $180^\circ$  de déphasage [30].



**Figure II.5** : Coupleur anti-symétrique.

La matrice  $S$  du coupleur anti-symétrique est :

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

On utilise typiquement trois paramètres pour définir un coupleur directionnel :

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

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

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

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

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

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

Un coupleur idéal aura une directivité et une isolation infinies ( $S_{14} = 0$ ). Dans ce cas,  $\alpha$  et  $\beta$  peuvent être déterminés à partir du facteur de couplage  $C$  [30].

Les coupleurs hybrides sont un cas spécial de coupleurs directionnels, où le facteur de couplage est -3dB, ce qui veut dire que  $\alpha = \beta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ . Il existe deux types de coupleurs

hybrides. Le coupleur en quadrature a un déphasage de  $90^\circ$  entre les ports 2 et 3 ( $\theta = \phi = \pi/2$ ) ; c'est un coupleur symétrique. La matrice S est :

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

Le T-magique ou *rat-race hybrid* a un déphasage de  $180^\circ$  entre les ports 2 et 3 lorsque l'entrée est au port 4; c'est un coupleur anti-symétrique. Sa matrice S est :

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

#### II.2.1.4 Caractéristiques d'un coupleur directionnel

Le choix d'un coupleur directionnel dépend :

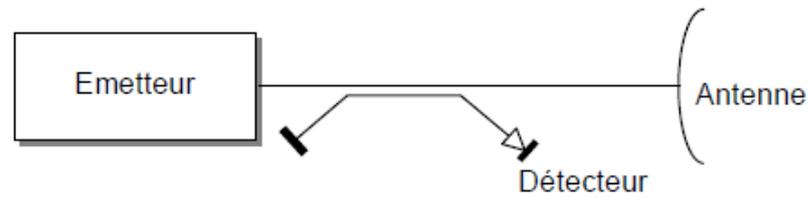
- Puissance maximum à transmettre, elle dépend de la qualité de la réalisation et des dimensions du coupleur.
- Bande de fréquence d'utilisation, déterminée par le type et la technologie utilisée.
- Précision de la mesure, d'autant meilleure que la directivité du coupleur sera grande.
- Puissance minimum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

### II.3 Exemples d'application

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

#### II.3.1 Mesure de puissance

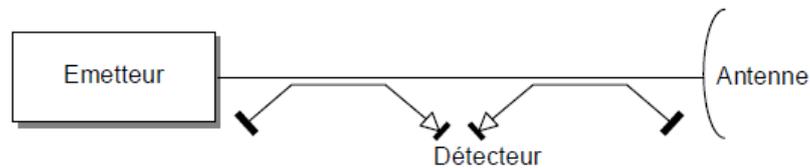
Le coupleur directif permet de prélever une faible partie de la puissance transmise et de contrôler ainsi le niveau et la forme du signal.



**Figure II.6 :** Coupleur mesure de puissance

### II.3.2 Réflectomètre

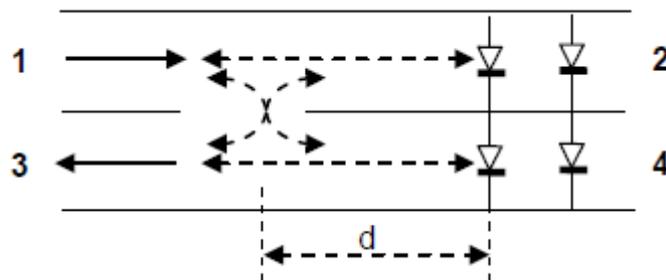
Le premier coupleur mesure la puissance incidente, le second la puissance réfléchiée. Ceci permet une mesure permanente du TOS introduit par l'aérien du radar.



**Figure II.7 :** Coupleur réflectomètre.

### II.3.3 Déphaseur à réflexion

Soit un coupleur 3dB et des courts-circuits variables sur les branches 2 et 4.

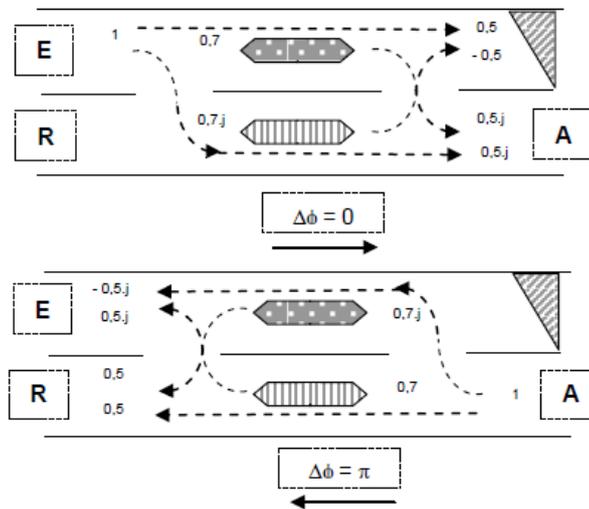


**Figure II.8 :** Déphaseur à réflexion

L'onde venant de 1 va se propager en deux ondes dans les voies 2 et 4 et, après réflexion, chacune d'elle se partagera dans les voies 1 et 3. Dans la voie 3, chaque onde a traversé une fois le coupleur. Elles sont en phase et s'ajoutent dans la voie 1, l'une des ondes n'a pas quitté le guide 1-2, l'autre a traversé 2 fois l'orifice de couplage et est donc déphasé de  $\pi$ . Toute l'énergie ressort donc par 3 ; on peut régler la phase de l'onde ainsi formée en jouant sur la distance  $d$  séparant le court-circuit de l'orifice du couplage.

**II.3.4 Duplexeur à coupleur 3 dB et ferrite**

Entre deux coupleurs à 3 dB, on introduit dans une des voies, un ferrite déphasant l'onde de  $\varphi$  dans un sens de propagation et de  $\varphi + \pi$  dans l'autre. Le déphasage de  $\varphi$  est compensé dans l'autre voie par un déphaseur réciproque. Les schémas suivants présentent les deux sens de propagations, chaque couplage introduisant un déphasage différentiel de  $\pi/2$  :

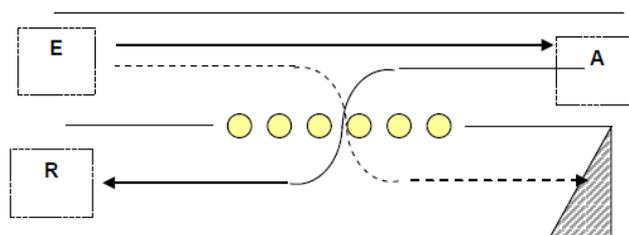


**Figure II.9 :** Duplexeur à coupleur 3 dB et ferrite.

Le déphasage n'est pas parfait, d'où la charge adaptée sur la voie libre. Par ailleurs ce type de duplexeur ne peut pas supporter des puissances très élevées.

**II.3.5 Duplexeur à coupleur total (duplexeur à rideau)**

Il se décompose d'un coupleur total dans l'ouverture duquel sont placés des tubes à gaz.



**Figure II.10 :** Duplexeur à coupleur total (duplexeur à rideau).

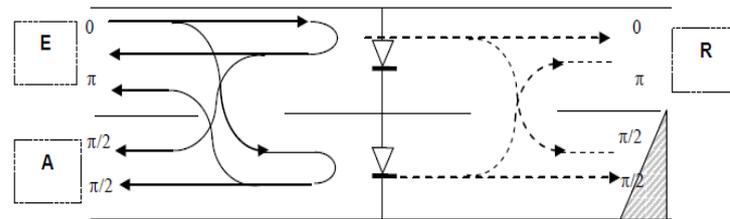
A l'émission, l'énergie importante provoque une ionisation des tubes à gaz qui se comportent alors comme un rideau venant clore l'ouverture de couplage, la quasi-totalité de l'énergie est dirigée vers l'antenne ; la faible partie qui franchit le rideau est dissipée dans une charge adaptée.

A la réception, le coupleur joue son rôle et l'énergie, en provenance de l'antenne, est aiguillée vers le récepteur. Un TR bas niveau ou commutateur doit être, en outre, ajouté sur la voie réception pour se protéger des fuites à l'émission.

**II.3.6 Duplexeur à coupleurs 3 dB et éclateurs**

A l'émission, les éclateurs sont excités et se comportent comme des courts-circuits ; après réflexion, l'énergie est recueillie par l'antenne.

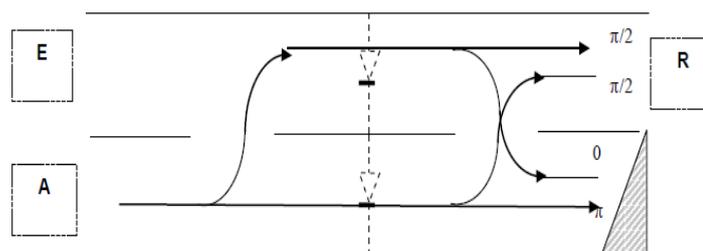
En outre, les ondes qui traversent le court-circuit donnent, après passage dans le second coupleur, des ondes en opposition de phase au niveau du récepteur.



**Figure II.11 :** Principe de fonctionnement de duplexeur à l'émission.

Celui-ci doit être, en outre, protégé par un TR ou commutateur.

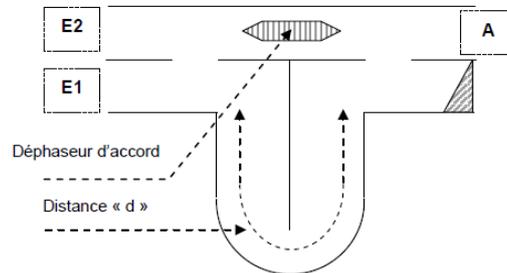
A la réception, les circuits sont ouverts et la composition des ondes oriente le signal vers le récepteur.



**Figure II.12 :** Principe de fonctionnement de duplexeur à la réception.

**II.3.7 Diplexeur**

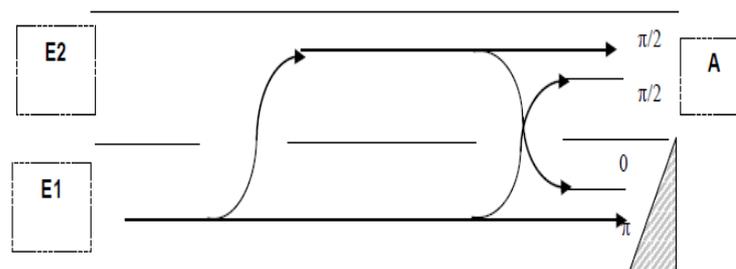
Le rôle du diplexeur est de connecter deux émetteurs de fréquences différentes à la même antenne, sans provoquer de couplage entre ces émetteurs. Son principe est le suivant :



**Figure II.13 :** Rôle du diplexeur.

Deux coupleurs à 3dB sont réunis entre eux, sur une voie directement, sur l'autre voie à travers un trombone de longueur d.

A la longueur d'onde  $\lambda_1$ , le déphasage dans le trombone  $\varphi_1 = 2\pi d / \lambda_1$  est compensé dans la voie directe. Tout se passe comme si les deux coupleurs avaient été reliés par des guides de longueur égale et l'énergie est orientée vers l'antenne.

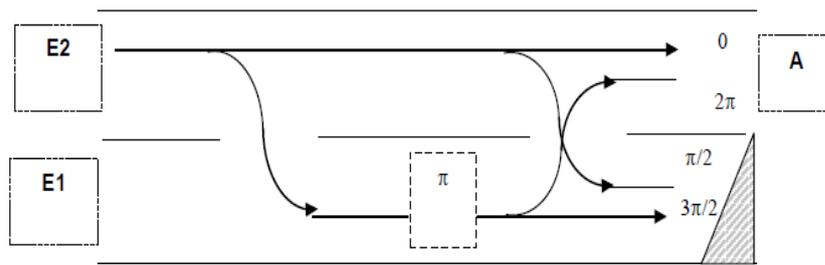


**Figure II.14 :** Principe de fonctionnement du diplexeur à la longueur d'onde  $\lambda_1$ .

A la longueur d'onde  $\lambda_2$  :

$$\varphi_2 = \frac{2\pi d}{\lambda_2} = \varphi_1 + \pi \tag{II.23}$$

Un déphasage de  $\pi$  est rajouté sur l'une des voies, et l'énergie est orientée vers l'antenne.



**Figure II.15 :** Principe de fonctionnement du diplexeur à la longueur d'onde  $\lambda_2$ .

La condition à réaliser est :

$$\frac{2\pi d}{\lambda_2} = \pi + \frac{2\pi d}{\lambda_1} \text{ soit : } d = \frac{\lambda_1 \cdot \lambda_2}{2 \cdot (\lambda_1 - \lambda_2)} \quad (\text{II.24})$$

## II.4 Coupleurs à la technologie SIW

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

### II.4.1 Coupleurs 3-D SIW pour couplage faible

Cette section se concentre sur la conception de coupleurs directionnels pour le couplage faible. Ces coupleurs sont utilisés pour fournir par exemple des points de test. Ces éléments sont utiles pour le contrôle de puissance au niveau des étages du système, de la mesure d'impédance ou de l'adaptation [34].

#### II.4.1.1 Coupleur Schwinger

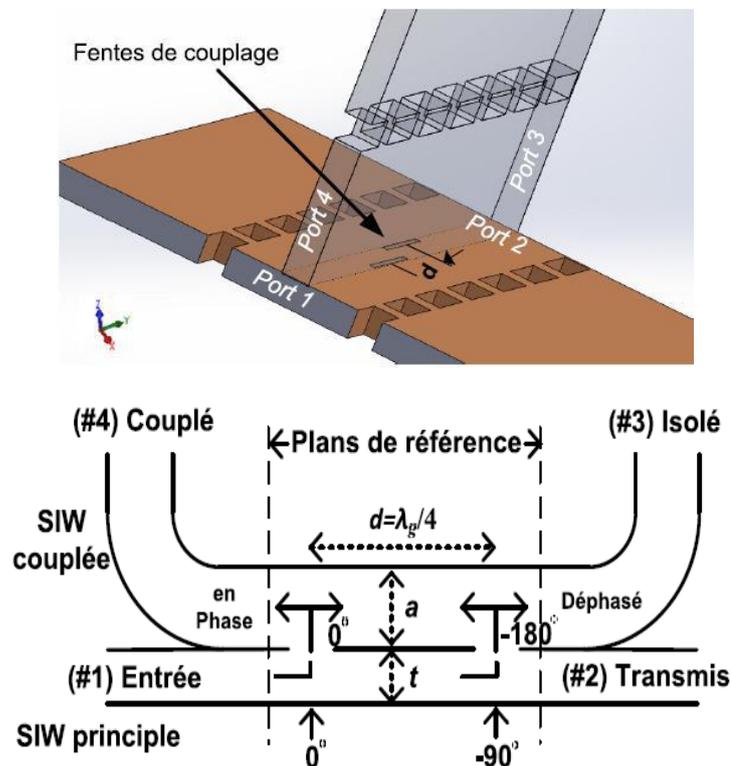
Le coupleur Schwinger a été inventé en 1946 et il est basé sur la technologie de guide d'onde conventionnel [35]. Son principe est illustré à la figure II.16, le long des côtés latéraux étroits des lignes SIW, pour le mode dominant  $TE_{10}$ . Les champs électriques sont nuls alors que les champs magnétiques 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.16) 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. Ainsi, l'isolation ne dépend pas de la fréquence, car les longueurs des chemins des deux fentes sont les mêmes au port isolé.

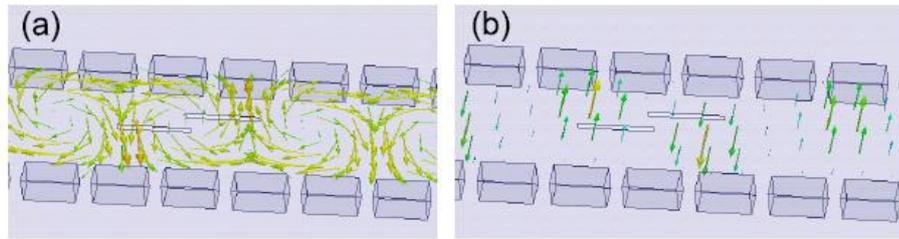
Au port couplé, le signal est déphasé de  $180^\circ$ . Ceci est obtenu en espaçant les deux fentes d'une distance  $d$  proportionnelle à un quart de la longueur d'onde guidée  $\left(\frac{\lambda_g}{4}\right)$  suivant la relation qui suit :

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

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

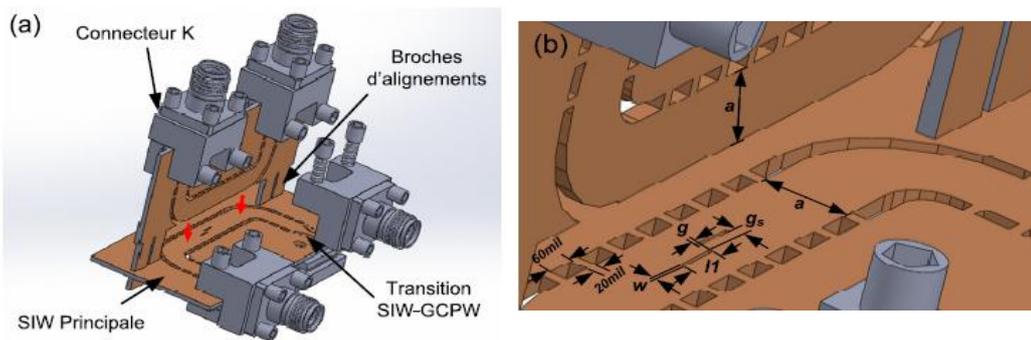


**Figure II.16 :** Principe de fonctionnement du coupleur Schwinger.

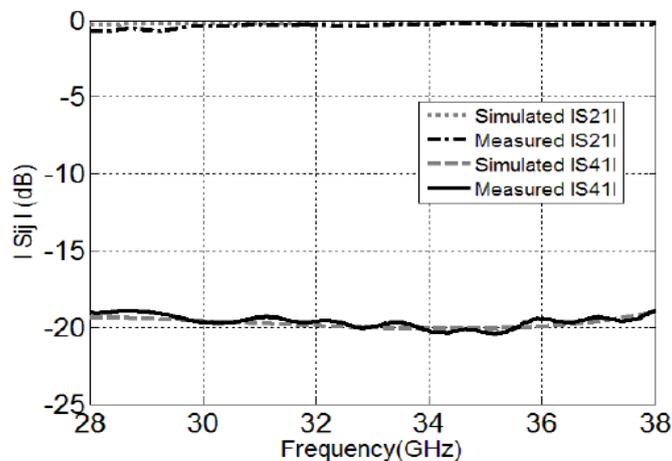


**Figure II.17 :** Distribution du champ simulé (a) champ magnétique et (b) champ électrique suivant la direction de propagation à la fréquence de 35 GHz.

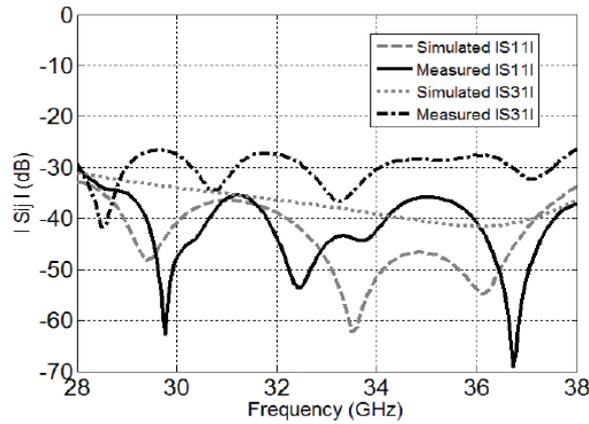
L'implémentation 3-D en technologie SIW proposée du coupleur Schwinger est illustrée sur la figure II.18.



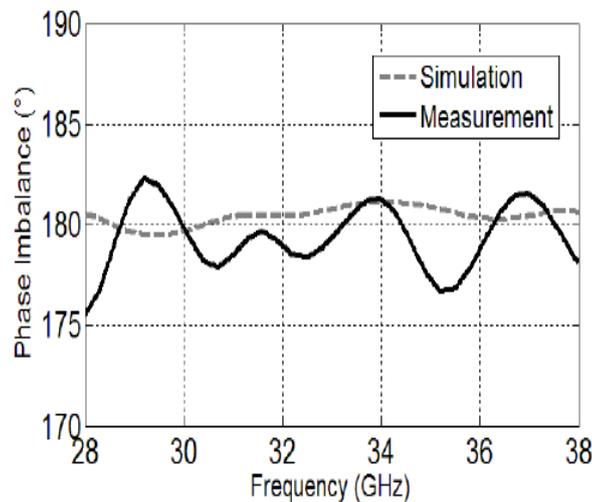
**Figure II.18 :** Géométrie du coupleur Schwinger en technologie SIW, a) vue 3-D, b) dimensions:  $a = 3.57$  mm,  $l = 2.13$  mm,  $w = 0.15$  mm,  $g = 0.1$  mm et  $g_s = 0.4$  mm.



**Figure II.19 :** Résultats simulés et mesurés des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{41}$  du coupleur Schwinger.



**Figure II.20:** Résultats simulés et mesurés des paramètres  $S_{31}$  et  $S_{11}$  du coupleur Schwinger.



**Figure II.21:** Résultats simulés et mesurés de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.

L'étude a été basée sur une simulation à l'aide de logiciel CST, les figures II.19 et II.20 montrent les paramètres S simulés et mesurés. Il y a une très bonne concordance entre les résultats théoriques et les résultats simulés dans la bande d'intérêt (28-38 GHz). Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le coefficient d'isolation  $S_{31}$  sont inférieurs à -30 dB dans la bande de largeur 10 GHz. Le paramètre de transmission est inférieur à 0.74 dB dans la bande de fréquence considérée. La différence de phase entre le port transmis et le port couplé est représentée sur la figure II.21. 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.

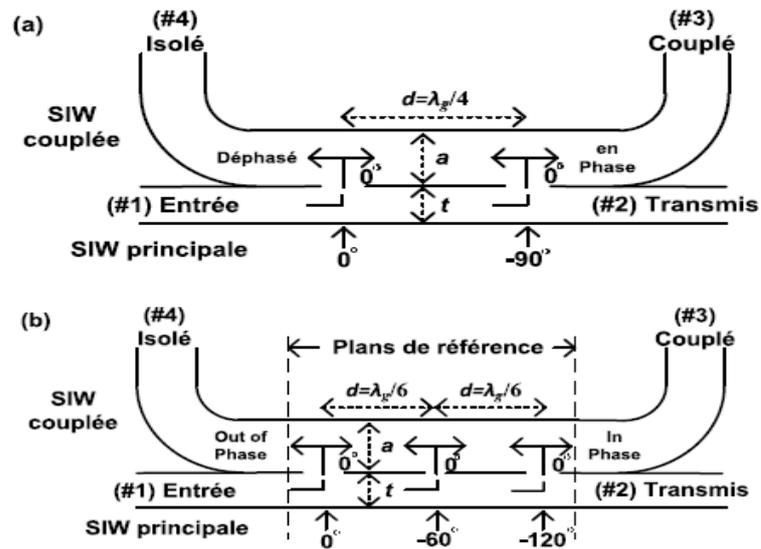
### II.4.1.2 Coupleur à fentes

Le coupleur à fentes proposé en technologie SIW est illustré dans la figure II.23. Les coupleurs à fentes sont généralement constitués de guides d'onde parallèles partageant une surface commune. La structure proposée diffère de celle trouvée dans la littérature par ce que les deux guides d'ondes sont disposés perpendiculairement. Toutefois, son principe est semblable. Sa structure est comparable au coupleur Schwinger de la figure II.18 à l'exception de la fente de couplage. Le bloc principal (celui horizontal dans la figure II.23) comporte trois fentes, de largeur  $w$ , situées le long de son axe de propagation, espacées d'une distance  $d$  et tournées d'un certain angle  $\alpha$ , et qui contrôlent le niveau du couplage  $k$ . En augmentant l'angle  $\alpha$  des slots, on couple plus d'énergie (le facteur  $k$  augmente).

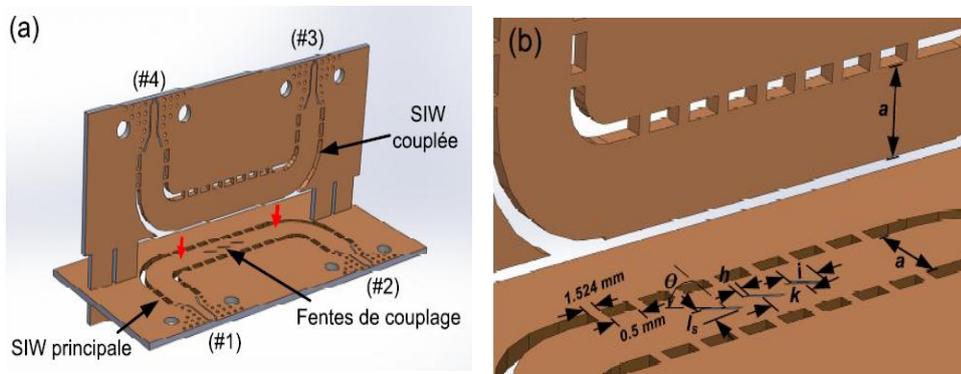
Le coupleur à fentes de base se compose de deux fentes séparées par  $d = \lambda g/4$  [36]. Chaque fente rayonne des ondes de directions opposées dans le guide d'onde supérieur. Dans la direction directe, les deux ondes issues des fentes sont en phases et vont s'additionner indépendamment de la fréquence et de l'espacement des fentes puisqu'ils parcourent la même longueur électrique. Dans la direction inverse, les deux ondes s'annulent, puisque le déphasage est de  $180^\circ$  résultant de l'espacement  $\lambda g/4$  entre les fentes. Pour cette structure, comparativement au coupleur Schwinger, l'isolation dépend de la fréquence alors que le couplage n'en dépend pas. Un comportement directionnel similaire peut être obtenu en utilisant trois fentes séparées par  $d = \lambda g/6$  à la place de deux fentes. Dans le sens direct, les ondes issues des trois fentes s'additionnent en phase puisqu'elles auront parcouru  $\lambda g/3$ . L'annulation est obtenue lorsque les ondes ont les mêmes amplitudes (compte tenu de la valeur faible de  $k$ ) et des différences de phase de  $0^\circ$ ,  $120^\circ$  et  $240^\circ$ . La structure proposée est basée sur la configuration à 3 slots.

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

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



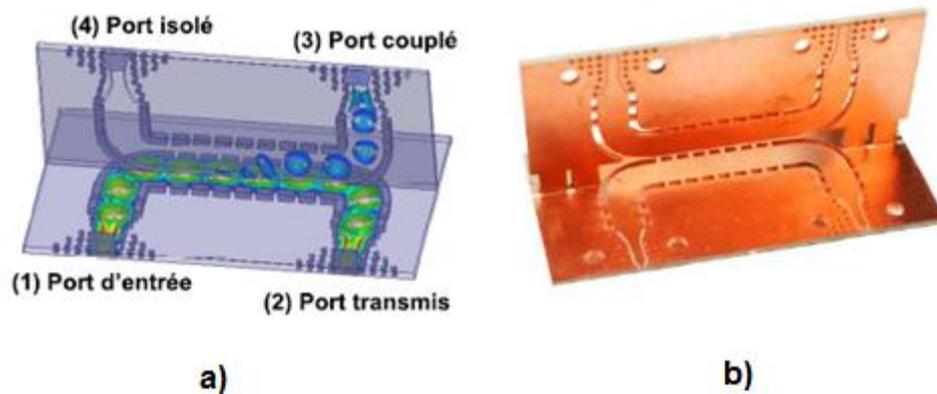
**Figure II.22 :** Principe de fonctionnement du coupleur à fentes: a) deux fentes et b) trois fentes.



**Figure II.23 :** Géométrie du coupleur à fentes en technologie SIW, a) vue 3-D, b) dimensions:  $l_s = 0.62$  mm,  $h = 0.33$  mm,  $k = 2.26$  mm,  $i = 1.43$  mm et  $a = 3.57$  mm.

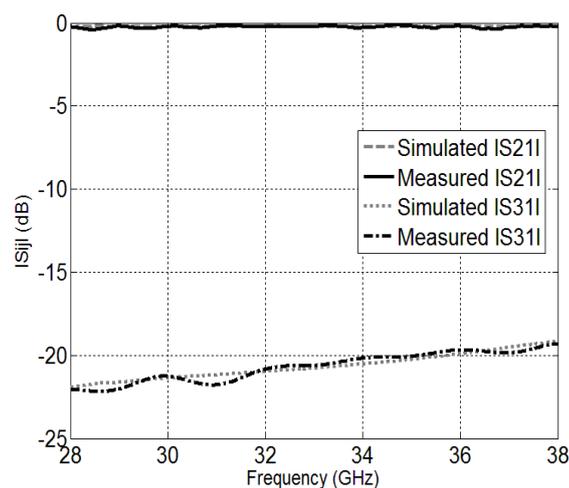
Un coupleur à fentes de 20 dB a été conçu pour un fonctionnement large bande dans la bande K. Comme expliqué dans la section précédente.

La simulation du champ électrique à la fréquence de 35 GHz se trouve à la figure II.24 a) où les caractéristiques d'isolement et de phase peuvent être observées.

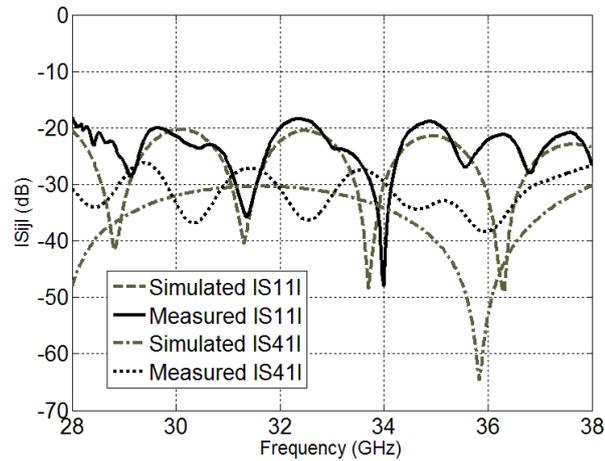


**Figure II.24 :** a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz  
b) photographie du coupleur à fentes 20 dB fabriqué.

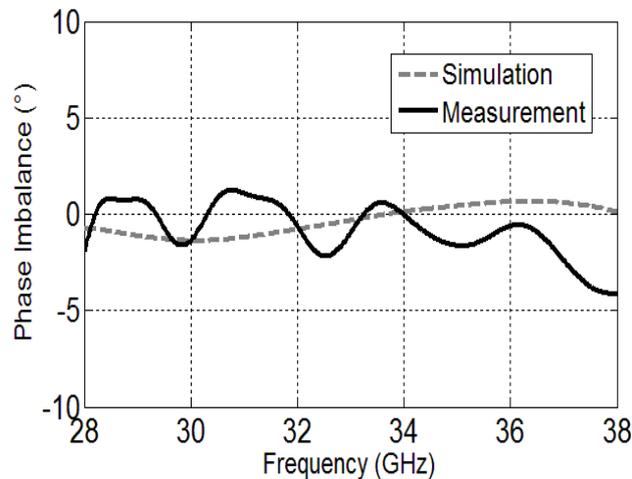
Les figures II.25 et II.26 montrent des paramètres  $S$  simulés et mesurés en bon accord. Le couplage à  $20 \pm 1$  dB est réalisé à partir de 31.8 à 38 GHz. La perte d'insertion ( $S_{21}$ ) est meilleure que 0.57 dB dans la même bande de fréquence. L'adaptation et l'isolation sont meilleurs que -18.4 dB et -26.2 dB à partir de 28 GHz à 38 GHz. Par rapport au coupleur Schwinger, la transmission ( $S_{31}$ ) est plus plate et moins dépendante de la fréquence.



**Figure II.25 :** Résultats simulés et mesurés des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{31}$  du coupleur à fentes.



**Figure II.26 :** Résultats simulés et mesurés des paramètres  $S_{41}$  et  $S_{11}$  du coupleur à fentes.



**Figure II.27 :** Simulations et mesures de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.

## Conclusion

Les deux structures large bande conçues et fabriquées pour des couplages faibles le coupleur Schwinger ( $|S_{31}|$  de la figure II.20) atteint un niveau d'isolation plus élevé que celui à fentes ( $|S_{41}|$  de la figure II.26).

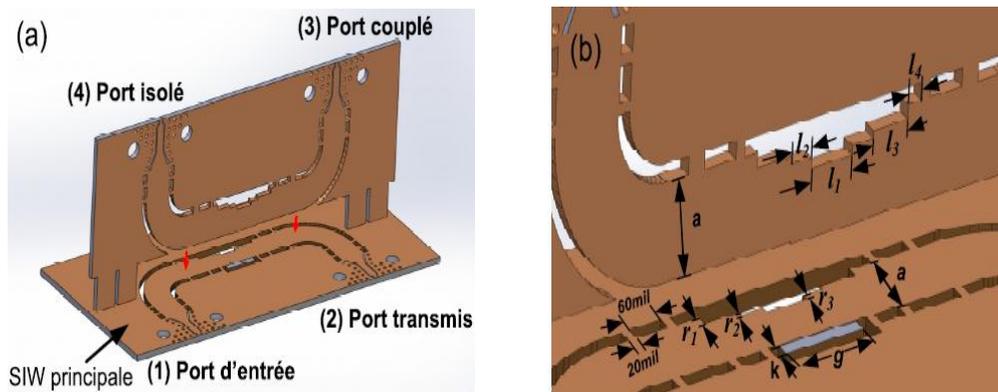
### II.4.2 Coupleur 3-D SIW pour couplage élevé

L'utilisation du couplage magnétique avec des fentes situées au milieu de la ligne SIW principale ne permet pas d'avoir du couplage élevé. C'est parce que le maximum du champ magnétique du mode  $TE_{10}$  est minimal au milieu et maximal dans les côtés de la ligne. Pour atteindre des valeurs plus élevées de couplage, il est nécessaire de concevoir un autre type de

structure. Pour cela, nous avons cherché comment rendre le coupleur de type Riblet planaire tridimensionnelle.

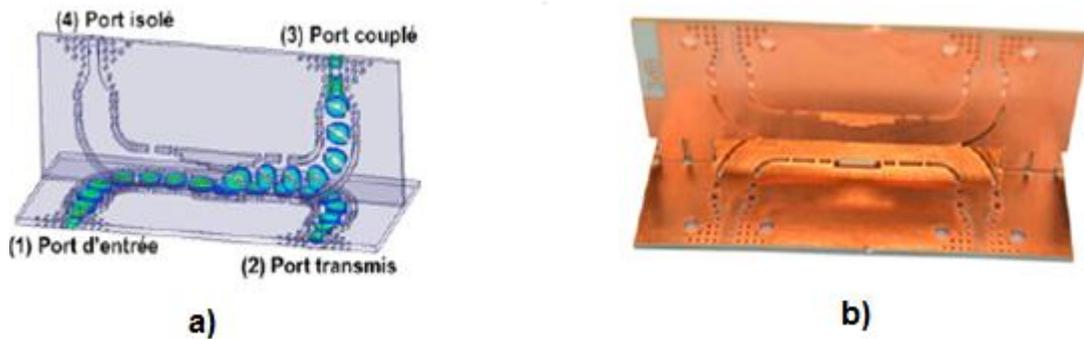
#### II.4.2.1 Coupleur 3 dB SIW de type Riblet tridimensionnel

Le coupleur SIW de type Riblet peut être réalisé par la juxtaposition de deux lignes SIW dont le couplage est assuré par une fente courte située dans la partie commune de deux de leurs petites faces accolées. Le couplage est ajusté en contrôlant les dimensions de la région de la fente pour générer le motif d'interférence pour la propagation des modes  $TE_{10}$  et  $TE_{20}$ . La structure qu'on propose diffère de celle classique par le fait que les deux guides d'ondes sont disposés perpendiculairement. 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.28.



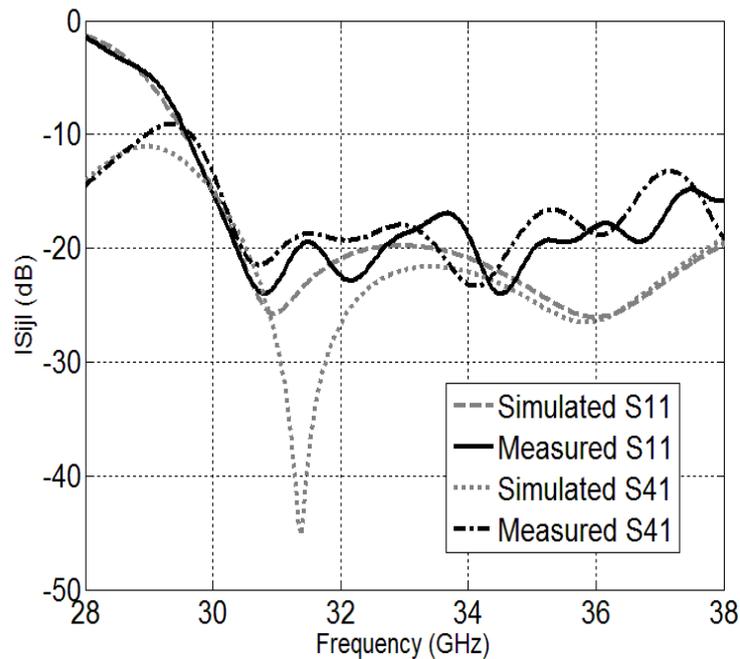
**Figure II.28 :** Géométrie du coupleur 3 dB Riblet en technologie SIW, a) vue 3-D et b) dimensions:  $a = 4$  mm,  $r1 = 0.6$  mm,  $r3 = 0.27$  mm,  $r1 = 0.4$  mm,  $k = 0.76$  mm,  $g = 4.86$  mm,  $l1 = 2.54$  mm,  $l2 = 1.3$  mm et  $l3 = 2.18$  mm.

La distribution du champ électrique lorsque le port 1 est alimenté est présentée dans la figure II.29 a). La photographie du prototype en bande Ka est représentée sur la figure II.29 b).

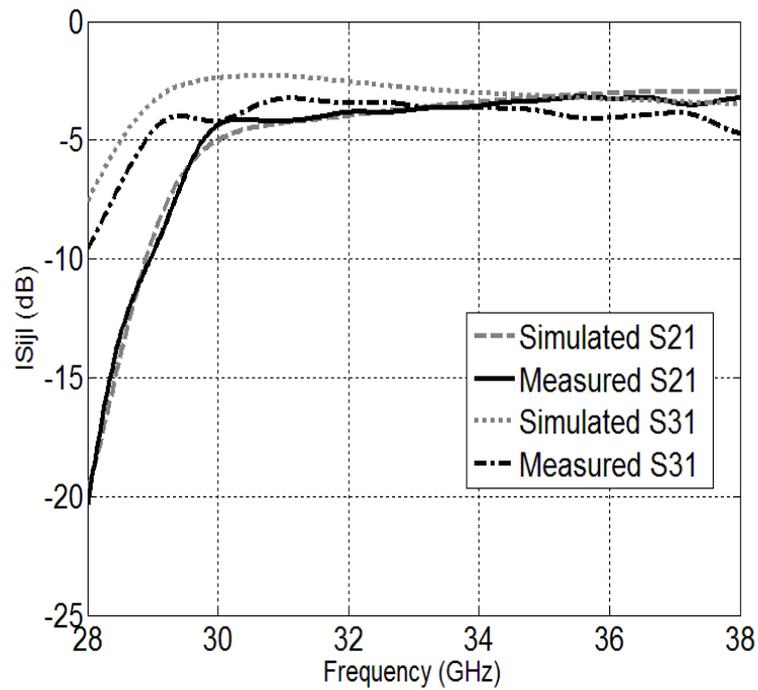


**Figure II.29** : a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz  
b) photographie du coupleur de type Riblet 3 dB fabriqué.

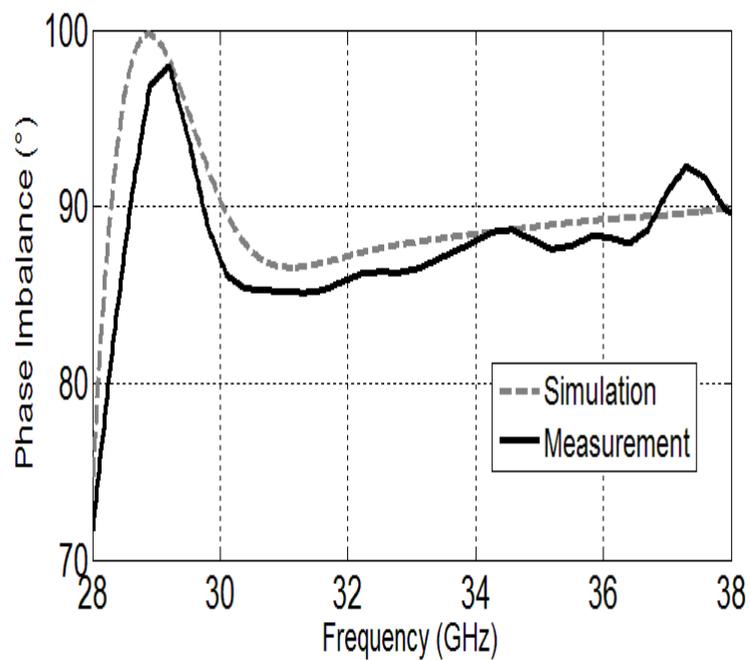
Les paramètres  $S$  simulés et mesurés sont donnés dans les figures II.30 et II.31. Sur la largeur de bande 31-37 GHz, l'adaptation et l'isolation sont meilleures que respectivement -15 dB et -20 dB. Dans la même plage de fréquence, la transmission et le couplage sont centrés à -3.27 dB; autour de cette valeur, on a une dispersion de  $\pm 0.96$  dB observée. La figure II.32 illustre la différence de phase entre le port de transmission et le port couplé.



**Figure II.30** : Résultats simulés et mesurés des paramètres  $S_{11}$  et  $S_{41}$  du coupleur 3 dB de type Riblet.



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



**Figure II.32** : Différence de phase mesurée et simulée entre les ports 2 et 3.

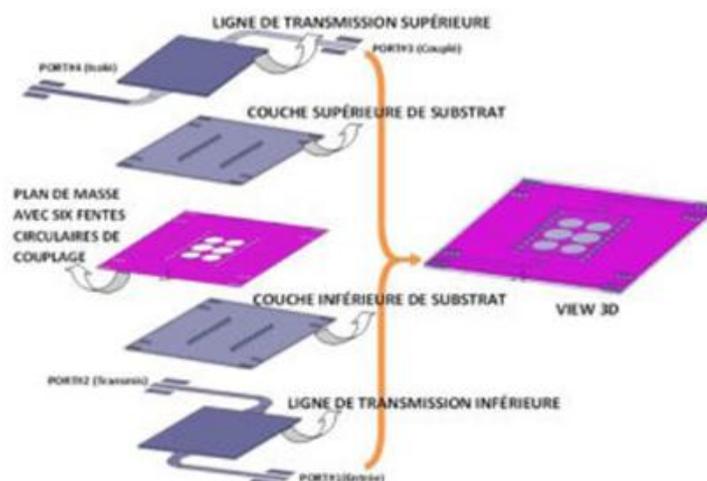
### II.4.2.2 Coupleur directionnel bicouche SIW 3 dB/90°

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

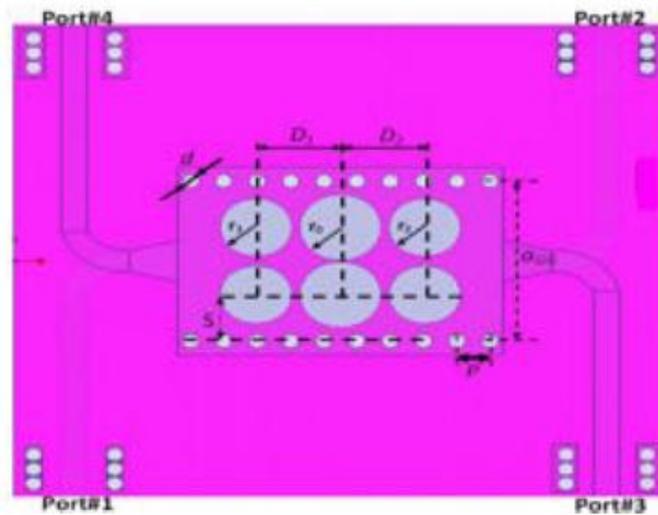
1. mettre les fentes circulaires de façon linéaire ou en série utilisant la méthode de Chebyshev [37]-[38].
2. mettre les fentes circulaires en parallèle.

Le premier cas est à exclure du fait de la taille du circuit qui va augmenter et dont il faut tenir en compte. Toutefois, certains travaux, utilisant le dernier cas, ont été publiés [39]. Cependant, ce concept souffre d'une réelle corrélation entre le niveau de couplage, la taille et le nombre de fentes circulaires utilisées pour obtenir un couplage de 3dB. Par conséquent, notre approche appelée le concept 3-3 fentes circulaires ou 3 paires de fentes circulaires (**3PFC**) (c'est-à-dire 3 fentes circulaires de part et d'autre du plan de symétrie de la structure) nous donne d'excellents résultats en termes de couplage, de directivité, d'isolation, de phase et de bande passante sans affecter la taille du coupleur. Grâce à ces caractéristiques, le coupleur proposé est un bon candidat pour la conception du réseau d'alimentation à formation de faisceaux dans le cas des topologies à deux couches [40].

Le coupleur directionnel 3dB/90° proposé est illustré à la figure II.33 [40].



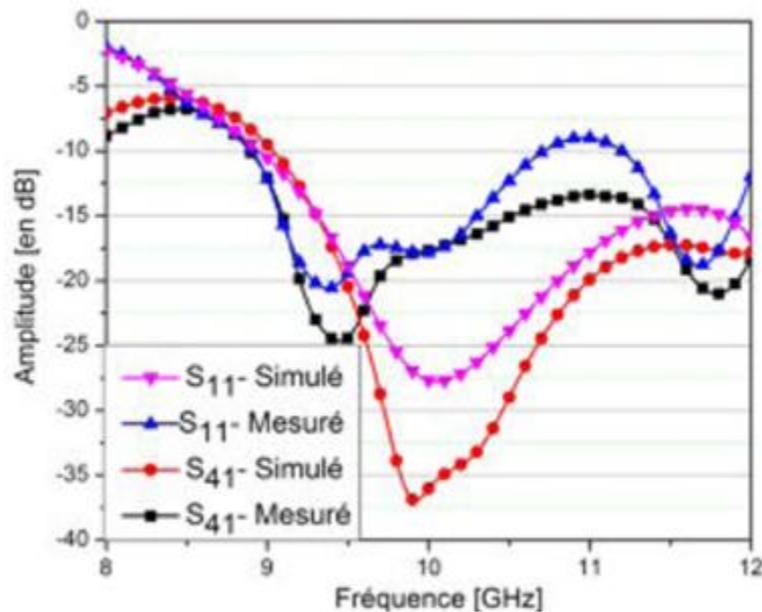
a)



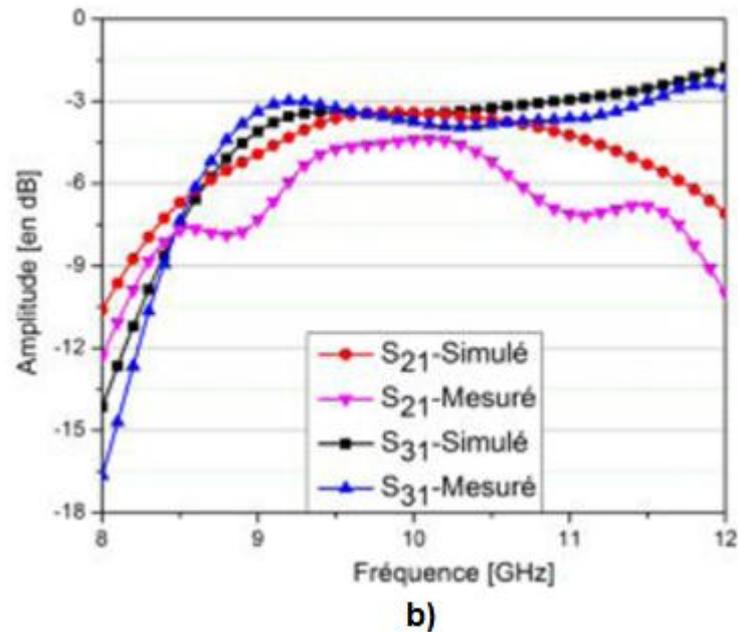
b)

**Figure II.33 :** Le coupleur directionnel bicouche 3dB/900 développé :a) Vue en 3D.  
b) Vue de haut avec les paramètres des fentes circulaires.

La **figure II.34** 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  $S_{41}$  [41].



a)



**Figure II.34 :** 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 Conclusion

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

Dans ce qui suit, nous allons concevoir et valider numériquement quelques structures électromagnétiques de base à la technologie SIW y compris les coupleurs.

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

# *Chapitre III :*

*Présentation des  
résultats de  
simulations*

### III.1 Introduction

Ce dernier chapitre sera réservé à la présentation des résultats de simulation des guides d'ondes en technologie SIW, ainsi que le coupleur à branche et son half mode en trois structures fonctionnant en bande S qui s'étale sur [2 - 4 GHz] et la bande C qui s'étale sur [4 - 8 GHz]. La conception a été achevée en employant le simulateur commercial disponible au niveau du laboratoire de Télécommunication CST Microwave Studio.

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

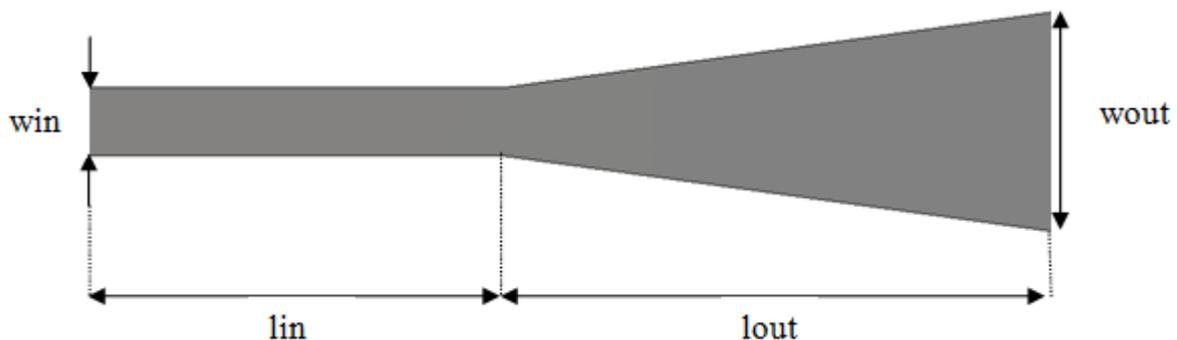
Dans le but de construire un guide d'ondes SIW, il est indispensable de l'adapter afin d'améliorer leurs performances dans leurs bandes de fréquences respectives. De ce fait nous avons fixé l'impédance d'entrée à  $50 \Omega$  et calculé l'impédance de sortie  $Z_p$  comme suites

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

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

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

Cette transition est réalisé a l'aide d'un taper de longueur  $L_g$  qui est égale à  $\mathbf{lin} + \mathbf{lout}$  et de largeur  $\mathbf{win}$  et  $\mathbf{wout}$  comme le montre la figure III.1.



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

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

Les résultats pour les deux bandes C et S sont représentés sur le tableau suivant :

	Bande C	Bande S
Impédance d'entrée ( $\Omega$ )	50	50
Impédance de sortie ( $\Omega$ )	24,66	12,57
Dimensions (mm)	lin=6	lin=12
	win=3	win=3
	lout=20	lout=30
	wout=9,33	wout=14

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

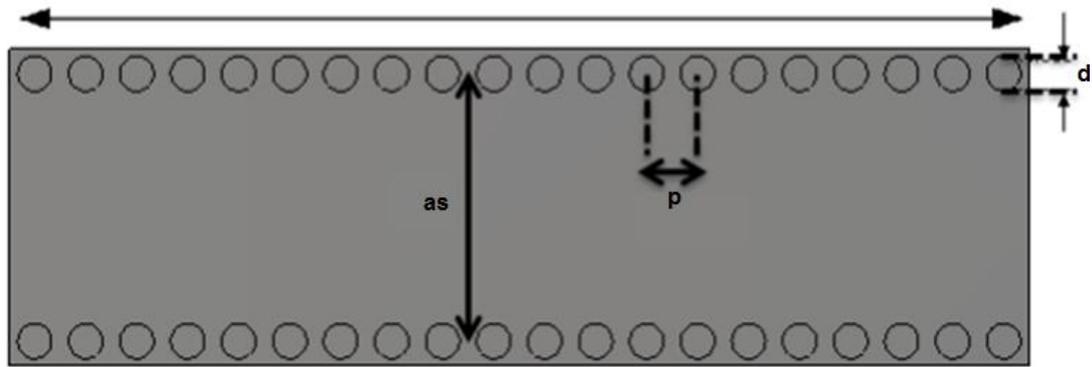
### III.3 Conception d'un guide SIW fonctionnant dans la bande C

La conception du guide d'onde intégré au substrat SIW opérant dans la bande C [4-8 GHz] a été basée sur les équations mentionnées dans le chapitre I. Pour le mode  $TE_{10}$ , la fréquence de coupure prise est  $f_c=4\text{GHz}$ , l'épaisseur du conducteur est de 0.05 mm. Le diélectrique utilisé possède les propriétés suivantes :

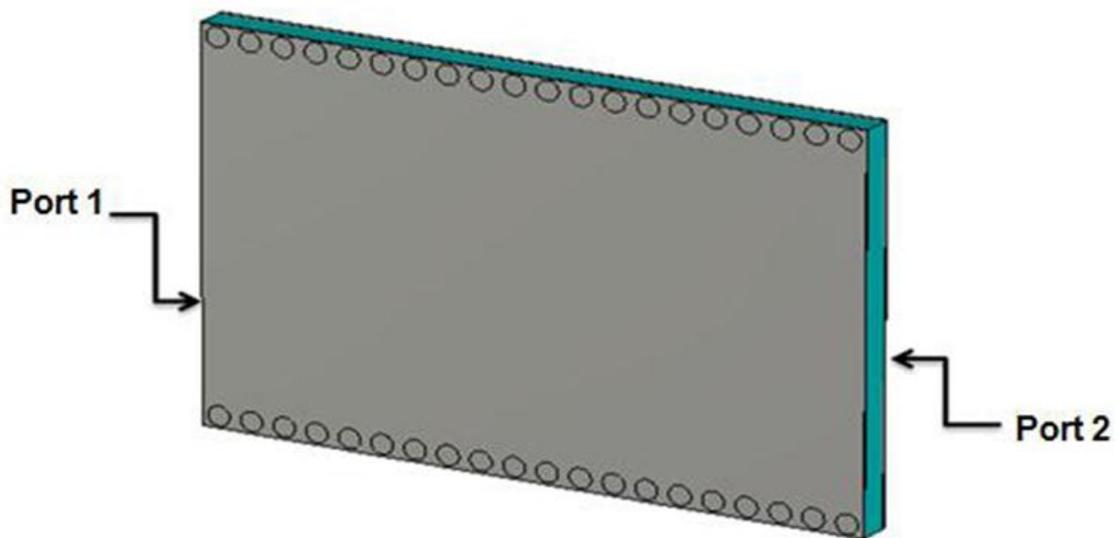
- La permittivité relative  $\epsilon_r = 4.3$ .
- les pertes tangentielles  $tg\delta = 0.018$ .
- la hauteur du substrat  $h = 1.54$  mm.

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

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



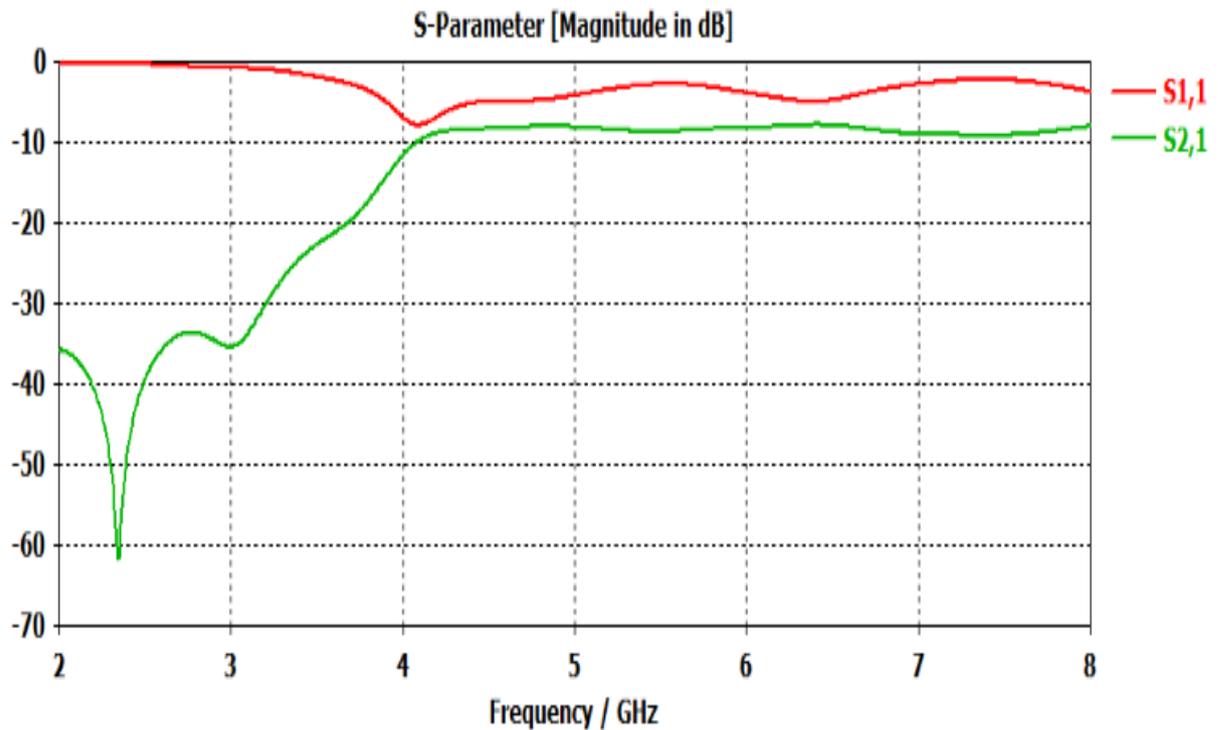
(a)



(b)

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

Les résultats de simulation de ce guide SIW à l'aide du logiciel CST donnent les coefficients de transmission et de réflexion qui sont illustrés dans la figure III.3.



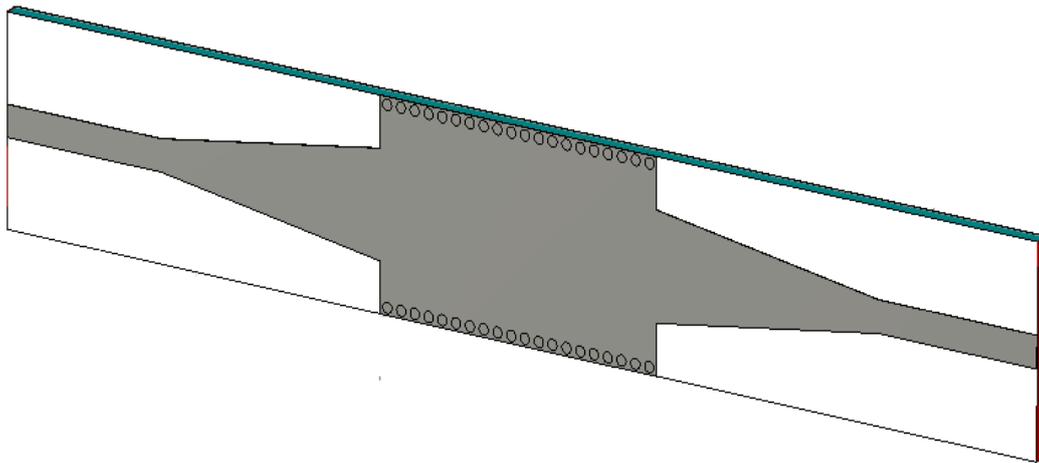
**Figure III.3:** Résultats de simulation du guide SIW opérant dans la bande C.

D'après les résultats de simulation de la figure III.3 on ne peut avoir une transmission qu'à partir de la fréquence de coupure  $f_c = 4\text{GHz}$ . 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.

La topologie finale sera composée du taper que nous avons déjà réalisés et du guide d'onde SIW pour améliorer nos résultats. Cette structure est représentée sur la figure III.4.



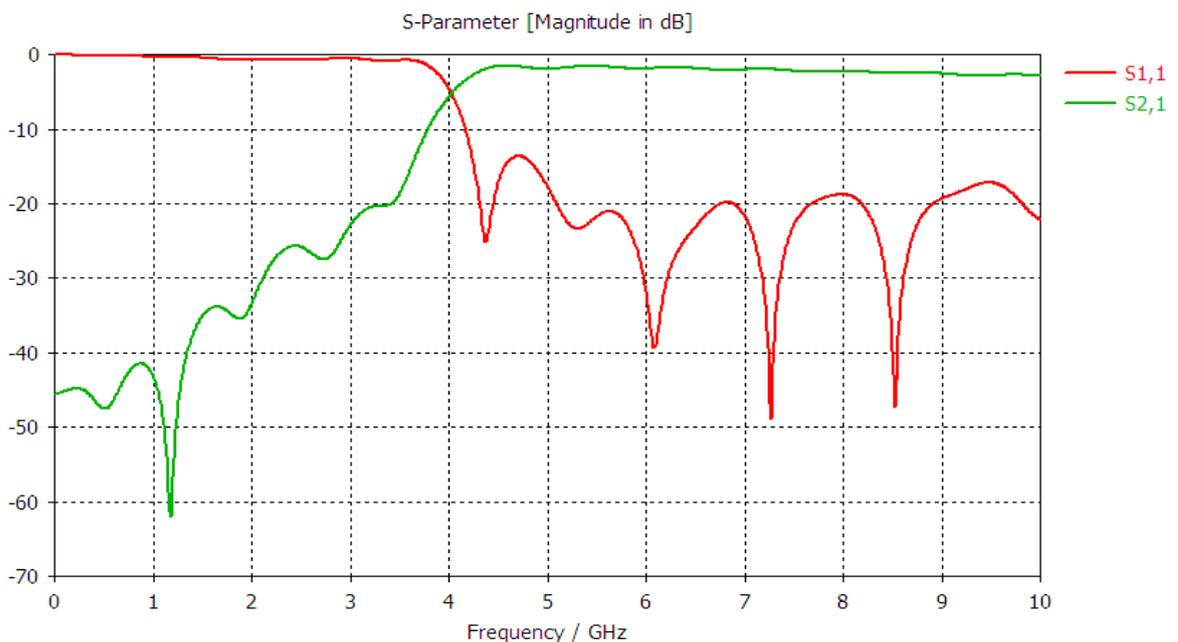
(a)



(b)

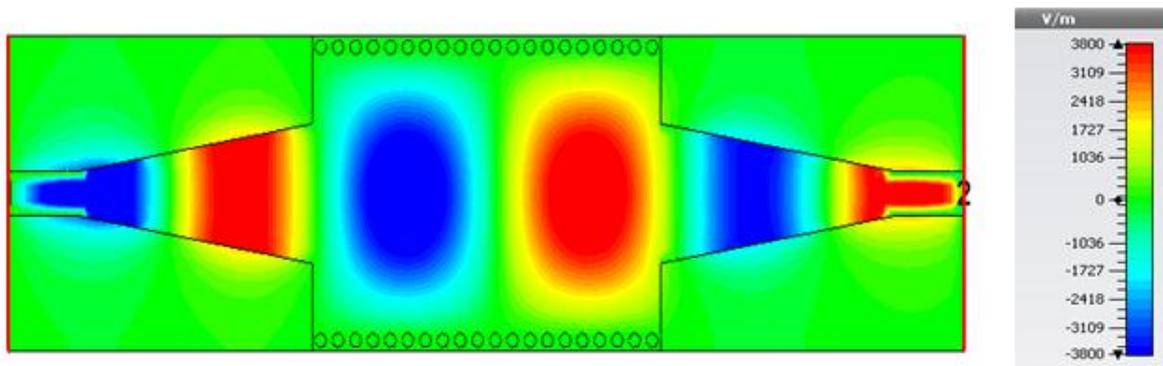
**Figure III.4:** La topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat  
(a) Vue de face. (b) vue en perspective.

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



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

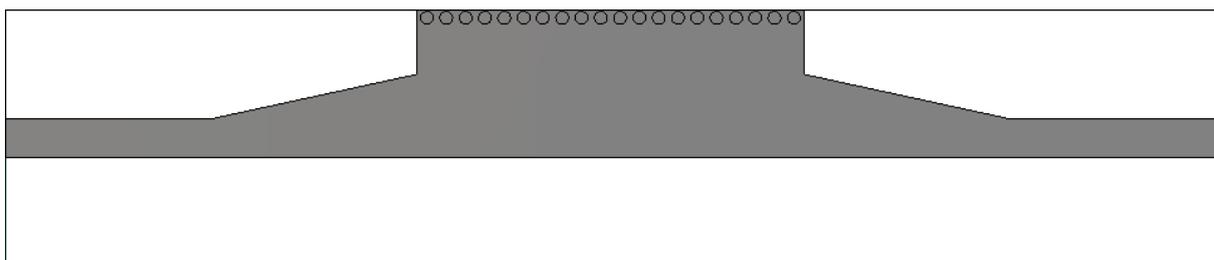
D'après la figure III.5 nous remarquons qu'au-dessous de la fréquence de coupure  $f_c=4$  GHz nous avons une transmission minimale et un coefficient de réflexion maximale. Au-delà de la fréquence de 4 GHz nous observons qu'il y a une amélioration du coefficient de transmission qui atteint -2 dB, ainsi que plusieurs pics de résonance se figurent avec des niveaux qui atteignent jusqu'au -48 dB autour de 7.26 GHz.



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

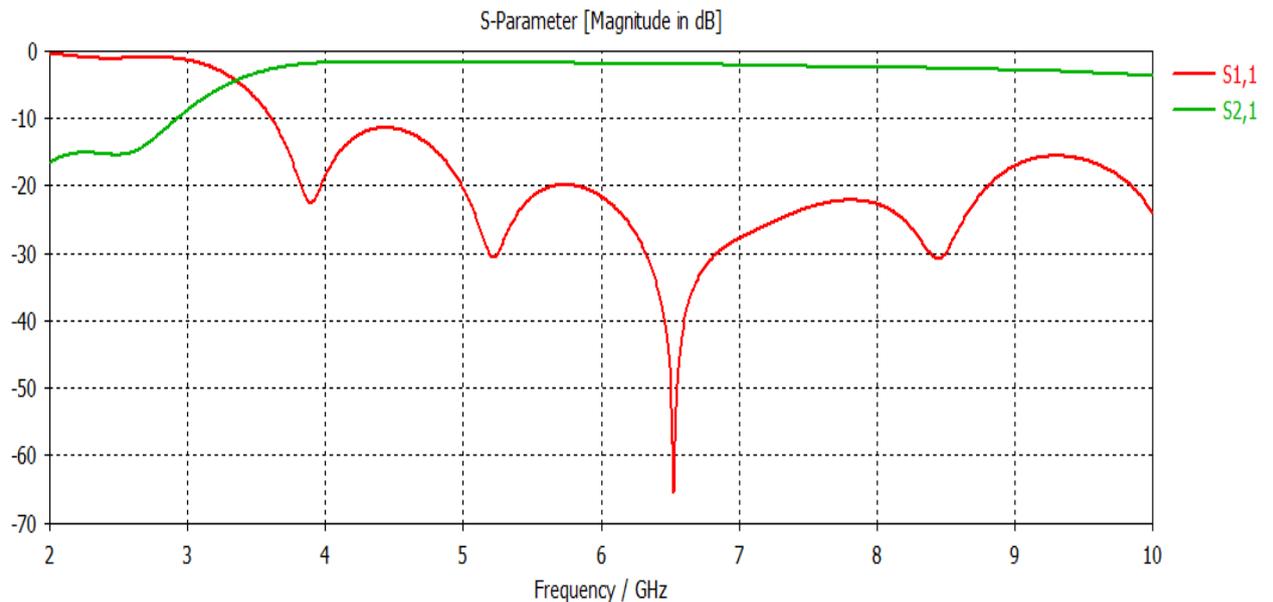
D'après la figure III.6. nous remarquons le phénomène de propagation du champ. Notre structure assure bien le guidage d'une onde électromagnétique. Le champ est bien localisé et délimité par deux rangés des via-métalliques.

Maintenant nous avons coupé notre guide précédent en deux guides SIW, cette nouvelle structure réalisée dit HMSIW «half mode substrate integrated waveguide ». qui a représenté sur la Figure III.7.



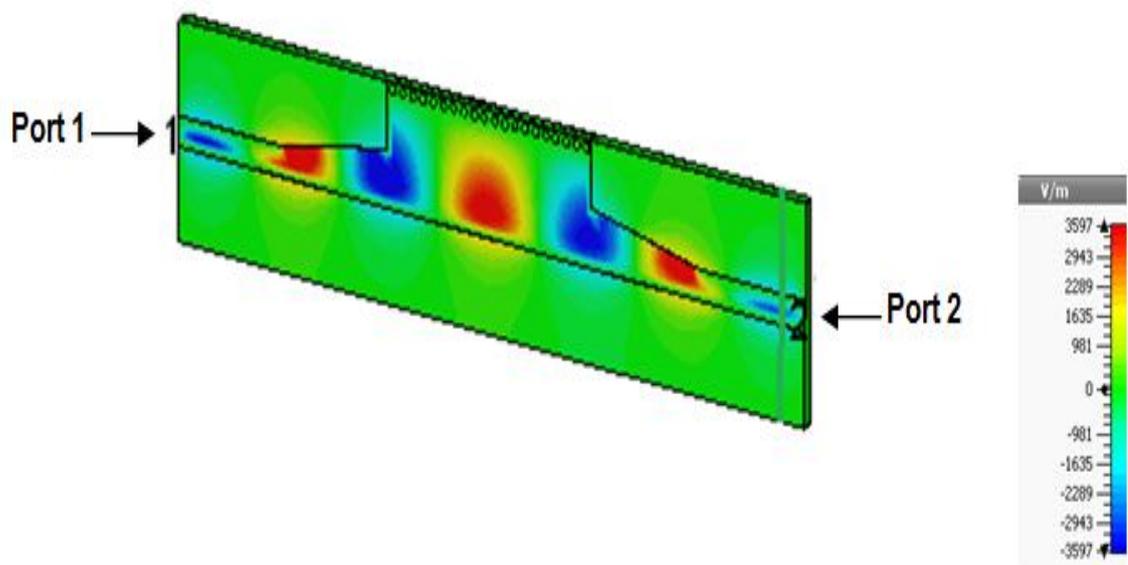
**Figure III.7:** Structure du HMSIW opérant dans la bande C.

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 inférieur de -20 dB avec des pics qui atteignent -66 dB autour de fréquence 6.6 et une transmission maximale autour de -3 dB cela implique que la performance du guide HMSIW reste la même que celle du guide SIW.



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

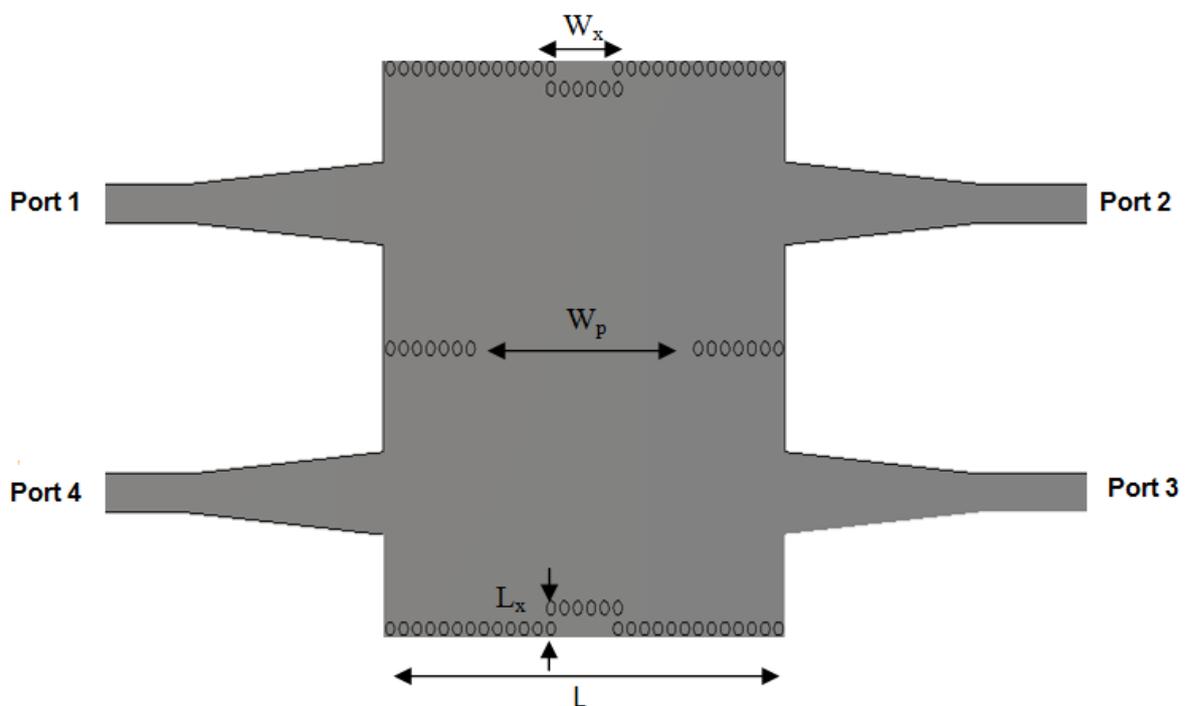
Comme nous observons sur la figure III.9, le champ est bien distribué au niveau de la moitié du guide d'onde, donc la propagation guidée est inchangée lors de la coupe à travers la paroi magnétique.

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

Nous avons conçu et analysé, sous logiciel CST, un coupleur directif en technologie SIW, conformément à la topologie de la figure III.10. Ce Coupleur est constitué de deux guides d'ondes rectangulaires SIW connectés en parallèles. Au niveau de notre guide nous allons jouer sur la variation des longueurs  $W_x$ ,  $W_p$  et la largeur  $L_y$  par injection des vias métalliques a fin d'obtenir le couplage désiré.

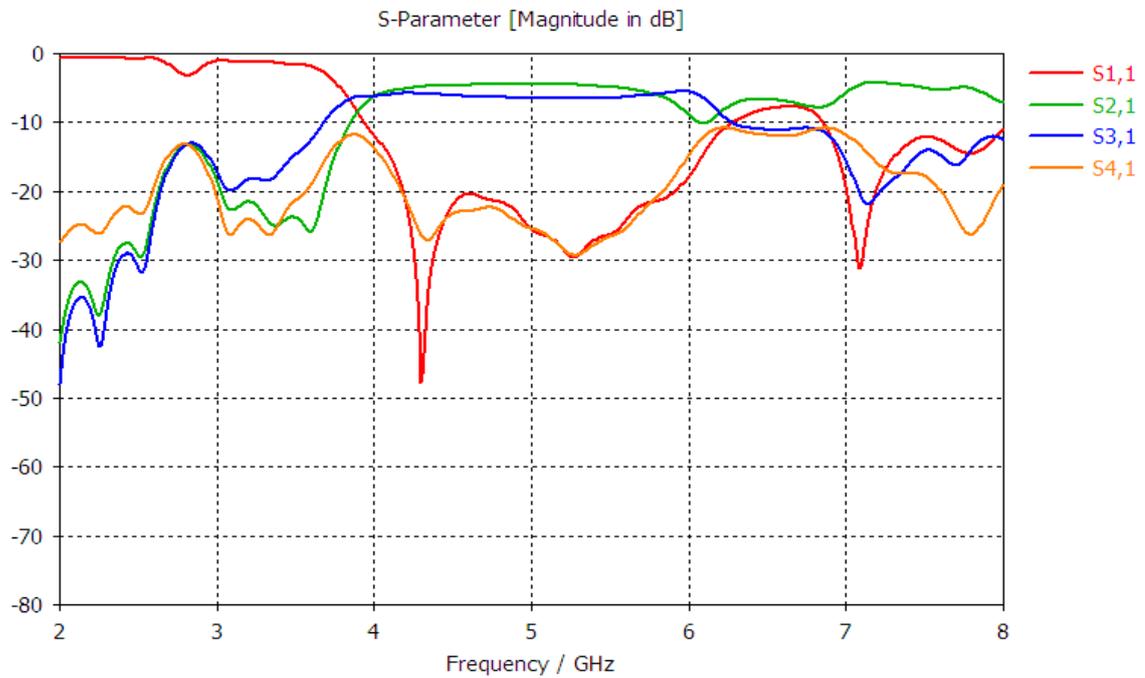
Les paramètres caractéristiques du coupleur SIW sont les suivants :

$l_{in} = 16$ ,  $w_{in} = 2.9$ ,  $l_{out} = 22$ ,  $w_{out} = 6$ ,  $w = 21.5$  et  $L = 45$



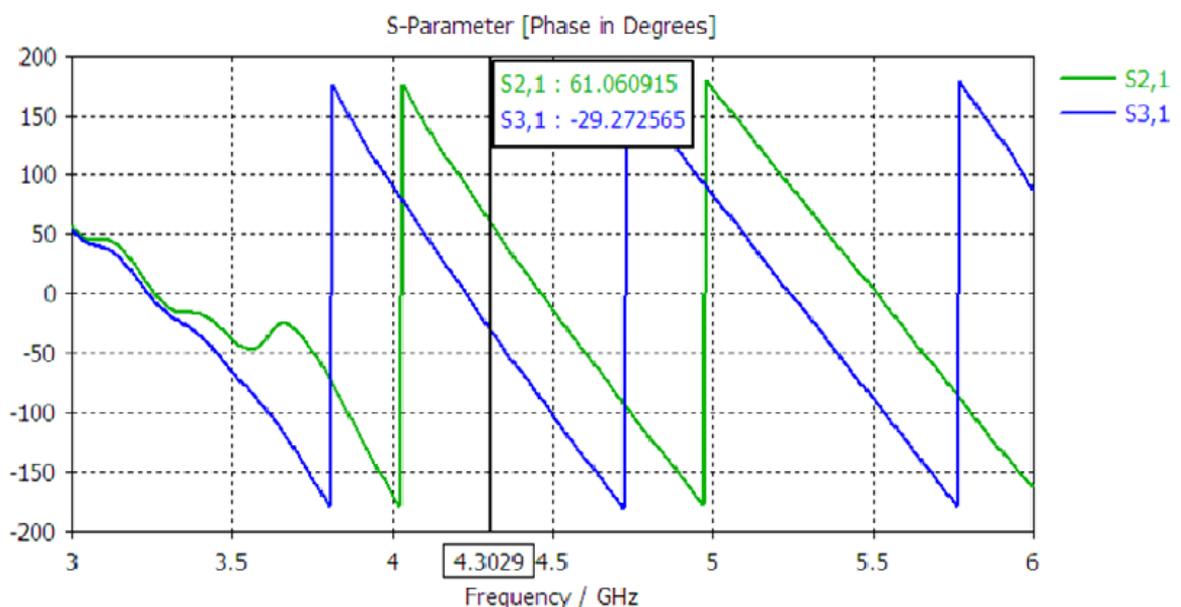
**Figure III.10:** Structure du coupleur SIW en bande C.

Les résultats de mesure et de simulation du coupleur directionnel SIW sont illustrés dans la figure III.11.



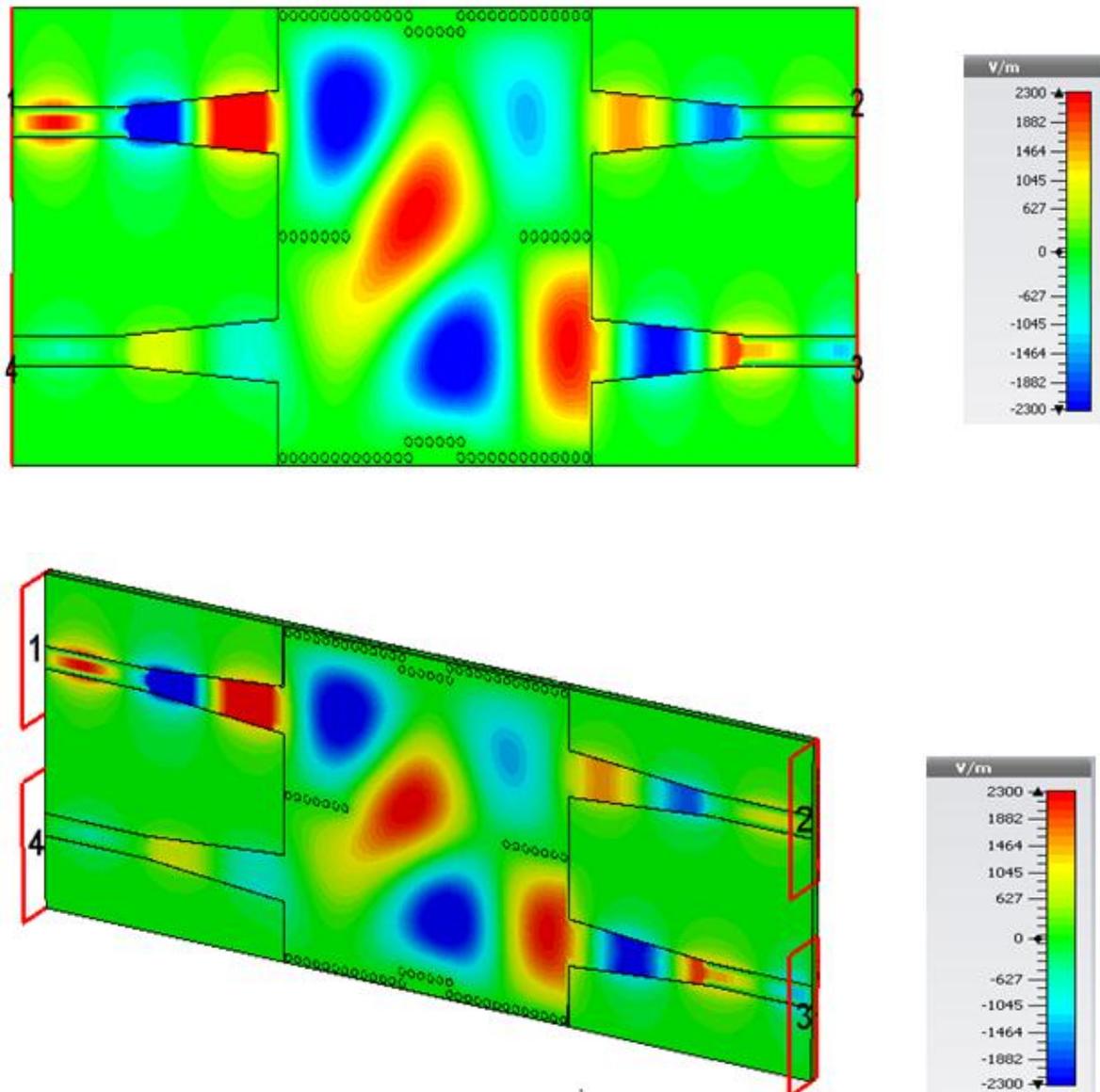
**Figure III.11:** Paramètres  $S_{ij}$  du coupleur SIW en bande C

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le coefficient d'isolation  $S_{41}$  sont inférieurs à -20 dB avec des pics qui atteignent -47 dB et -26dB respectivement sur la bande de fréquence de [4-6] GHz. Les paramètres de transmission est égale -4 dB 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 dans cette bande



**Figure III.13:** Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  à  $f = 6$  GHz

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

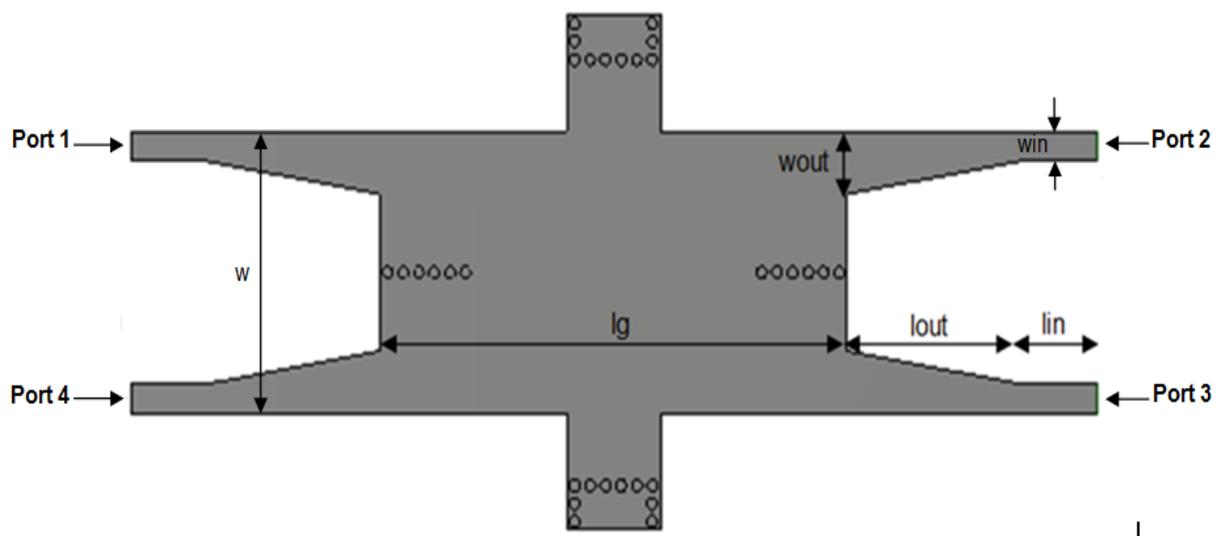
### III.3.2 Conception du coupleur directif SIW demi-mode (-3dB) fonctionnant dans la bande C

Cette partie est consacrée à la présentation des nouvelles topologies originales des coupleurs directifs -3dB demi-mode en technologie SIW opérant en bande C 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 Microwave Studio.

Afin de réaliser ce coupleur SIW demi-mode, nous avons coupé notre coupleur précédent ce qui peut réduire la taille de près de 50% sans détériorer les performances.

Cela nécessite de toucher aux toutes les dimensions **win**, **wout**, **lin**, **lout**, **lg** et **w** ; et de jouer aux nombre et positionnement des vias pour aboutir à une meilleure adaptation.

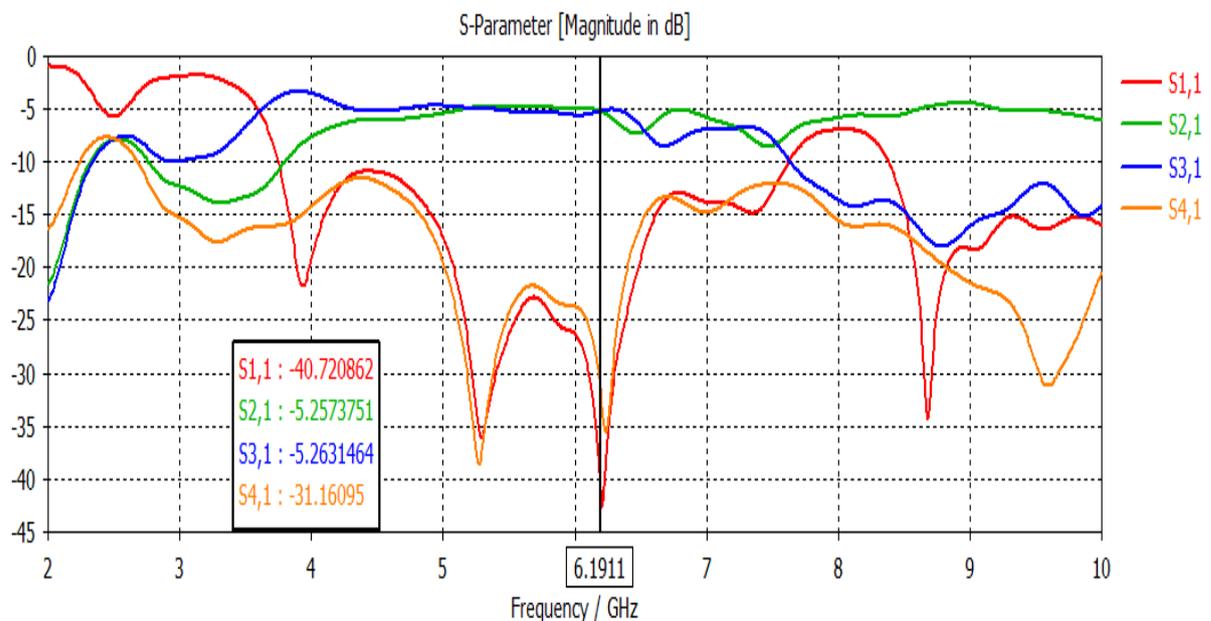
De ce fait et après une étude paramétrique nous avons pu de réaliser une première topologie du coupleur SIW demi-mode et de fixer ses paramètres avec les valeurs mentionnées sur la figure III.14.



**Figure III.14** : Première topologie du coupleur directif SIW demi-mode en bande C avec les paramètres :  $lg=45$ ,  $w=23.5$ ,  $win=2.4$ ,  $wout=5.2$ ,  $lin=7$ ,  $lout=17$ .

Les résultats de simulations sont présentés sous la forme de paramètres S. En ce qui concerne les pertes par réflexion, les résultats de simulations des quatre ports sont identiques, ceci est vrai aussi pour les coefficients de transmission qui ont été simulé pour les quatre ports.

$S_{ij}$  est la transmission de j vers i, donc il faut visualiser les paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  et  $S_{41}$ . D'une part, ils sont fournis en amplitude pour les quatre ports (figure III.15) et d'autre part en phase pour les deux voies de couplage (figure III.16).



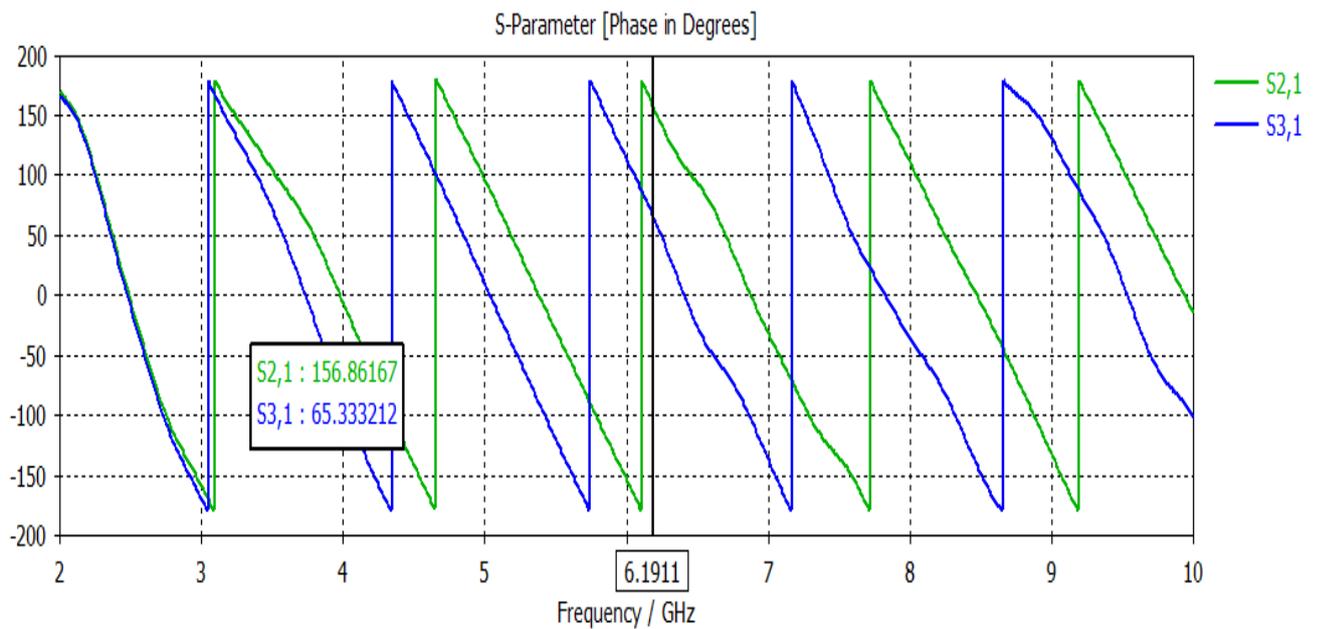
**Figure III.15 :** Résultat de simulation de la 1<sup>ère</sup> topologie du coupleur SIW demi-mode en bande C.

En amplitude, la dynamique entre les voies de couplage (port 2 et 3) est autour de -5.26 dB sur la bande 5.1 - 6.1911 GHz au lieu de -3 dB attendu. Cela est dû aux pertes apportées par le diélectrique, et par le rayonnement du coupleur.

De même, le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le coefficient d'isolation  $S_{41}$  sont satisfaisant, ils restent inférieur à -10 dB sur toute la bande 4 – 8 GHz.

Sur la bande 5 – 6.5 GHz les coefficients  $S_{11}$  et  $S_{41}$  sont inférieur à -20 dB avec des pics qui atteignent -36 dB, -43 dB et -38dB, -35 dB respectivement.

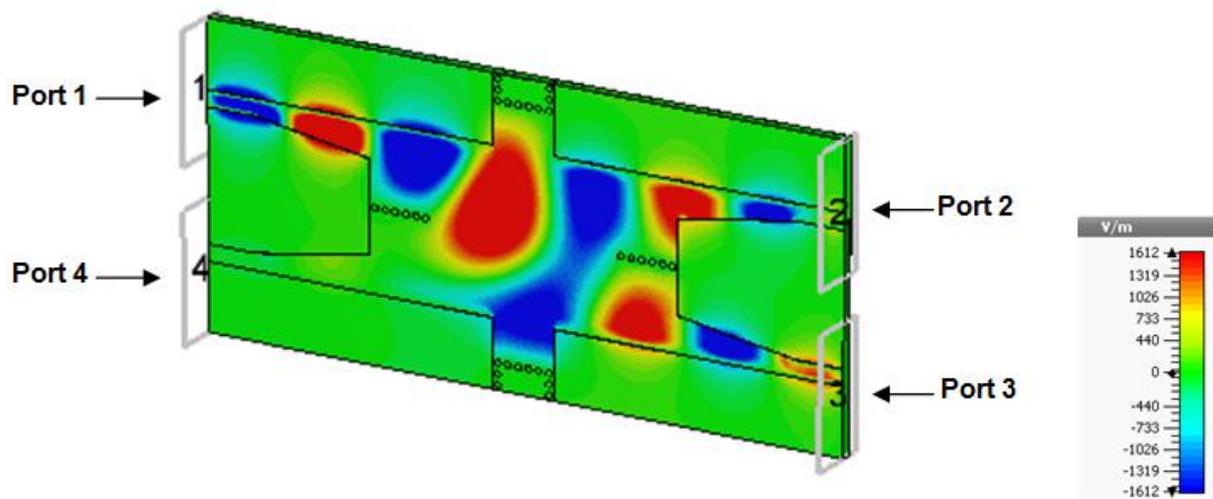
La figure ci-dessous illustre la phase entre les deux accès de sorties (port 2 et port 3).

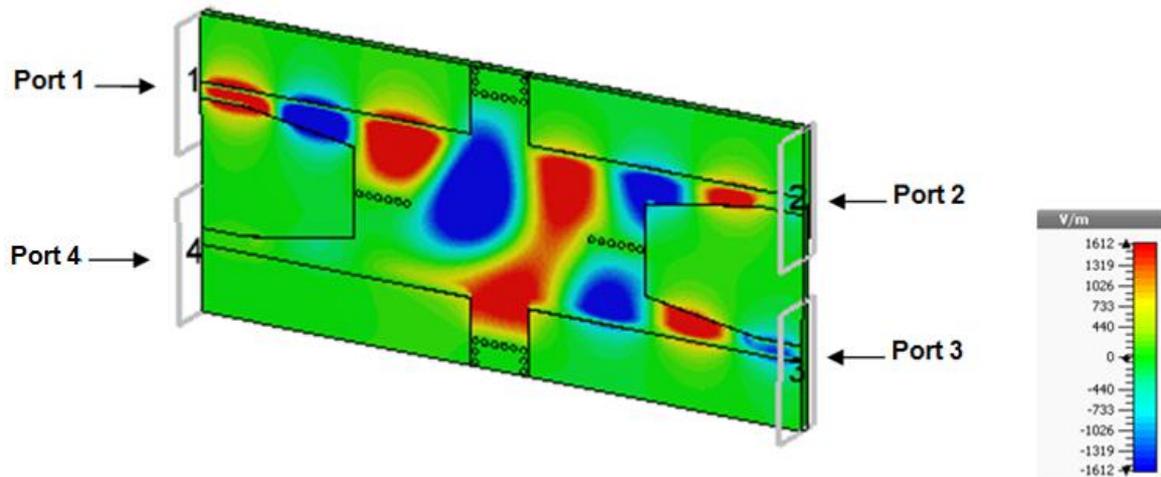


**Figure III.16 :** Différence de phase en fonction de  $S_{21}$  et  $S_{31}$  en bande C.

Pour la différence de phase des voies de couplage (port 2 et 3), on se retrouve en position de  $91.53^\circ$  au niveau de 6.1911 GHz, ce qui implique un bon couplage entre les ports.

La figure suivante montre la propagation du champ électrique dans notre structure autour de 6 GHz.

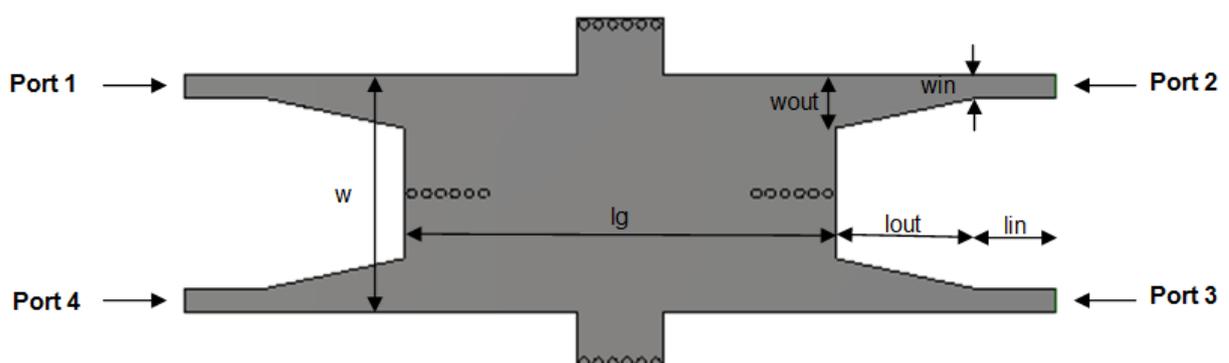




**Figure III.17 :** Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  de la 1<sup>ère</sup> topologie à  $f = 6$  GHz.

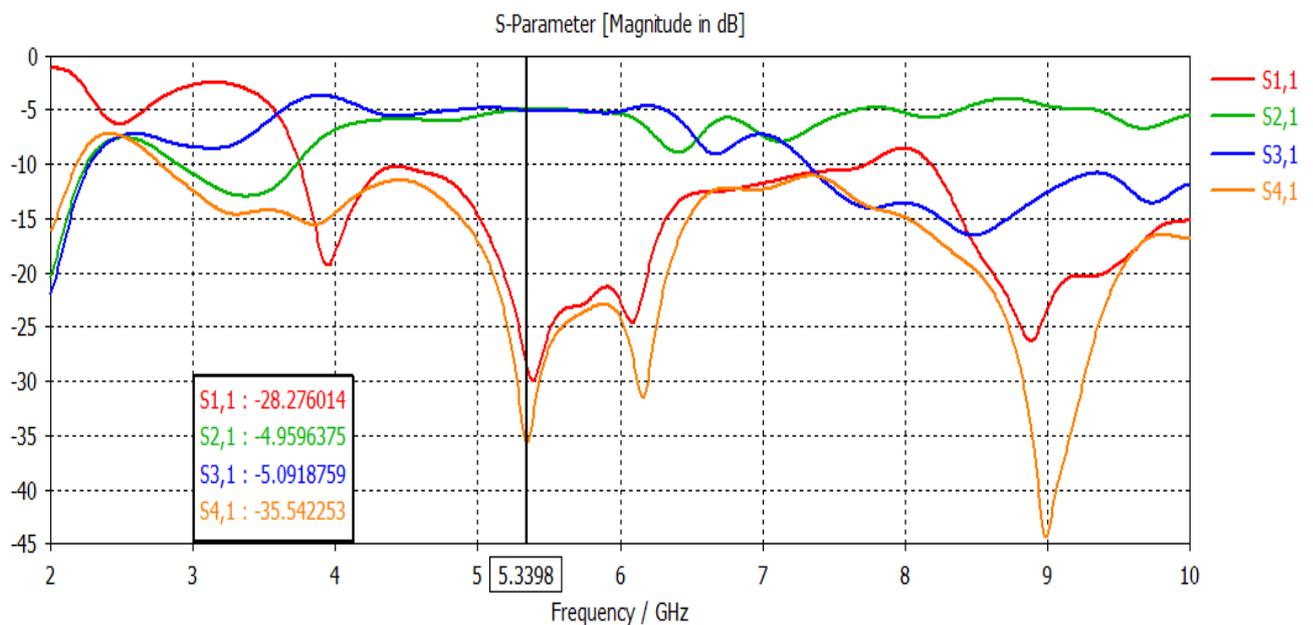
D'après la répartition du champ le long de cette première structure du coupleur SIW demi-mode nous constatons que le signal injecté dans le port 1 a emprunté seulement deux voies : la voie directe (port 2) et la voie couplée (port 3), tandis que le port 4 reste isolée durant le fonctionnement de coupleur.

Il est également possible de réaliser une autre topologie du coupleur SIW demi-mode montré sur la figure III.18 avec ses paramètres.



**Figure III.18 :** Deuxième topologie du coupleur directif SIW demi-mode en bande C avec les paramètres :  $lg=45$ ,  $w=25$ ,  $win=2.4$ ,  $wout=5.65$ ,  $lin=8$ ,  $lout=15$ .

La figure III.19 est une présentation des résultats de simulation en bande C concernant le coefficient de réflexion  $S_{11}$ , le coefficient de transmission  $S_{21}$ , le coefficient de couplage  $S_{31}$ , et le coefficient d'isolation  $S_{41}$ .



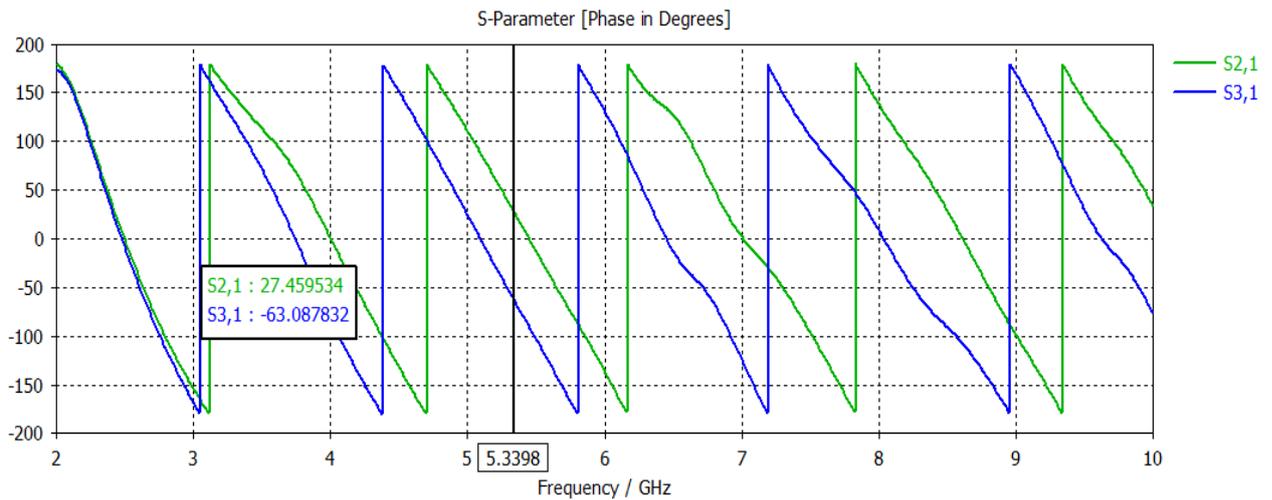
**Figure III.19 :** Résultat de simulation de la 2<sup>ème</sup> topologie du coupleur SIW demi-mode en bande C.

Au dessous de la fréquence de coupure  $f_c = 4\text{GHz}$  nous avons une transmission minimale et une réflexion maximale.

Tout au long de la bande C de 4 à 8 GHz on voit clairement que  $S_{11}$  et  $S_{41}$  sont de -10 dB. Mais à partir de la fréquence 5 GHz ils commencent à s'atténuer et faire des pics de (-30 dB et -25 dB) et de (-35 dB et -31 dB) pour  $S_{11}$  et  $S_{41}$  respectivement.

Pour la fréquence 5.3398 GHz entre 5.2 et 6 GHz, on se trouve dans une zone où les coefficients  $S_{11}$  et  $S_{41}$  sont en dessous de la valeur -20 dB et les coefficients de transmission  $S_{21}$  et  $S_{31}$  sont presque égaux, et ont une valeur de -5 dB. Dans cet intervalle nous remarquons qu'il y a une bonne adaptation.

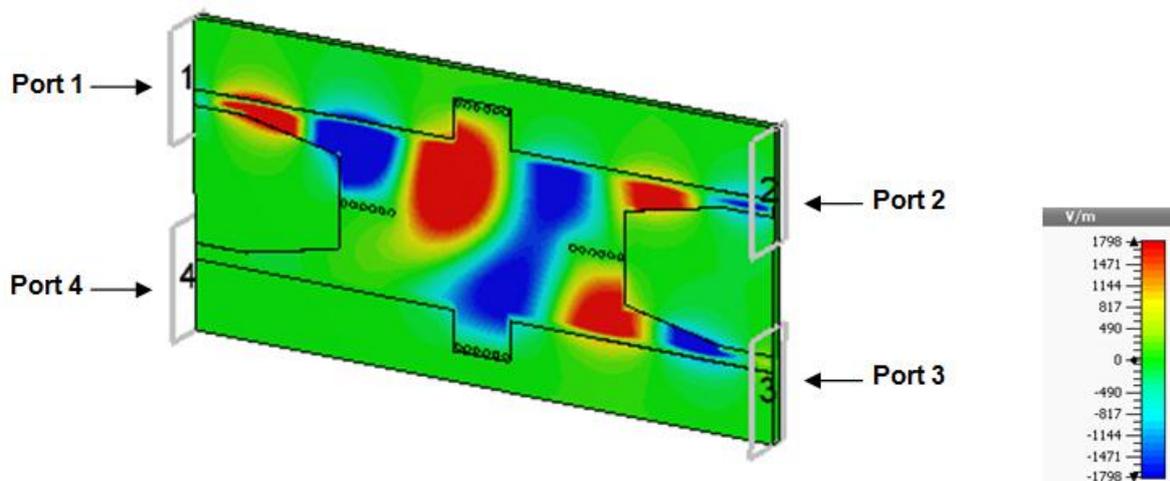
La figure suivante présente la variation de phase entre les ports 2 et 3.

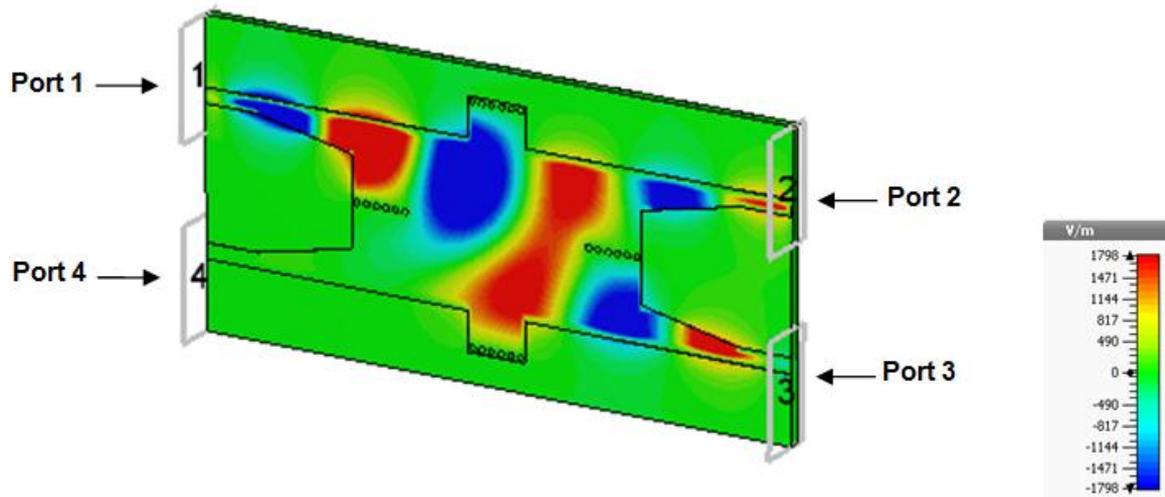


**Figure III.20** : Différence de phase en fonction de  $S_{21}$  et  $S_{31}$  en bande C.

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 ( $90.53^\circ$ ) entre les deux ports aux alentours de 5.3398 GHz.

La figure III.21 présente la cartographie du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du Coupleur SIW demi-mode dans la bande C.



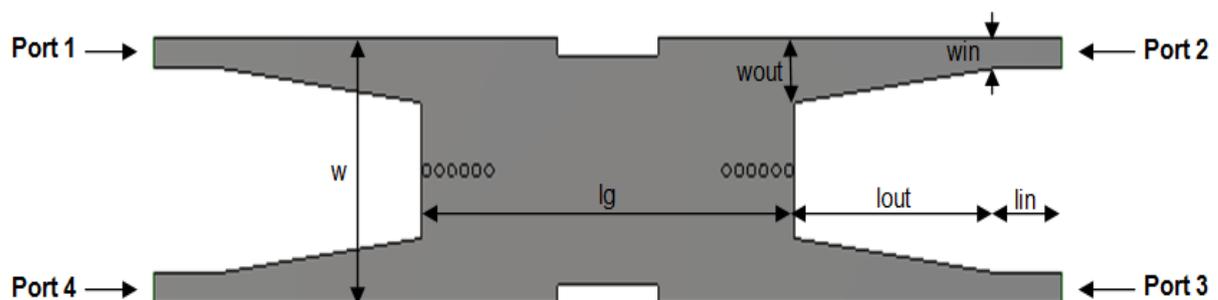


**Figure III.21 :** Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  à  $f = 6$  GHz

On voit clairement que le champ électrique est bien localisé et délimité par les rangés de vias métallique suivant la direction de propagation. On voit aussi que le port 4 est bien isolé.

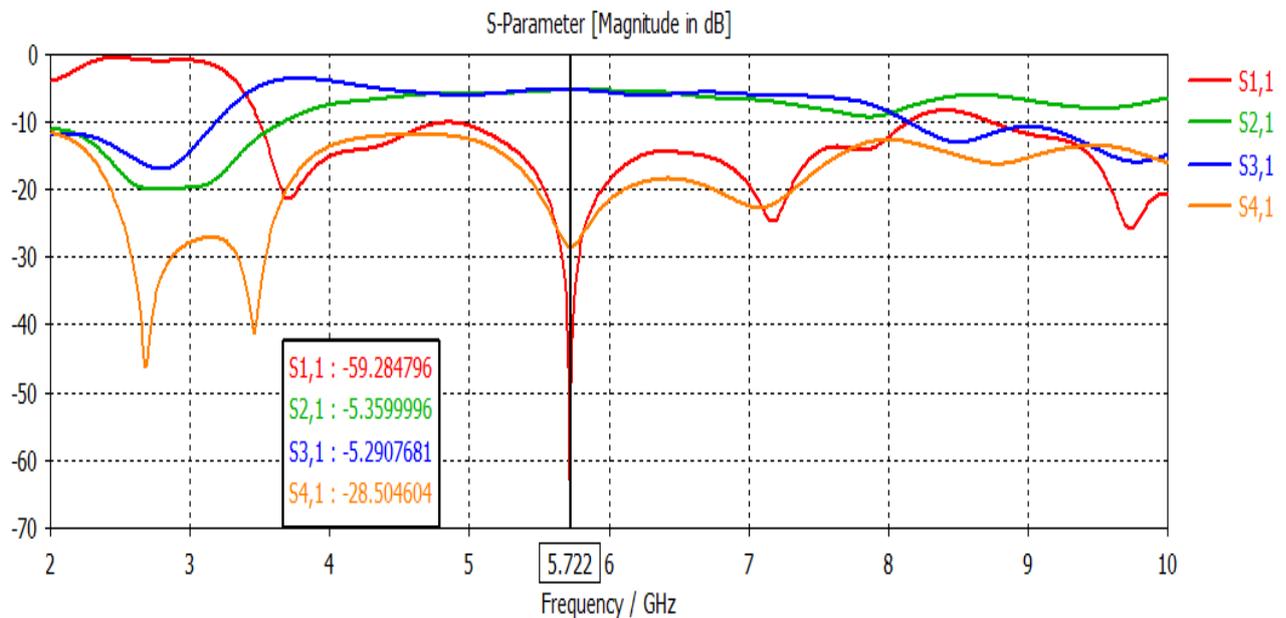
Le half-mode ou demi-mode signifie qu'on minimise la taille du circuit le plus possible pour assurer une réduction du coût de notre matériel, mais aussi un bon fonctionnement de coupleur.

Sur la base de cette idée, nous avons pu de réaliser une autre topologie du coupleur directif demi-mode en éliminant tout les vias qui existent en haut et en bas. Cette structure est montrée sur la figure III.22.



**Figure III.22 :** Troisième topologie du coupleur SIW demi-mode en bande C avec les paramètres :  $lg=45$ ,  $w=21$ ,  $win=2.35$ ,  $wout=5.15$ ,  $lin=7$ ,  $lout=25$ .

Lors de notre simulation de cette troisième structure du coupleur SIW demi-mode, nous avons arrivé aux résultats présentés sur la figure III.23.



**Figure III.23 :** Résultat de simulation de la 3<sup>ème</sup> topologie du coupleur SIW demi-mode en bande C.

L'analyse des résultats de la figure III.23 indique qu'au dessous de la fréquence de coupure  $f_c = 4$  GHz la transmission est quasiment nulle et une réflexion totale.

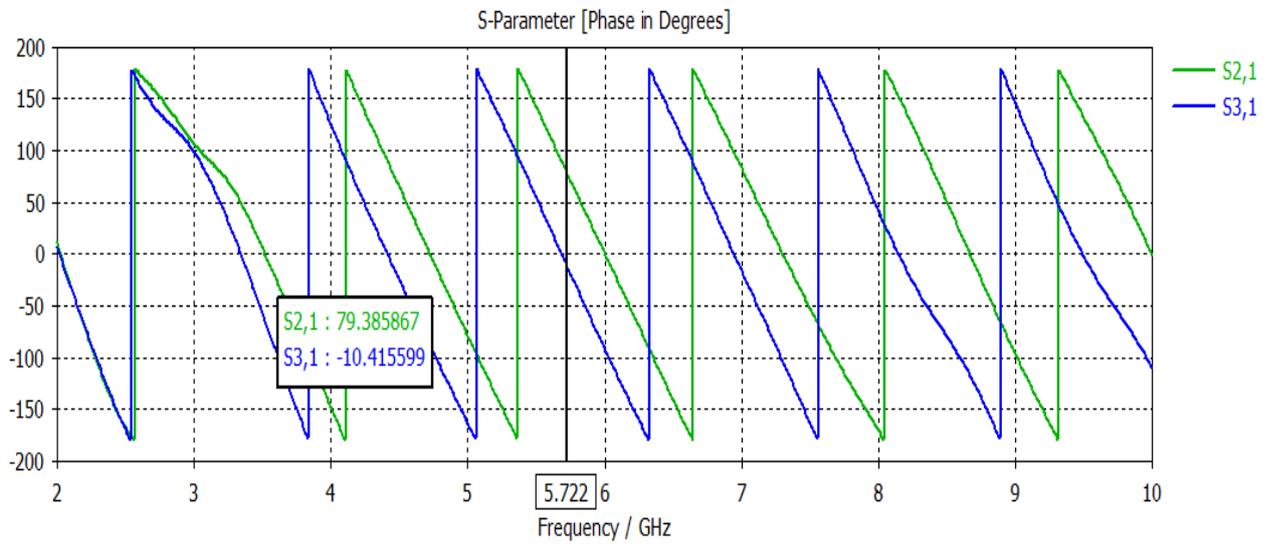
A partir de cette fréquence de coupure nous remarquons une stabilité des coefficients de transmission  $S_{21}$  et  $S_{31}$  autour de -5 dB dans toute la plage [4-8 GHz].

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 5.5 et 5.9 GHz, avec un pic qui atteint jusqu'au -60 dB à la fréquence 5.722 GHz.

Au niveau de la même fréquence, le coefficient d'isolation atteint -28.5 dB, et il est au-dessous de -10 dB dans toute la bande C.

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

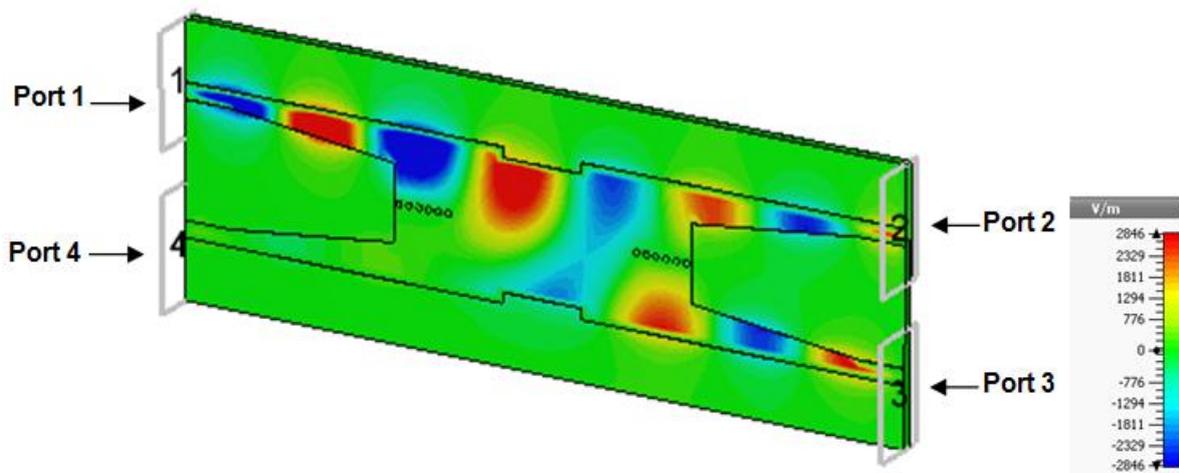
Dans la figure III.24 nous représentons les phases de  $S_{21}$  et  $S_{31}$  qui sont les sorties 2 et 3 de notre coupleur.

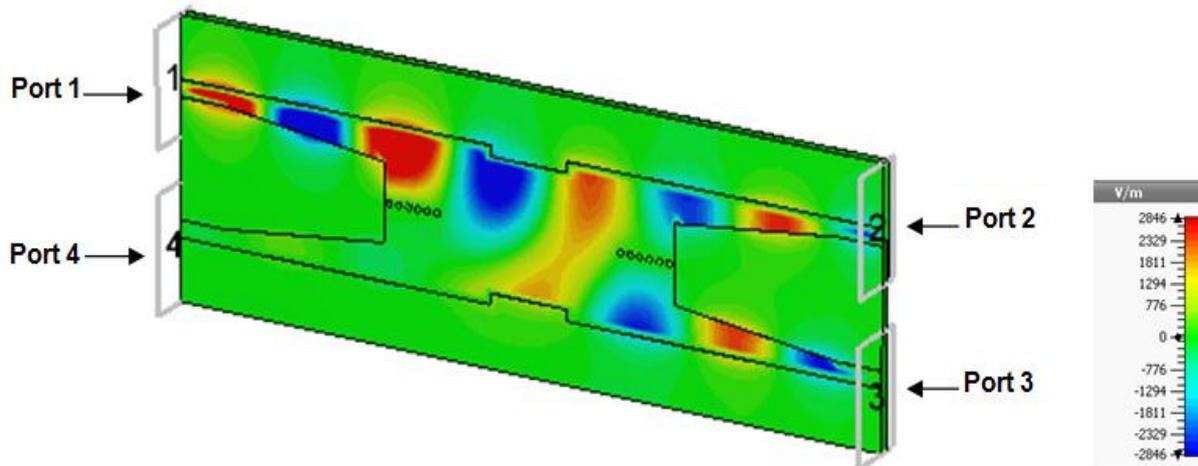


**Figure III.24 :** Différence de phase en fonction de  $S_{21}$  et  $S_{31}$  en bande C.

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 [4-8 GHz].

La distribution du champ électrique le long de la structure est donnée à la figure III.25.





**Figure III.25:** Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  à  $f = 6$  GHz

Les résultats obtenus confirment le caractère directif du coupleur SIW demi-mode. En effet l'injection d'un signal à la fréquence 6 GHz dans le port 1, engendre sa transmission et sa répartition uniquement entre les accès 2 et 3.

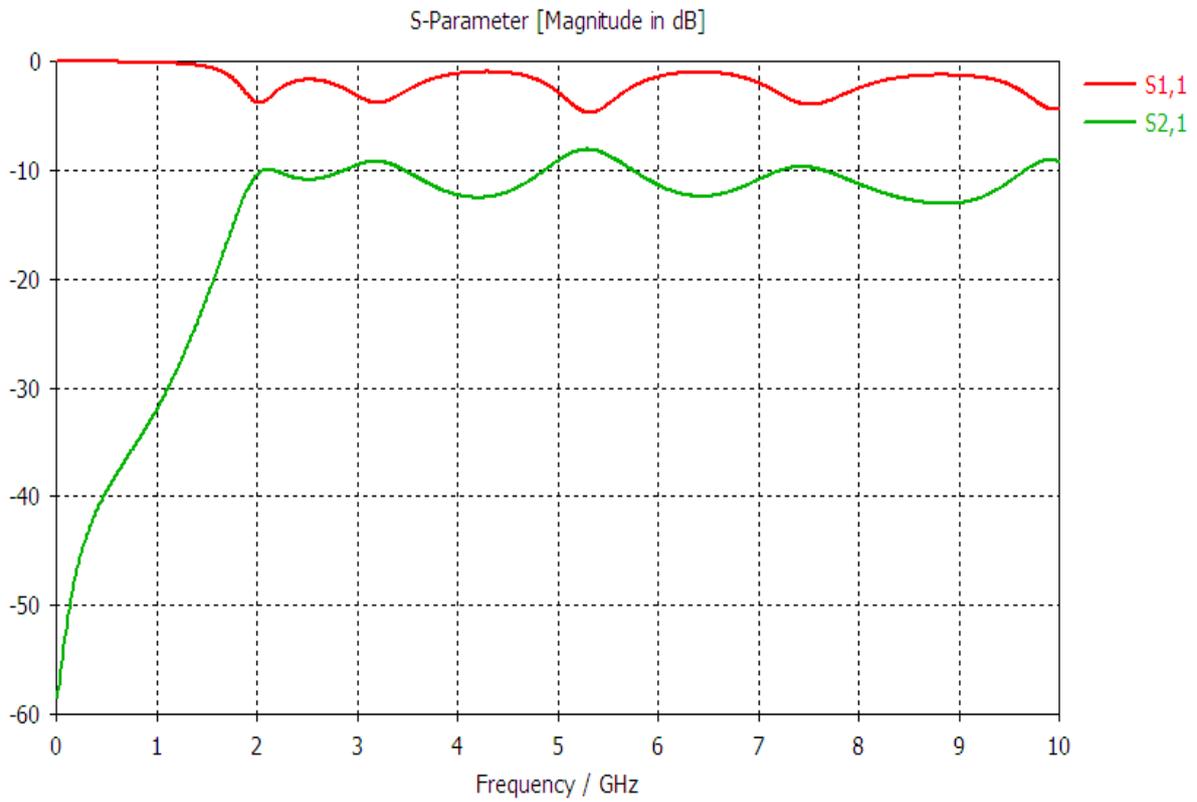
#### III.4. Conception du guide SIW opérant en bande S

Dans cette section nous allons essayer de concevoir un guide SIW opérant dans la bande S qui s'étale sur [2-4 GHz] et nous avons été effectués le même travail précédant. La fréquence de coupure prise est  $f_c=2$ GHz.

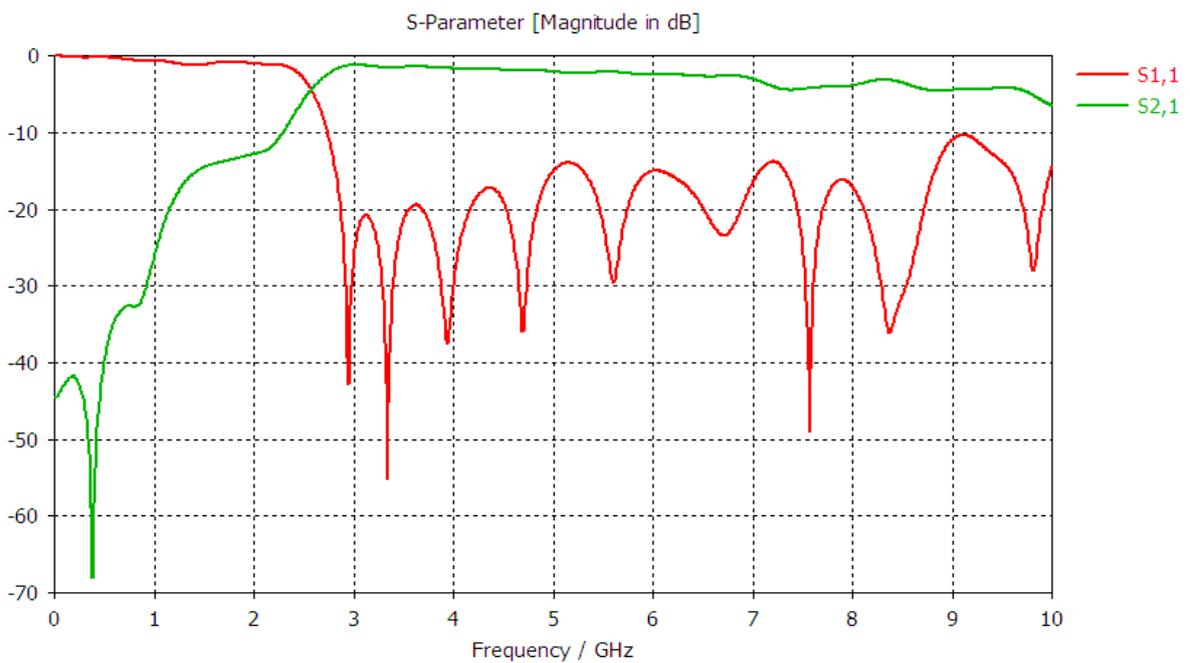
Les dimensions de notre guide SIW sont les mêmes sauf la largeur efficace qui change :

- la largeur efficace  $a_s = 37$  mm.

Les résultats de simulation de ce guide SIW à l'aide du logiciel CST donnent les coefficients de transmission et de réflexion qui sont illustrés dans la figure III.26.



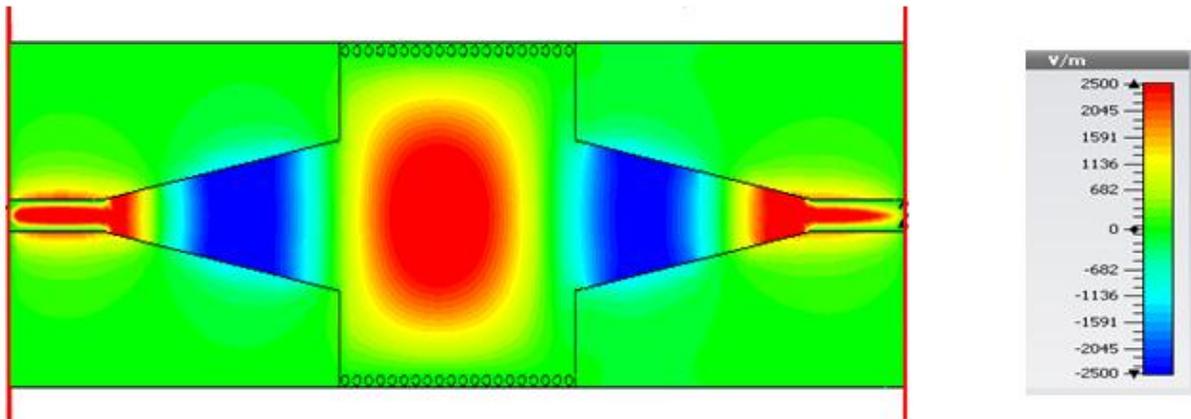
(a)



(b)

**Figure III.26:** Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande S. (a) sans taper, (b) avec taper

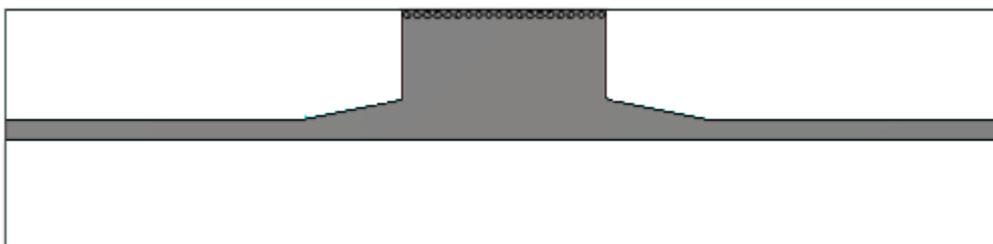
D'après la figure III.26 Avant la mise de taper il ya une mauvaise adaptation, et après on peut observer clairement une transmission maximale qui atteint presque -2 dB et un coefficient de réflexion qui est inférieur à -20 dB dans la bande [3-4 GHz] avec un pic de 55dB pour une fréquence de 3.35 GHz.



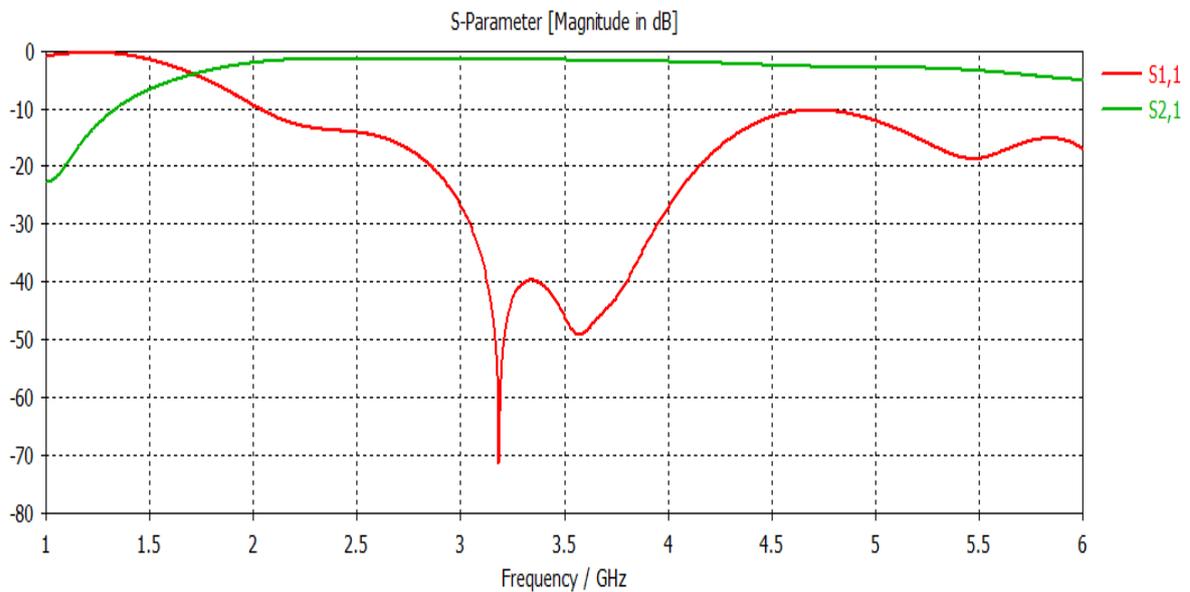
**Figure III.27:** Distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence  $f=3.5\text{GHz}$ .

La figure III.27 illustre la propagation du champ électrique autour de la fréquence 3.5 GHz.

Maintenant nous allons établir la même structure du half mode précédente mais cette fois-ci dans la bande S.

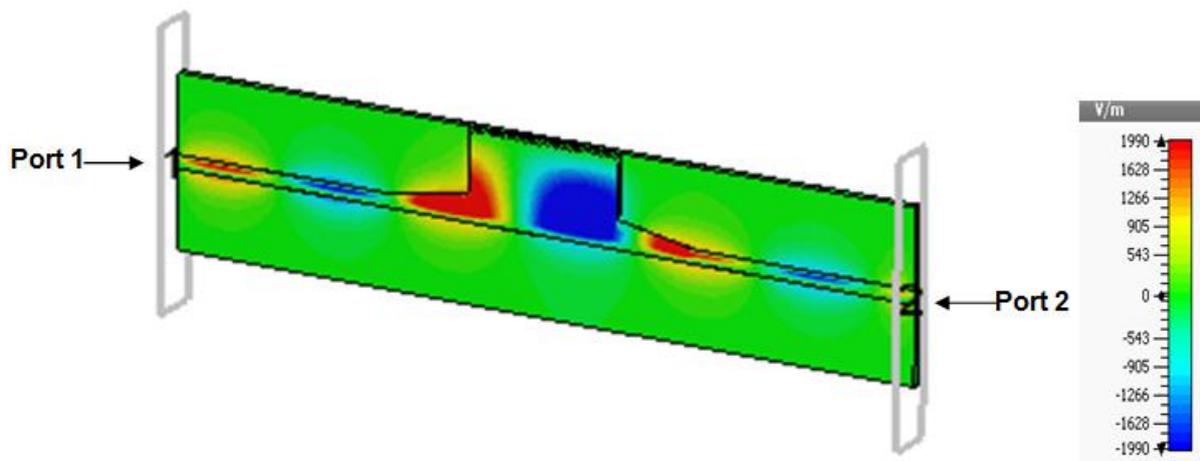


**Figure III.28:** structure du HMSIW opérant dans la bande S



**Figure III.29:** Résultats de simulation des paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ .

D'après la figure III.29, il apparaît clairement que les résultats sont identiques à ceux du guide SIW.



**Figure III.30:** Propagation du champ électrique dans le guide HMSIW.

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

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

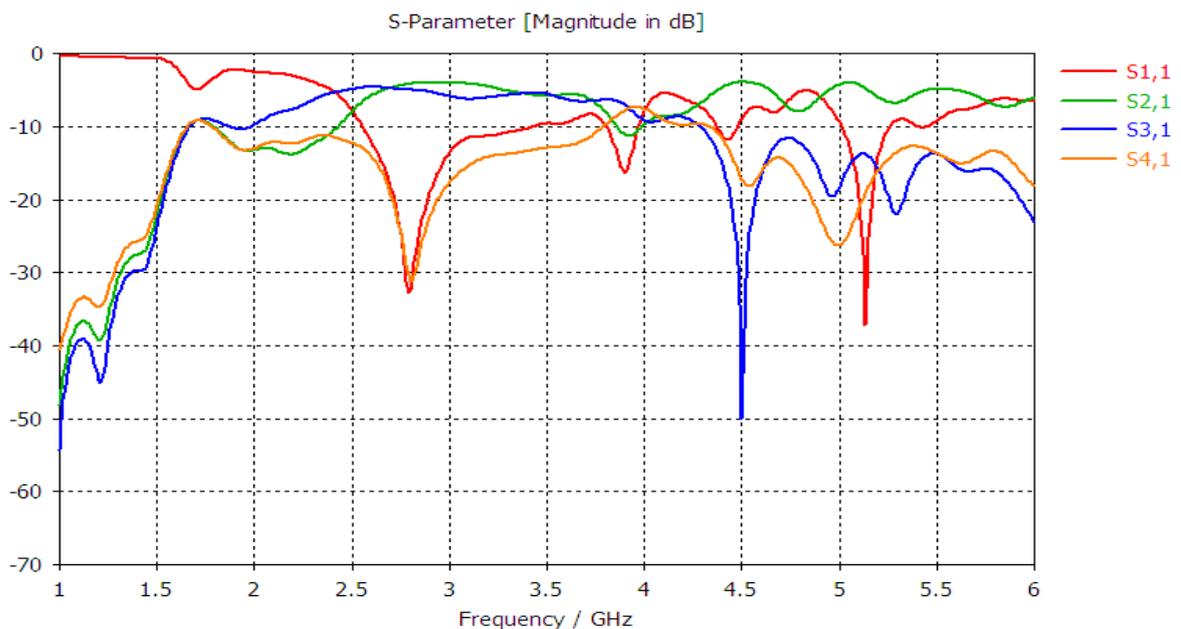
Un coupleur directif différent de la topologie précédente est schématisé dans la figure III.31 a été conçu et analysés dans La bandes de fréquences [2-4] GHz, Les paramètres du coupleur SIW utilisé sont les suivants :

lin =4, win =2, lout =23, wout =7, w=34.3 et L=60.



**Figure III.31:** Structure du coupleur SIW en bande S.

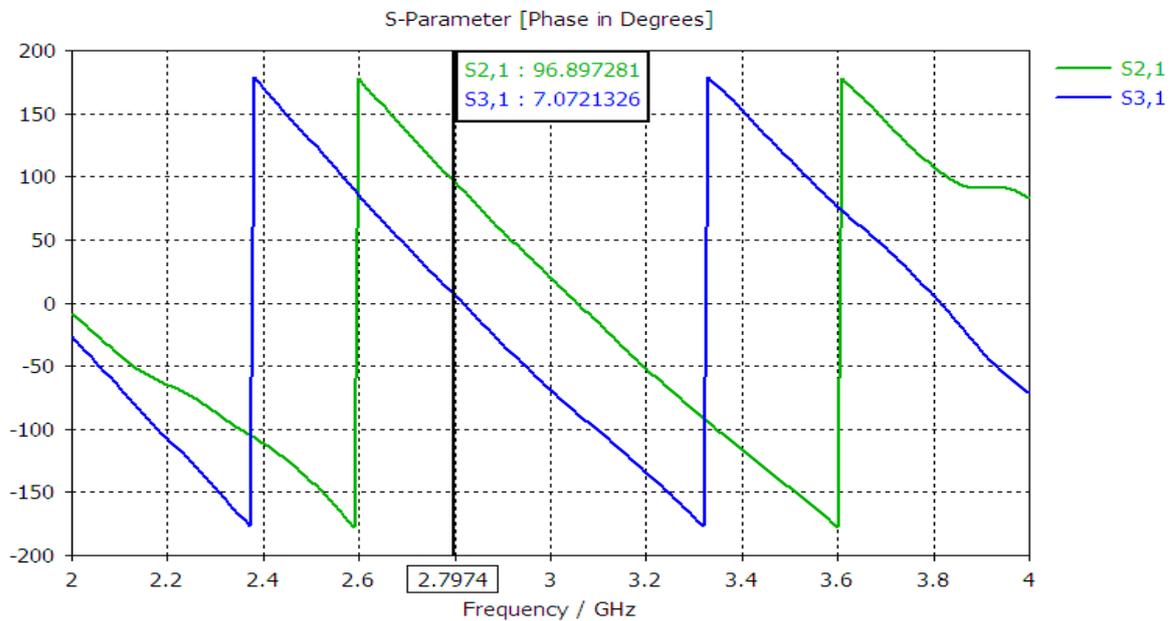
Les Résultats de simulation du coupleur directionnel SIW sont illustrés dans la figure III.32.



**Figure III.32:** Paramètres  $S_{ij}$  du coupleur SIW en bande S.

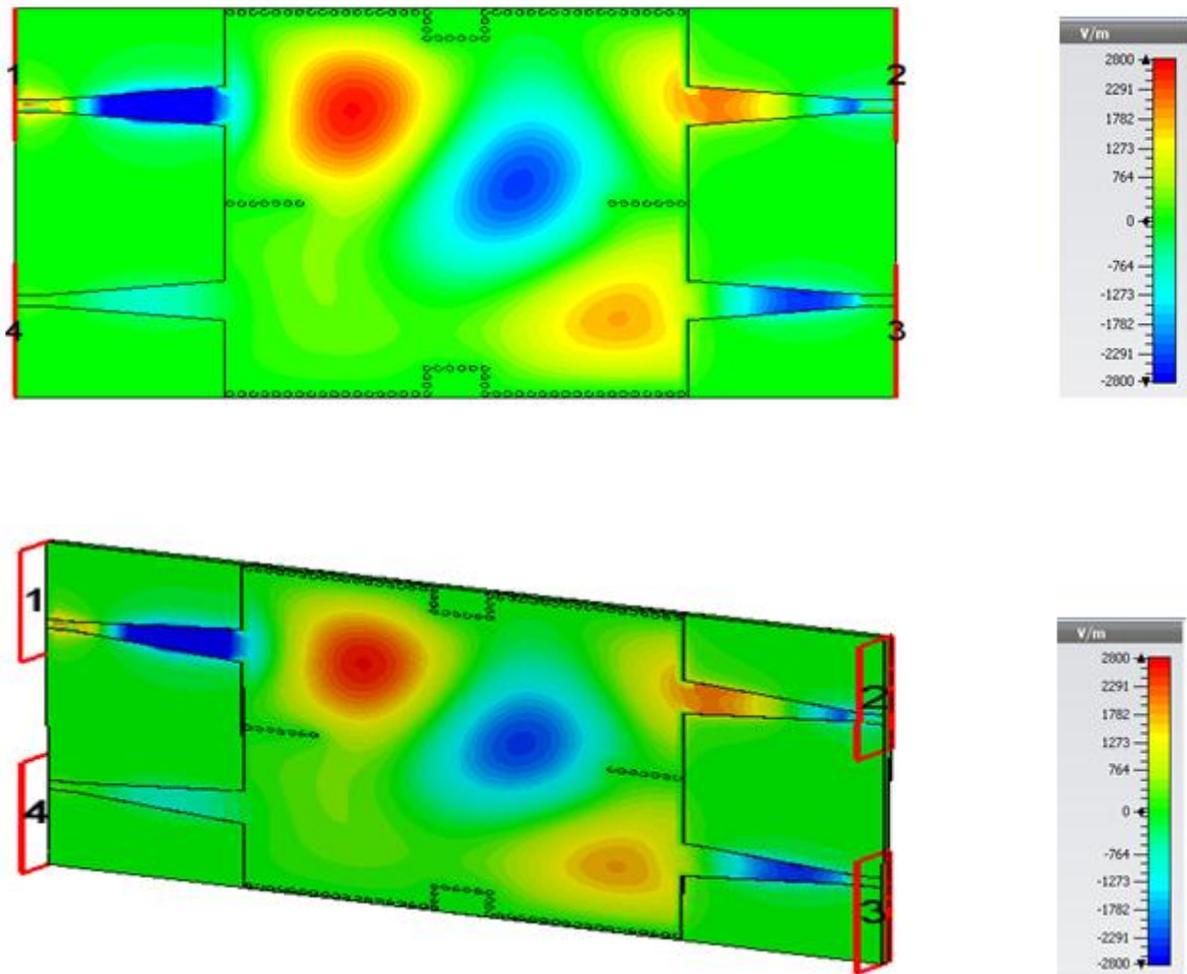
Les résultats d'analyse de ce coupleur montrent bien son caractère directif dans la bande [2-4] GHz où nous disposons des niveaux de réflexion et d'isolation inférieurs à -15dB les pertes d'insertion ( $S_{21}$ ) et le couplage ( $S_{31}$ ) fluctuent entre -3.11dB et -4.90dB.

La différence de phase obtenue dans la bande 2 GHz à 4 GHz entre le port transmis et le port couplé est de  $90^\circ$ . Cette variation de différence de phase est représentée sur la figure III.33.



**Figure III.33:** Résultats simulés de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.

La distribution du champ électrique E simulée obtenue avec CST à la fréquence de 3.5 GHz est représentée dans la Figure III.34 où les performances au niveau du couplage, de l'isolation et la transmission du coupleur peuvent être observées.



La Figure III.34 : Distribution du champ électrique à  $f = 3.5$  GHz.

### III.4.2 Conception du coupleur directif SIW demi-mode (-3dB) fonctionnant dans la bande S

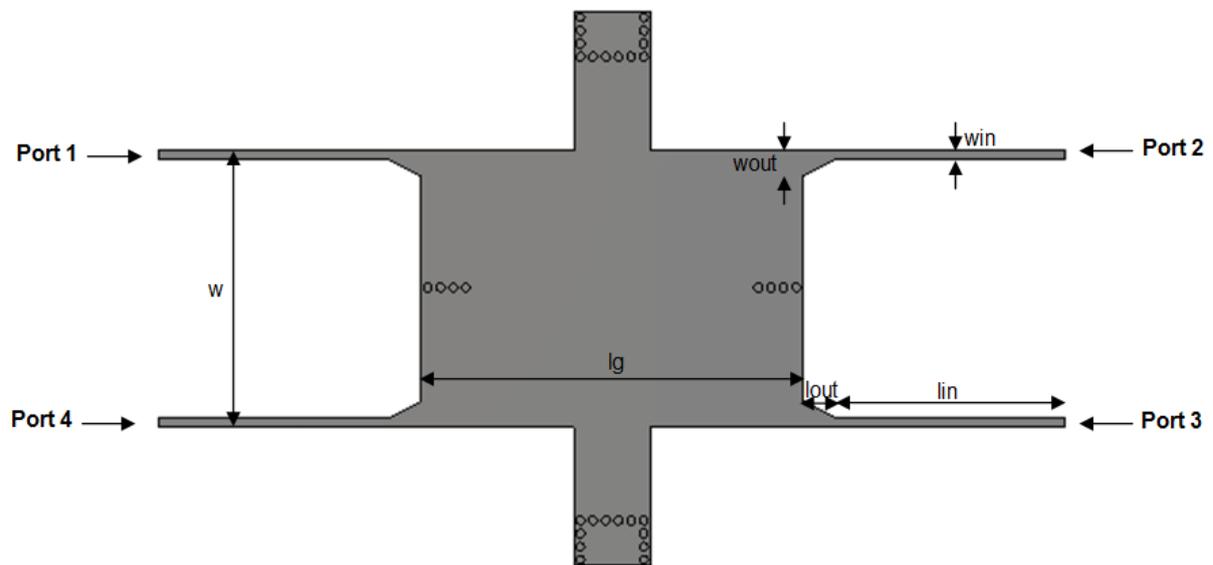
La taille et le coût sont deux exigences essentielles dans le développement des circuits passifs modernes en micro-onde

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.

En suivant la même démarche dans l'étude précédente concernant la conception des coupleurs SIW demi-mode en bande C, nous pouvons aussi concevoir 3 topologies fonctionnant en bande S.

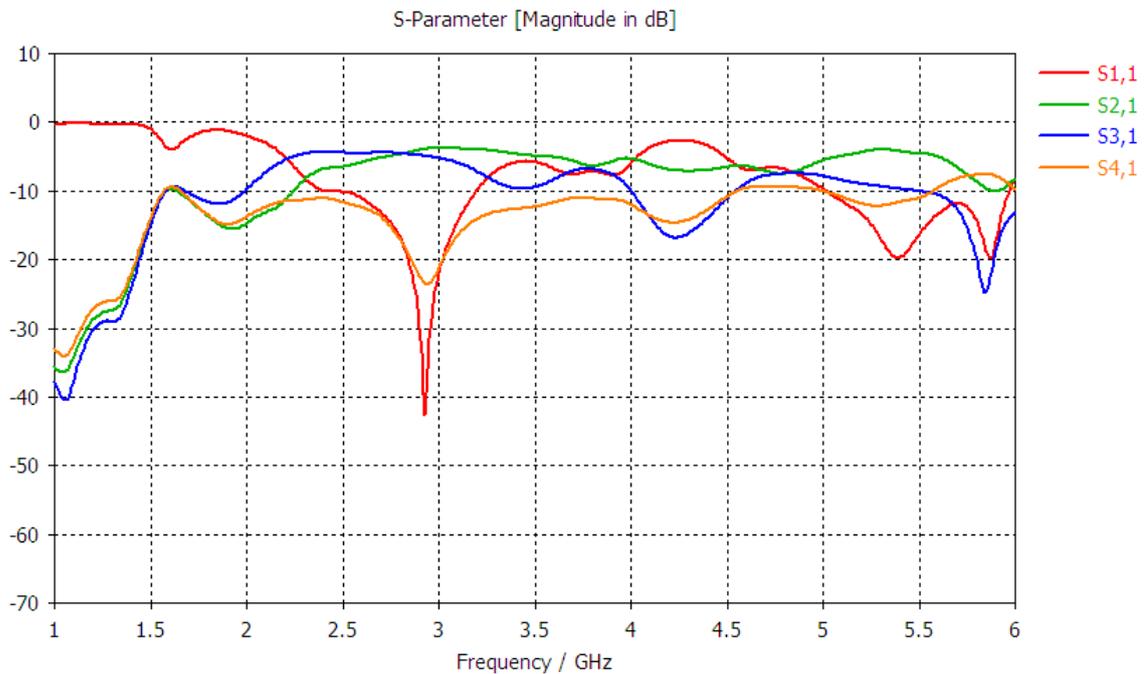
Pour obtenir les résultats optimaux et pour confirmer que les dimensions que nous présentons sont celles qui donnent les meilleures performances, nous avons réalisé une étude paramétrique sur les différentes largeurs et longueurs.

Commençant par la première topologie, la figure suivante montre un coupleur directif SIW demi-mode de quatre ports avec ses différents paramètres.



**Figure III.35 :** Première structure du coupleur directif SIW demi-mode en bande S avec les paramètres :  $l_g=45$ ,  $w=31.8$ ,  $w_{in}=2$ ,  $w_{out}=6$ ,  $l_{in}=27$ ,  $l_{out}=4$ .

La figure III.36 montre les performances du coupleur en terme de paramètres S.

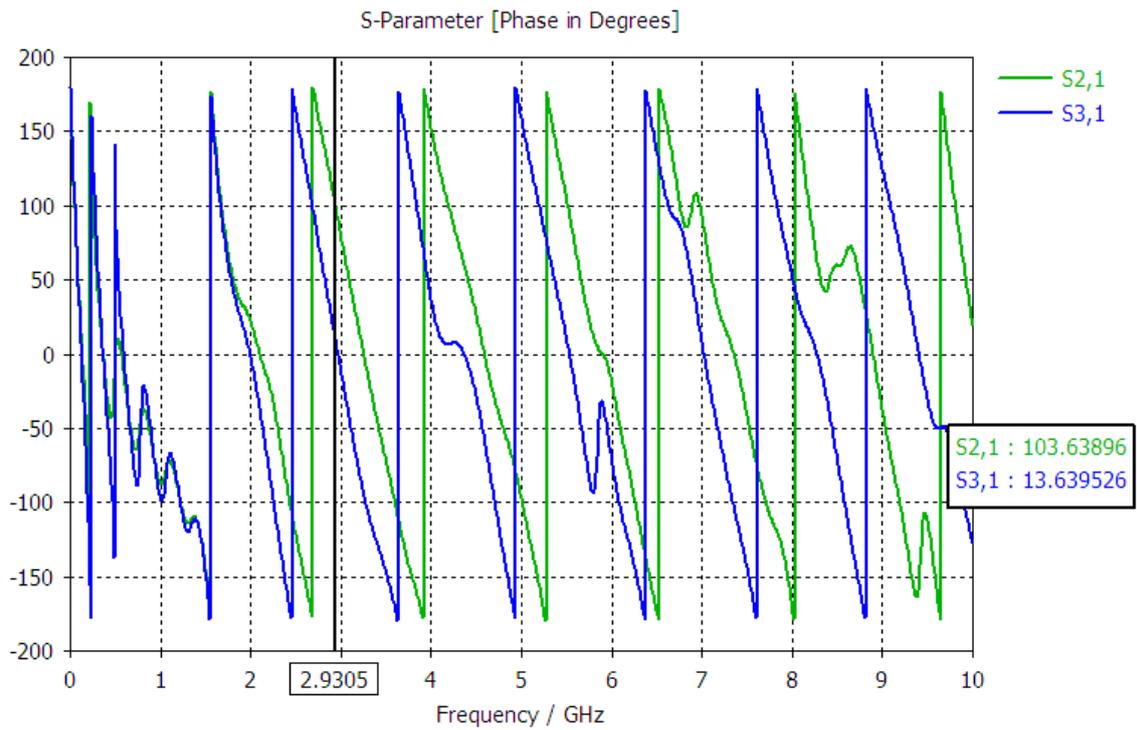


**Figure III.36 :** Résultat de simulation de la 1ère topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S.

La valeur du couplage pour le port direct et le port couplé est de l'ordre de -4 dB au niveau de la fréquence 2.93 GHz. Au dessous de la fréquence de coupure  $f_c = 2$  GHz ces deux valeurs sont complètement nulles.

A la même fréquence 2.93 GHz le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le coefficient d'isolation sont de -42.28 dB et de -23.49 dB respectivement. 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.

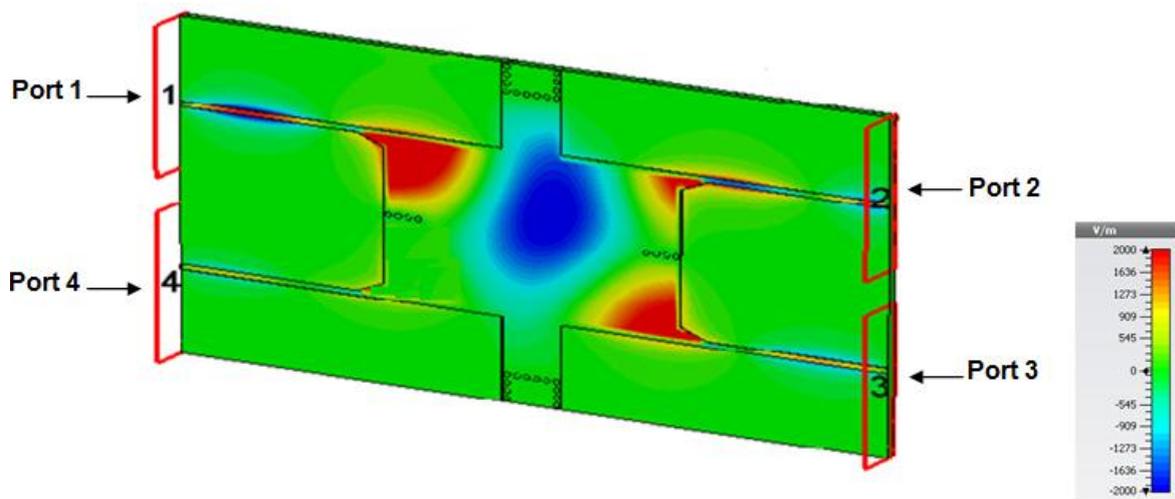
L'écart de déphasage entre les ports 2 et 3 est illustré dans la figure III.37.

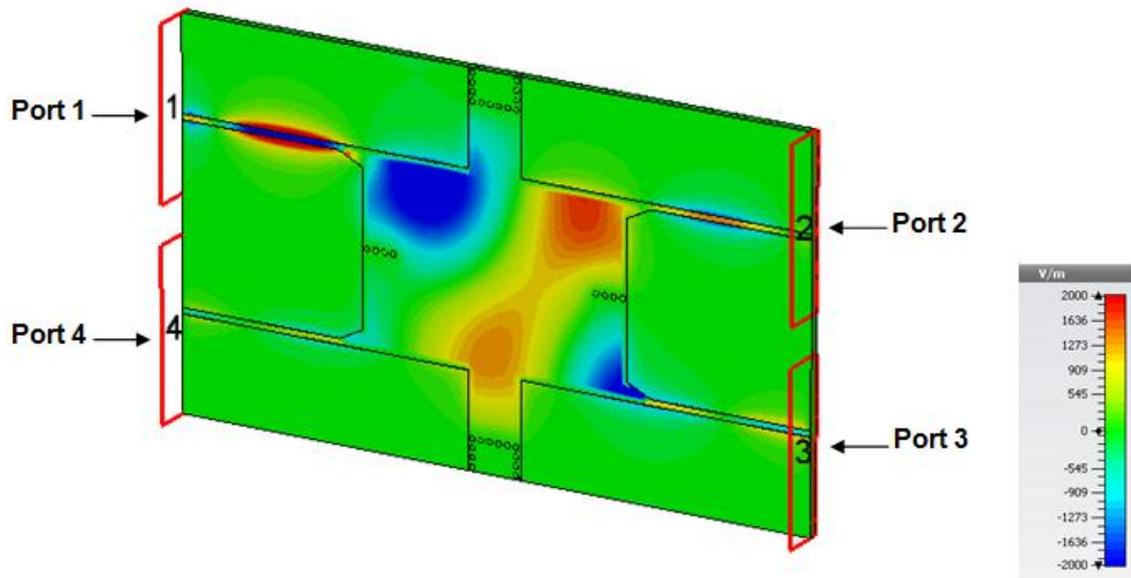


**Figure III.37 :** Différence de phase en fonction de  $S_{21}$  et  $S_{31}$  en bande S.

La différence de phase entre le port direct et couplé est égale à  $90^\circ$  au niveau du fréquence 2.93 GHz.

La figure III.38 présente la cartographie du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du Coupleur SIW demi-mode dans la bande S.

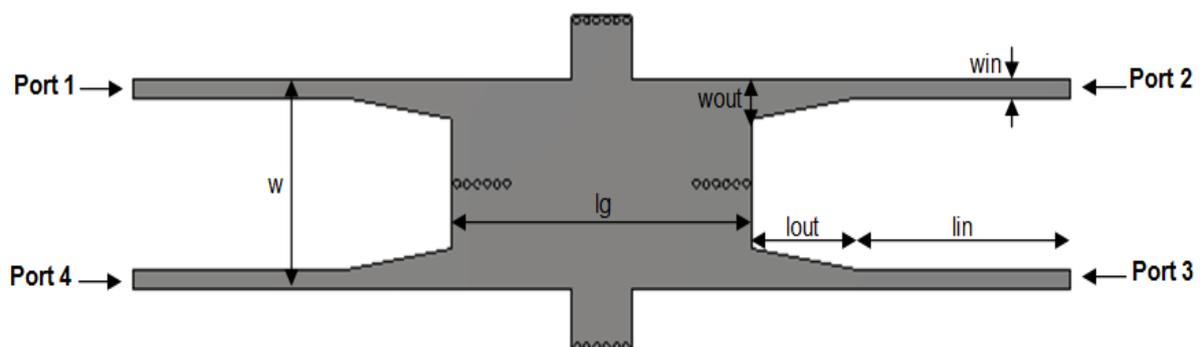




**Figure III.38 :** Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  de la 1<sup>ère</sup> topologie à  $f = 3.5$  GHz.

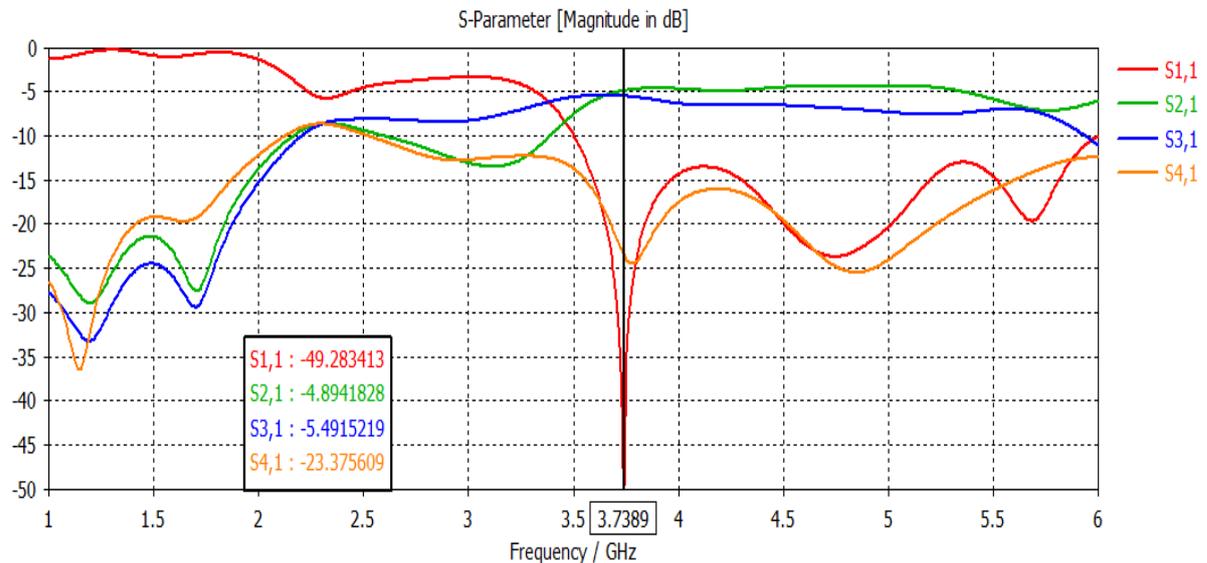
D'après la figure nous constatons que le coupleur permet de distribuer la puissance délivrée au port 1 vers les deux ports de sortie 2 et 3, cependant le port 4 reste isolé. Le coupleur confirme le caractère directif et garantit un bon fonctionnement.

La deuxième topologie du coupleur directif SIW demi-mode en bande S est illustrée dans la figure suivante.



**Figure III.39 :** Deuxième topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S avec les paramètres :  $lg=45$ ,  $w=26.4$ ,  $win=2.4$ ,  $wout=5.1$ ,  $lin=32$ ,  $lout=16$ .

Après la fabrication du coupleur, nous avons simulé les paramètres S de celui-ci. Les résultats de simulation sont représentés à la figure III.40.

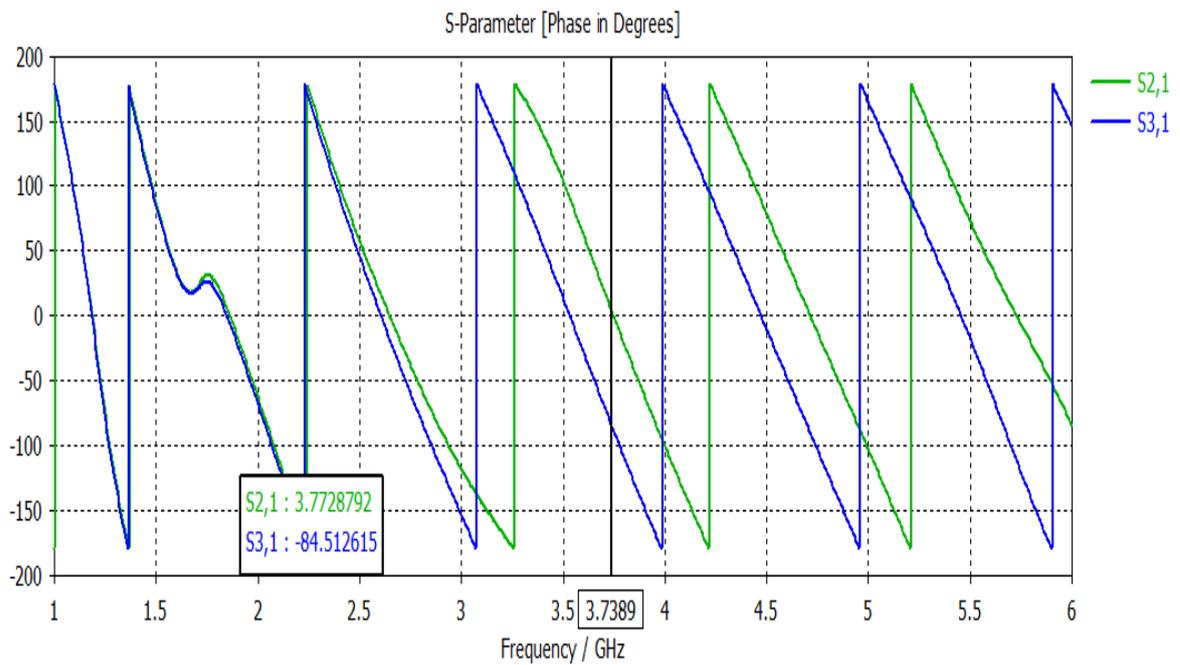


**Figure III.40** : Résultat de simulation de la 2<sup>ème</sup> topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S.

Nous remarquons que la plus grande différence est contenue dans la partie de fréquence qui se trouve après 3.5 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 -5 dB est observé entre 3.5 et 4 GHz. Après cette fréquence une diminution de  $S_{31}$  rend la division de puissance entre les ports 2 et 3 un peu moins équilibrée.

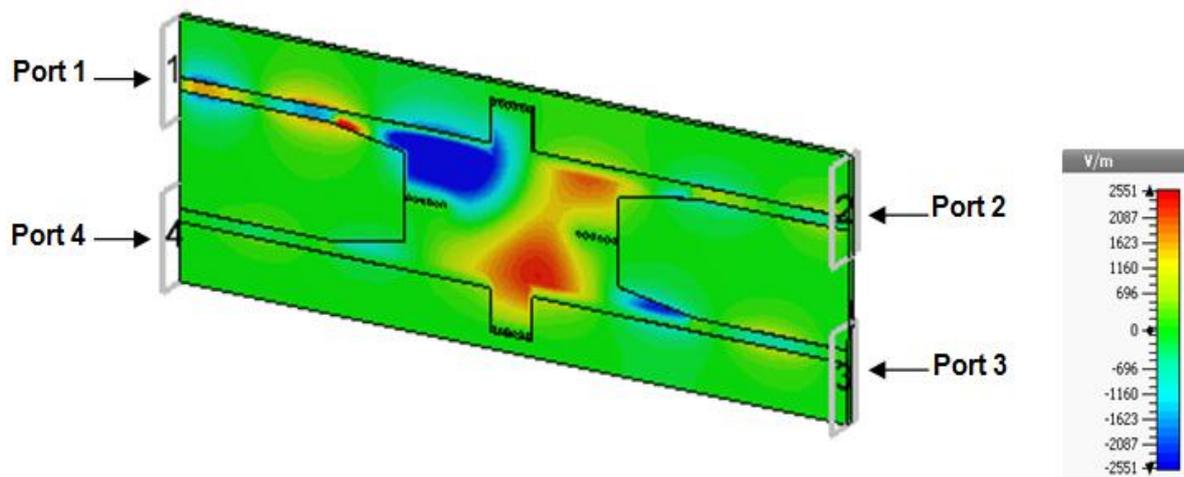
La figure montre une comparaison des différences de phases simulées entre les deux ports 2 et 3

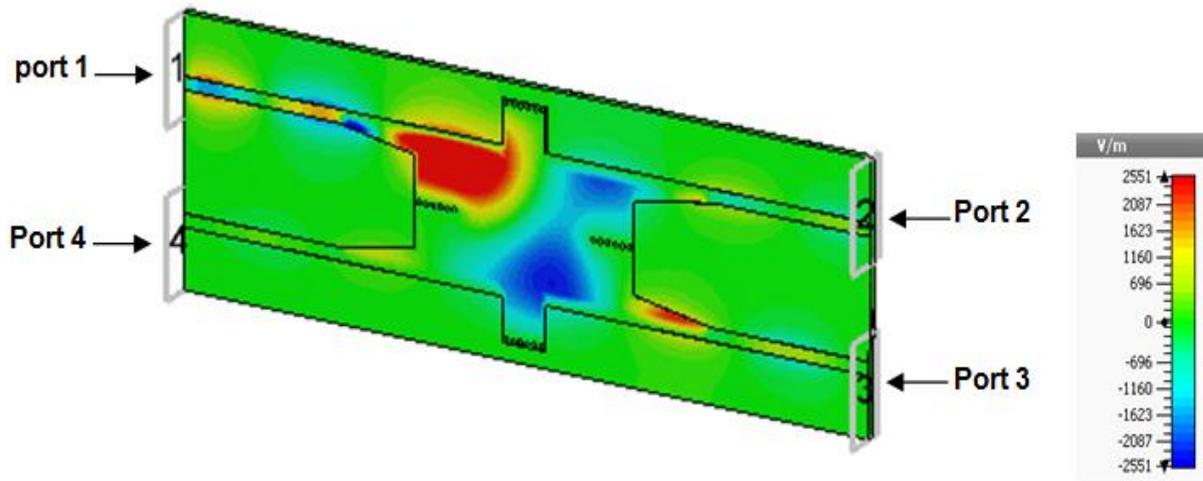


**Figure III.41** : Différence de phase en fonction de  $S_{21}$  et  $S_{31}$  de la 2<sup>ème</sup> topologie en bande S.

La différence de phase est approximativement  $90^\circ$  toute la bande de fréquence qui s'étale sur [2-4 GHz].

Dans ce qui suit nous présentons la répartition du champ électrique du mode  $TE_{10}$  le long de cette structure en bande S.

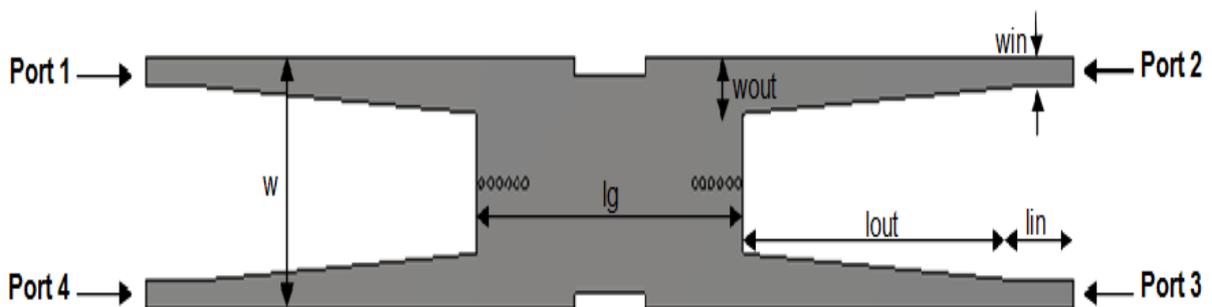




**Figure III.42 :** Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  de la 2<sup>ème</sup> topologie à  $f = 3.5$  GHz.

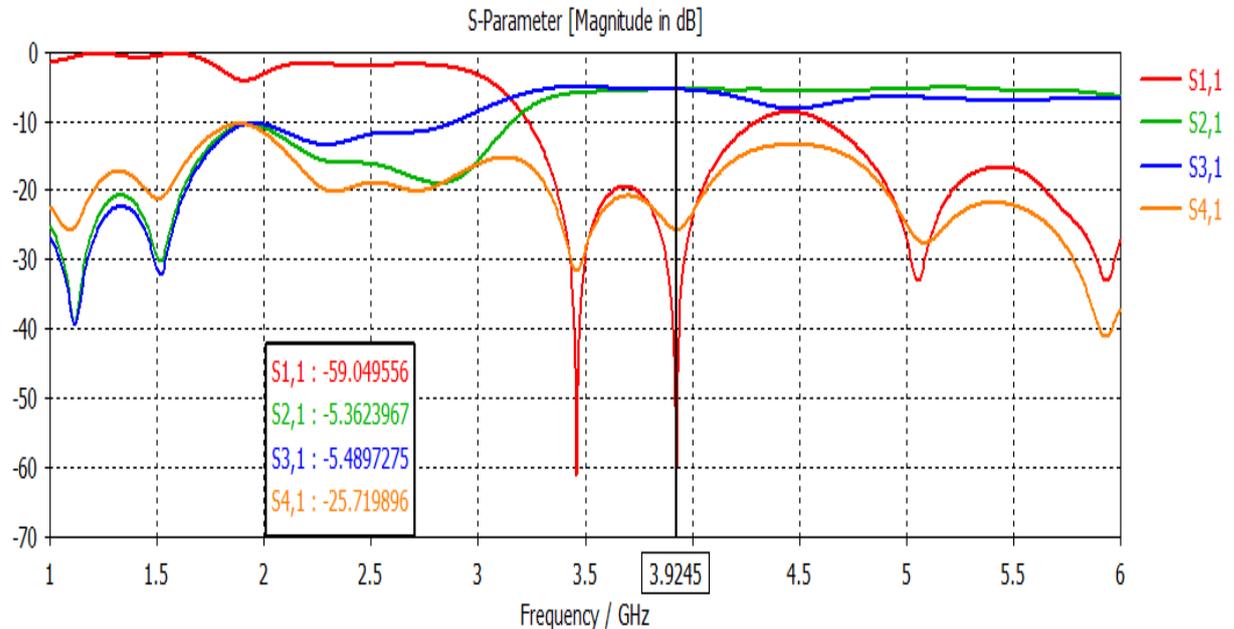
D'après la figure nous remarquons que les vias métalliques jouent bien leur rôle de délimiter le champ électrique. Cela explique l'importance du nombre et positionnement des vias choisis. On voit clairement que le port 1 est le port d'entrée, le port 2 est le port direct, le port 3 est le port couplé, et en ce qui concerne le port 4 reste isolé.

La figure III.43 représente la troisième configuration proposée pour un coupleur SIW demi-mode, avec ses paramètres.



**Figure III.43 :** Troisième topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S avec les paramètres :  $lg=45$ ,  $w=23.6$ ,  $win=2.5$ ,  $wout=5.$ ,  $lin=9$ ,  $lout=47.5$ .

La figure III.44 expose les variations des quatre coefficients  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  et  $S_{41}$  en fonction de fréquence dans la bande S.

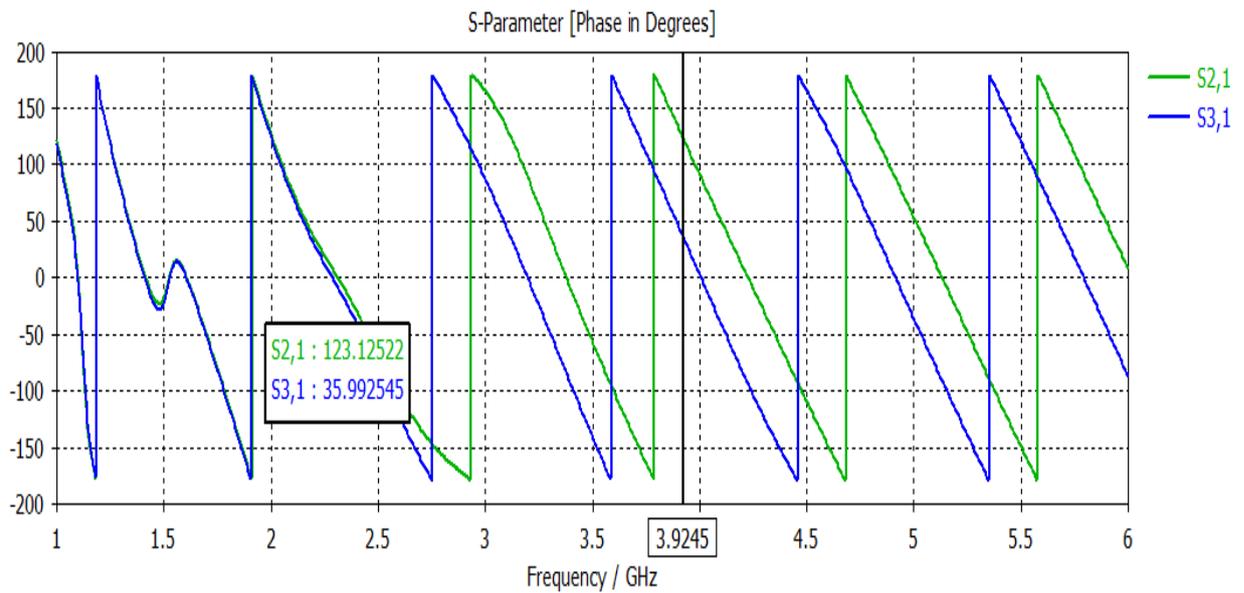


**Figure III.44** : Résultat de simulation de la 3<sup>ème</sup> topologie du coupleur SIW demi-mode en bande S.

L'examen de cette figure engendre quelques remarques :

- Alors que le coefficient de réflexion commence à s'atténuer qu'à partir de la fréquence 3GHz, il signale deux pics qui arrivent à des valeurs environ -60 dB, cela signifie que tout les ports sont bien adaptés ( $S_{ii} = 0 \forall i$ ) dans la plage de fréquence qui s'étale entre 3 et 4 GHz, tandis que au dessous de 3 GHz la réflexion est maximale.
- Nous voyons que les coefficients de transmission  $S_{21}$  et  $S_{31}$  gardent une valeur à peu près constante dans la bande 3.5 GHz et 4 GHz.
- A propos du coefficient d'isolation, il est de l'ordre de -10 dB dans toute la bande S, et il signale aussi des pics de -31 dB et -26 dB aux même fréquences où il signale le coefficient de réflexion ces pics et cela au niveau de 3.46 GHz et 3.92 GHz respectivement.

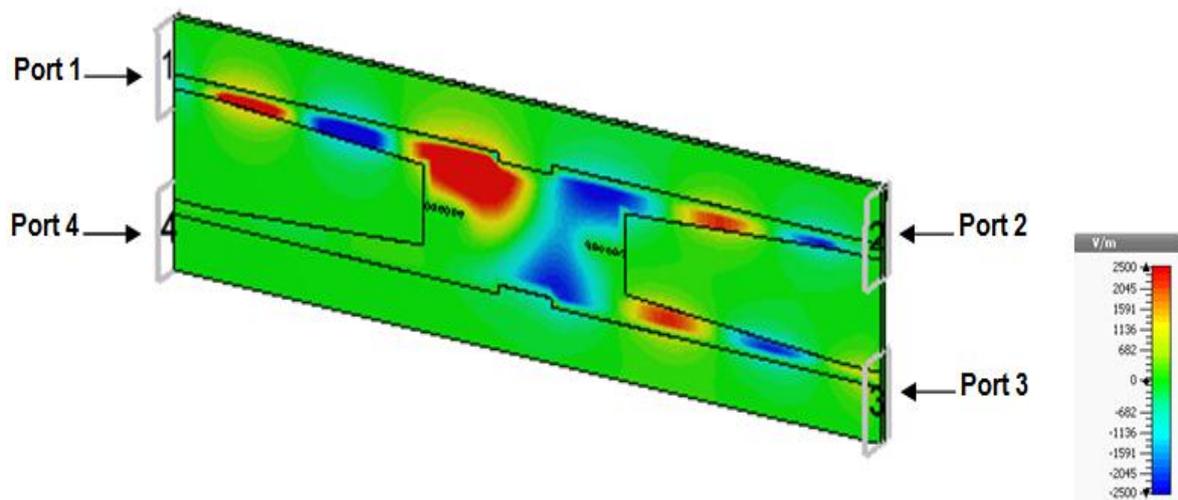
Le déphasage de ce coupleur est représenté sur la figure III.45.

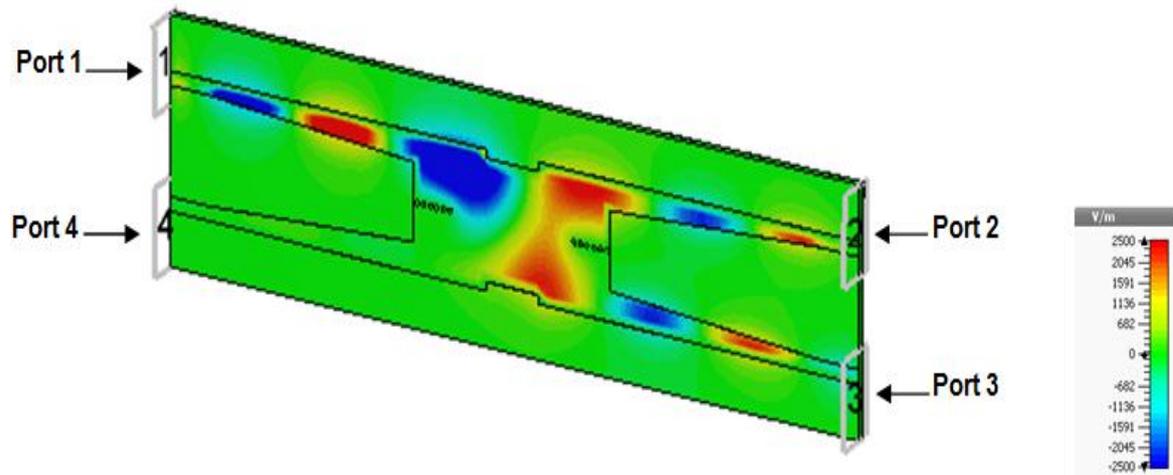


**Figure III.45** : Différence de phase en fonction de  $S_{21}$  et  $S_{31}$  en bande S.

D'après le graphe nous constatons qu'on se retrouve en position de quasi quadrature de phase ( $87^\circ$ ) avec une balance de  $87^\circ$  à  $87.13^\circ$ .

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





**Figure III.46** : Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  à  $f = 3.5$  GHz.

Le dispositif avec ce comportement assure bien le caractère directif, 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.5 Conclusion

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

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

Grace à ce logiciel, la conception des coupleurs directifs -3 dB en technologie SIW a été réalisé avec succès, ainsi nous avons pu de concevoir autres topologies originales des coupleurs directifs -3 dB demi-mode en technologie SIW opérant en bande C et S.

Enfin, nous pouvons conclure que la diminution de nombre de vias métalliques et la minimisation de taille des structures assure non seulement le bon fonctionnement du coupleur SIW mais aussi la réduction du coût de notre matériel.

## Conclusion générale

Ce mémoire qui s'articule autour de trois chapitres, 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 demi-mode à base de la technologie SIW.

Tout d'abord, une présentation des différentes technologies appliquées aux guides d'ondes . Ces technologies peuvent être classées selon trois grandes catégories : la technologie volumique, la technologie planaire et la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW ( substrate integrated wave guide ). Chacune de ces catégories trouvant leur intérêt en fonction des besoins réels des systèmes dans lesquels les fonctions seront implantées. Cette présentation a été exposée afin de mettre en évidence les exigences, les besoins et les performances des coupleurs directifs SIW.

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

Enfin le troisième chapitre constitue le cœur du travail réalisé. Il est consacré à la présentation des résultats de simulation qui porte sur la conception des guides SIW opérant dans les bandes S et C et à base de ces guides d'ondes nous avons réalisés des coupleurs directifs -3 dB opérant dans les mêmes bandes. Aussi, de nouvelles topologies originales des coupleurs directifs -3 dB demi-mode opérant en bande S et C en Technologie SIW ont été développés et conçu en employant le simulateur commercial disponible au niveau du laboratoire de Télécommunication CST Microwave Studio.

Notons enfin que l'ensemble des résultats obtenus concernant la conception des coupleurs directifs SIW demi-mode constitue une première étape vers la caractérisation des dispositifs dans les applications spatiales.

Finalement, la technologie SIW est très prometteuse pour l'intégration de circuits micro-ondes dans les systèmes du futur.

## Références bibliographiques

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

- [11] Y. YUMITA, I. OHTA and M. KISHIHARA, “Cruciform Waveguide Directional Couplers” In proc. IEICE General Conf., pp.67-72, Mars 2005.
- [12] 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.
- [13] D. Deslandes and Ke Wu, “Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters” Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 51, no. 2, pp.593-596, 2003.
- [14] D. Deslandes and Ke Wu, “Millimeter-wave substrate integrated waveguide filters” Electrical and Computer Engineering, IEEE CCECE, vol. 3, pp. 1917-1920, may 2003.
- [15] D. M. POZAR, “Microwave Engineering 2<sup>nd</sup> Edition” New York: John Wiley & Sons, Inc. 716p, 1998.
- [16] Daniels, RC, Heath, R.W, “60GHz wireless communications emerging requirements and design recommendations”, IEEE Veh. Technol. Mag, 2007, 2, (3), pp. 41-50.
- [17] D. Deslandes and Ke Wu, “Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide” Components Microwave Conference 32<sup>nd</sup> European, 2002.
- [18] D. Deslandes and Ke Wu, “Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form” IEEE Microwave Component Letters, vol. 11, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [19] M. ANDO, J. HIROKAWA and AI, “Novel Single-Layer Waveguides for High-Efficiency Millimeter-Wave Arrays” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.46, No.6, pp.792-799, 1998.
- [20] D. PISSOORT and F. OLYSLAGER, “Study of eigenmode in periodic waveguides using the Lorentz reciprocity theorem” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, pp.542-553.
- [21] L. YAN, W. HONG, HUA, J. CHEN, K.WU and T.J.CUL, “Simulation and Experimental on SIW Slot Array Antennas” IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol.14, No.9, pp.446-448, 2004.
- [22] Y. CASSIVI, L. PERREGRINI, P. ARCIONL, M. BRESSAN, K.WU and G. CONCIAURO, « Dispersion Characteristics of Substrate integrated Rectangular Waveguide » IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol.12, No.9, pp.333-335,2002.

- [23] F. XU and K. WU, “Finite-difference frequency-domain algorithm for modeling guided-wave properties of substrate integrated waveguide” IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol.51, pp.2221-2227, 2003.
- [24] J. R. BRAY and L. ROY, “Resonant frequency of post-wall waveguide” IEEE Proceeding-Microwave Antennas and Propagation, vol.150, pp. 365-368, 2003.
- [25] Jonathan Garreau « Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybride planaire SIW en technologie LTCC », Université de Bretagne, décembre 2012.
- [26] D. Deslandes, “Etude et développement du guide d’ondes intégré au substrat pour la conception de système en ondes millimétriques” Thèse de doctorat, Université de Montréal, école polytechniques de Montréal, 2005.
- [27] SAMI HEBIB « Nouvelle topologie d’antennes multi-bandes pour applications spatiales » l’Université de Toulouse III - Paul Sabatier spécialité : Electronique, 24 novembre 2008.
- [28] ALMUSTAFA MOHAMAD « Modélisation des micro-plasmas, conception des circuits micro-ondes, Coupleur Directionnel Hybride pour Mesures et des applications en Télécommunication » l’Université de Toulouse – délivré par : Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), spécialité : Micro-ondes, Electromagnétisme et Optoélectronique (MEMO), 25 juillet 2013.
- [29] CRISTOPHE DALL’OMO « Contribution à l’étude d’antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler » l’université de Limoges – Ecole doctorale science-technologie-santé, spécialité : Télécommunication, 13 novembre 2003.
- [30] [http://www8.umoncton.ca/umcmormier\\_gabriel/HyperfrequencesB/GELE5222\\_notes5.pdf](http://www8.umoncton.ca/umcmormier_gabriel/HyperfrequencesB/GELE5222_notes5.pdf).
- [31] Analyse vectorielle de dispositifs passifs et d’un amplificateur RF simple. Département Télécommunications 2<sup>ème</sup> année option TST - Travaux pratiques Jean-Daniel ARNOULD.  
<http://communication.minatec.inpg.fr/arnould/>.  
[Yassine.ab.free.fr/ligne-transmission/tp2atst\\_vect07\\_nav.pdf](http://yassine.ab.free.fr/ligne-transmission/tp2atst_vect07_nav.pdf).
- [32] <https://cel.archives-ouvertes.fr/cel-001566394/file/chapitre3.pdf>.

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

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

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

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

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

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

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

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

## **Résumé**

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

**Mots clés :** Technologie SIW, coupleurs, bande C, bande S, simulation, CST Microwave studio.

## **Abstract**

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

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