

Université Abou Bekr Belkaid  
Tlemcen Algérie



جامعة أبي بكر بلقايد

تلمسان الجزائر

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



# THESE

Présentée

**A L'UNIVERSITE DE TLEMCEM**  
**FACULTE DE TECHNOLOGIE**  
**DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE**

Pour l'obtention du diplôme de

**DOCTORAT**

Spécialité : " Télécommunications"

Par

*Mme RAHALI née SAKER Bouchra*

---

*CONTRIBUTION A LA MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE DES STRUCTURES  
COMPLEXES HYPERFREQUENCES EN TECHNOLOGIE SIW*

---

Soutenue en Mai 2013 devant le Jury:

<b>BOUKLI HACENE Nouredine</b>	<b>Professeur à l'université de Tlemcen</b>	<b>Président</b>
<b>NAOUM Rafah</b>	<b>Professeur à l'université de Sidi Bel Abbes</b>	<b>Examineur</b>
<b>SALAH BELKHODJA Fouzi</b>	<b>MCA à l'université de Sidi Bel Abbes</b>	<b>Examineur</b>
<b>LASRI Boumediène</b>	<b>MCA à l'université de Saida</b>	<b>Examineur</b>
<b>FEHAM Mohammed</b>	<b>Professeur à l'université de Tlemcen</b>	<b>Directeur</b>
<b>TAO Junwu</b>	<b>Professeur à l'INP- Toulouse</b>	<b>Co-Directeur</b>

# REMERCIEMENTS

Ce travail de thèse a été réalisé au sein du Laboratoire STIC de l'Université Abou Bekr Belkaid de TLEMCEM.

En tout premier lieu, je remercie vivement mon Directeur de Thèse, le Professeur Feham Mohammed de l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté de diriger ces travaux de recherche et de m'avoir accompagné tout au long de sa réalisation avec beaucoup d'intérêt et de disponibilité.

Je remercie chaleureusement le Professeur Junwu Tao de l'INP de Toulouse, Co-directeur de cette Thèse, pour ses nombreux conseils et pour m'avoir permis l'accès au laboratoire LAPLACE pour effectuer des réalisations et des mesures.

Mes remerciements vont également au Professeur Boukli Hacène Nouredine de l'Université de Tlemcen, d'avoir accepté de juger ce travail en présidant le jury, ainsi que les Professeurs Naoum Rafah, Salah Bekhodja Fouzi de l'Université de Sidi bel Abbès et Dr. Lasri Boumediène, Maître de conférence de l'Université de Saida, pour avoir accepté de faire partie du jury de Thèse et juger ce travail.

Je tiens à remercier toutes les personnes du Laboratoire STIC qui m'ont apporté leur aide et leur soutien. Aussi les personnes du laboratoire Laplace, qui ont par leur concours direct ou indirect, soutenu les travaux réalisés dans cette Thèse. Je précise particulièrement le Professeur Tan-Hoa vuong d'avoir participé vivement au travail expérimental.

Une pensée particulière à mes très chers enfants Taha, Souad et Amin pour leur soutien et leur affection.

*A la mémoire de ma défunte mère karima*

*A la mémoire de mon défunt époux yassin*

*A toute ma famille*

*A tous mes collègues*

## Résumé

Ce mémoire de thèse s'articule autour de quatre points à travers lesquels, en premier lieu on a analysé les discontinuités de guides d'ondes rectangulaires en utilisant un programme conçu sous l'environnement Matlab QFEM, il nous a permis de concevoir des coudes chanfreinés avec un chanfrein mobile et de prévoir les variations à travers les paramètres  $S_{ij}$  de la matrice  $[S]$ . Dans un deuxième temps on s'est intéressé à la conception de coudes en bandes millimétriques à l'aide de la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) qui exploite des tiges métalliques cylindriques. Ensuite on a analysé une technique d'adaptation de nombreux composants micro ondes en technologie SIW à travers plusieurs exemples. Enfin, on a conçu plusieurs composants en technologie SIW, comme le déphaseur, le diviseur de puissance, le circulateur, le coupleur, le cinq port. Une réalisation pratique d'un coupleur sur la bande [1-4] GHz a été menée avec succès. Dans ce cadre, plusieurs publications et communications internationales ont été réalisées.

**Mots-Clés :** guides d'ondes, micro ondes, MEF, SIW, transition, ligne microruban, composants passifs

## Abstract

This thesis is structured around four points through which firstly we analyzed the discontinuities in rectangular waveguides using a program conceived under Matlab QFEM, it has allowed us to design chamfered bends with a chamfer mobile and predict variations across parameters  $S_{ij}$  of the matrix  $[S]$ . Secondly we became interested in the design of bends in millimeter bands using technology SIW (Substrate Integrated Waveguide) which exploits cylindrical metal rods. Then we analyzed an adaptation technique of many components SIW microwave technology through several examples. Finally, we designed several SIW technology components, such as the phase shifter, power divider, the circulator, coupler and the five ports. A practical realization of a coupler (SIW) on the band [1-4] GHz has been successfully completed. In this context, several publications and international calls were made.

**Key Words:** waveguides, microwave, FEM, SIW, transition, microstrip line, passive components.

## ملخص

تتمحور هذه الرسالة حول اربع نقط ، اولها تحليل عدم الاستمرارية عبر الدليل الموجي المستطيل باستخدام برنامج وضع في اطار Matlab QFEM،مكننا من تصميم الاكواع المشطوبة بشطب متنقل و التنبؤ بتغيرات المعايير  $S_{ij}$  للمصفوفة  $[S]$  . ثانياها اهتمنا بتصميم الاكواع في الشرائح المليمترية باستخدام تكنولوجيا SIW (الدليل الموجي المتكامل في الركيزة ) التي تستعمل قضبان معدنية اسطوانية ،ثم حللنا تقنية التكيف لعدة مركبات في التكنولوجيا SIW من خلال امثلة ،وأخيرا صممنا العديد من المكونات في تكنولوجيا SIW مثل المرحلة شيفتر ،مقسم ،الشكل الدائري و المقرنة.انجاز تطبيقي جسد للمقرنة في GHz [1-4] . في هذا السياق انجزت عدة منشورات و مساهمات دولية.

**كلمات مفتاحية:** الدليل الموجي ، الميكروموجات ، MEF ، SIW ، التكيف ،مغير الخط ،مكونات مكرموجية.

# SOMMAIRE

<b>Introduction générale.....</b>	<b>1</b>
<b>I: Caractérisation électromagnétique des coudes chanfreinés en guides d'ondes Chapitre</b>	<b>5</b>
I.1-Introduction.....	6
I.2-Caractéristiques du guide d'ondes rectangulaire.....	6
I.2-1- Propagation des modes TE .....	8
I.2-2- Caractéristiques de dispersion.....	10
I.2-3- Lignes de champ.....	10
I.2-4- Modes évanescents.....	12
I.3-Matrice de répartition.....	12
I.3-1- Signification des paramètres S.....	13
I.3-2- Propriétés générales de la matrice S.....	13
I.4-Les principales méthodes d'analyse électromagnétique.....	15
I.4-1- Méthode des moments (MoM).....	15
I.4-2- Méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD).....	15
I.4-3- Méthode des éléments finis.....	16
I.5-Formulation du problème par la méthode des éléments finis.....	17
I.5-1- Plan H.....	17
I.5-2- Plan E.....	19
I.6-Exemples d'application de QFEM.....	22
I.7-Le coude chanfreiné.....	28
I.7-1- Description.....	28
I.7-2- Applications et résultats.....	31
I.8-Conclusion.....	38
Bibliographie.....	39
<b>: Coudes chanfreinés en technologie SIW.....Chapitre II</b>	<b>40</b>
II.1-Introduction.....	41
II.2-Caractéristiques du guide d'ondes en technologie SIW.....	43
II.3-Equivalence entre guide d'ondes et guide RSIW.....	46
II.4-Conception optimale de coudes chanfreinés dans les guides RSIW.....	48
II.5-Conclusion.....	57
Bibliographie.....	58
<b>: Adaptation du guide d'ondes en technologie SIW.....Chapitre III</b>	<b>60</b>
III.1-Introduction.....	61
III.2-La ligne microruban.....	61
III.3-La transition.....	63
III.4-Applications.....	67
III.4-1- Première application.....	67
III.4-2- Deuxième application.....	69
III.4-3- Troisième application.....	72
III.4-4- Quatrième application.....	74
III.5-Conclusion.....	77
Bibliographie.....	78

<b>: Conception de dispositifs microondes en technologie SIW.....</b>	<b>Chapitre IV</b>	79
IV.1-Introduction.....		80
IV.2-Applications.....		80
IV.2-1-Jonction à deux ports.....		80
IV.2-1-1- Déphaseur.....		80
IV.2-1-2- Filtres.....		90
IV.2-2-Jonction à trois ports.....		92
IV.2-2-1- Diviseur de puissance.....		92
IV.2-2-2- Duplexeur.....		109
IV.2-2-3- Circulateur.....		111
IV.2-3-Jonction à quatre ports.....		117
IV.2-3-1- Coupleur.....		117
IV.2-4-Jonction à cinq ports.....		126
IV.2-5-Conception et réalisation d'un coupleur directif dans la bande [1-4] GHz.....		127
IV.3-Conclusion.....		132
Bibliographie.....		134
<b>Conclusion générale et perspectives.....</b>		136
<b>Recueil des travaux scientifiques.....</b>		139

## Liste des figures

Figure I.1: Guide d'ondes rectangulaire.....	6
Figure I.2: Ordre d'apparition des modes $TE_{mn}$ dans un guide d'onde rectangulaire.....	9
Figure I.3: Caractéristiques de dispersion du guide d'ondes WR75 ( $a=18.35\text{mm}$ $b=9.175\text{mm}$ ).....	10
Figure I.4: Mode $TE_{10}$ .....	11
Figure I.5: Mode $TE_{20}$ .....	11
Figure I.6: Mode $TE_{01}$ .....	11
Figure I.7: Jonction multiports.....	12
Figure I.8: Jonction multiports plan H.....	17
Figure I.9: Jonction multiports plan E.....	20
Figure I.10: Coude droit, plan H.....	23
Figure I.11: Coude droit, plan E.....	23
Figure I.12: Modules de $S_{11}$ et $S_{21}$ dans les plans E et H du coude droit.....	24
Figure I.13: Modules de $S_{11}$ et $S_{21}$ dans les plans E et H du coude droit [6] [4].....	24
Figure I.14: Coude circulaire plan H de rayon $R=a$ .....	25
Figure I.15: Coude circulaire plan E de rayon $R=b$ .....	25
Figure I.16: Modules de $S_{11}$ et $S_{21}$ dans les plans E et H du coude circulaire.....	26
Figure I.17: Modules de $S_{11}$ et $S_{21}$ dans les plans E et H du coude circulaire [6] [4].....	26
Figure I.18: Maillage de la jonction T dans le plan H.....	27
Figure I.19: Modules des $S_{ij}$ de la jonction T dans le plan H.....	27
Figure I.20: Modules des $S_{ij}$ de la jonction T dans le plan H [11].....	28
Figure I.21: Coude droit $a=22.86\text{mm}$ , $b=10.16\text{mm}$ .....	29
Figure I.22: Chanfrein géométrique.....	29
Figure I.23: Maillage du chanfrein géométrique.....	30
Figure I.24: Chanfrein avec une plaque métallique $L=20.035\text{mm}$ , $b=10.16\text{mm}$ , $e=0.1\text{mm}$ .....	31
Figure I.25: Lamelles métalliques inclinées de $60^\circ$ .....	31
Figure I.26: Paramètres $S_{11}$ .....	32
Figure I.27: Paramètres $S_{11}$ et $S_{21}$ .....	32
Figure I.28: $A_{opt}=0.852a$ .....	33
Figure I.29: Chanfrein plaque métallique avec variation de $A_{opt}$ , $e=0.1\text{mm}$ , $b=10.16\text{mm}$ .....	33
Figure I.30: Lamelles métalliques $l=1.8213\text{mm}$ , $e=0.1\text{mm}$ , $b=10.16\text{mm}$ avec différentes inclinaisons.....	34
Figure I.31: Lamelles métalliques inclinées $60^\circ$ , $e=1\text{mm}$ , $l=1.8213\text{mm}$ .....	34
Figure I.32: Lamelles métalliques inclinées $0^\circ$ , $l=1.8213\text{mm}$ .....	35
Figure I.33: lamelles métalliques inclinées $60^\circ$ , $l=1.8213\text{mm}$ .....	35
Figure I.34: Lamelles métalliques inclinées $0^\circ$ , $l=1.8213\text{mm}$ .....	36
Figure I.35: Lamelles métalliques inclinées $30^\circ$ , $l=1.8213\text{mm}$ .....	36
Figure I.36: Lamelles métalliques inclinées $0^\circ$ , $l=1\text{mm}$ , $e=0.1\text{mm}$ .....	37
Figure I.37: Lamelles métalliques inclinées $60^\circ$ , $e=0.1\text{mm}$ .....	37
Figure I.38: Lamelles métalliques inclinées $30^\circ$ , $e=0.1\text{mm}$ .....	38

Figure II.1: Guide d'onde rectangulaire intégré dans un substrat RSIW.....	42
Figure II.2: Champ électrique du mode $TE_{10}$ du RSIW $W_{SIW}=5.237\text{mm}$ , $h=0.508\text{mm}$ , $p=1.524\text{mm}$ $d=0.8\text{mm}$ , $\epsilon_r = 2.2$ à $f=40\text{GHz}$ .....	42
Figure II.3: Champ électrique du mode $TE_{10}$ du guide d'onde rectangulaire équivalent $W_{eq}=4.795\text{mm}$ , $h=0.508\text{mm}$ , $\epsilon_r=2.2$ à $f=40\text{GHz}$ .....	43
Figure II.4: Guide d'onde rectangulaire intégré dans un substrat RSIW.....	44
Figure II.5: Guide d'onde rectangulaire équivalent et le RSIW.....	46
Figure II.6: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ dans le RSIW à $f=40\text{GHz}$ .....	47
Figure II.7: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ dans le guide d'onde rectangulaire équivalent à $f=40\text{GHz}$ .....	47
Figure II.8: Caractéristiques de dispersion.....	48
Figure II.9: Coude droit en technologie SIW.....	49
Figure II.10: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ du coude droit à $f=18\text{GHz}$ .....	49
Figure II.11: Module du coefficient de transmission $S_{21}$ pour un coude droit.....	50
Figure II.12: Position $A_{opt}$ du chanfrein.....	50
Figure II.13: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ d'un coude droit SIW chanfreiné à $45^\circ$ , $A_{opt}=0.7W_{SIW}$ à $f=12\text{GHz}$ .....	51
Figure II.14: Cartographie du champ électrique du mode $TE_{10}$ du coude droit SIW chanfreiné, $A_{opt}=W_{SIW}$ à $f=18\text{GHz}$ .....	51
Figure II.15: Module du coefficient de transmission $S_{21}$ .....	52
Figure II.16: Module du coefficient de transmission $S_{21}$ pour différentes valeurs de $A_{opt}$ .....	52
Figure II.17 (A): Cartographie à la fréquence $f=18\text{GHz}$ d'un coude droit SIW avec un cylindre métallique ajouté au coin gauche.....	53
Figure II.18 (B): Cartographie à la fréquence $f=18\text{GHz}$ d'un coude droit SIW chanfreiné $45^\circ$ , sans cylindre métallique au coin droit.....	53
Figure II.19 (C): Cartographie à la fréquence $f=18\text{GHz}$ d'un coude circulaire SIW.....	54
Figure II.20: Module du coefficient de transmission $S_{21}$ .....	54
Figure II.21: Comparaison des coefficients de transmission $S_{21}$ .....	55
Figure II.22: Tracé de la distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ du coude droit SIW à $f=40\text{GHz}$ .....	55
Figure II.23: Tracé de la distribution du champ électrique du $TE_{10}$ du coude droit SIW chanfreiné, $A_{opt}=W_{SIW}$ à $f=28\text{GHz}$ .....	56
Figure II.24: Comparaison des coefficients de transmission $S_{21}$ .....	56
Figure III.1: Structure de la ligne microruban.....	62
Figure III.2: Exemples de transition ligne microruban-guide d'ondes.....	64
Figure III.3: Lignes de champs dans une ligne microruban et dans un guide d'ondes rectangulaire.....	64
Figure III.4: Guide d'ondes SIW avec transition coplanaire (taper).....	65
Figure III.5: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ à $f=15\text{GHz}$ dans le guide RSIW adapté.....	68
Figure III.6: Coefficients de transmission $S_{21}$ et de réflexion $S_{11}$ du RSIW sans transition.....	68
Figure III.7: Coefficients de transmission $S_{21}$ et de réflexion $S_{11}$ du RSIW avec taper.....	69
Figure III.8: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ à $f=22\text{GHz}$ dans le guide RSIW adapté.....	70
Figure III.9: Modules de $S_{11}$ et $S_{12}$ pour le RSIW sans transition.....	70
Figure III.10: Modules de $S_{11}$ et $S_{12}$ du taper isolé.....	71
Figure III.11: Modules de $S_{11}$ et $S_{12}$ du RSIW adapté avec taper.....	71
Figure III.12: Cartographie du champ électrique du mode $TE_{10}$ pour le RSIW (application 3) à $f=30\text{GHz}$ .....	72



Figure III.13: Modules de $S_{11}$ et $S_{12}$ pour le RSIW sans transition.....	73
Figure III.14: Modules de $S_{11}$ et $S_{12}$ pour le taper isolé.....	73
Figure III.15: Modules de $S_{11}$ et $S_{12}$ pour le RSIW avec taper (adapté).....	74
Figure III.16: Cartographie du champ électrique $TE_{10}$ du RSIW (application 2) à $f= 60$ GHz.....	75
Figure III.17: Modules de $S_{11}$ et $S_{12}$ du RSIW sans transition.....	75
Figure III.18: Modules de $S_{11}$ et $S_{12}$ du taper isolé.....	76
Figure III.19: Modules de $S_{11}$ et $S_{12}$ du RSIW avec taper (adapté).....	76
Figure IV.1: Cartographie du champ E d'un guide RSIW adapté à $f=15$ GHz.....	81
Figure IV.2: Phase de la fonction de transfert $S_{12}$ pour différentes longueurs du RSIW.....	82
Figure IV.3: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ du déphaseur SIW pour $r=0.5$ mm à $f=15$ GHz.....	83
Figure IV.4: Phase de $S_{12}$ en fonction du rayon $r$ et de la position $x_p$ du trou d'air à $f=15$ GHz.....	83
Figure IV.5: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ du déphaseur RSIW à $f=15$ GHz.....	84
Figure IV.6: Phase de $S_{12}$ en fonction du rayon $r$ et de la position $x_p$ des deux éléments perturbateurs à $f=15$ GHz.....	85
Figure IV.7: Modules des coefficients de réflexion et de transmission pour des déphasages de $11.25^\circ$ , $22.5^\circ$ et $45^\circ$ .....	85
Figure IV.8: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ du déphaseur RSIW avec élément perturbateur au centre (air) à $f=15$ GHz.....	86
Figure IV.9.(a,b): Déphasage supplémentaire de $S_{12}$ dans la bande [12-18] GHz en fonction du rayon $r$ et de la permittivité de la tige.....	87
Figure IV.10: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ du déphaseur SIW à $f= 15$ GHz.....	88
Figure IV.11: Déphasage supplémentaire pour différentes largeurs $dx$ .....	88
Figure IV.12: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ du déphaseur SIW à $f= 15$ GHz.....	89
Figure IV.13: Déphasage supplémentaire en fonction de la forme de la perturbation.....	89
Figure IV.14: Réponses fréquentielles du guide RSIW pour trois perturbations différentes.....	90
Figure IV.15: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ du filtre SIW à $f=6$ GHz.....	91
Figure IV.16: Paramètres $S_{ij}$ du Filtre SIW.....	92
Figure IV.17: Paramètres $S_{ij}$ mesurés du même filtre [5].....	92
Figure IV.18: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif à $f=2.4$ GHz.....	94
Figure IV.19: Paramètres $S_{ij}$ du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif.....	95
Figure IV.20: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif à $f=6$ GHz.....	96
Figure IV.21: Simulation des paramètres $S_{ij}$ du diviseur de puissance en T avec un cylindre inductif.....	96
Figure IV.22: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ du diviseur de puissance en T à $f=10$ GHz.....	97
Figure IV.23: Paramètres $S_{ij}$ du diviseur de puissance en T.....	98
Figure IV.24: Distribution du champ électrique du mode $TE_{10}$ du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif à $f=10$ GHz.....	99
Figure IV.25: Paramètres $S_{ij}$ du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif.....	99
Figure IV.26.a: Comparaison des résultats de simulation du coefficient $S_{11}$ .....	100
Figure IV.26.b: Comparaison des résultats de simulation du coefficient $S_{12}$ .....	100
Figure IV.26.c: Comparaison des résultats de simulation du coefficient $S_{23}$ .....	101

Figure IV.27: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif à f=55 GHz.....	102
Figure IV.28: Paramètres S <sub>ij</sub> du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif.....	102
Figure IV.29: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif à f=22 GHz.....	103
Figure IV.30: Paramètres S <sub>ij</sub> du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif.....	104
Figure IV.31: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif à f=22 GHz.....	105
Figure IV.32: Paramètres S <sub>ij</sub> du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif.....	105
Figure IV.33: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif à f=22 GHz.....	106
Figure IV.34: Paramètres S <sub>ij</sub> du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif.....	107
Figure IV.35: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> du diviseur de puissance en Y à f=10 GHz.....	108
Figure IV.36: Paramètres S <sub>ij</sub> du diviseur de puissance en Y.....	108
Figure IV.37: Système d'émission/réception utilisant un duplexeur.....	109
Figure IV.38: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> du duplexeur SIW à f=5.3 GHz.....	110
Figure IV.39.a: Paramètres S <sub>ij</sub> du duplexeur en technologie SIW.....	110
Figure IV.39.b: Paramètres S <sub>ij</sub> mesurés du même duplexeur [5].....	111
Figure IV.40: Circulateur SIW [16].....	112
Figure IV.41: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> du circulateur SIW à f=5.5 GHz...	113
Figure IV.42: Paramètres S <sub>ij</sub> du circulateur en technologie SIW.....	114
Figure IV.43: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> du circulateur SIW à f=24 GHz.....	115
Figure IV.44: Paramètres S <sub>ij</sub> du circulateur SIW.....	115
Figure IV.45: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> du circulateur SIW à f=55 GHz.....	116
Figure IV.46: Paramètres S <sub>ij</sub> du circulateur SIW.....	117
Figure IV.47: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> du coupleur en technologie SIW à f=5 GHz.....	119
Figure IV.48: Paramètres S <sub>ij</sub> du coupleur en technologie SIW.....	120
Figure IV.49: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> du coupleur directif SIW à f=10 GHz.....	121
Figure IV.50: Paramètres S <sub>ij</sub> du coupleur SIW.....	121
Figure IV.51 (a, b, c): Comparaison des paramètres S <sub>ij</sub> simulés du coupleur directif SIW avec ceux mesurés dans [19].....	122
Figure IV.52: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> du coupleur SIW à f=22 GHz.....	124
Figure IV.53: Réponse fréquentielle du coupleur directif en technologie SIW.....	124
Figure IV.54: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> du coupleur en technologie SIW à f=60 GHz.....	125
Figure IV.55: Réponse fréquentielle du coupleur en technologie SIW.....	125
Figure IV.56: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> de la jonction à cinq ports à f=10 GHz.....	126
Figure IV.57: Paramètres S <sub>ij</sub> de la jonction à cinq ports.....	127
Figure IV.58: Prototype du coupleur SIW réalisé à l'ENSEEIH.....	128
Figure IV.59: Distribution du champ électrique du mode TE <sub>10</sub> du coupleur SIW à f=2.5 GHz.....	129
Figure IV.60: Simulation des paramètres S <sub>ij</sub> du coupleur SIW.....	129
Figure IV.61: Mesures des coefficients S <sub>ij</sub> du coupleur SIW avec l'analyseur de réseaux.....	130
Figure IV.62.(a,b,c,d): Comparaison des coefficients S <sub>ij</sub> mesurés avec ceux simulés.....	130

## Liste des tableaux

Tableau IV.1: Paramètres caractéristiques.....	81
Tableau IV.2: Paramètres caractéristiques.....	90
Tableau IV.3: Paramètres caractéristiques du filtre.....	91
Tableau IV.4: Paramètres caractéristiques.....	94
Tableau IV.5: Paramètres caractéristiques.....	95
Tableau IV.6: Paramètres caractéristiques.....	97
Tableau IV.7: Paramètres caractéristiques.....	101
Tableau IV.8: Paramètres caractéristiques.....	103
Tableau IV.9: Paramètres caractéristiques du filtre2.....	109
Tableau IV.10: Paramètres caractéristiques.....	120

# **INTRODUCTION GENERALE**

# Introduction générale

Au cours de ces dernières années, le développement du domaine des télécommunications a suscité la réalisation des équipements de plus en plus compacts et performants, fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées. La mise en œuvre pratique de ces dispositifs est très onéreuse, vu que le poids et le volume sont des paramètres cruciaux.

Le guide d'onde rectangulaire est d'usage courant en microondes, c'est un support de transmission largement utilisé, surtout à très hautes puissances. Toutefois, dû à sa structure volumineuse, il est difficile de l'intégrer et de le fabriquer à faible coût dans la structure planaire. En effet, grâce à des moyens de calcul puissants diverses techniques électromagnétiques d'analyse et de conception ont été utilisées pour des applications dans le domaine des microondes et des ondes millimétriques. Les outils de simulation utilisés pour la modélisation électromagnétique permettent de réduire les coûts de fabrication d'un point de vue industriel et d'obtenir un modèle électromagnétique assez précis permettant une réalisation pratique par la suite.

La conception des composants microondes se heurte à la présence et l'utilisation des discontinuités entre les structures propagatrices. La discontinuité désigne toute modification intervenant dans une structure de guidage. L'analyse précise des discontinuités en guide d'ondes rectangulaires a été l'un des importants sujets traités ces dernières années, afin d'établir une méthode de conception. Ces guides sont généralement très performants, mais sont aussi coûteux et difficiles à intégrer.

Une nouvelle classe de ces guides, à savoir les guides d'ondes intégrés au substrat (ou en anglais :Substrate Integrated Waveguide), a vu le jour il y a un peu plus de dix ans. La technologie planaire s'est énormément développée, principalement pour deux raisons, la première est que la réalisation d'un circuit planaire est très peu coûteuse, la seconde est que cette technologie se combine aisément aux circuits intégrés, planaires eux aussi. Par conséquent, il serait beaucoup plus utile pour les applications microondes si nous pouvons combiner les avantages des lignes de transmission planaires avec ceux des guides d'ondes. Il est alors très intéressant de concevoir le plus de circuits possible en utilisant ce guide. Le guide d'ondes rectangulaire synthétisé dans la technologie «substrate integrated waveguide» (RSIW) est construit dans un substrat diélectrique en plaçant deux parois métalliques discrètes conçues d'ensembles de trous métalliques. Ces structures, préservent la majorité des avantages des guides d'ondes rectangulaires métalliques classiques. Effectivement la

géométrie et la distribution du champ électrique du guide d'onde rectangulaire intégré dans un substrat (RSIW) sont similaires à celles du guide d'ondes rectangulaire classique. Pour que cette technologie soit intéressante, une importante librairie de composants doit être disponible. Comme cette technologie est relativement récente, de nombreux projets de recherche sont présentement en cours de conception et de réalisation de plusieurs composants SIW en guide d'ondes rectangulaires, très utilisés dans les systèmes de télécommunications. Parmi ces circuits, nous citons les déphaseurs, les diviseurs de puissance, les circulateurs, les coupleurs, les filtres... Cependant ces composants doivent être connectés à des structures planaires, de sorte qu'ils aient une intégration complète. Plusieurs mécanismes ont été proposés afin qu'une onde électromagnétique se propageant dans un milieu donné (ex. une onde TE dans un guide d'onde) soit couplée à une autre ligne de transmission et un autre milieu (ex. une onde quasi-TEM dans une ligne microruban).

L'objectif fixé dans cette thèse consiste à participer à cet effort de recherche pour la maîtrise de cette nouvelle technologie SIW afin de modéliser des dispositifs passifs microondes remplissant des fonctions électroniques spécifiques. L'analyse de ces composants est basée sur la méthode des éléments finis (MEF), permettant l'étude de leur comportement électromagnétique. Deux modèles numériques ont été exploités pour mener ce travail, à savoir le logiciel QFEM (Quick Finite Element Method) et HFSS (High Frequency Structure Simulator).

Afin de mettre en exergue la problématique traitée et exposer nos contributions, nous avons organisé cette thèse en quatre chapitres:

Le premier chapitre est destiné à l'étude des discontinuités en guides d'ondes métalliques rectangulaires sans pertes. On a conçu un programme sous l'environnement MATLAB-QFEM, utilisant l'interface graphique de matlab et une procédure simple et précise nommée QFEM, basée sur la méthode des éléments finis. Cet outil numérique permet la détermination des caractéristiques des jonctions multiports homogènes, spécifiquement les coudes, en calculant leurs matrices de répartition [S].

Aussi, il nous a permis de concevoir des coudes chanfreinés avec un chanfrein mobile et de prévoir les variations de ses dimensions à travers les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$  de la matrice [S].

Le second chapitre expose la méthode de conception de coudes en bandes millimétriques à l'aide de la technique SIW (Substrate Integrated Waveguide).

Le troisième chapitre est destiné à l'analyse de techniques d'adaptation de nombreux composants microondes en technologie SIW à travers plusieurs exemples. Une ligne microruban de forme conique est exploitée pour réaliser cette adaptation.

Le quatrième chapitre est réservé à la conception et l'analyse de plusieurs dispositifs en technologie SIW, tels que les déphaseurs, les diviseurs de puissance, les circulateurs, les filtres, les duplexeurs, les coupleurs et les jonctions cinq ports. Une fois la méthode de conception maîtrisée, nous avons procédé à la réalisation d'un coupleur directif, fonctionnant dans la bande de fréquences [1 - 4] GHz afin de valider les résultats de simulation obtenus. Le choix de la bande de fréquence répond aux équipements de fabrication et de test mis à notre disposition au laboratoire Laplace de l'ENSEEIH de Toulouse.

Enfin, une conclusion et des perspectives pour des travaux futurs sont établies à la fin de cette Thèse.

# **CHAPITRE I**

## **Caractérisation Electromagnétique des Coudes Chanfreinés en Guides d'Ondes**



# Chapitre I: Caractérisation Electromagnétique des Coudes Chanfreinés en Guides d'Ondes

## I.1-Introduction

La conception des dispositifs microondes [1] se heurte à la présence et à l'utilisation des discontinuités entre les composants. La discontinuité désigne toute modification intervenant dans une structure de guidage, tel que le changement de sa géométrie, ou de sa direction de propagation ou de ses paramètres physiques (permittivité, perméabilité), et qui affecte sa symétrie de translation. Le guide d'onde représenté sur la figure I.1 est d'usage courant en microondes. C'est un tube conducteur creux, ayant une section transversale en général rectangulaire, il a fait l'objet de nombreuses études théoriques et expérimentales [1]. C'est un support de transmission largement utilisé, économique et très efficace surtout à très hautes puissances. Divers composants à base des guides d'ondes rectangulaires en microondes tels que des coupleurs, des détecteurs, des isolateurs, des déphaseurs sont disponibles dans le commerce pour les différentes bandes de guides d'ondes standard. Pendant plusieurs décennies, l'analyse précise des discontinuités de guide d'ondes rectangulaires a constitué un sujet de recherche important afin d'établir des méthodes de conception.

## I.2-Caractéristiques du guide d'ondes rectangulaire

Afin de canaliser une onde hyperfréquence, on a recours à des conducteurs creux vides ou remplis de diélectriques, nommés guides d'ondes, à l'intérieur desquels se propagent des ondes électromagnétiques par réflexion sur les parois internes. Leur application nécessite la connaissance de leur comportement électromagnétique [1] associé à chaque mode susceptible d'être excité.

La figure I.1 illustre un guide d'onde métallique rectangulaire de section transversale de dimensions ( $axb$ ).

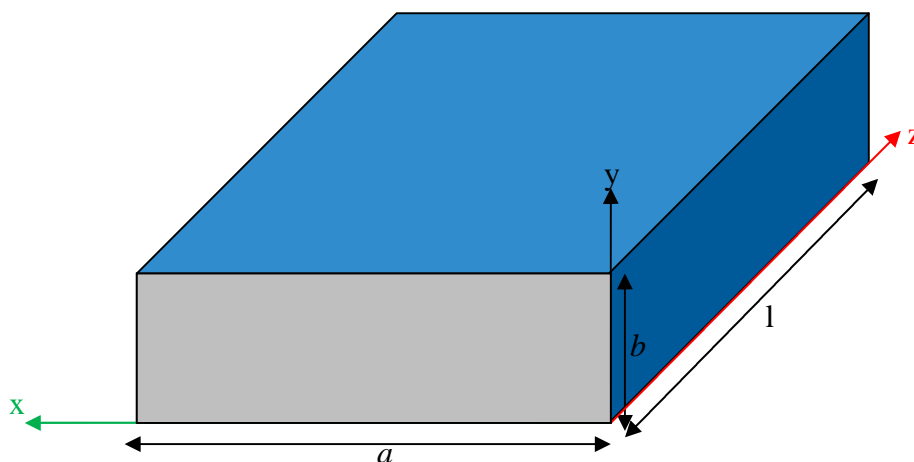


Figure I.1: Guide d'ondes rectangulaire

Nous supposons que la structure du guide d'ondes rectangulaire est uniforme dans la direction de propagation  $oz$ . Nous admettons aussi que le milieu diélectrique, sans charges et sans courant, de permittivité  $\epsilon$  et de perméabilité  $\mu$ , est parfait (linéaire homogène isotrope) et que le conducteur externe utilisé est parfait (de conductivité infinie).

Les équations de Maxwell qui régissent le champ électromagnétique dans ce guide, s'écrivent:

$$\overline{rot}\vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (1.1)$$

$$\overline{rot}\vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (1.2)$$

$$\text{div}\vec{E} = 0 \quad (1.3)$$

$$\text{div}\vec{H} = 0 \quad (1.4)$$

La manipulation de ces équations permet de déduire les équations de propagation des champs électrique  $\vec{E}$  et magnétique  $\vec{H}$ , soient :

$$\nabla^2\vec{E} + \omega^2\epsilon\mu\vec{E} = 0 \quad (1.5)$$

$$\nabla^2\vec{H} + \omega^2\epsilon\mu\vec{H} = 0 \quad (1.6)$$

La pulsation de l'onde est:  $\omega = 2\pi f$  (1.7)

Les solutions des équations de propagation (1.5) et (1.6), suivant l'axe  $oz$  d'une onde électromagnétique, peuvent être écrites dans le système des coordonnées cartésiennes en fonction des composantes transversales suivant  $ox$  et  $oy$ .

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, y) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (1.8)$$

$$\vec{H}(x, y, z, t) = \vec{H}(x, y) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (1.9)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta_g \quad (1.10)$$

$\gamma, \alpha, \beta_g$  représentent respectivement le coefficient de propagation, l'atténuation et la constante de propagation longitudinale.

$$k^2 = \omega^2\epsilon\mu \quad (1.11)$$

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

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r \epsilon_0 \mu_0}} \quad (1.12)$$

et 
$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \cong 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad (1.13)$$

Les équations (1.8) et (1.9) injectées respectivement dans (1.5) et (1.6) donnent:

$$\nabla_t^2 \vec{E} + (k^2 + \gamma^2) \vec{E} = 0 \quad (1.14)$$

$$\nabla_t^2 \vec{H} + (k^2 + \gamma^2) \vec{H} = 0 \quad (1.15)$$

Sachant que

$$\nabla_t^2 \text{ traduit le Laplacien transverse déduit de : } \nabla^2 = \nabla_t^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$$

$$\text{et } k_c^2 = k^2 + \gamma^2 \quad (1.16)$$

Si les expressions de  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  sont remplacées dans les équations de Maxwell, après certaines transformations, on peut déterminer les composantes transversales à partir des composantes longitudinales  $E_z$  et  $H_z$

### I.2-1- Propagation des modes TE

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

Ces équations admettent un nombre infini de solutions, appelées modes de propagation.

Dans le cas de propagation des modes TE, la solution  $H_z$  s'écrit sous la forme:

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (1.17)$$

$$k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (1.18)$$

A partir de ces relations on peut déterminer toutes les composantes des modes TE existant dans le guide d'ondes rectangulaire c'est à dire des modes  $TE_{mn}$  avec m et n des entiers positifs traduisant le nombre d'extrémums du champ électromagnétique respectivement dans les directions x et y.

Les expressions du champ électromagnétique de ces modes, sont les suivantes:

$$E_x(x, y) = H_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (1.19)$$

$$E_y(x, y) = -H_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (1.20)$$

$$E_z(x, y) = 0 \quad (1.21)$$

$$H_x(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (1.22)$$

$$H_y(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (1.23)$$

$$H_z(x, y) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (1.24)$$

$$k_c^2 = \left(\frac{\omega}{v}\right)^2 + \gamma^2 \quad (1.25)$$

L'ordre d'apparition d'un mode  $TE_{mn}$  dans un guide d'ondes rectangulaire est obtenu à partir de la connaissance de sa fréquence de coupure, exprimée par :

$$f_{c_{mn}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (1.26)$$

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

Le mode, pour lequel la fréquence de coupure est la plus basse, est nommé mode dominant.

Si  $a > b$  le mode dominant d'un guide d'onde rectangulaire vide est le  $TE_{10}$  avec  $f_{c_{10}} = \frac{c}{2a}$ .

Le classement des modes (Figure I.2) est obtenu à partir du calcul des fréquences de coupure  $f_{c_{mn}}$ .

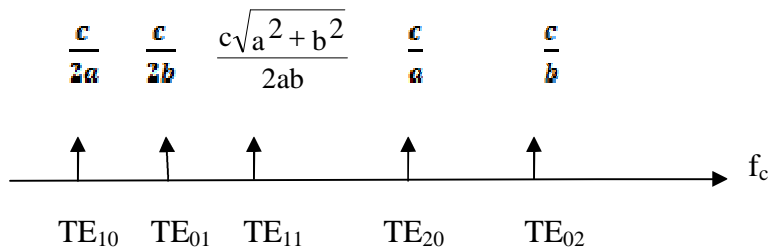


Figure I.2: Ordre d'apparition des modes  $TE_{mn}$  dans un guide d'onde rectangulaire ( $axb$ ) avec  $a > b$

### I.2-2- Caractéristiques de dispersion

Elle s'obtient en traçant pour chaque mode la constante de propagation guidée  $\beta_g$  en fonction de la fréquence  $f$ .

Dans un guide d'onde sans pertes, la constante de propagation est purement imaginaire.

$$\gamma = j\beta_g = \sqrt{k_c^2 - \left(\frac{\omega}{v}\right)^2} \quad (1.27)$$

$$\beta_g(TE_{mn}) = \sqrt{\left(\frac{\omega}{v}\right)^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (1.28)$$

La propagation d'un signal de fréquence  $f$  par un mode donné s'effectue lorsque cette fréquence est supérieure à la fréquence de coupure de ce mode. A titre d'exemple, la figure I.3 illustre les caractéristiques de dispersion des cinq premiers modes du guide d'ondes rectangulaire WR75 caractérisé par une section transversale de dimensions  $a=18.35\text{mm}$  et  $b=9.175\text{mm}$ .

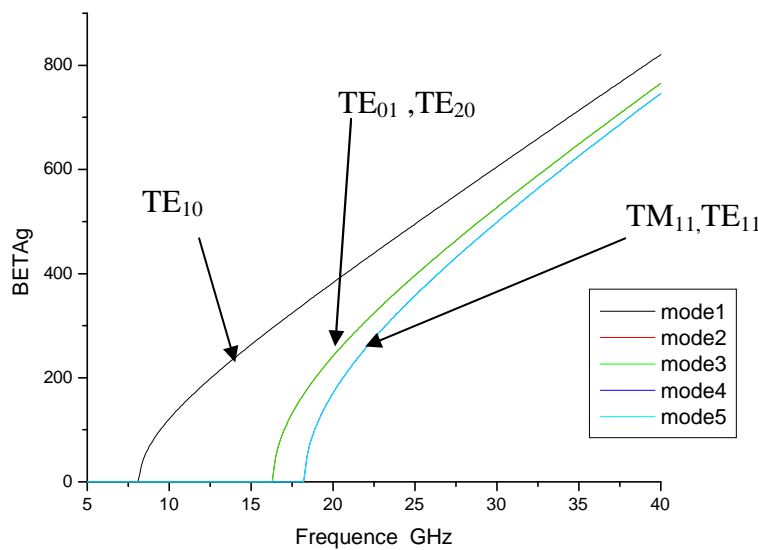
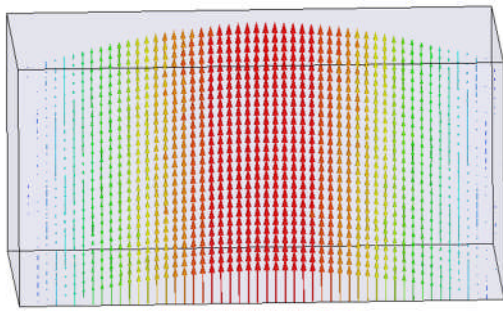


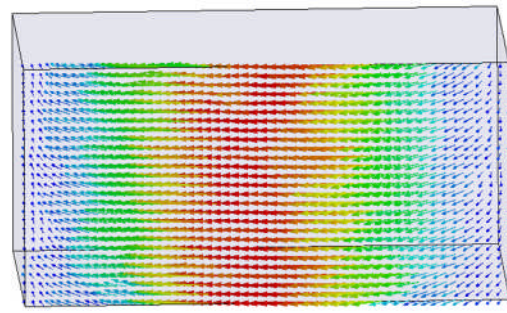
Figure I.3: Caractéristiques de dispersion du guide d'ondes WR75 ( $a=18.35\text{mm}$   $b=9.175\text{mm}$ ) pour les cinq premiers modes

### I.2-3- Lignes de champ

Elles permettent de visualiser la variation et la distribution du champ électromagnétique dans le guide d'ondes. Les figures I.4, I.5 et I.6 traduisent la cartographie du champ électromagnétique des premiers modes du guide d'onde rectangulaire vide WR75 ( $a=18.35\text{mm}$ ,  $b=9.175\text{mm}$ ).

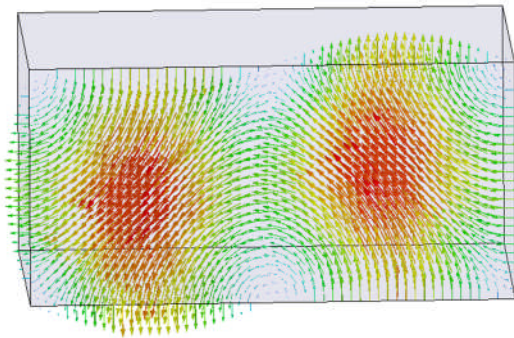


Lignes de champ électrique  $\vec{E}$

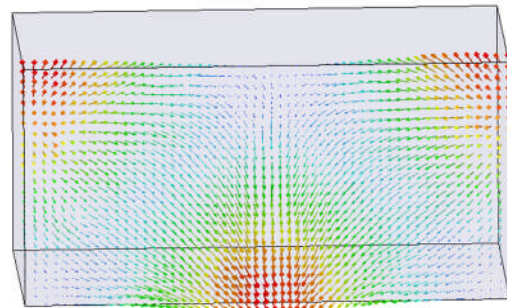


Lignes de champ magnétique  $\vec{H}$

Figure I.4: Mode TE<sub>10</sub>

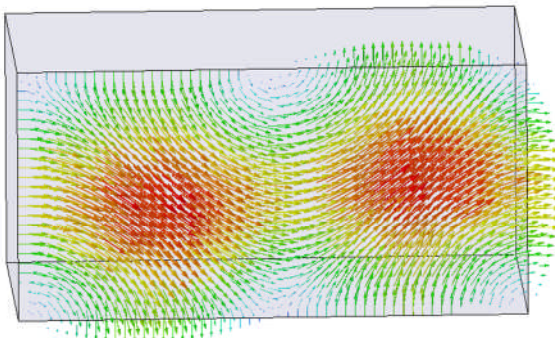


Lignes de champ électrique  $\vec{E}$

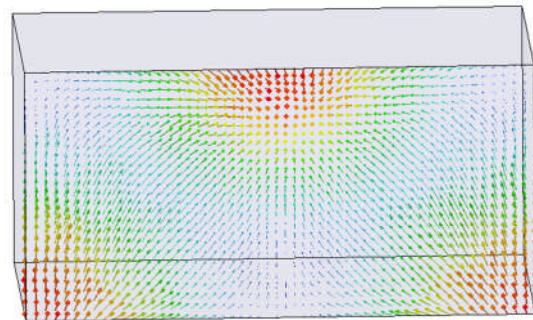


Lignes de champ magnétique  $\vec{H}$

Figure I.5: Mode TE<sub>20</sub>



Lignes de champ électrique  $\vec{E}$



Lignes de champ magnétique  $\vec{H}$

Figure I.6: Mode TE<sub>01</sub>

### I.2-4- Modes évanescents

Les modes de propagation d'un signal dont les fréquences sont inférieures à la fréquence de coupure d'un mode choisis sont appelés modes évanescents.

Dans ce cas, la constante de propagation est purement réelle:

$$\gamma = \alpha = \sqrt{k_c^2 - \left(\frac{\omega}{v}\right)^2} \quad (1.29)$$

Dans la pratique, il existe sur des catalogues, toute une gamme de guides d'ondes métalliques référencés par leurs bandes de fréquence  $[f_{min} - f_{max}]$  pour un fonctionnement monomodal c'est-à-dire où seul le mode dominant se propage tel que  $f_{min} = 1.25 f_c$  et  $f_{max} = 1.9 f_c$  [2].

### I.3-La matrice de répartition

Les multiports ou les jonctions sont des dispositifs à plusieurs accès, où convergent un certain nombre de supports de transmission comme les guides d'ondes rectangulaires.

Ainsi, tout dispositif microonde linéaire peut être caractérisé par une matrice particulière, appelée matrice de répartition en puissance ou encore matrice  $[S]$ . Cette matrice s'obtient en décomposant la tension et le courant aux ports d'accès de la jonction (Figure I.7) en ondes incidentes et réfléchies. Chaque accès  $i$ , délimité par un plan de référence  $\Gamma_i$ , est parcouru par une onde entrante  $a_i$  se propageant vers la jonction et une onde sortante  $b_i$  se propageant dans le sens inverse [1].

La popularité de la matrice de répartition pour la caractérisation des réseaux linéaires provient du fait que les termes de cette matrice sont plus facilement mesurables aux hyperfréquences. Cette matrice donne aussi des informations plus directes sur des paramètres utiles, tels que le niveau d'adaptation des divers ports (accès) et les diverses fonctions de transfert entre les accès.

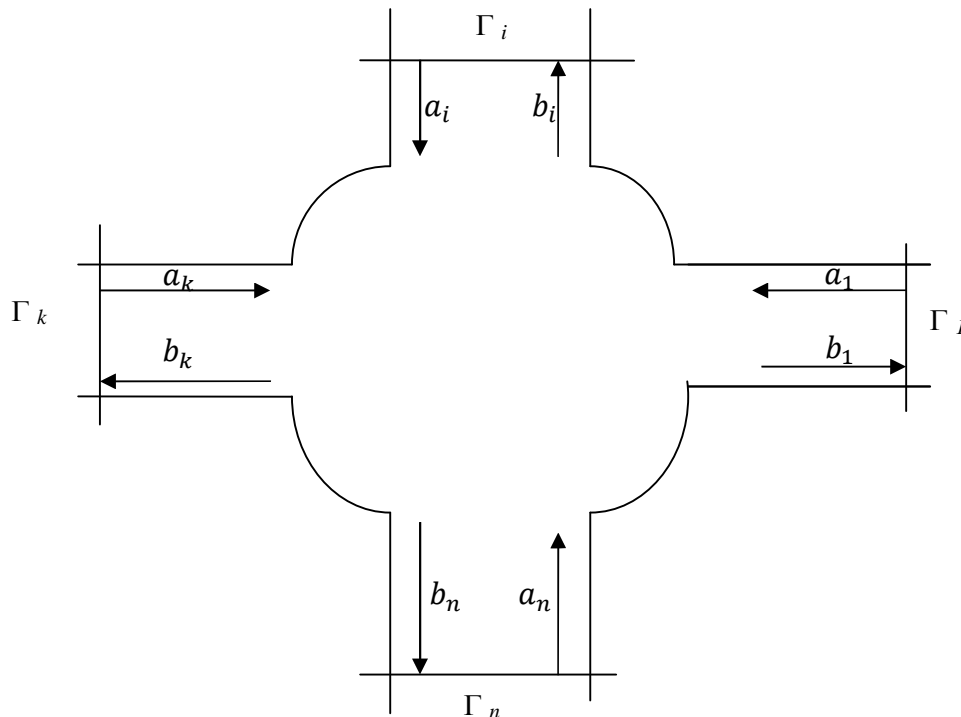


Figure I.7: Jonction multiports

### I.3-1- Signification des paramètres S

Pour un dispositif microondes linéaire à  $n$  accès, sa matrice  $[S]$  traduit  $n$  équations reliant les ondes  $a_i$  et  $b_i$  des différents accès.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_i \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & \cdots & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ & & S_{ii} & & \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & & & & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_i \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \quad (1.30)$$

Chaque terme  $S_{ij}$  de la matrice  $[S]$  représente une fonction de transfert entre l'entrée  $a_j$  et la sortie  $b_i$  ( $i \neq j$ ) quand tous les autres accès sont adaptés.

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \quad \forall a_k = 0 \quad k \neq j \quad (1.31)$$

Le terme diagonal  $S_{ii}$  (pour  $i$  variant de 1 à  $n$ ) représente le coefficient de réflexion du composant à son accès  $i$ , quand tous les autres accès sont adaptés.

$$S_{ii} = \frac{b_i}{a_i} \quad \forall a_k = 0 \quad k \neq i \quad (1.32)$$

### I.3-2- Propriétés générales de la matrice S

La matrice  $[S]$  d'un multiport à  $n$  accès contient  $n^2$  termes complexes. En faisant usage des propriétés physiques du composant microondes telles que la réciprocité, la symétrie et la conservation d'énergie, plusieurs simplifications sont possibles.

#### I.3-2-1- Composant réciproque

Les composants réciproques contiennent des matériaux isotropes c'est-à-dire la fonction de transfert liant deux accès distincts est indépendante du sens de passage de l'onde, tel que:

$$S_{ij} = S_{ji} \quad \forall i \neq j \quad (1.33)$$

Les composants non réciproques contiennent des matériaux gyrotropes caractérisés par un tenseur de permittivité ou de perméabilité comme la ferrite.

#### I.3-2-2- Composant sans pertes

Dans un composant sans pertes (non dissipatif), la somme des puissances entrantes est égale à la somme des puissances sortantes tel que :

$$\sum_{i=1}^n |a_i|^2 = \sum_{i=1}^n |b_i|^2 \quad (1.34)$$



Cette relation s'écrit sous forme matricielle:

$${}^t[S^*][S] = [I] \quad (1.35)$$

Les symboles (t) et (\*) indiquent la matrice transposée et conjuguée, [I] est la matrice identité. Aussi la conservation d'énergie peut être formulée selon l'équation suivante:

$$\sum_{i=1}^n S_{ij}^* S_{il} = \delta_{jl} \quad \forall j = 1 \dots n \quad (1.36)$$

$$\delta_{jl} = \begin{cases} 1 & \text{si } j = l \\ 0 & \text{si } j \neq l \end{cases} \quad (1.37)$$

### I.3-2-3- Changement de plan de référence

La matrice [S] d'un multiport sans pertes est déterminée par rapport à un ensemble de plans de référence ( $\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_n$ ) choisis arbitrairement, ils constituent les origines des axes de propagation  $Z_i$ , lesquels, par convention sont dirigés vers la jonction.

Si le plan de référence d'un accès  $i$  est déplacé d'une distance  $l_i$ , positivement vers la jonction, négativement dans le sens inverse, seules les phases des ondes  $a_i$  et  $b_i$  changent.

Les ondes  $a_i^d$  et  $b_j^d$  s'écrivent alors :

$$\begin{aligned} a_i^d &= a_i e^{-j \varphi_i} \\ b_i^d &= b_i e^{j \varphi_i} \end{aligned}$$

$$\text{Tel que } \varphi_i = \beta_{gi} l_i \quad (1.38)$$

Si le déplacement  $l_i$  affecte tous les accès du composant on obtient :

$$\begin{aligned} (a) &= (D)(a^d) \\ (b) &= (D)(b^d) \end{aligned}$$

$$(D) = \begin{bmatrix} e^{j \varphi_1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & & & & 0 \\ \vdots & & e^{j \varphi_i} & & \vdots \\ 0 & & & & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & e^{j \varphi_n} \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

$$(b^d) = (S^d)(a^d) \quad \text{tel que} \quad (S^d) = (D)(S)(D) \quad (1.40)$$

### I.3-2-4- Composant adapté

Un composant est adapté à son accès  $i$ , si aucun signal n'est réfléchi par celui-ci :

$$S_{ii} = \frac{b_i}{a_i} = 0 \quad \text{avec} \quad a_i \neq 0 \quad (1.41)$$

Un composant est adapté à tous ses accès lorsque tous les termes diagonaux de sa matrice  $[S]$  sont nuls.

### I.3-2-5- Composant symétrique

Si le composant possède un ou plusieurs plans de symétrie, les termes de la matrice  $[S]$ , relatifs aux accès symétriques, sont soit égaux, soit de signes opposés.

## I.4-Principales méthodes d'analyse électromagnétique

Les guides d'ondes métalliques sont à la base de la conception de nombreux dispositifs microondes comme les filtres, les diviseurs, les coupleurs, les coudes... Lors de l'analyse des jonctions microondes, il est important de prévoir par simulation le comportement des discontinuités présentes dans le circuit, dans le but de gagner du temps, et réduire le coût lors de la réalisation et de la fabrication de ces structures. Ce comportement est complètement identifié par la connaissance des paramètres de dispersion reliant les ondes entrantes et sortantes à ce dispositif soumis à une excitation par un champ incident. Une variété de techniques purement numériques ou des approches analytiques et numériques [3] a été développée pour analyser les jonctions et les discontinuités dans les guides rectangulaires. Le développement de l'outil informatique a permis l'utilisation de techniques numériques puissantes telles que la méthode des moments, la méthode des différences finies, la méthode des éléments finis...

### I.4-1- Méthode des moments (MoM)

Cette méthode s'applique aux systèmes planaires ou quasi-planaires. La méthode des moments est basée sur la résolution numérique des équations de Maxwell sur un modèle électromagnétique de la structure étudiée. Seuls les conducteurs métalliques présents sur les différentes couches sont discrétisés par des éléments rectangulaires, ensuite, l'analyse prend en considération la hauteur des différents diélectriques mais ceux-ci doivent obligatoirement être homogènes dans les deux autres directions. L'analyse s'appuie sur le calcul de la distribution de courant évaluée sur chaque section par annulation des champs électriques tangentiels. Elle permet d'obtenir les paramètres  $[S]$  du dispositif par la méthode de Galerkin qui consiste à résoudre les équations intégrales dérivées des équations de Maxwell.

Les logiciels commerciaux basés sur cette méthode, tels que "Momentum" ou "Sonnet", sont donc particulièrement bien adaptés à l'étude des circuits planaires. Ils effectuent l'analyse de structures multicouches composés de diélectriques isotropes avec ou sans pertes et de conducteurs qui peuvent être considérés avec ou sans pertes.

### I.4-2- Méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD)

Cette méthode permet de résoudre numériquement les équations de Maxwell régissant le comportement du champ électromagnétique dans des structures plus ou moins complexes. La résolution numérique nécessite alors une discrétisation spatiotemporelle de l'espace d'étude et celui-ci est donc discrétisé en cellules élémentaires, généralement parallélépipédiques. Les champs électriques et magnétiques  $y$  sont évalués à des instants différents. Cette méthode permet d'obtenir l'évolution temporelle du champ électromagnétique à partir des distributions spatiales des champs tous les  $\Delta t$ . Puis une transformée de Fourier est ensuite appliquée à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système. En fonction du nombre de cellules utilisées pour discrétiser la structure, le système d'équations à résoudre peut être très complexe et demander d'importantes ressources informatiques en termes d'occupations mémoires et de temps de calcul. Cependant l'avantage de cette approche réside dans le fait qu'il n'y a pas de matrice à inverser et ainsi le temps de calcul croît de façon linéaire en fonction du nombre d'inconnues. Cette méthode permet l'étude des structures de formes variées, elle est donc d'une grande généralité. Mais son principal inconvénient est lié au fait que le maillage de la structure doit être uniforme et elle est donc peu adaptée au traitement des dispositifs comportant des éléments ayant des ordres de grandeurs très différents.

### **I.4-3- Méthode des éléments finis**

Cette méthode s'applique aux dispositifs microondes de formes quelconques. Elle est basée sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage utilisant des tétraèdres (3D) ou des triangles (2D) qui ne sont pas forcément uniformes. Le modèle est composé d'un nombre fini de milieux homogènes par morceaux, linéaires, isotropes ou anisotropes et avec ou sans pertes. Avec cette méthode, le volume d'étude doit obligatoirement être borné. Les conditions aux limites peuvent être de différentes natures. La méthode des éléments finis est basée sur la résolution des équations de Maxwell prises au sens des distributions. Le champ électromagnétique est calculé sur les nœuds de chaque élément de base constituant le maillage (tétraèdre ou triangle), puis de proche en proche il peut être déduit dans toute la structure. Il existe deux types de formulations, la formulation E consiste en l'écriture des équations qui décrivent le problème en fonction du seul champ électrique et une fois ce premier calculé, le champ magnétique peut être déduit par dérivation. D'une manière analogue, en exprimant les équations en fonction du champ magnétique, on obtient la formulation H. L'avantage de la méthode des éléments finis est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, confère au maillage une très grande souplesse. Cette méthode permet l'étude de structures géométriques complexes et elle est donc parfaitement adaptée pour traiter les problèmes d'interconnexions lors de la conception des modules hyperfréquences. Par contre, elle nécessite de gros moyens informatiques pour l'étude de structure complexes.

La méthode des éléments finis (MEF) est exploitée pour caractériser le champ électromagnétique dans les plans E et H des discontinuités en guides d'ondes métalliques rectangulaires sans pertes, en calculant leurs matrices de répartition en puissance [3][4]. En effet les guides d'ondes rectangulaires avec divers types de discontinuités sont largement utilisés dans la conception de composants microondes, tels que des coudes, des diviseurs de puissance, des multiplexeurs, et des filtres, exploités dans les systèmes de communication modernes. Ces discontinuités, se manifestent par un changement brutal des dimensions de la section du composant ou du matériau qui le constitue.

Dans notre étude, pour l'analyse et la simulation dans le domaine fréquentiel, nous avons opté pour l'exploitation du logiciel QFEM (Quick Finite Elements Method) basé sur la

méthode des éléments finis [4][5]. Les jonctions multiports, excitées par le mode fondamental  $TE_{10}$ , sont analysées en tenant compte de la présence des modes supérieurs qui apparaissent au niveau de la discontinuité et qui s'atténuent lorsqu'on s'éloigne de celle-ci.

## I.5-Formulation du problème par la méthode des éléments finis

La conception d'un réseau microondes de haute performance nécessite une caractérisation précise de chaque composant, ce qui peut avoir une structure complexe en termes de géométrie et de matériau de composition. Dans un tel cas, la méthode des éléments finis représente un excellent outil, car elle tient compte de tous les détails de chaque appareil. La procédure simple et précise destinée à extraire la matrice  $[S]$  des composants microondes présentée dans ce chapitre, utilise l'expansion modale pour représenter le champ électromagnétique dans les structures de guidage reliées aux jonctions.

Les jonctions de guide d'ondes rectangulaire qui présentent une section transversale uniforme le long de la direction perpendiculaire au plan contenant l'axe du guide et supporte le champ électrique ou magnétique du mode fondamental  $TE_{10}$  sont généralement appelés respectivement [6] jonctions plan E et H. Ce type de dispositifs est fréquemment utilisé dans les circuits microondes comme les coupleurs directionnels, les diviseurs de puissance et d'autres composants comme les coudes qui ont un impact significatif sur les performances de ces dispositifs.

Pour une analyse correcte d'une jonction excitée par le mode fondamental  $TE_{10}$  à travers un ou plusieurs de ses ports, une composante des champs électromagnétiques suffit [6] dans le cas d'une jonction homogène plan E ou H, alors que deux composantes sont nécessaires dans le cas de la jonction plan E non homogène.

### I.5-1- Plan H

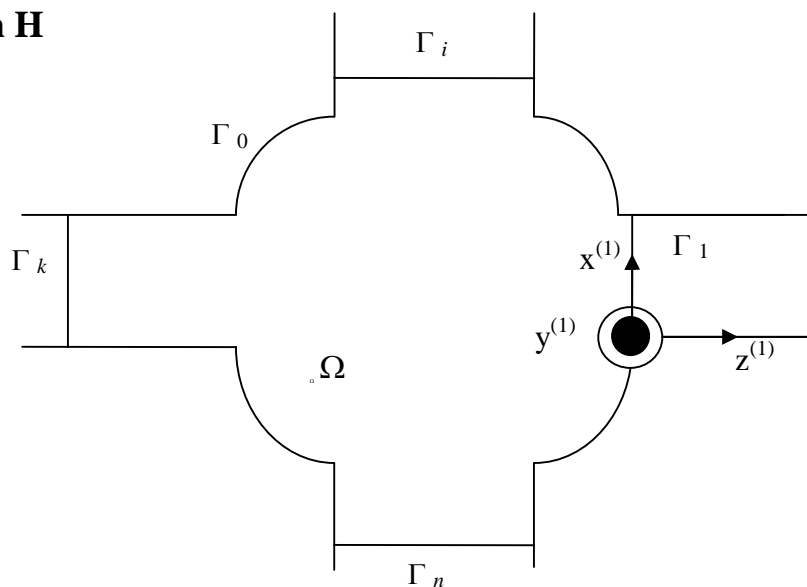


Figure I.8: Jonction multiports plan H

La méthode des éléments finis est appliquée à la jonction microondes (figure I.8) constituée d'un domaine ( $\Omega$ ), borné par un mur parfaitement conducteur  $\Gamma_0$  et par  $n$  plans de référence  $\Gamma_k$  ( $k=1 \dots n$ ) auxquels sont connectés plusieurs guides d'ondes rectangulaires. Comme un ou plusieurs accès sont excités par le mode fondamental  $TE_{10}$  et que la jonction

est uniforme selon l'axe oy [5][6][7], seuls les modes  $TE_{m0}$  sont excités dans les guides d'ondes. Cette structure sera analysée dans le plan H par la méthode des éléments finis et nécessite une formulation du problème électromagnétique avec la seule composante  $E_y$  du champ électromagnétique.

Dans le cas général, les composantes du champ électromagnétique tangentielles à l'accès ( $k$ ),  $E_y^{(k)}$  et  $H_x^{(k)}$  lorsque seul l'accès ( $i$ ) est excité par le mode fondamental  $TE_{10}$  s'expriment par :

$$E_y^{(k)}(x^{(k)}) = \delta_{kj} e_1^{(i)}(x^{(i)}) e^{j\beta_1^{(i)} z^{(i)}} + \sum_{m=1}^{\infty} B_m^{(k)} e_m^{(k)}(x^{(k)}) e^{-j\beta_m^{(k)} z^{(k)}} \quad (1.42)$$

$$j\omega\mu_0 H_x^{(k)}(x^{(k)}) = \frac{\partial E_y^{(k)}}{\partial z^{(k)}} \quad (1.43)$$

$e_m^{(k)}$  ( $m=1,2,\dots$ ) sont des fonctions de base pour les modes  $TE_{m0}$  dans le guide d'onde k

$$e_m^{(k)}(x^{(k)}) = \frac{2}{\sqrt{a^{(k)}b}} \sqrt{\frac{k_0 z_0}{\beta_m^{(k)}}} \sin\left(\frac{m\pi}{a^{(k)}} x^{(k)}\right) \quad (1.44)$$

$k_0$ ,  $z_0$  et  $\beta_m^{(k)}$  sont respectivement la constante de propagation, l'impédance caractéristique dans le vide et la constante de propagation du mode  $TE_{m0}$  dans le guide d'onde k de dimensions  $(a^{(k)} \times b)$

$$\beta_m^{(k)} = \sqrt{k_0^2 - k_{cm}^{(k)^2}} \quad \text{pour} \quad k_0^2 \geq k_{cm}^2 \quad (1.45)$$

$$\beta_m^{(k)} = -j\sqrt{k_{cm}^{(k)^2} - k_0^2} \quad \text{pour} \quad k_{cm}^2 > k_0^2 \quad (1.46)$$

$k_{cm}^{(k)} = m\pi / a^{(k)}$  est la constante de coupure du mode  $TE_{m0}$  dans le guide d'onde k.

Dans la région  $\Omega$ , la méthode des éléments finis est employée pour résoudre l'équation de Helmholtz relative à la composante  $E_y$

$$\nabla_t \left( \frac{1}{\mu_r} \nabla_t E_y \right) + k_0^2 \epsilon_r E_y = 0 \quad (1.47)$$

L'application des conditions aux limites nous permet d'écrire :

Les conditions de continuité du type Dirichlet :

$$E_y = 0 \quad \text{sur} \quad \Gamma_0 \quad (1.48)$$

Les conditions de continuité du champ électrique et du champ magnétique au niveau de chaque accès :

$$E_y|_{\Gamma_k} = E_y^{(k)} \quad k=1,\dots,n \quad (1-49)$$

$$H_{x|\Gamma_k} = H_x^{(k)} \quad k=1, \dots, n \quad (1-50)$$

En exploitant l'équation (1.43), l'équation (1.50) peut s'écrire au niveau de chaque accès :

$$\frac{\partial E_y}{\partial n} |_{\Gamma_k} = \frac{\partial E_y^{(k)}}{\partial z^{(k)}} \quad k=1, \dots, n \quad (1-51)$$

Le problème aux limites décrit par l'équation scalaire (1.47) avec les conditions aux limites (1.48), (1.49) et (1.50), peut être reformulé en utilisant la méthode des résidus pondérés avec  $W, \bar{W}, \overline{\overline{W}}$  des fonctions de pondération arbitraires:

$$\text{Soient : } \iint_{\Omega} W \nabla_t \left( \frac{1}{\mu_r} \nabla_t E_y \right) d\Omega + \iint_{\Omega} k_0^2 \varepsilon_r W E_y d\Omega = 0 \quad (1-52)$$

$$\iint_{\Gamma_0} \bar{W} E_y d\Gamma_0 = 0 \quad (1-53)$$

$$\int_{\Gamma_k} \bar{W} E_y d\Gamma_k = \int_{\Gamma_k} \bar{W} E_y^{(k)} d\Gamma_k \quad k=1, \dots, n \quad (1-54)$$

$$\int_{\Gamma_k} \overline{\overline{W}} \frac{\partial E_y}{\partial n} d\Gamma_k = \int_{\Gamma_k} \overline{\overline{W}} \frac{\partial E_y^{(k)}}{\partial z^{(k)}} d\Gamma_k \quad k=1, \dots, n \quad (1-55)$$

Choisissons les fonctions  $\bar{W}$  et  $\overline{\overline{W}}$  égales à la restriction de  $W$  sur les contours  $\partial\Omega$  de la région ( $\Omega$ ). En appliquant l'identité de Green sur l'équation (1.52) et en introduisant les conditions aux limites (1.55) on en déduit l'équation (1.58), laquelle avec (1.54) constituent un système à discrétiser par la méthode des éléments finis.

$$\iint_{\Omega} W \nabla_t \left( \frac{1}{\mu_r} \nabla_t E_y \right) d\Omega + \iint_{\Omega} k_0^2 \varepsilon_r W E_y d\Omega = 0 \quad (1-56)$$

$$\iint_{\Omega} \nabla_t W \frac{1}{\mu_r} \nabla_t E_y d\Omega - \iint_{\Omega} k_0^2 \varepsilon_r W E_y d\Omega - \int_{\Gamma_k} W \left( \nabla_t E_y \cdot \vec{n} \right) d\Gamma = 0 \quad (1-57)$$

$$\iint_{\Omega} \nabla_t W \frac{1}{\mu_r} \nabla_t E_y d\Omega - k_0^2 \iint_{\Omega} \varepsilon_r W E_y d\Omega - \sum_{k=1}^n \int_{\Gamma_k} W \frac{\partial E_y^{(k)}}{\partial z^{(k)}} d\Gamma_k = 0 \quad (1-58)$$

### I.5-2- Plan E

La formulation du problème électromagnétique dans le cas d'une jonction plan E homogène (Figure I.9) suit les mêmes étapes que la jonction plan H [6], mais en considérant

d'autres composantes du champ électromagnétique. Le champ électromagnétique a la même variation que le champ du mode fondamental  $TE_{10}$  excitant, dans chaque section de la jonction plan E.

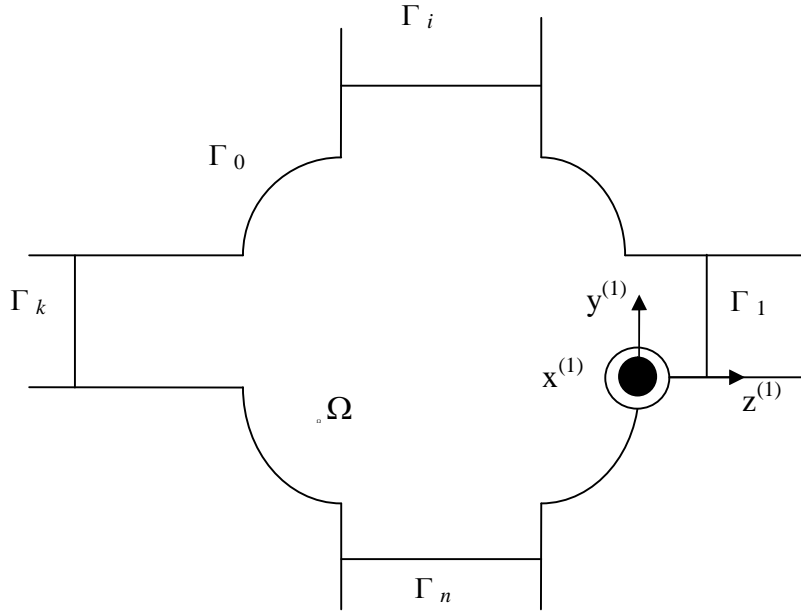


Figure I.9: Jonction multiports plan E

Le champ électromagnétique dans la jonction s'exprime comme suit :

$$\vec{H}(x, y, z) = \vec{H}_t(x, y, z) + \vec{H}_x(x, y, z) = \vec{h}_t(y, z) \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) + \vec{h}_x(y, z) \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \quad (1.59)$$

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{E}_t(x, y, z) + \vec{E}_x(x, y, z) = \vec{e}_t(y, z) \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) + \vec{e}_x(y, z) \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \quad (1.60)$$

En raison de la symétrie de la jonction homogène et le type d'excitation, le champ électrique diffusé par la discontinuité n'a pas de composante  $e_x$ ,  $h_x$  est la seule composante suivant la direction  $ox$ . Ceci nous conduit à formuler le problème dans la région  $\Omega$  en fonction de  $h_x$ , qui satisfait l'équation de Helmholtz suivante :

$$\nabla_t^2 h_x + k_t^2 h_x = 0 \quad (1.61)$$

$$k_t^2 = k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \quad (1.62)$$

De plus, ces considérations exigent qu'on exprime le champ dans chaque guide d'ondes connecté à la jonction en termes de modes  $LSE_{1n}^x$ . Cet ensemble de modes a la composante  $H_x$  du champ magnétique avec une variation en  $(\sin(\frac{\pi}{a}x))$ . En conséquence, la composante

du champ magnétique  $h_x^k$  suivant l'axe  $ox$  dans le guide d'ondes  $k$ , quand le port ( $i$ ) est excité par le mode fondamental  $TE_{10}$  équivalent au  $LSE_{1n}^x$  peut être exprimée par :

$$h_x^{(k)}(y^{(k)}) = \delta_{kj} h_0^{(i)}(y^{(i)}) e^{j\beta_g^{(i)} z^{(i)}} + \sum_{n=0}^{\infty} B_n^{(k)} h_n^{(k)}(y^{(k)}) e^{-j\beta_g^{(k)} z^{(k)}} \quad (1.63)$$

Avec  $h_n^{(k)}$  les fonctions modales des modes  $LSE_{1n}^x$  dans le guide  $k$ .

$G_n^{(k)}$  et  $\beta_g^{(k)}$  sont respectivement le facteur de normalisation et la constante de propagation du guide d'onde  $k$  de dimensions  $a$  et  $b^{(k)}$ .

$$\beta_g^{(k)} = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b^{(k)}}\right)^2} \quad \text{pour} \quad k_0^2 \geq \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b^{(k)}}\right)^2 \quad (1.64)$$

$$\beta_g^{(k)} = -j \sqrt{-k_0^2 + \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b^{(k)}}\right)^2} \quad \text{pour} \quad k_0^2 < \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b^{(k)}}\right)^2 \quad (1.65)$$

$$G_n^{(k)} = 2 \sqrt{\frac{2Z_0}{ab^{(k)} k_0 \beta_g^{(k)} \left[ k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \right]^{(2)}}} \quad (1.66)$$

Comme les jonctions plan H, la caractérisation de la jonction plan E nécessite de résoudre l'équation de Helmholtz (1.61) avec les conditions aux limites suivantes :

$$\frac{\partial h_x}{\partial n} = 0 \quad \text{sur} \quad \Gamma_0 \text{ mur métallique} \quad (1.67)$$

$$h_x|_{\Gamma_k} = h_x^{(k)} \quad k=1, \dots, n \quad (1.68)$$

$$\frac{\partial h_x}{\partial n} |_{\Gamma_k} = \frac{\partial h_x^{(k)}}{\partial z^{(k)}} \quad k=1, \dots, n \quad (1.69)$$

Suivant la procédure des résidus pondérés comme pour la jonction plan H, les équations finales à discrétiser par la méthode des éléments finis sont :

$$\iint_{\Omega} \nabla_t W \cdot \nabla_t h_x d\Omega - k_t^2 \iint_{\Omega} W h_x d\Omega - \sum_{k=1}^n \int_{\Gamma_k} W \frac{\partial h_x^{(k)}}{\partial z^{(k)}} d\Gamma_k = 0 \quad (1.70)$$

$$\int_{\Gamma_k} \bar{W} h_x d\Gamma_k = \int_{\Gamma_k} \bar{W} h_x^{(k)} d\Gamma_k \quad k=1, \dots, n \quad (1.71)$$

Le logiciel QFEM écrit en langage fortran est une méthode numérique d'analyse électromagnétique basée sur les étapes de la méthode des éléments finis; c'est à dire le maillage, la discrétisation, la prise en compte des conditions aux limites, l'assemblage des



matrices élémentaires et la résolution, afin d'obtenir une caractérisation précise et rigoureuse des phénomènes électromagnétiques engendrés au sein des jonctions.

Dans ce cadre, nous avons conçu un programme sous l'environnement QFEM pour caractériser le champ électromagnétique dans les plans E et H [6] des discontinuités en guides d'ondes métalliques rectangulaires, en calculant leurs matrices de répartition [S].

Notre étude a consisté à adapter les résultats du maillage sous Matlab [8] [9] des structures microondes à l'environnement QFEM pour la discrétisation et la résolution du problème traité. Cette adaptation a été nécessaire pour tirer profit d'une des fonctionnalités du Matlab, la PDETOOL qui fournit un environnement graphique pratique et des outils typiquement géométriques intervenant dans la résolution des équations aux dérivées partielles par la méthode des éléments finis (maillage, raffinement, décomposition de domaine...). L'interface graphique permet de créer le domaine sur lequel on cherche à résoudre les équations de Maxwell à l'aide de commandes classiques de logiciels de dessin (rectangles, lignes brisées,...). On peut donc concevoir un large éventail de domaines différents bien qu'on soit limité aux domaines dans  $R^2$ . A l'aide de la combinaison de plusieurs domaines on a pu tracer le domaine simplifié correspondant à notre jonction (figures I.10 et I.11). Une fois le domaine tracé, on réalise le maillage triangulaire, la numérotation des éléments et de leurs sommets, aussi on affiche les conditions aux limites du domaine.

Un programme nommé «Interfaçage» [10] a été développé pour transcrire toutes les données du maillage générées par Matlab, dans un fichier 'mesh' adapté à l'environnement QFEM. Ce fichier contient des informations sur le nombre et les numéros des arêtes et des nœuds des éléments triangulaires du maillage, les valeurs des propriétés physiques des différents matériaux composant la structure à analyser, ainsi que les conditions aux limites. Il est ensuite associé au logiciel QFEM pour caractériser des discontinuités en calculant leurs matrices de répartition en puissance [S].

## I.6-Exemples d'application de QFEM

L'intérêt des discontinuités en guides d'ondes rectangulaires vient du fait qu'elles sont à la base de la conception d'un grand nombre de structures ayant une place prépondérante dans les domaines des télécommunications et des radars. La modélisation de ces jonctions est un problème qui préoccupe les chercheurs depuis des années.

Notre modèle numérique développé à base de MATLAB-QFEM [6][7][10] a permis de caractériser des structures en deux dimensions pour obtenir les performances optimales et pour analyser finement la sensibilité des résultats aux différentes variations géométriques et physiques de la structure. Ce logiciel nous permet de déterminer la matrice de répartition [S] contenant les coefficients de réflexion et de transmission au niveau de tous les accès d'une jonction. Il est validé tout d'abord en caractérisant le coude à angle droit et le coude circulaire. Pour plus de précision de calcul, nous tenons compte de la présence des 10 premiers modes  $TE_{m0}$  dans les deux accès de ces structures. Les plans de référence sont placés à une distance égale du côté intérieur du coude et le guide d'onde vide est du type WR75 défini par les dimensions  $a=18.35\text{mm}$  et  $b=9.175\text{mm}$ . La figure I.12 illustre les résultats d'analyse du coude droit, dans les plans H et E. Les réponses fréquentielles des modules des coefficients de la matrice [S] de cette structure [10], dans la gamme de fréquences [10-15] GHz, sont assez cohérentes avec celles des références [6][4] (Figure I.13).

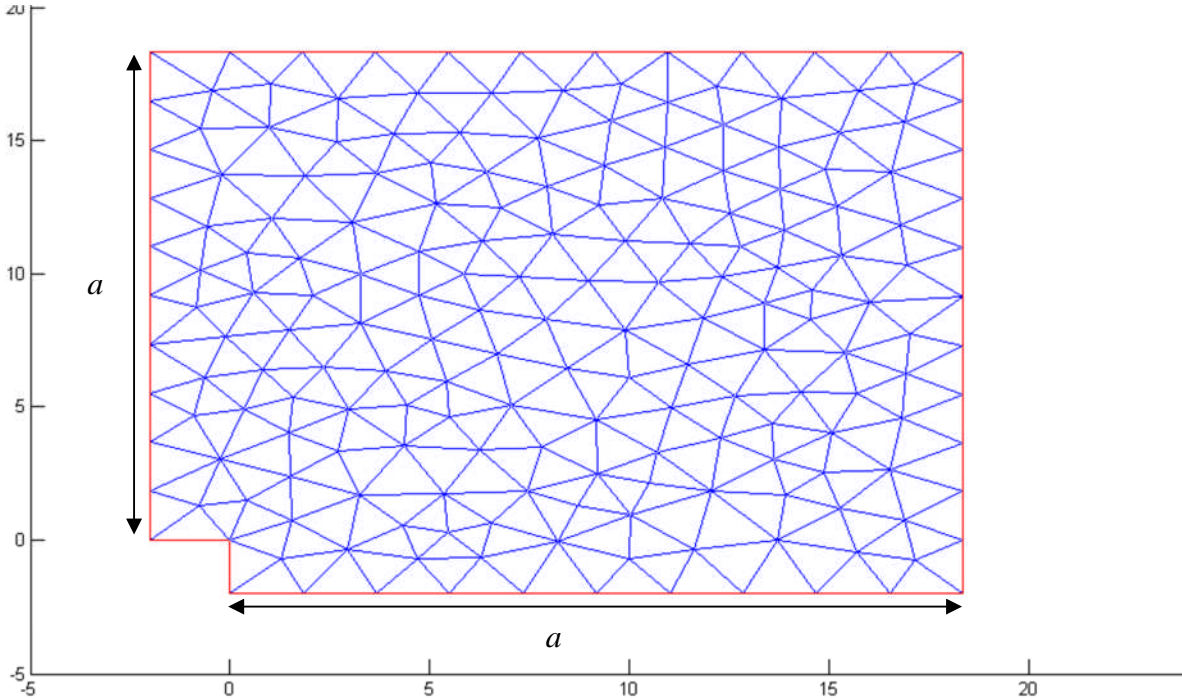


Figure I.10: Coude droit, plan H.

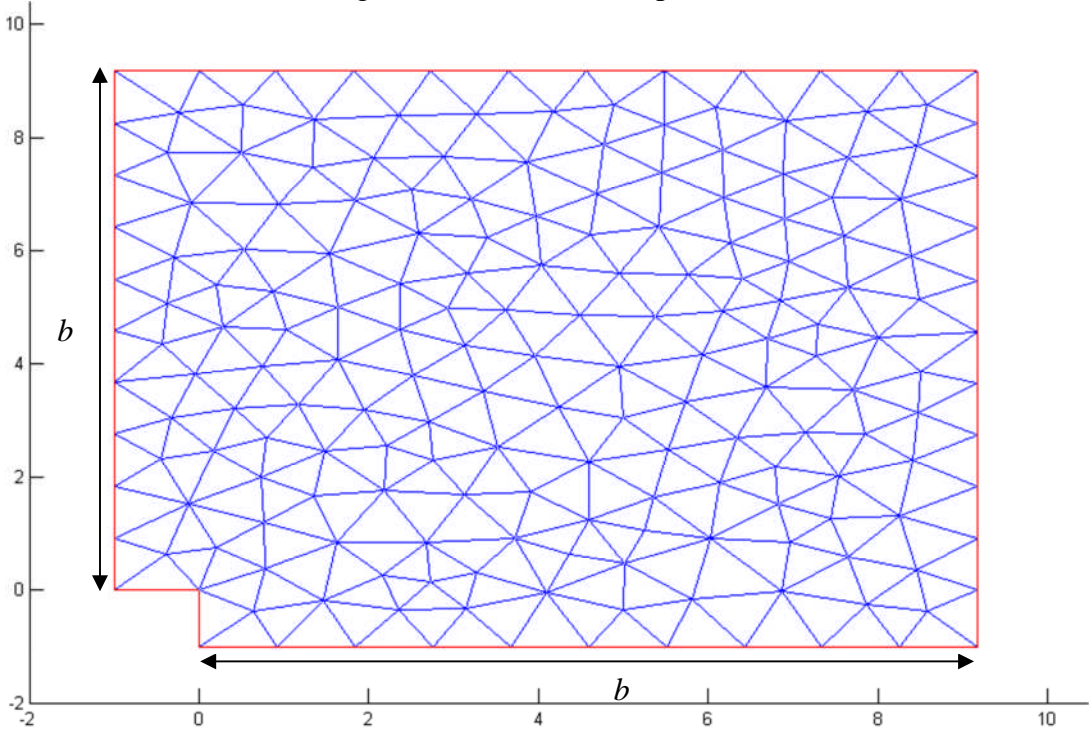


Figure I.11: Coude droit, plan E.

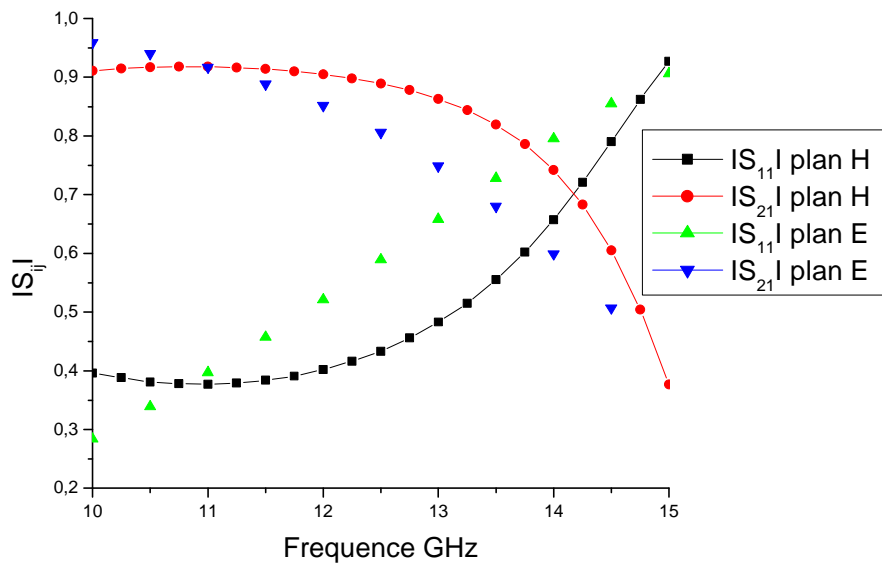


Figure I.12: Modules de  $S_{11}$  et  $S_{21}$  dans les plans E et H du coude droit.

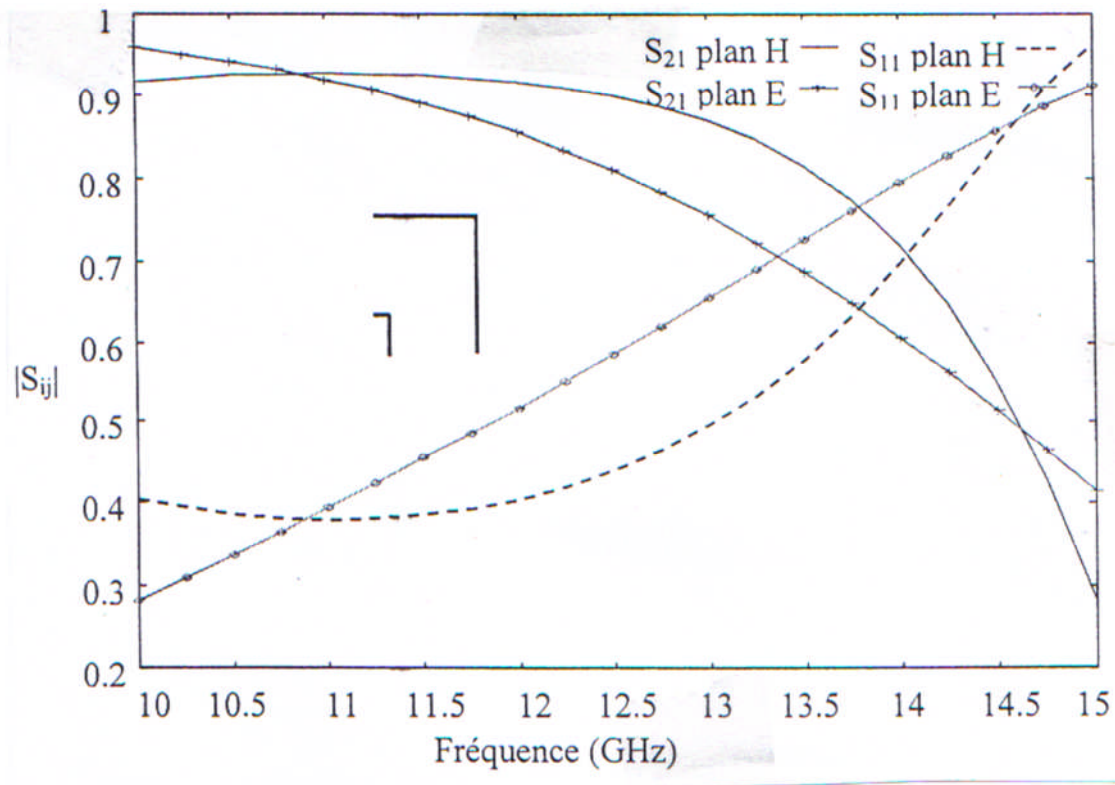


Figure I.13: Modules de  $S_{11}$  et  $S_{21}$  dans les plans E et H du coude droit [6],[4]

Aussi à travers les figures I.16 [10] et I.17 [6], les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$  du coude circulaire dans les plans H et E (Figures I.14 et I.15) sont présentés

et montrent que les résultats obtenus à partir de l'interface graphique et QFEM concordent parfaitement avec ceux référencés dans [6] et [4].

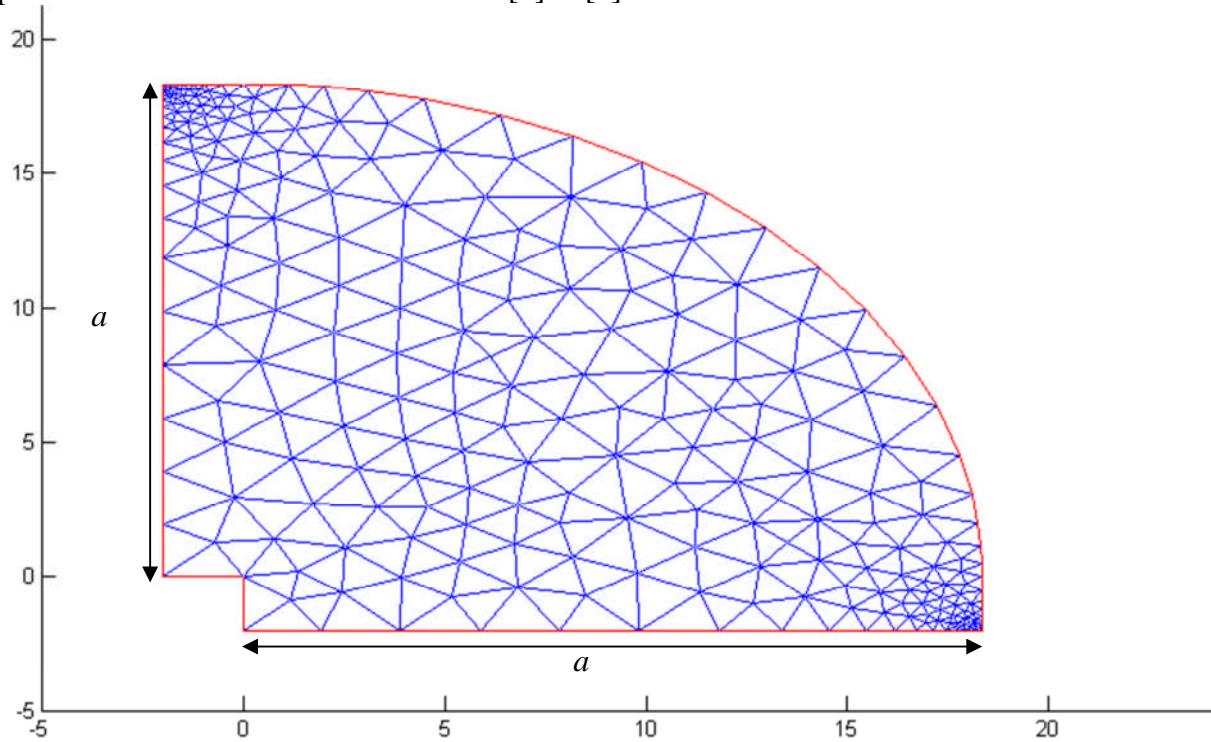


Figure I.14: Coude circulaire plan H de rayon  $R=a$ .

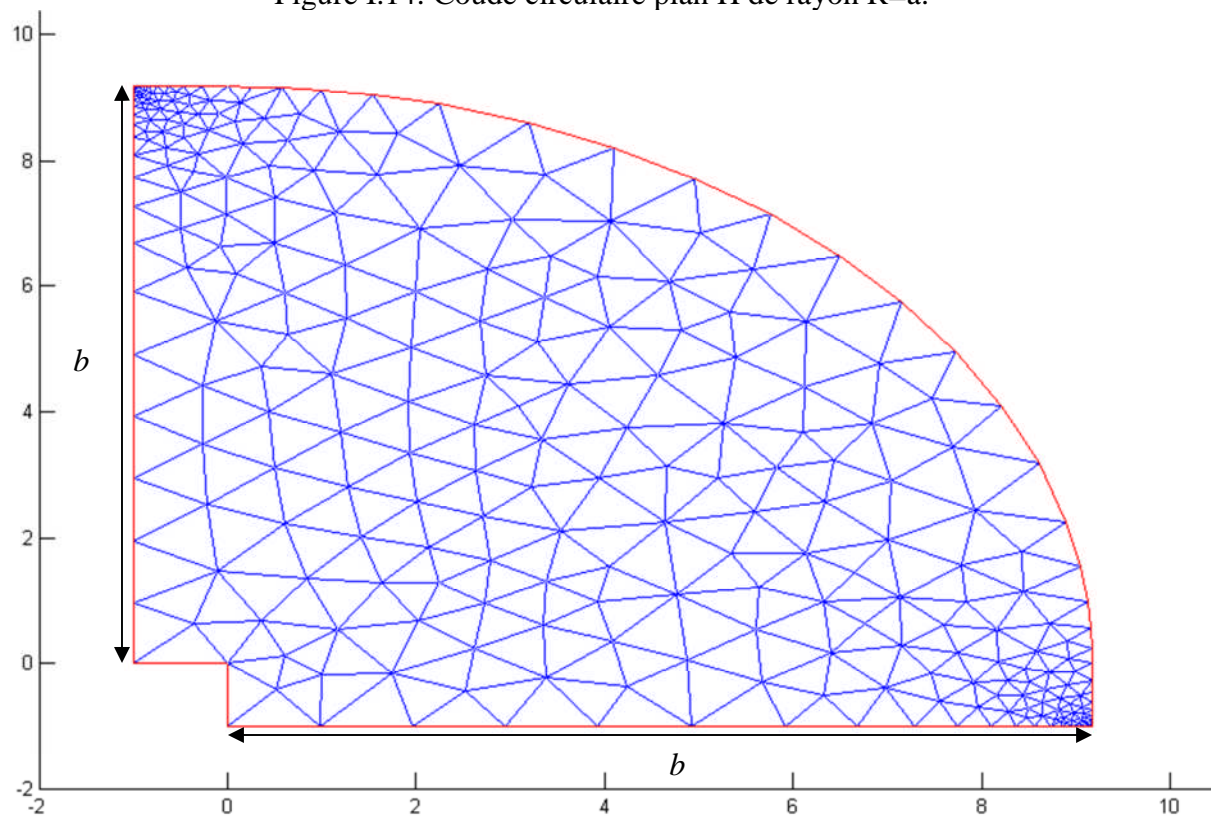


Figure I.15: Coude circulaire plan E de rayon  $R=b$ .

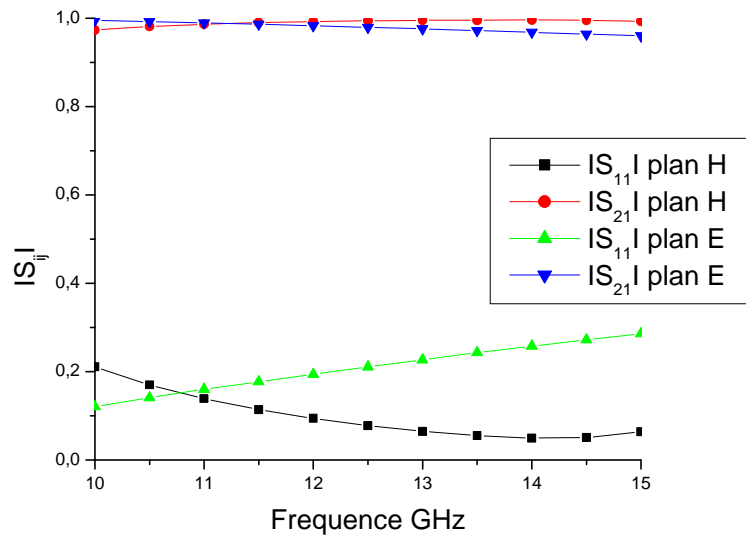


Figure I.16: Modules de  $S_{11}$  et  $S_{21}$  dans les plans E et H du coude circulaire.

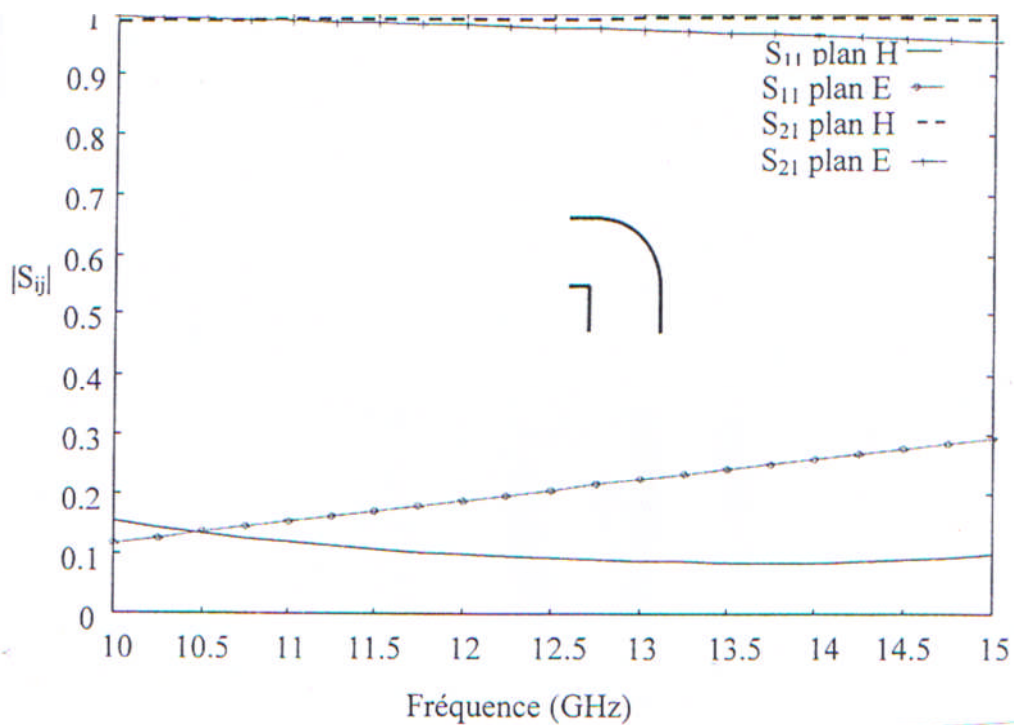


Figure I.17: Modules de  $S_{11}$  et  $S_{21}$  dans les plans E et H du coude circulaire [6] [4]

La figure I.18 représente une jonction en T dans le plan H à base de guides d'ondes métallique vide de type WR62 ayant  $a=15.799\text{mm}$  et  $b=7.899\text{mm}$  et fonctionnant dans la bande KU (12-18) GHz.

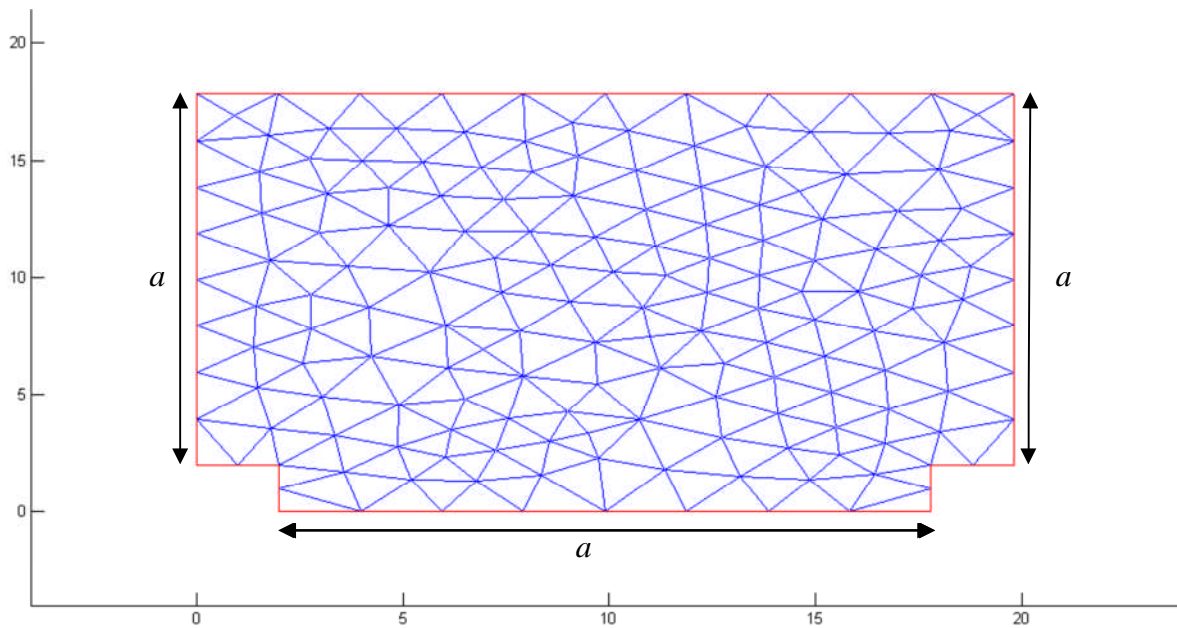


Figure I.18: Maillage de la jonction T dans le plan H.

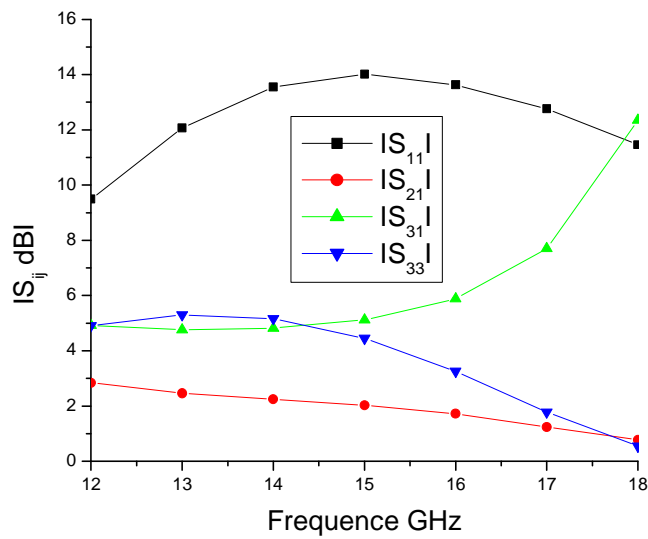
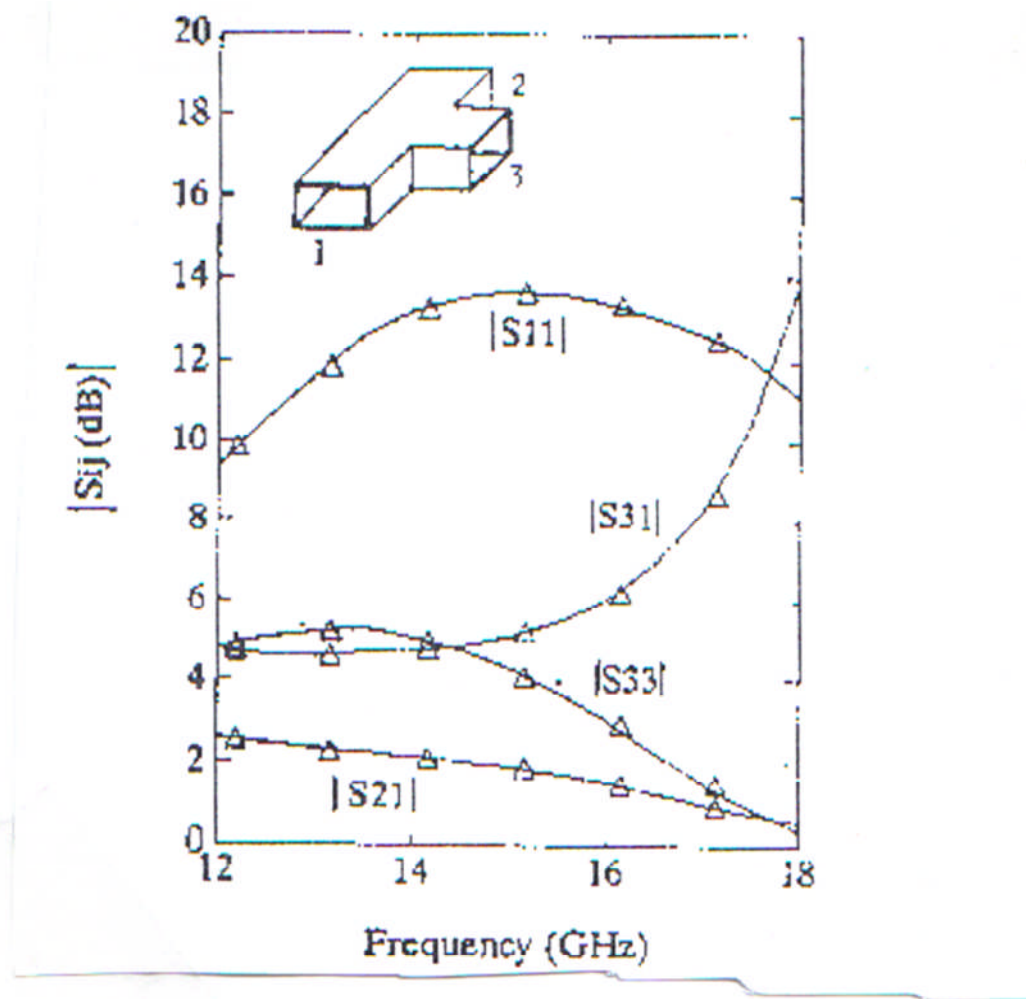


Figure I.19: Modules des  $S_{ij}$  de la jonction T dans le plan H.

L'analyse fréquentielle de cette jonction par QFEM [6] [10] est illustrée sur la figure I.19. Elle donne des résultats satisfaisants qui convergent vers ceux de la référence [11] présentés sur la figure I.20.


 Figure I.20: Modules des  $S_{ij}$  de la jonction T dans le plan H [11]

## I.7-Le coude chanfreiné

### I.7-1- Description

Dans la pratique de l'utilisation des dispositifs, la direction de propagation des guides n'est pas toujours rectiligne. Pour changer cette direction, la rigidité des guides impose l'utilisation de coudes. Ils sont essentiels dans les systèmes microondes comme les radars, satellite, duplexeurs et multiplexeurs. Malheureusement ces déformations engendrent des pertes par réflexion et excitent des modes supérieurs. Afin de réduire ces pertes, il est de pratique courante de chanfreiner la paroi externe de guide d'ondes. Dans cette étude, on analyse l'influence des paramètres géométriques du chanfrein sur les coefficients de transmission  $S_{21}$  et de réflexion  $S_{11}$  du coude. Le coude chanfreiné est un quadripôle qui permet de changer la direction de propagation d'une onde électromagnétique. La géométrie de la structure étudiée d'un coude droit est présentée sur la figure I.21. Elle est composée d'un coude droit en guide d'ondes rectangulaire vide du type WR90 dans le plan H, de section  $a=22.86$  mm et  $b=10.16$  mm. Sa bande de fonctionnement monomodal est comprise entre 8.2 GHz et 12.5 GHz.

La figure I.22 représente un coude droit chanfreiné géométriquement c'est-à-dire le chanfrein a été réalisé par le découpage d'une partie du coude.

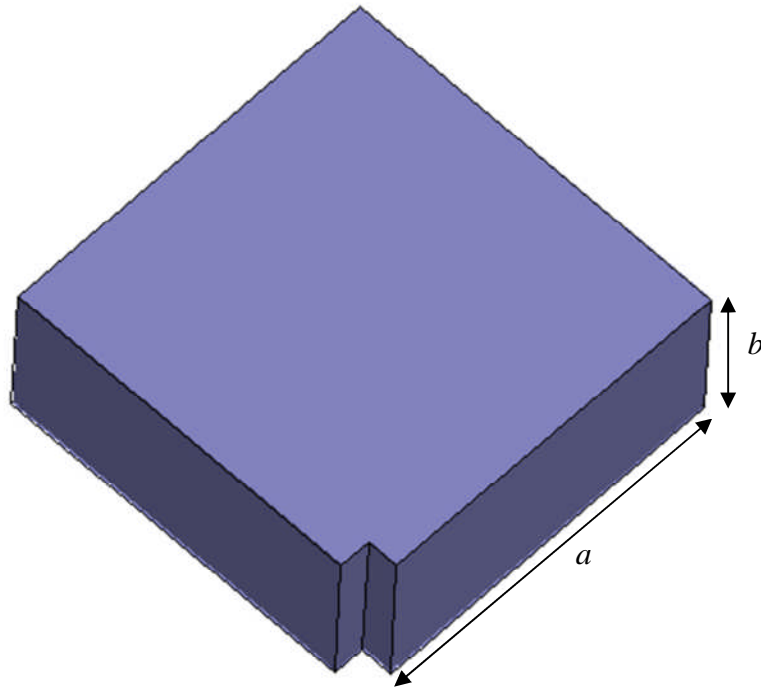


Figure I.21: Coude droit  $a=22.86\text{mm}$ ,  $b=10.16\text{mm}$

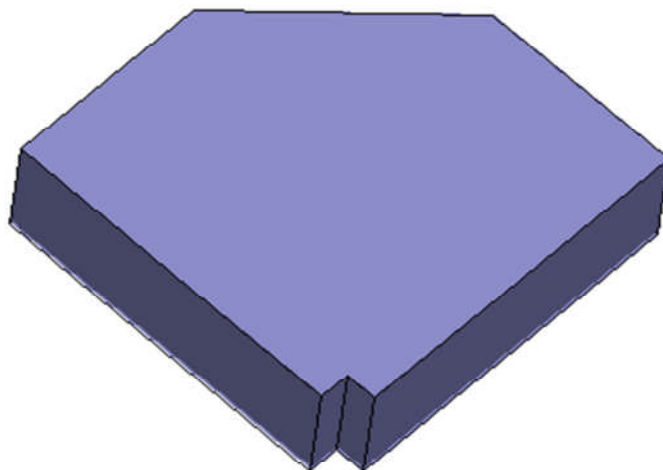


Figure I.22: Chanfrein géométrique



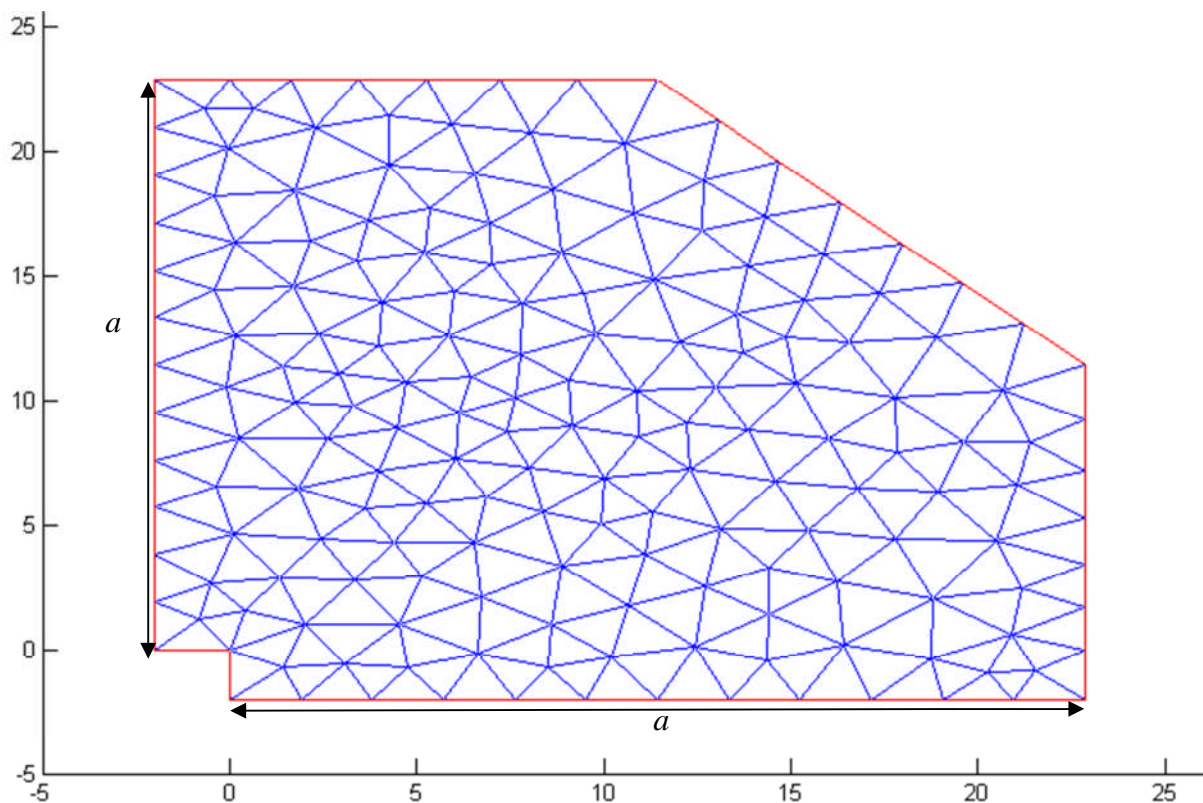


Figure I.23: Maillage du chanfrein géométrique.

Dans cette étude, on analyse à l'aide de la méthode des éléments finis [6] en deux dimensions, des coudes rectangulaires droits simulés pour différentes positions du chanfrein. Le chanfrein est réalisé non pas par découpage du coude droit, mais juste par insertion d'une plaque métallique de longueur  $L$ , de hauteur  $b$  et d'épaisseur  $e$  (figure I.24) ou des lamelles métalliques de longueur  $l$ , de hauteur  $b$  et d'épaisseur  $e$ , avec différentes inclinaisons (figure I.25).

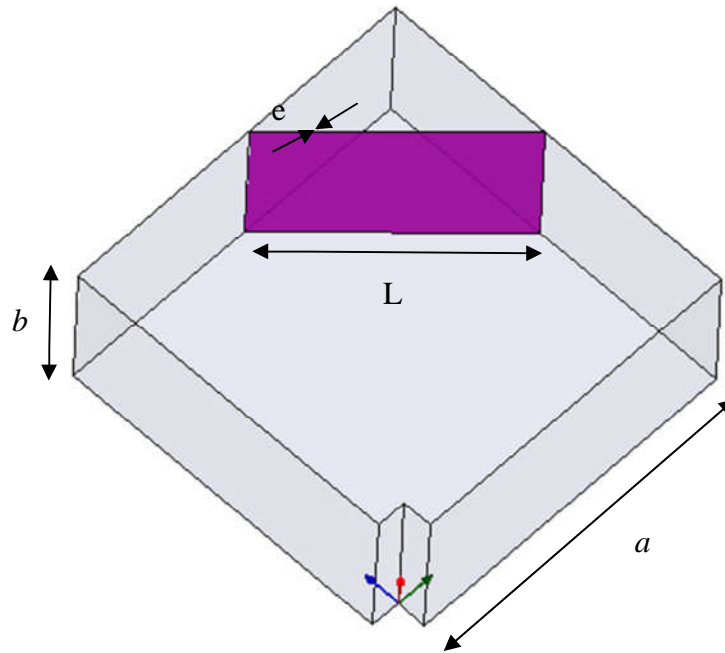


Figure I.24: Chanfrein avec une plaque métallique  $L=20.035\text{mm}$ ,  $b=10.16\text{mm}$ ,  $e=0.1\text{mm}$

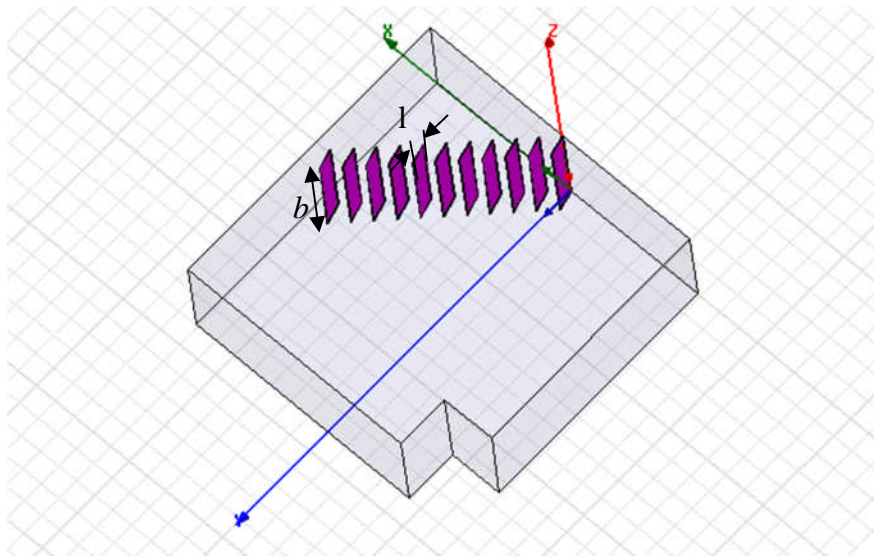


Figure I.25: Lamelles métalliques inclinées de  $60^\circ$

### I.7-2- Applications et résultats

La figure I.26 présente le module du coefficient de réflexion  $S_{11}$ , pour un coude droit chanfreiné géométriquement et un coude droit chanfreiné par insertion d'une plaque métallique ou des lamelles juxtaposées (inclinées de  $0^\circ$ ). On note de ce résultat l'apport

considérable de diminution du coefficient de réflexion d'un coude droit chanfreiné. L'utilisation d'un chanfrein géométrique ou par insertion de plaques métalliques apporte la même contribution.

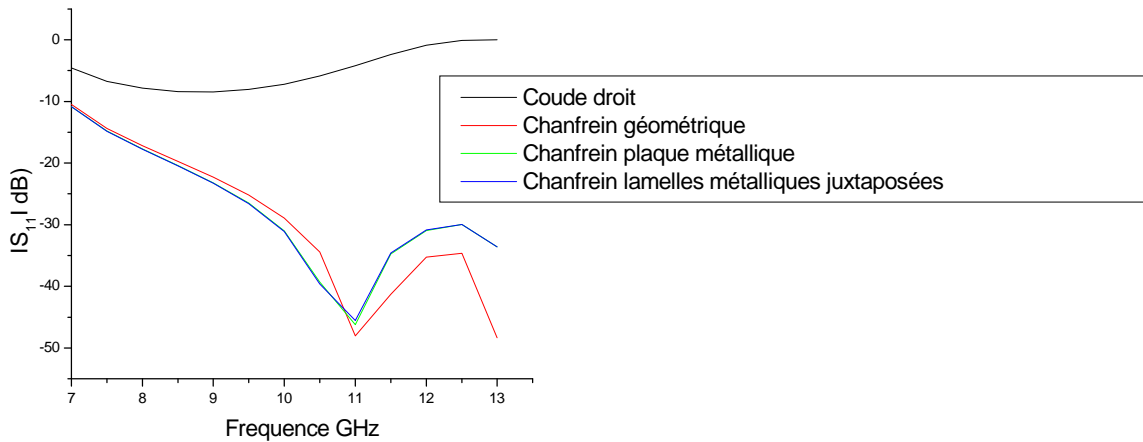


Figure I.26: Paramètres  $S_{11}$

La figure I.27 montre que la réponse fréquentielle  $|S_{21}|$  du chanfrein géométrique est identique à celle due à un coude droit chanfreiné avec une plaque métallique de longueur  $L=20.035\text{mm}$ ,  $e=0.1\text{mm}$ ,  $b=10.16\text{mm}$  ou 11 lamelles métalliques juxtaposées de largeur  $l=1.8213\text{mm}$ ,  $e=0.1\text{mm}$ ,  $b=10.16\text{mm}$ .

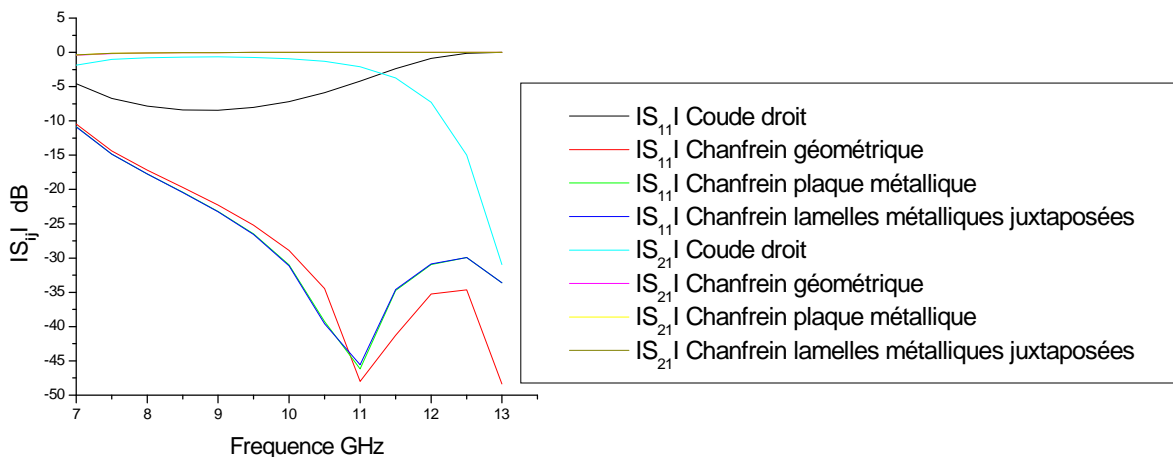


Figure I.27: Paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$

L'optimisation du chanfrein nécessite de déterminer la position optimale du chanfrein. Dans ce cadre, on s'est intéressé à l'influence de la géométrie de la plaque et des lamelles métalliques insérées dans le coude droit. On a déterminé les modules de  $S_{11}$  et  $S_{21}$  pour un

coude droit chanfreiné avec une plaque métallique de longueur  $L$  variable en fonction de  $A_{opt}$ ,  $B$  étant le point milieu de  $L$  (figure I.28).

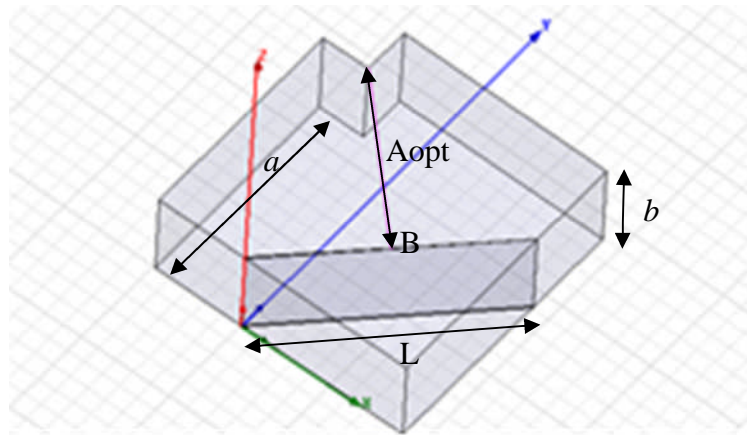


Figure I.28:  $A_{opt}=0.852a$

La figure I.29 montre l'effet de la position du chanfrein pour différents emplacements  $A_{opt}$ . On a ainsi pu vérifier que la position idéale du chanfrein correspond à  $A_{opt}=0.976a$  [12] pour laquelle le module du coefficient de réflexion  $S_{11}$  présente un minimum.

Aussi, l'intérêt des lamelles métalliques réside dans la modification de la réponse du coude suite à l'inclinaison des lamelles. Cette technique peut être facilement réalisable. Il est à noter que la forme des lamelles ou des tiges reste importante. En effet l'inclinaison des lamelles métalliques entraîne la variation du pic d'adaptation comme le montre la figure I.30.

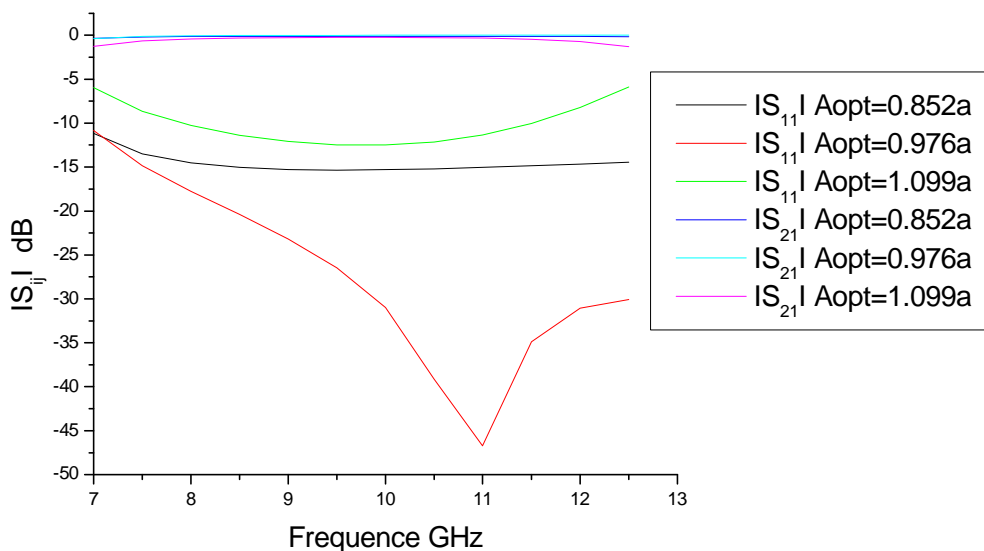


Figure I.29: Chanfrein plaque métallique avec variation de  $A_{opt}$ ,  $e=0.1\text{mm}$ ,  $b=10.16\text{mm}$

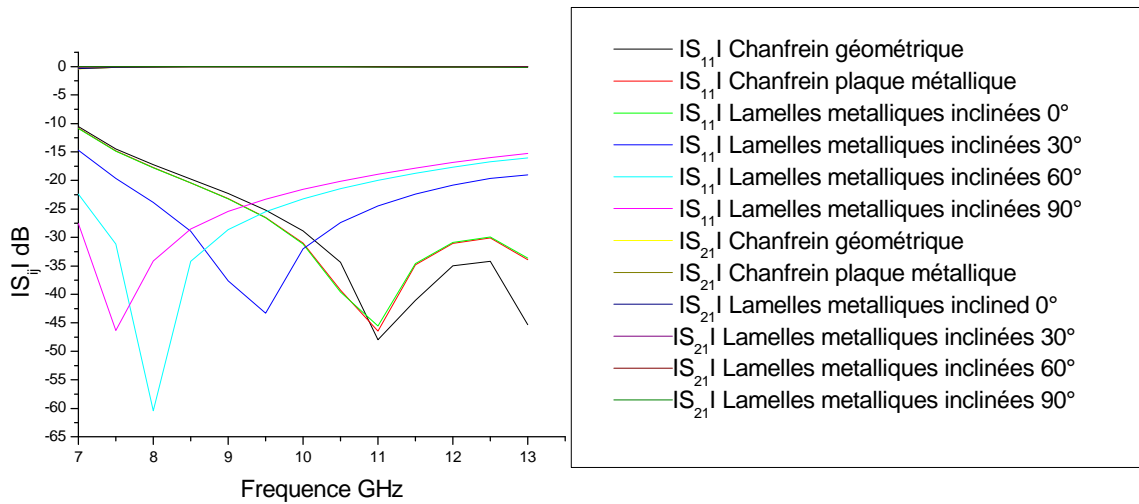


Figure I.30: Lamelles métalliques  $l=1.8213\text{mm}$ ,  $e=0.1\text{mm}$ ,  $b=10.16\text{mm}$  avec différentes inclinaisons

On a également analysé l'influence de l'épaisseur  $e$  des lamelles de longueur  $l = 1.8213\text{mm}$  et leur inclinaison (figure I.31). Les figures I.32 et I.33 montrent que pour une inclinaison donnée,  $S_{21}$  varie en fonction de l'épaisseur  $e$  des lamelles, tandis que les figures I.34 et I.35 montrent que le pic fréquentiel de  $S_{11}$  diminue et se décale quand  $e$  augmente. Il y a donc ici une possibilité de modifier le coefficient de réflexion en fonction de l'épaisseur  $e$  des lamelles.

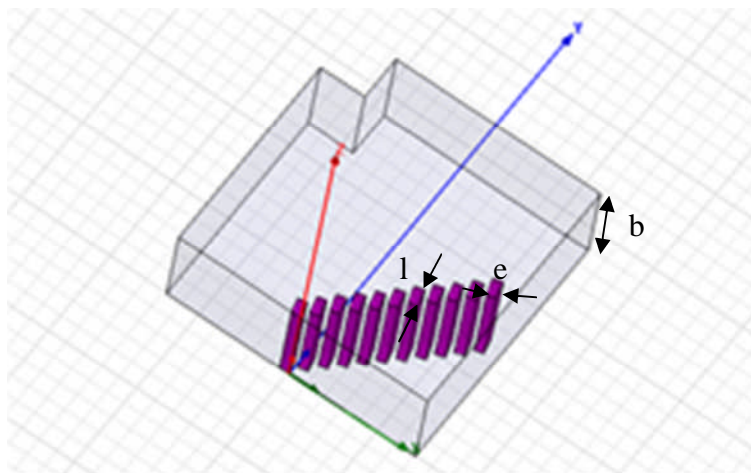


Figure I.31: Lamelles métalliques inclinées  $60^\circ$ ,  $e=1\text{mm}$ ,  $l=1.8213\text{mm}$

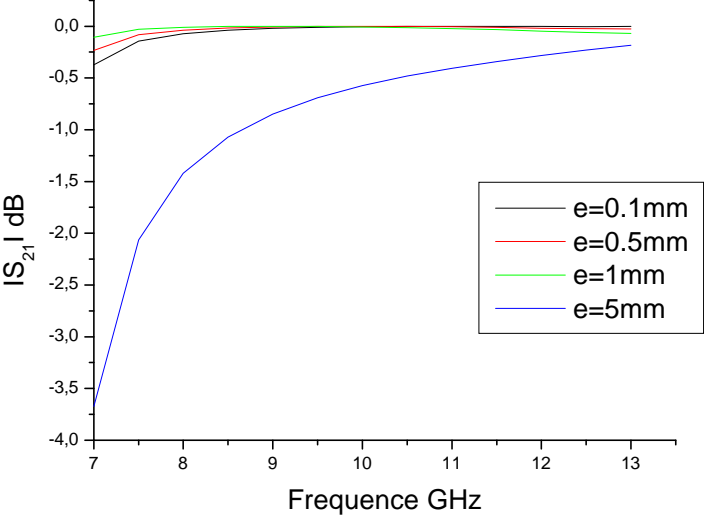


Figure I.32: Lamelles métalliques inclinées  $0^\circ$ ,  $l=1.8213$ mm

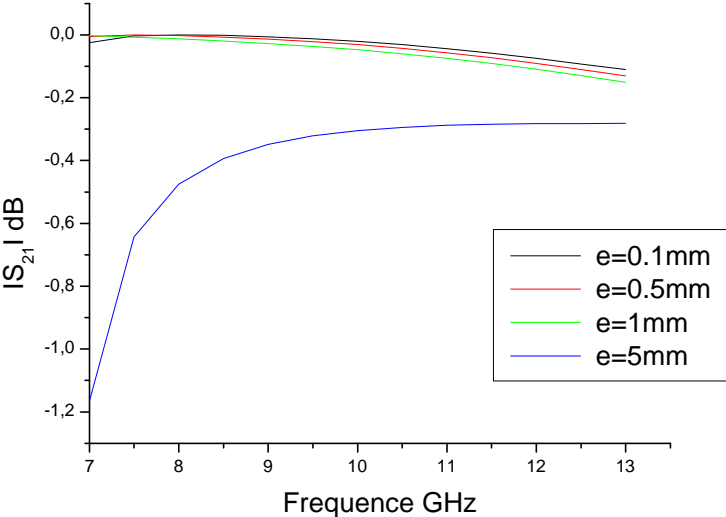


Figure I.33: lamelles métalliques inclinées  $60^\circ$ ,  $l=1.8213$ mm

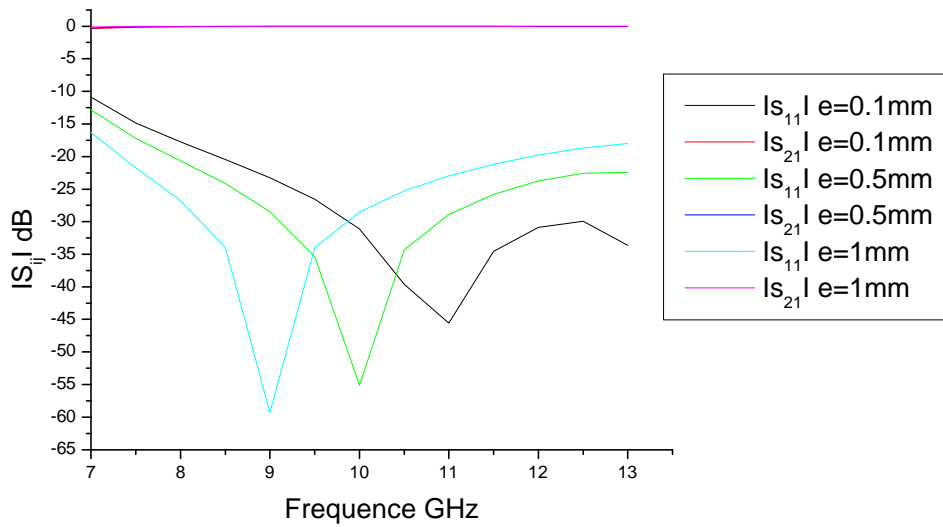


Figure I.34: Lamelles métalliques inclinées  $0^\circ$ ,  $l=1.8213$  mm

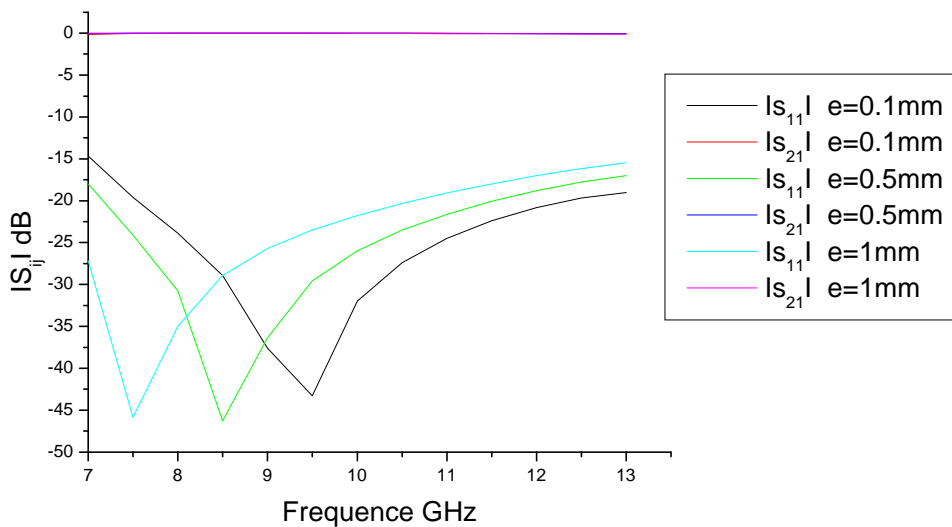


Figure I.35: Lamelles métalliques inclinées  $30^\circ$ ,  $l=1.8213$  mm

La figure I.36 illustre un coude droit à base de guides d'ondes rectangulaires chanfreiné par des lamelles métalliques non juxtaposées, de hauteur  $b=10.016$  mm, d'épaisseur  $e=0.1$  mm et de longueur  $l=1$  mm. On a analysé sur cette structure, l'influence de la largeur  $l$  de la lamelle. Ainsi pour une inclinaison donnée, le pic fréquentiel de  $S_{11}$  recule lorsque la largeur  $l$  de la lamelle augmente comme le montre les graphes des figures I.37 et I.38. Finalement, nous disposons également de ce moyen pour modifier le minimum de réflexion.

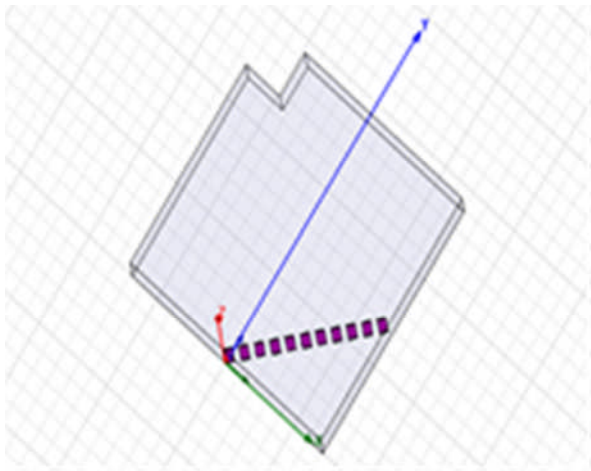


Figure I.36: Lamelles métalliques inclinées 0°, l=1mm, e=0.1mm

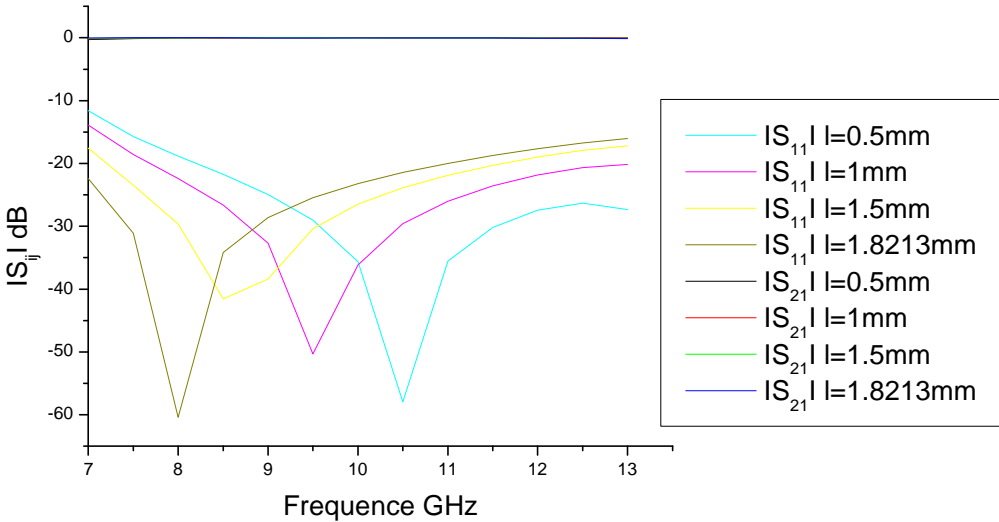
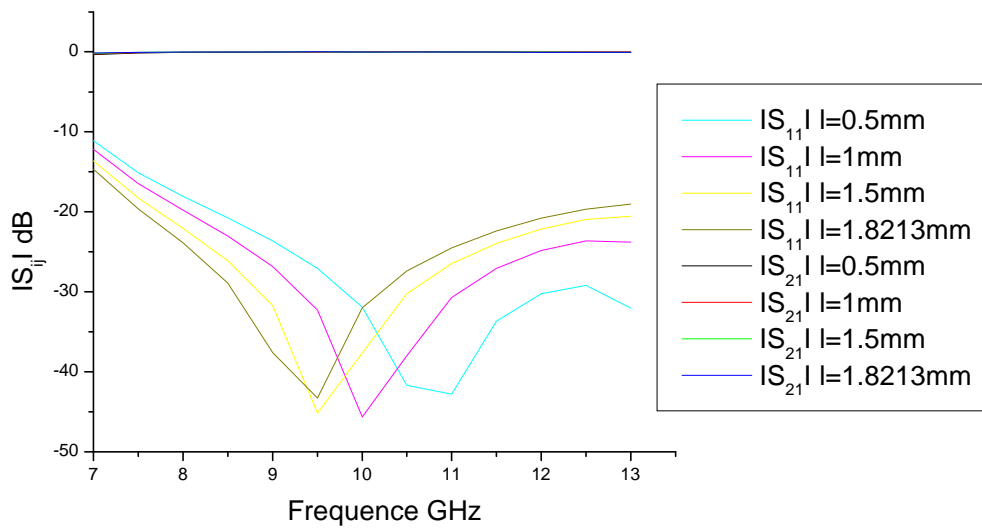


Figure I.37: Lamelles métalliques inclinées 60°, e=0.1mm



Figure I.38: Lamelles métalliques inclinées  $30^\circ$ ,  $e=0.1\text{mm}$ 

## I.8-Conclusion

La méthode des éléments finis a été exploitée pour analyser des jonctions multiports à base de guides d'ondes rectangulaires métalliques. Plusieurs discontinuités ont été étudiées en calculant leurs matrices de répartition  $S$ , pour montrer la cohérence des résultats obtenus par la MEF avec ceux de la littérature bibliographique. Le programme conçu sous l'environnement MATLAB-QFEM [6][10], nous a permis de concevoir des coudes chanfreinés avec un chanfrein mobile et de prévoir les variations de ses dimensions à travers les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  de la matrice  $[S]$ . Nous avons ensuite optimisé la position du chanfrein d'un coude en déterminant sa position idéale ( $A_{opt}=0.976a$  où  $a$  désigne la largeur du guide) engendrant de faibles pertes.

A travers cette étude, nous venons de montrer aussi qu'il est possible de réaliser un chanfrein sur un coude juste par l'insertion d'une plaque métallique ou des lamelles métalliques. L'intérêt des lamelles métalliques réside dans la modification de la réponse du coude suite à l'inclinaison des lamelles. Cette technique peut être facilement réalisable. Il est à noter que la forme des lamelles ou des tiges reste importante. Nous nous intéressons dans le chapitre suivant à la conception de coudes en bandes millimétriques à l'aide de la technique SIW (Substrate Integrated Waveguide) [13] qui exploite des tiges métalliques cylindriques au lieu des plaques métalliques.

## Bibliographie

- [1] Paul F. Combes, "Lignes, guides et cavités", édition Dunod 2006, collection sciences sup.
- [2] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, G. Conciauro, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide", IEEE Microw. Wireless Comp. Lett., Vol. 12, No. 9, pp. 333-335, 2002.
- [3] A. Bououden, "Étude de structures planaires avec substrat composite diélectrique ferrite par la méthode des moindres carrés modifiée", Thèse de Magister en Electronique hyperfréquence, Université de Constantine, 2011.
- [4] K. Nouri, "Contribution à l'analyse des discontinuités en guides d'ondes rectangulaires par la méthode des éléments finis et conception des filtres microondes", Thèse de Magister en Electronique, Université de Tlemcen, 2002.
- [5] Jan Michael Reiter, Fritz Arndt, "Rigorous analysis of arbitrarily shaped H and E plane discontinuities in rectangular waveguides by a full-wave boundary contour mode-matching method", IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech., 43 (1995).
- [6] Guiseppe Pelosi, Stefano Selleri, Roberto Coccioli, "Quick finite elements for electromagnetic waves", Artech House (1998).
- [7] K. Nouri, M. Feham, O. Abbas, "Quick FEM Analysis of 3D Mitered E Plane Corners", Journal of Physical and chemical News, ISSN 1114-3800, N°36, 2007.
- [8] R. Younes, "Modélisation numérique sous MATLAB", Cours, université de Beyrouth, Liban, Mars 2005.
- [9] "Partial Differential Equation Toolbox, Basics of the Finite Element Method", <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/pde>
- [10] B. Rahali, M. Feham, J. Tao, "Design of Chamfered Bends by Movable Metal Grid" International Conference on Electrical Engineering, Electronics and Automatics ICEEA'10, University of Bejaia, Novembre 2010, Algeria.
- [11] Jesus M. Rebollar, Jaime Esteban, and Juan E. page, "Full wave analysis of tree and four port rectangular waveguide junctions", IEEE. trans. On Microwave Theory tech, vol.42.N°2, February 1994.
- [12] Jan Michael Reiter, and Fritz Arndt, "A Full wave Boundary Contour Mode Matching Method (BCMM) for the Rigorous CAD of Single and Cascaded Optimized H plane and E Plane Bends" Microwave Department, University of Bremen, PO-Box 330440, D-28334 Bremen, Germany, 1994 IEEE MTT-S Digest.
- [13] Z. Sotoodeh, B. Biglrbegian, F. H. Kashani and H. Ameri, "A novel bandpass waveguide filter structure on SIW technology", progress in electromagnetics research letters, vol.2, pp.141-148, 2008.

**CHAPITRE II**  
**Coudes Chanfreinés en Technologie SIW**

# Chapitre II: Coudes Chanfreinés en Technologie SIW

## II.1-Introduction

La technologie planaire s'est énormément développée, principalement pour deux raisons, la première est que la réalisation d'un circuit planaire est très peu coûteuse, la seconde est que cette technologie se combine aisément aux circuits intégrés, planaires eux aussi. Par conséquent, il serait beaucoup plus utile pour les applications microondes si nous pouvons combiner les avantages des lignes de transmission planaires avec ceux des guides d'ondes.

Le guide d'onde rectangulaire est connu pour ses propriétés caractéristiques de faibles pertes et haute tenue en puissance. Toutefois, du à sa structure volumineuse, il est difficile de l'intégrer et de le fabriquer à faible coût dans la structure planaire. Récemment, une nouvelle technologie, appelée « substrate integrated waveguide (SIW) » [1] [2], a émergé. Elle répond à ces contraintes dans la conception des composants microondes [3], en intégrant le guide d'ondes rectangulaire dans le substrat micro ruban. La technologie SIW est l'une des plus populaires et les plus développées jusqu'à présent car il est très facile d'intégrer le guide d'onde rectangulaire classique dans la norme PCB. Le guide d'ondes rectangulaire synthétisé dans la technologie substrate integrated waveguide (RSIW) (figure II.1) est construit dans la norme PCB ou dans un substrat diélectrique en plaçant deux parois métalliques discrètes conçues par un ensemble de trous métallisés [4] appelés par la suite tiges ou cylindres métalliques. Ces structures constituées, de cylindres métalliques traduisant les parois latérales du guide d'ondes, du plan de masse et du couvercle du substrat qui sont aussi métalliques, préservent la majorité des avantages des guides d'ondes rectangulaires métalliques classiques. Effectivement la géométrie et la distribution du champ électrique du guide d'onde rectangulaire intégré dans un substrat (RSIW), illustrée sur la figure II.2, est similaire à celles du guide d'ondes rectangulaire classique équivalent (figure II.3) [5] [6]. La fuite d'énergie entre les cylindres adjacents est négligeable, si leur diamètre et la distance qui les sépare sont choisis correctement [7].

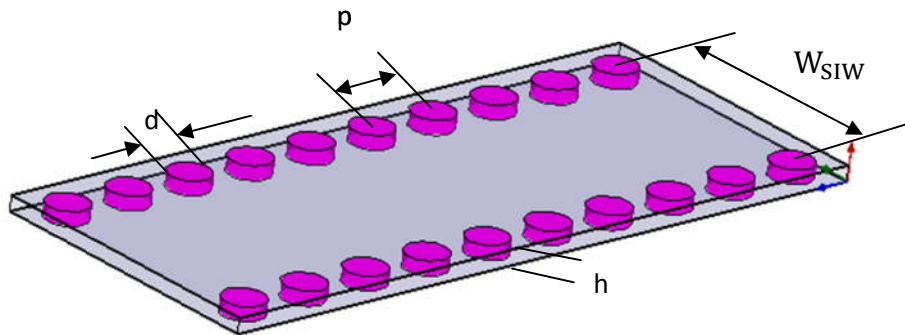


Figure II.1: Guide d'onde rectangulaire intégré dans un substrat RSIW

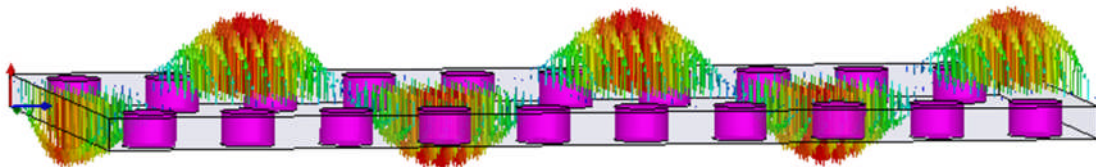


Figure II.2: Champ électrique du mode  $TE_{10}$  du RSIW  
 $W_{SIW}=5.237\text{mm}$ ,  $h=0.508\text{mm}$ ,  $p=1.524\text{mm}$ ,  $d=0.8\text{mm}$ ,  $\epsilon_r = 2.2$  à la fréquence  $f=40\text{GHz}$

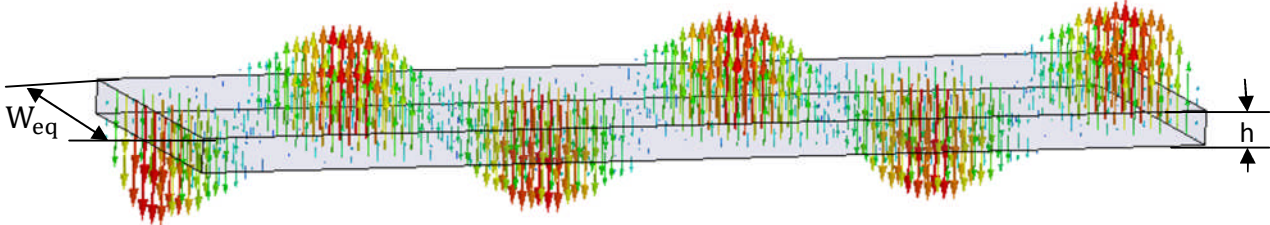


Figure II.3: Champ électrique du mode  $TE_{10}$  du guide d'onde rectangulaire équivalent  
 $W_{eq}=4.795\text{mm}$ ,  $h=0.508\text{mm}$ ,  $\epsilon_r = 2.2$  à la fréquence  $f=40\text{GHz}$

## II.2-Caractéristiques du guide d'ondes en technologie SIW

L'appariement des composants planaires et les guides d'ondes sur le même substrat est difficile et assez coûteux. Afin d'obtenir les avantages des guides d'ondes rectangulaires tout en restant dans les profils planaires, la technologie SIW [8] est intéressante. Le guide d'onde en technologie SIW est en effet un compromis entre les deux, il présente des caractéristiques intéressantes en termes de facilité d'intégration tout en offrant des composants à facteur de qualité élevé.

Depuis le début des années 2000, un intérêt pour la technologie SIW a été effectué de manière intensive par l'équipe dirigée par le Professeur Ke Wu (Polygrames Research Centers). En 2001, le travail de Dominic Deslandes [9] a porté sur la transition de la ligne micro ruban au guide d'ondes SIW, et est devenu en fait l'une des références les plus citées dans les travaux sur SIW employant des excitations planes. La plupart des composants microondes ont été modélisés dans la technologie SIW, comme les filtres [10], les coupleurs [11] [12], les duplexeurs [13], les sixports [14] [15], les circulateurs [16][17]...

Partant d'une couche de substrat diélectrique comprise entre deux plans métalliques, deux rangées de trous sont percées et métallisées, faisant ainsi contact entre les deux plans métalliques du substrat. Le diamètre  $d$  des trous (tiges),  $p$  l'espacement entre les trous et  $W_{SIW}$  l'espacement entre les deux rangées de trous sont des paramètres physiques nécessaires pour la conception de RSIW. La période  $p$  doit rester faible pour réduire les pertes de fuite entre les cylindres adjacents. Le choix de  $d$  est également soumis au problème de pertes. Les rangées de trous métallisés en contact avec les plans conducteurs du substrat définissent une région de propagation d'ondes électromagnétiques semblable à un guide d'onde rectangulaire métallique comme illustré sur la figure II.1.

En 2002, à partir des travaux de Cassivi [2], des équations empiriques ont été extraites pour la détermination de la largeur du guide d'onde rectangulaire équivalent, donnant les mêmes caractéristiques du mode fondamental se propageant dans le RSIW (figure II.4) ayant la même hauteur et le même diélectrique, tel que :

$$W_{eq} = W_{SIW} - \frac{d^2}{0.95 p}$$

$$L_{eq} = L_{SIW} - \frac{d^2}{0.95 p} \quad (2.1)$$

Où  $(W_{SIW}, L_{SIW})$  et  $(W_{eq}, L_{eq})$  sont respectivement les largeurs et longueurs du guide d'onde rectangulaire en technologie SIW et de son guide d'onde équivalent [5],  $d$  est le diamètre du cylindre métallique et  $p$  est la distance entre deux cylindres adjacents, avec :

$$p < \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\epsilon_r}$$

$$p < 4 d \quad (2.2)$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}$$

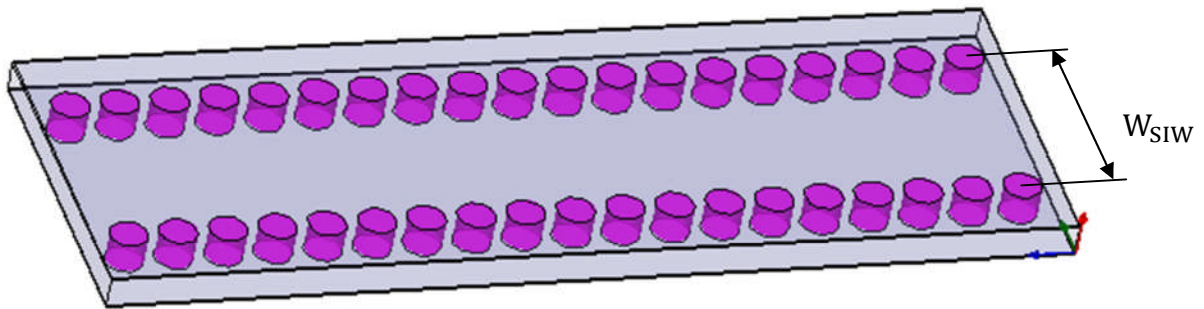


Figure II.4: Guide d'onde rectangulaire intégré dans un substrat RSIW

En 2004 Yan [18] a mis en évidence des formules plus précises donnant la largeur du guide d'ondes équivalent au guide en technologie SIW, soit :

$$W_{eq} = W_{SIW} \left( \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}} \right) \quad (2.3)$$

avec

$$\begin{aligned} \xi_1 &= 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{W_{SIW} - 1.0684}{p}} \\ \xi_2 &= -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{W_{SIW} - 1.2010}{p}} \\ \xi_3 &= 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{W_{SIW} + 0.2052}{p}} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Il est à noter que, les formules données par les équations (2.1), (2.3) et (2.4) sont généralement utilisées pour obtenir des valeurs initiales de  $W_{SIW}$ , optimisées par la suite par HFSS [19] afin d'avoir le diagramme de dispersion du guide d'onde équivalent similaire à celui du RSIW.

La région d'intérêt est définie par l'ensemble des valeurs des diamètres des cylindres et des longueurs de période qui donnent un SIW adapté à la conception de composants passifs.

Pour les composants SIW avec des formes plus généralisées, deux règles de conception de base liées au diamètre  $d$  du trou métallisé et à la taille du pas  $p$ , sont utilisées pour négliger les pertes par rayonnement. Ces deux règles sont suffisantes mais pas toujours nécessaires, les deux conditions sont données par :

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad \text{et} \quad p \leq 2d \quad (2.5)$$

où  $\lambda_g$  est la longueur de l'onde guidée.

A travers les différents travaux sur les caractéristiques des composants en technologie SIW [6], il apparait que seuls les modes  $TE_{n0}$  s'y propagent. Ces composants bénéficient d'une large bande passante aux fréquences d'ondes millimétriques. La bande monomodale du mode dominant  $TE_{10}$  s'étend de la fréquence de coupure  $1.25 f_{c_{10}}$  à  $1.9 f_{c_{10}}$  [7].

La fréquence de coupure pour un guide d'ondes rectangulaire classique solide RWG avec un remplissage diélectrique est donnée par l'équation (2.6), où  $a$ ,  $b$  sont respectivement la largeur et la hauteur, du guide d'ondes,

$$f_{c_{mn}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.6)$$



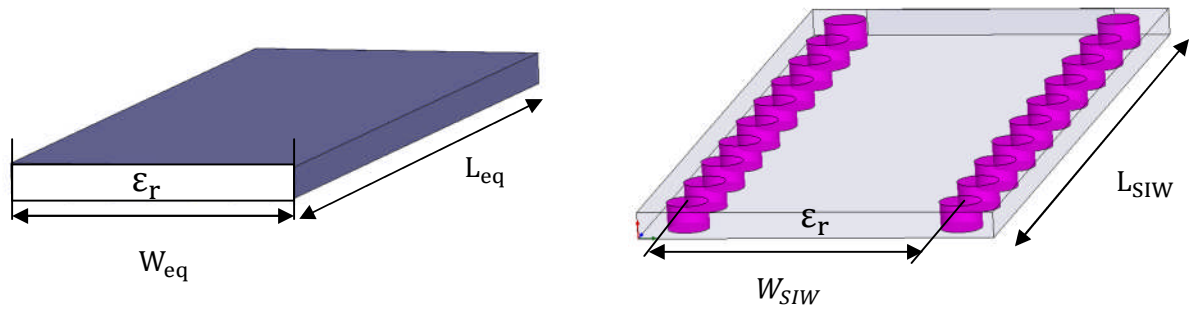


Figure II.5: Guide d'onde rectangulaire équivalent et le RSIW

Dans [20], il est montré que le guide RSIW avec des parois latérales conçues de cylindres métallisés est presque identique à un guide d'onde solide rectangulaire RWG de largeur similaire  $W_{eq}$  (figure II.5).

$$f_{c10} = \frac{c}{2 W_{eq} \sqrt{\epsilon_r \mu_r}} = \frac{c}{2 W_{SIW} \times \left( \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}} \right) \sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (2.7)$$

### II.3-Equivalence entre guide d'ondes et guide RSIW

Afin d'étudier les caractéristiques du guide d'ondes rectangulaire intégré dans le substrat RSIW, on a pris comme exemple un guide RSIW (figure II.2), conçu dans la bande Ka [26.5-40] GHz synthétisant le guide WR28 ayant les dimensions  $a=7.112\text{mm}$  et  $b=3.556\text{mm}$ . Comme on cherche à concevoir des circuits complexes réalisables dont les dimensions peuvent atteindre plusieurs longueurs d'ondes, il serait préférable d'opter pour un substrat diélectrique dont  $\epsilon_r$  est supérieur à 2 afin de réduire ces dimensions. Il faut tenir compte aussi de l'équipement disponible, du diamètre des tiges métalliques cylindriques disponibles en pratique ( $d=0.8\text{mm}$ ) et des recommandations émises par la relation  $p \leq 2d$  (équation (2.5));  $p$  étant l'espacement centre à centre entre les tiges en cuivre. Dans cet exemple, nous avons pris  $p=1.6\text{mm}$ . Le guide d'onde équivalent a été conçu à base d'un substrat de permittivité  $\epsilon_r=2.2$ , de hauteur  $h=0.508\text{mm}$  et de longueur  $L_{eq}=15.316\text{mm} \approx L_{SIW}$

car le terme  $\left(\frac{d^2}{0.95p}\right)$  a un léger apport sur la longueur, ce qui n'apporte pas de modification significative sur le phénomène de propagation. Pour un fonctionnement monomodal du guide d'ondes rectangulaire métallique vide, on exploite sa bande pratique monomodale, soit  $[1.25f_{c10} - 1.9f_{c10}]$  correspondant à la bande de fréquence [26.5-40] GHz. On pose  $1.9 f_{c10} = 40$  GHz et l'on déduit la fréquence de coupure  $f_{c10}$  du mode fondamental  $TE_{10}$ , soit  $f_{c10} = 21.05$  GHz. En exploitant la relation (2.7) et connaissant  $f_{c10}$ , on déduit  $W_{eq}=4.795\text{mm}$  et par la suite  $W_{SIW}$  à partir des relations (2.3), (2.4). Après optimisation de la valeur  $W_{SIW}$ , on trouve  $W_{SIW}=5.23\text{mm}$  indiquant l'espacement entre les deux rangées de tiges.

L'analyse de ces structures par le logiciel HFSS [19] a permis le tracé de la cartographie du champ électromagnétique du mode  $TE_{10}$  et son diagramme de dispersion. Les figures II.6 et

II.7 montrent la similitude de la distribution du champ électromagnétique du mode  $TE_{10}$  guidé dans le guide RSIW et son équivalent en technologie guide d'ondes. La figure II.7 démontre également la cohérence des caractéristiques de dispersion entre ces deux guides équivalents. Il est à noter que cette similitude de propagation reste valable pour tous les modes  $TE_{n0}$ .

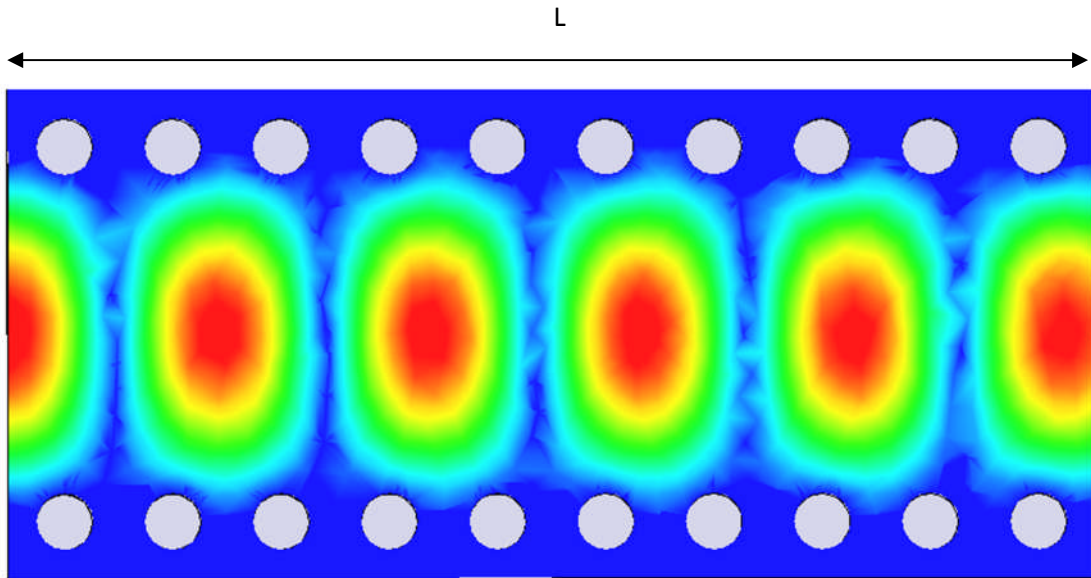


Figure II.6: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  dans le RSIW à la fréquence  $f=40\text{GHz}$

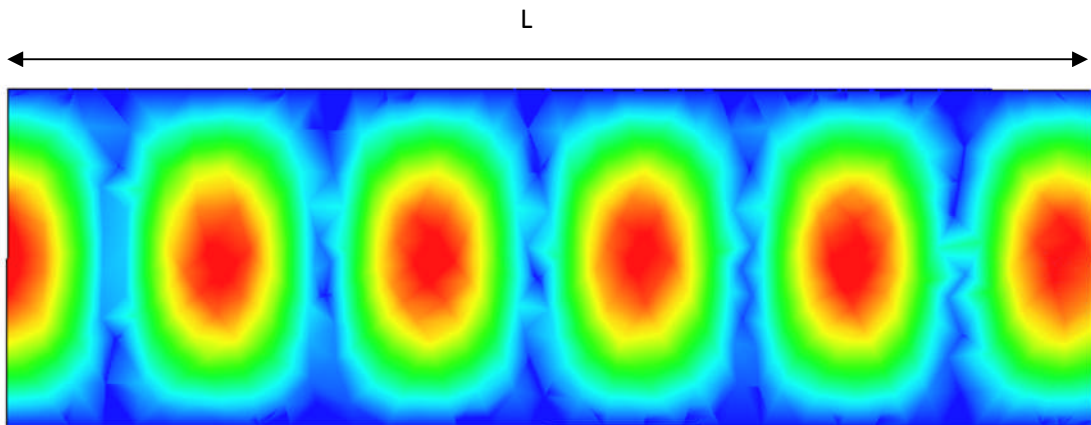


Figure II.7: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  dans le guide d'onde rectangulaire équivalent à la fréquence  $f=40\text{GHz}$

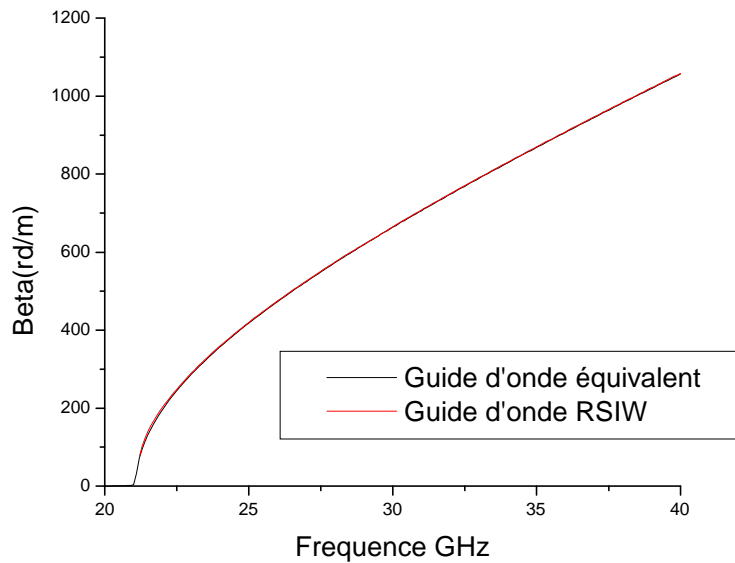


Figure II.8: Caractéristiques de dispersion

## II.4-Conception optimale de coudes chanfreinés dans les guides RSIW

Une grande variété de composants SIW, comme les filtres, les antennes, les transitions, les coupleurs, les diviseurs de puissance ont été proposés et étudiés à cause des avantages du coût bas, de la haute qualité, de la haute puissance et de l'intégration avec d'autres composants microondes dans le même substrat [7][22]. Les structures SIW à base de guides d'ondes rectangulaires sont conçues en utilisant deux rangées de tiges métalliques qui relient les deux plans de masse, au-dessus et au-dessous du substrat diélectrique [4]. Les coudes de guides d'ondes rectangulaires sont fréquemment utilisés dans plusieurs systèmes de télécommunications comme les radars, les satellites... Cette partie est destinée à l'analyse par HFSS [19] du coude droit d'un guide d'onde RSIW.

Ce coude (figure II.9) est réalisé à base d'un guide RSIW dans la bande Ku (12-18) GHz synthétisant le guide d'ondes WR62 avec  $a=15.799\text{mm}$ ,  $b=7.898\text{mm}$  rempli de diélectrique de permittivité  $\epsilon_r=4.4$ ,  $\tan\delta=0.02$ , de hauteur  $h=0.508\text{mm}$  et de longueur  $L=51.7\text{mm}$ . En suivant la même démarche, citée précédemment, pour déduire les paramètres du guide RSIW équivalent, on trouve  $W_{eq}=7.58\text{mm}$  et  $W_{SIW}=8.54\text{mm}$  pour  $p=2.54\text{mm}$  et  $d=1.524\text{mm}$ ;  $p$ ,  $d$  et  $W_{SIW}$  sont respectivement la distance entre deux tiges métalliques adjacentes, le diamètre d'une tige et la distance entre les deux rangées de tiges.

La direction de propagation n'est pas toujours droite, et changer cette direction dans les guides d'ondes rectangulaires rigides nécessite l'utilisation de coudes. Ces derniers sont essentiels dans les systèmes microondes comme les radars, les duplexeurs et les multiplexeurs.

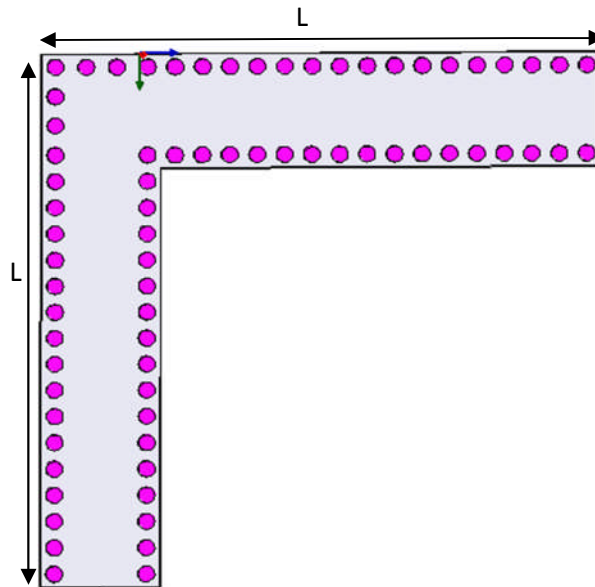


Figure II.9: Coude droit en technologie SIW

La méthode commune pour compenser la discontinuité du coude droit est de le chanfreiner [22] [23] [24] afin de réduire la réflexion. Dans cette étude on s'est intéressé à la conception de coudes droits SIW chanfreinés. Ainsi nous avons analysé l'effet de la position du chanfrein dans le coude droit SIW sur les coefficients de transmission. On a analysé par le logiciel HFSS le coude droit représenté sur la figure II.10 qui montre aussi la distribution du champ guidé du mode fondamental  $TE_{10}$ . Nous observons clairement un étranglement du champ au niveau du coude droit et l'absence de propagation du champ jusqu'à la sortie du guide à la fréquence 18 GHz. La figure II.11 illustre le module du coefficient de transmission  $S_{21}$  et montre son évolution dans la bande [12-18] GHz. Ces résultats, cohérents avec ceux mesurés tirés de la référence [5], confirment la forte atténuation à la fréquence 18 GHz.

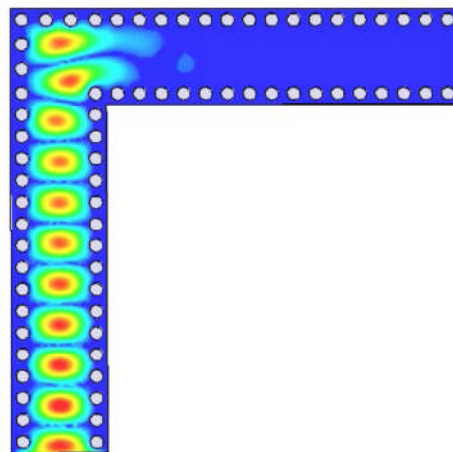


Figure II.10: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du coude droit à  $f=18$  GHz.

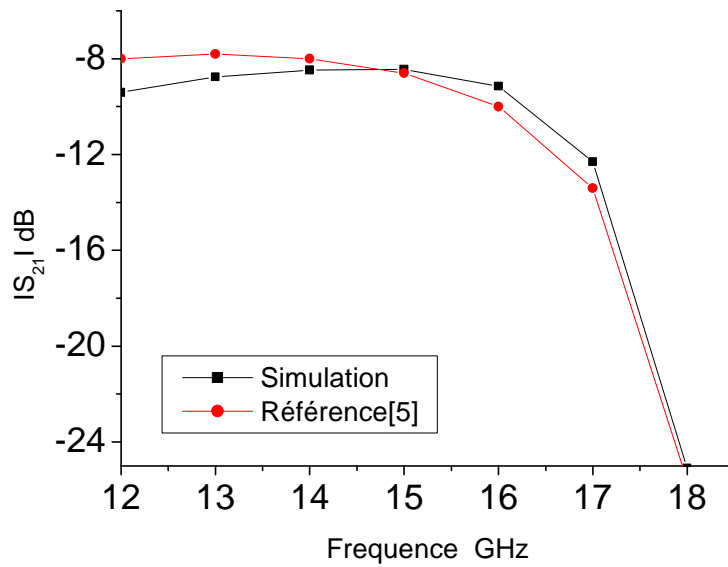


Figure II.11: Module du coefficient de transmission  $S_{21}$  pour un coude droit

Afin de montrer l'importance du chanfrein, nous avons analysé ensuite le même coude mais chanfreiné d'un angle de  $45^\circ$  (figure II.12) à une position  $A_{opt}$  correspondant à la distance entre le milieu du chanfrein et le sommet du coude droit,  $W_{SIW}$  indique la largeur du guide d'ondes rectangulaire en technologie SIW. Plusieurs investigations ont été faites pour trouver la position optimale du chanfrein. Les figures II.13 et II.14 montrent l'influence de la position du chanfrein sur la réponse du coude suivant le mode  $TE_{10}$  dans la bande [12-18] GHz. Pour  $A_{opt}=0.7W_{SIW}$ , le chanfrein entraîne une nette atténuation du champ guidé (Figure II.13). Tandis que pour  $A_{opt}=W_{SIW}$  le champ est guidé correctement jusqu'à la sortie du guide (figure II.14).

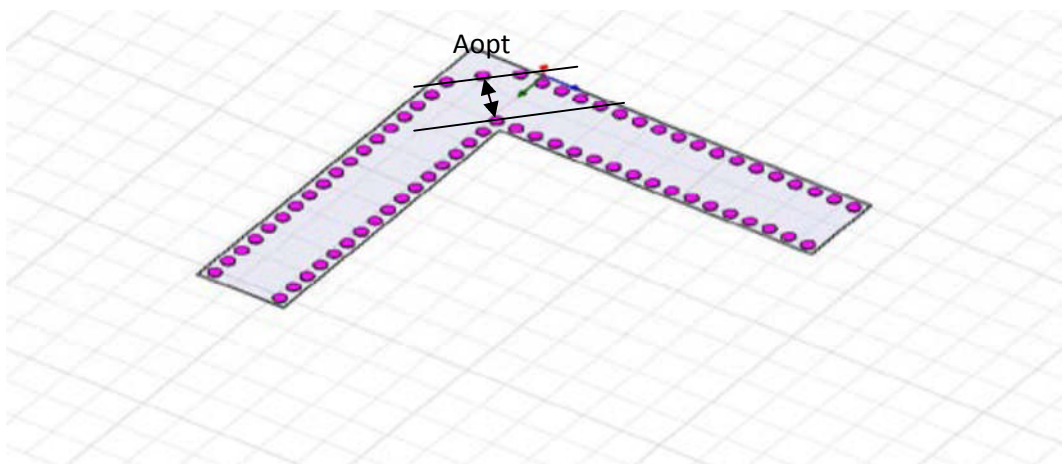


Figure II.12: Position  $A_{opt}$  du chanfrein

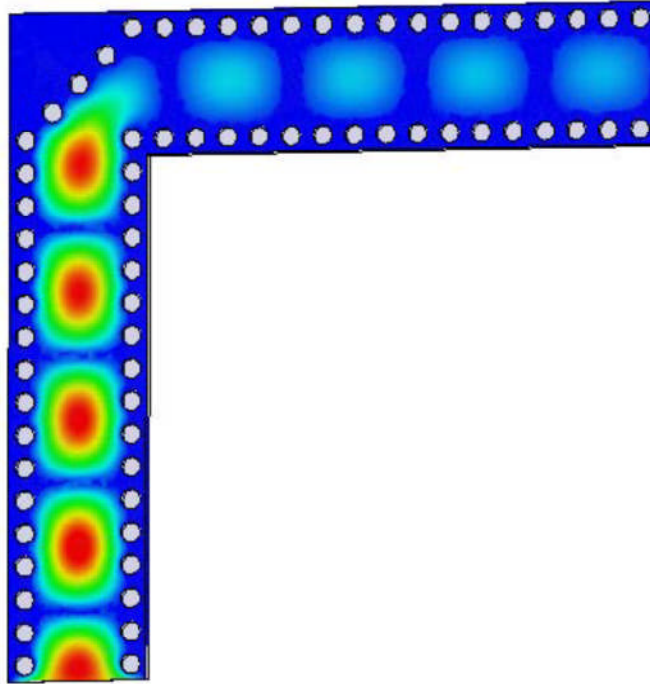


Figure II.13: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  d'un coude droit SIW chanfreiné à  $45^\circ$ ,  $A_{opt}=0.7W_{SIW}$  à la fréquence  $f=12GHz$

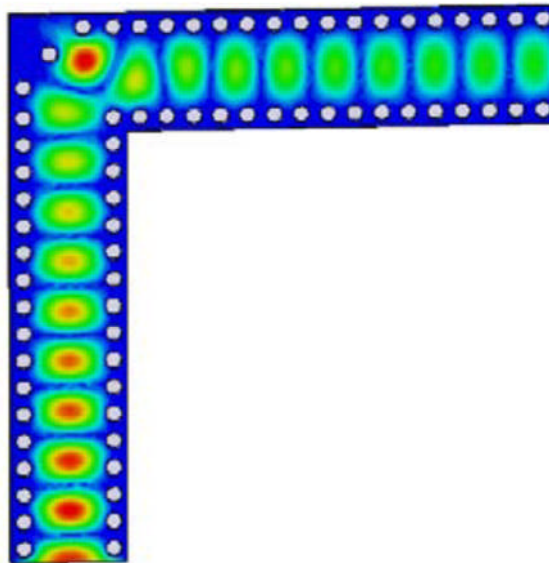


Figure II.14: Cartographie du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du coude droit SIW chanfreiné,  $A_{opt}=W_{SIW}$  à la fréquence  $f=18GHz$

La figure II.15 montre l'évolution du coefficient de transmission  $S_{21}$  dans la bande Ku, d'un coude droit, d'un coude droit chanfreiné à deux positions  $A_{opt}=0.7W_{SIW}$  correspondant à l'inclinaison de  $45^\circ$  et  $A_{opt}=W_{SIW}$  et d'un guide d'ondes rectangulaire uniforme. Cette comparaison démontre que la réponse du coude droit chanfreiné avec  $A_{opt}=W_{SIW}$  est

identique à celle d'un guide d'ondes rectangulaire uniforme. Aussi, la figure II.16 présente l'effet de la position du chanfrein traduit par différentes positions  $A_{opt}$ . Ainsi la position optimale du chanfrein correspond à  $A_{opt}=W_{SIW}$ ; ce qui confirme encore une fois la position optimale  $A_{opt} = 0.976W_{SIW} \approx W_{SIW}$  qui est un résultat mentionné en chapitre I.

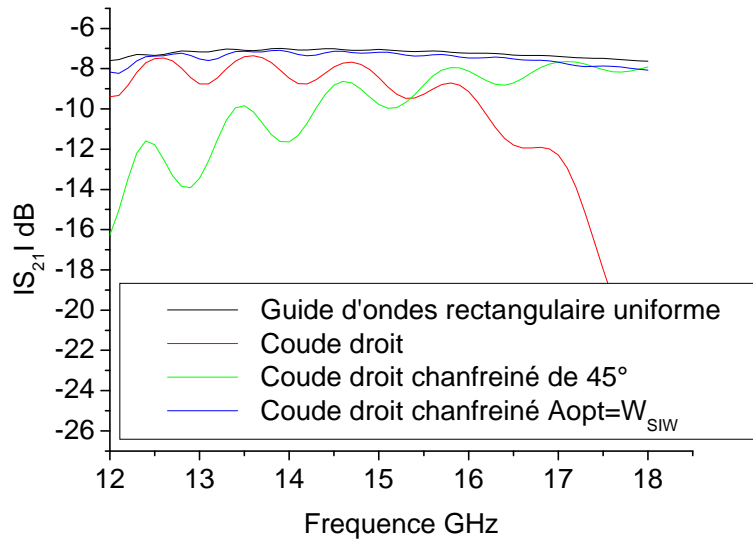


Figure II.15: Module du coefficient de transmission  $S_{21}$

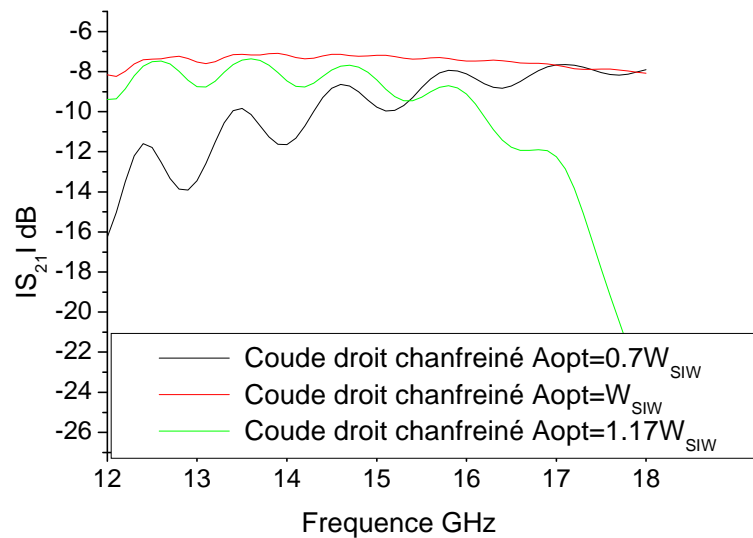


Figure II.16: Module du coefficient de transmission  $S_{21}$  pour différentes valeurs de  $A_{opt}$

D'autres manipulations affectant la propagation des ondes, ont été menées sur la structure SIW [7], [22],[5], [23],[24], tel que le coude (A) où un cylindre métallique est ajouté à l'angle droit de la paroi gauche afin de réduire l'épaisseur (figure II.17), le coude (B) est un

coude chanfreiné dans lequel un cylindre métallique déplacé du coin de l'angle droit de la paroi droite (figure II.18) et le coude circulaire (C) avec le coin arrondi figure (II.19). Ces figures illustrent aussi la distribution du champ électrique  $TE_{10}$  dans ces structures munies de coudes.

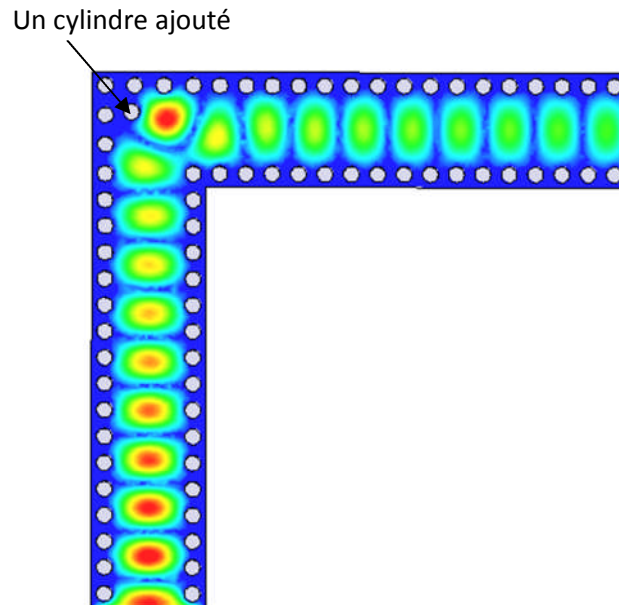


Figure II.17 (A): Cartographie à la fréquence  $f=18\text{GHz}$  d'un coude droit SIW avec un cylindre métallique ajouté au coin gauche

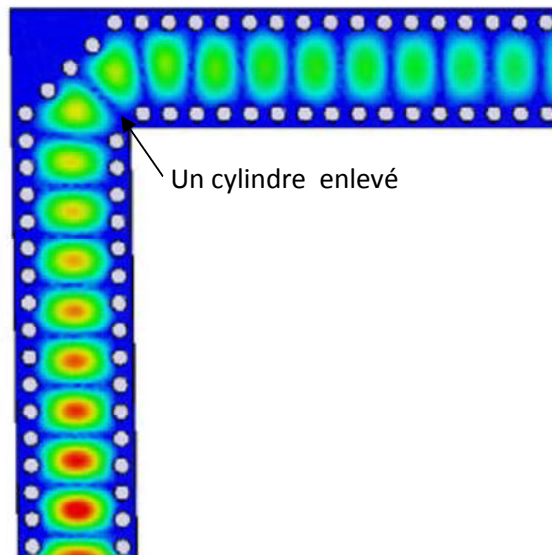


Figure II.18 (B): Cartographie à la fréquence  $f=18\text{GHz}$  d'un coude droit SIW chanfreiné  $45^\circ$ , sans cylindre métallique au coin droit



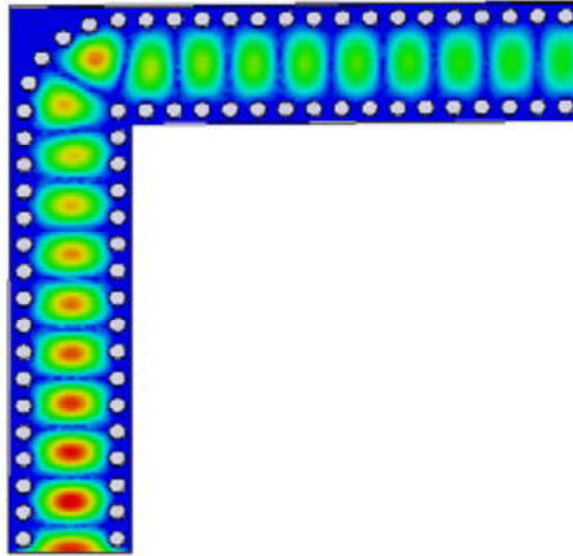


Figure II.19 (C): Cartographie à la fréquence  $f=18\text{GHz}$   
d'un coude circulaire SIW

Le tracé des coefficients de transmission, présenté sur la figure II.20, montre que les trois coudes chanfreinés A, B, C et le guide rectangulaire uniforme ont des coefficients  $S_{21}$  relativement comparables. Le meilleur résultat de guidage à faibles pertes est obtenu avec le coude circulaire (cas C). On observe aussi, à travers la figure II.21, que les coudes A, B, C et le coude chanfreiné tel que  $A_{\text{opt}} = W_{\text{SIW}}$ , ont des coefficients de transmission  $S_{21}$  cohérents. Ces résultats confirment que ces différents coudes chanfreinés sont très efficaces pour transmettre un signal avec de faibles pertes par réflexion.

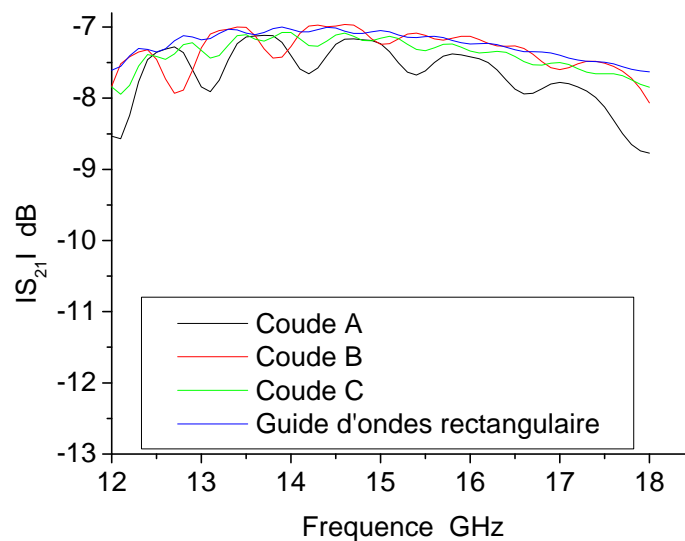


Figure II.20: Module du coefficient de transmission  $S_{21}$

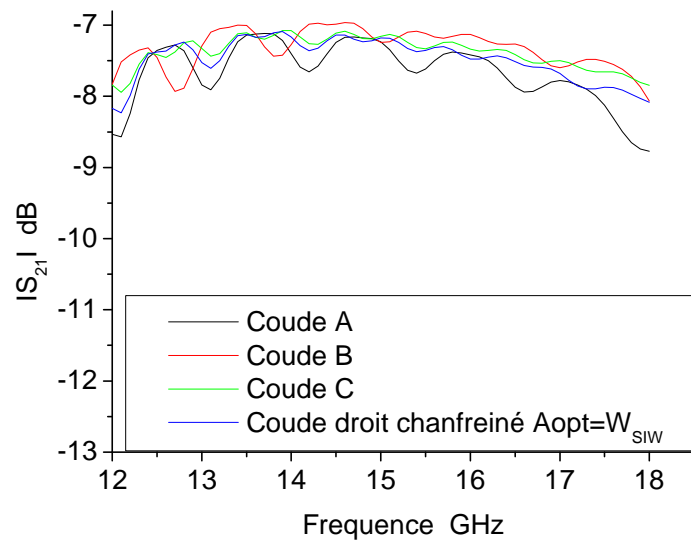


Figure II.21: Comparaison des coefficients de transmission  $S_{21}$

Les figures II.22 à II.24, illustrant la distribution du champ électrique du mode fondamental  $TE_{10}$  et le module du coefficient de transmission  $S_{21}$ , confirment aussi que la position optimale du chanfrein est  $A_{opt}=W_{SIW}$ , pour le coude droit conçu en technologie SIW dans la bande de fréquences [26,5-40] GHz.

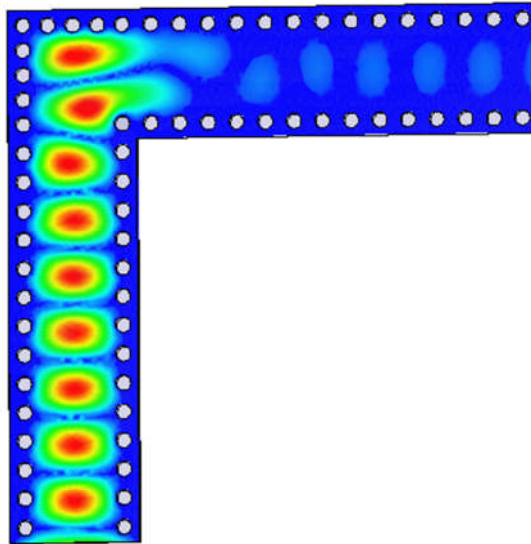


Figure II.22: Tracé de la distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du coude droit SIW à la fréquence  $f=40$ GHz

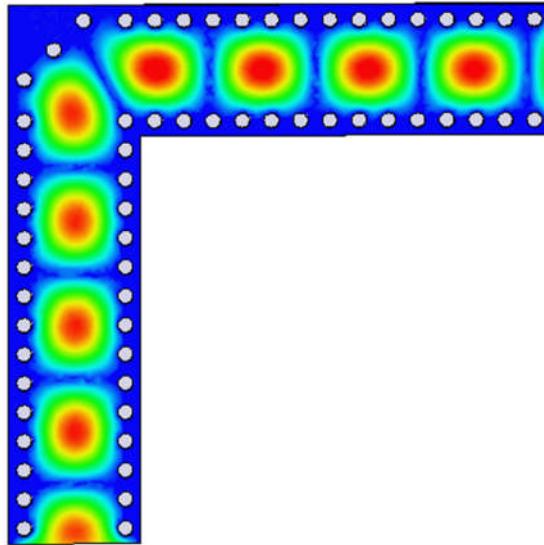


Figure II.23: Tracé de la distribution du champ électrique du  $TE_{10}$  du coude droit SIW chanfreiné,  $A_{opt}=W_{SIW}$  à la fréquence  $f=28\text{GHz}$

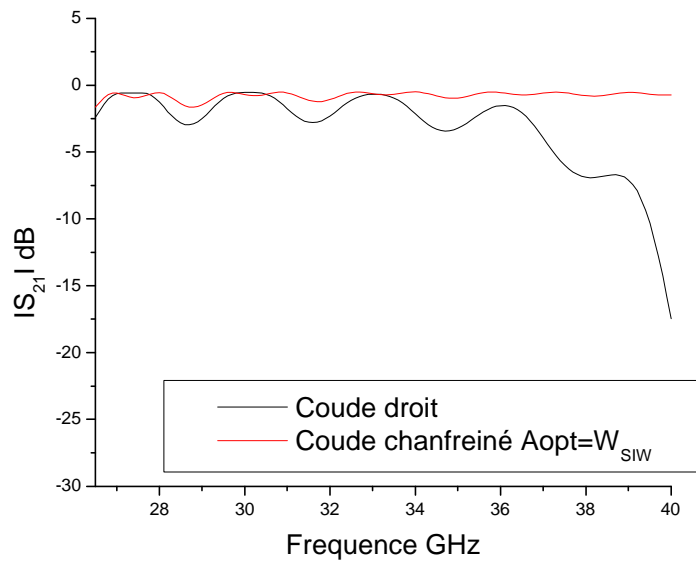


Figure II.24: Comparaison des coefficients de transmission  $S_{21}$

## II.5-Conclusion

Afin de rallier les avantages des technologies planaires et des technologies guides d'ondes, l'idée de guides intégrés au substrat SIW a été avancée. Cette pratique fournit une grande flexibilité de conception, car plusieurs types de guides d'ondes peuvent être combinés sur le même support. À travers cette étude on a montré l'influence de la géométrie des coudes chanfreinés dans la technologie SIW. On a déterminé les coefficients de transmission  $S_{21}$  et on a tracé la cartographie du champ électrique pour le mode  $TE_{10}$ . Une bonne cohérence entre la simulation sous HFSS et les résultats d'autres auteurs tirés des références bibliographiques a été obtenue. L'analyse de la compensation de la discontinuité du coude droit SIW d'un guide d'ondes rectangulaire, montre que la position optimale et idéale du chanfrein est obtenue avec  $A_{opt} = 0.976W_{SIW} \# W_{SIW}$ , où  $W_{SIW}$  est la largeur du guide d'ondes en technologie SIW. Par conséquent, il s'avère important de maintenir une largeur uniforme  $W_{SIW}$  le long du coude afin d'obtenir un signal de transmission efficace. Toutes ces structures offrent des performances similaires, mais le choix de la méthode pour la compensation de la discontinuité du coude droit SIW d'un guide d'ondes rectangulaire dépend en finale des contraintes de réalisation.

Une fois le RSIW conçu, il reste à adapter ses impédances d'entrée et de sortie à l'impédance de la ligne de transmission permettant son excitation ou sa connexion avec d'autres circuits. Cette adaptation nécessite un transformateur d'impédance qui sera analysé en détail dans le chapitre suivant.

## Bibliographie

- [1] "Substrate Integrated Waveguide" [www.microwaves101.com/encyclopedia](http://www.microwaves101.com/encyclopedia).
- [2] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, G. Conciauro, "Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguide" *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, Vol. 12, No. 9, pp. 333-335, 2002.
- [3] D. Deslandes and K. Wu, "Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components," *Europ. Microw. Conf.*, pp.1-4, Oct. 2002.
- [4] Ke Wu, Dominic Deslandes, and Yves Cassivi "The Substrate Integrated Circuits - A New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics" *Microwave review* December 2003.
- [5] Asanee Suntives, "High-Speed Data Transmission Using Substrate Integrated Waveguide-Type Interconnects", Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montreal, Quebec, Canada February 2009.
- [6] Nathan Alexander Smith, "Substrate Integrated Waveguide Circuits and Systems" "Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montréal, Québec, Canada May 2010.
- [7] D. Deslandes and K.Wu, "Accurate Modeling Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated waveguide", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol.54, no6, June 2006.
- [8] Y. J. Ban "Tunable Ferrite Phase Shifters Using Substrate Integrated Waveguide Technique" "Département de Génie Electrique Ecole Polytechnique de Montreal Décembre 2010.
- [9] Dominic Deslandes and Ke Wu, "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* ,Vol 11,No.2,February 2001.
- [10] A. Adabi and M. Tayarani , "Substrate Integration of Dual Inductive Post Waveguide Filter", *Electrical Engineering Department IUST University Narmak, Tehran, Iran Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 7, 321–329, 2008.
- [11] Tan Ke-jun, Luan Xiu-zhen, "Compact Directional Coupler Based on Substrate integrated Waveguide", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* -September 2009
- [12] Z.C. Hao, W. Hong, J.X. Chen, H.X. Zhou and K. Wu, "Single-layer substrate integrated waveguide directional couplers", *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, Vol. 153, No. 5, October 2006.
- [13] Z. C. Hao, W. Hong, J. X. Chen, X. P. Chen and K. Wu, "Planar diplexer for microwave integrated circuits", *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, Vol. 152, No. 6, December 2005.
- [14] Xinyu Xu, Renato G. Bosisio and Ke Wu, "A New Six-Port Junction Based on Substrate Integrated Waveguide Technology", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 53, No. 7, July 2005.
- [15] Wu Li-nan. Zhang Xu-chun. Tong Chuang-ming. Zhou Ming "A New Substrate Integrated Waveguide Six-port Circuit" "Missile Institute of Air Force Engineering University Sanyuan Shanxi 713800, China , 2010 IEEE
- [16] Wenquan Che, Xiao Jing Ji, Edward K. N. Yung, "Miniaturized Planar Ferrite Junction Circulator in the Form of Substrate-Integrated Waveguide", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering* 2007 .
- [17] Zhongli Shi, Zhenhai Shao, "Design of Ka-Band Substrate Integrated Waveguide Circulator", *International conference on Computational problem solving (ICCP)*, pp.260-262, 2010

- [18] L. Yan and W. Hong, "Investigations on the Propagation Characteristics of the Substrate Integrated Waveguide Based on the Method of Lines," Proc. Inst. Elect. Eng. H, vol. 152, no. 1, pp. 35–42, 2005.
- [19] User's guide – High Frequency Structure Simulator (HFSS), v11.0 Ansoft Corporation
- [20] Teis Coenen, "Analysis and Design of Post Wall Waveguides for Applications in SIW", the Telecommunication Engineering group of the Faculty of Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science of the University of Twente Enschede, The Netherlands.
- [21] Serge Verdeyme, Dominique Baillargeat, Hamid Meghdadi, Jean-Charles Poux « Simulation 3D HFSS de filtres », rapport projet ETI2 institut de recherche Limoges Novembre 2005 – Mai 2006
- [22] Wenquan Che , Dapeng Wang , Kuan Deng , Lei Xu , and Y. L. Chow , "Characteristics of H-Plane Rectangular Waveguide Bends Integrated into Thin Substrate". Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE, p1969-p1972
- [23] B. Rahali, M. Feham, J.Tao, "Design of Chamfered Bends by Movable Metal Grid", International Conférence on Electrical Engineering ,Electronics and Automatics ICEEA'10, University of Bejaia, novembre2010, Algeria, [www.univ-bejaia.dz](http://www.univ-bejaia.dz) .
- [24] Rahali Bochra, Feham Mohammed, Junwu TAO, "Design of optimal chamfered bends in Rectangular Substrate Integrated Waveguide", IJCSI, International Journal of Computer Science Issues, Vol. 8, Issue 4, No 2, July 2011.

## **CHAPITRE III**

### **Adaptation du Guide d'Ondes en Technologie SIW**

# Chapitre III: Adaptation du Guide d'Ondes en Technologie SIW

## III.1-Introduction

La dernière décennie a vu la naissance de plusieurs composants SIW en guide d'ondes rectangulaires [1], très utilisés dans la conception des systèmes d'émission et de réception microondes. Cependant ces composants doivent être connectés avec les structures planaires, de sorte qu'ils aient une intégration complète.

En effet la technologie planaire s'est énormément développée, principalement pour deux raisons, la première est que la réalisation d'un circuit planaire est très peu coûteuse, la seconde est que cette technologie se combine aisément aux circuits intégrés, planaires eux aussi.

Le mécanisme par lequel une onde électromagnétique, se propageant dans un milieu donné (exemple: une onde TE dans un guide d'onde) soit couplée à une autre ligne de transmission (exemple: une onde quasi-TEM dans une ligne microruban [2]), est appelé une transition microonde [3]. Dans notre étude, on s'intéresse aux transitions permettant d'interconnecter des RSIW à des lignes de transmission planaires.

Ce sont donc des éléments indispensables de la plate-forme d'intégration, car ils permettent d'assembler les circuits. Plusieurs groupes de recherche se sont intéressés à ces circuits passifs et de nombreux articles ont été publiés sur l'adaptation des dispositifs microondes à des lignes de transmission.

Dans ce cadre, nous envisageons l'analyse complète des transitions en lignes planaires afin de réaliser une adaptation d'impédance parfaite entre des dispositifs en technologie SIW et des lignes de transmission microrubans.

## III.2-La ligne microruban

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

La ligne microruban [2] (figure III.1) est l'une des structures de guidage pour circuits microondes parmi les plus connues, utilisée en micro-électronique pour confectionner des circuits planaires (miniaturisation) réalisant des fonctions données. Elle est constituée d'un plan de masse parfaitement conducteur sur lequel est déposé un substrat diélectrique dont sa surface supérieure est le siège d'un ruban conducteur. Le substrat est caractérisé par sa permittivité  $\epsilon_r$  et son épaisseur  $h$  tandis que le ruban est caractérisé par son épaisseur  $t$  et sa largeur  $W$ .



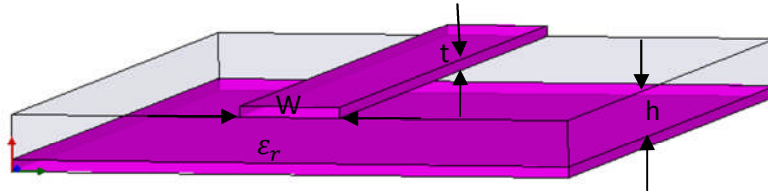


Figure III.1: Structure de la ligne microruban

Le champ électromagnétique est guidé dans le substrat, entre le plan de masse et la ligne. Bien que sa géométrie soit relativement simple, cette structure ne supporte pas une onde TEM (Transverse Electro Magnétique) pure. Parce que les lignes de champ entre les deux couches conductrices ne sont pas localisées uniquement dans le diélectrique, mais se perdent également dans l'air (Composante longitudinale non nulle), on a alors des modes hybrides. Le mode fondamental de cette structure est alors un mode hybride qui peut être assimilé à un mode TEM dans sa gamme des fréquences basses. Il est appelé mode quasi-TEM. Afin de simplifier l'étude de cette structure, la notion de ligne effective a été introduite. Elle consiste à rechercher une modélisation équivalente par une ligne à diélectrique homogène illimité dont la permittivité (effective) est liée aux différents milieux constituant la ligne.

Lors de l'étude des lignes microrubans, l'analyse consiste à déterminer à partir des paramètres physiques (dimensions et permittivité), la permittivité effective et la largeur effective nécessaires à la détermination de l'impédance caractéristique de la ligne, et de remplacer la structure réelle par un diélectrique homogène de permittivité  $\epsilon_{\text{eff}}$  (relation (3.1)) et la largeur du ruban par une largeur effective  $W_{\text{eff}}$  (relation (3.2)).

L'impédance caractéristique, établie par Wheeler [2], est donnée par la relation (3.3).

La détermination de l'impédance caractéristique d'une ligne microruban ne peut se faire que si on détermine la permittivité effective  $\epsilon_{\text{eff}}$  et la largeur  $W_{\text{eff}}$  de la ligne.

$$\text{La constante diélectrique effective } \epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} \quad (3.1)$$

La largeur effective du ruban

$$\frac{W_{\text{eff}}}{h} = \begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \text{Ln} \frac{4\pi W}{t}\right) & \text{si } \frac{W}{h} < \frac{1}{2\pi} \\ \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \text{Ln} \frac{2h}{t}\right) & \text{si } \frac{W}{h} > \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (3.2)$$

L'impédance caractéristique :

$$Z_c = \begin{cases} \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \text{Ln} \left( \frac{8h}{W_{\text{eff}}} + \frac{W_{\text{eff}}}{4h} \right) & \text{si } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left( \frac{W_{\text{eff}}}{h} + 1.393 + 0.667 \text{Ln} \left( \frac{W_{\text{eff}}}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1} & \text{si } \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (3.3)$$

$$Z_0 = 120\pi$$

La synthèse de la ligne microruban par la méthode de Wheeler, permet de déterminer les caractéristiques physiques de la ligne (relation (3.4)) pour une impédance caractéristique donnée.

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{4}{\frac{e^{K_1}}{2} - e^{-K_1}} & \text{si } \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{\epsilon_r - 1}{\pi\epsilon_r} \left( \text{Ln}(K_2 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) + \frac{2}{\pi} (K_2 - 1 - \text{Ln}(2K_2 - 1)) & \text{si } \frac{W}{h} > 2 \end{cases} \quad (3.4)$$

$$K_1 = \pi \sqrt{2(\epsilon_r + 1)} \frac{Z_c}{Z_0} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$K_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{Z_0}{Z_c}$$

### III.3-La transition

Le signal transitant par un guide d'ondes, nécessite généralement une transition intermédiaire pour faire un lien entre le circuit planaire en technologie microruban et le guide d'ondes. Cette transition doit permettre d'adapter [4] en impédance le mode fondamental du guide  $TE_{10}$  sur le mode quasi-TEM de la ligne microruban. Une transition doit être simple à réaliser, engendrer un minimum de pertes et l'adaptation doit donc être optimale. Vu que l'impédance au niveau du guide est beaucoup plus importante que celle de la ligne microruban (généralement de  $50\Omega$  dans la gamme des microondes), la conception d'un tel dispositif reste assez compliquée. Les dimensions de cette transition sont optimisées pour fonctionner dans une bande de fréquences donnée.

Les structures de transition entre les circuits planaires et les guides d'ondes rectangulaires traditionnels ont été largement étudiées, et différentes approches d'adaptation d'impédances ont été utilisées en microondes. A titre d'exemple la technique du guide d'onde corrugué [5] considère une transition constituée d'une discontinuité entre une ligne microruban et un guide d'ondes corrugué qui se transforme ensuite en un guide d'ondes rectangulaire métallique. D'autres techniques utilisent une fente située au niveau du plan de masse sous la ligne microruban [6] ou une sonde ou un patch placé au bout de la ligne microruban (figure IV.2).

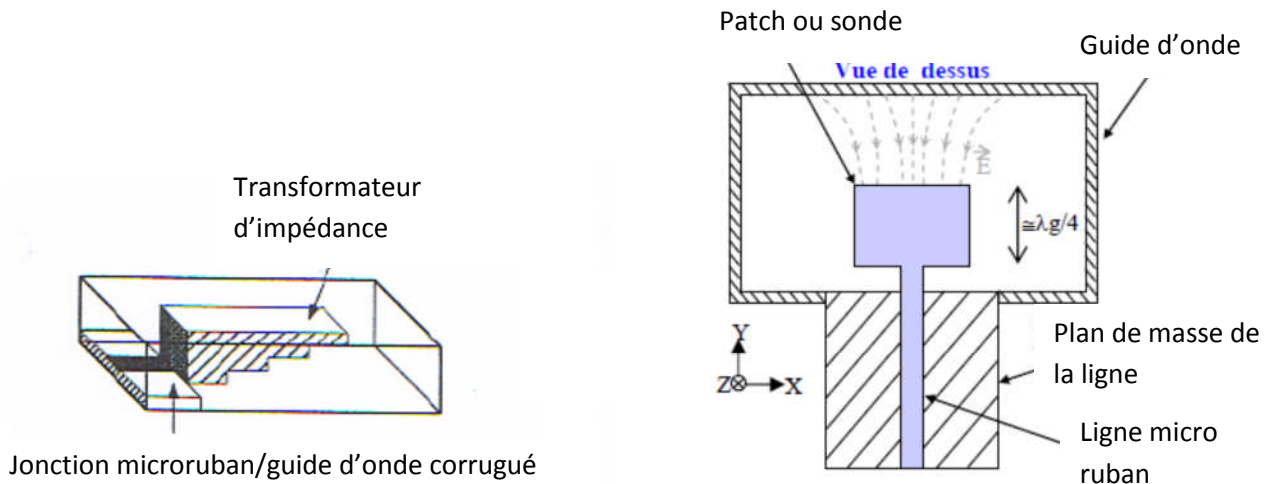


Figure III.2: Exemples de transition ligne microruban-guide d'ondes

D'autre part, depuis que les composants SIW et les circuits planaires ont pu être intégrés sur le même substrat, différentes transitions efficaces ont été proposées pour adapter des guides d'ondes avec les circuits planaires [8]. Nous citons en particulier la transition microruban conique (taper) coplanaire au guide d'onde [9], facilement réalisable.

La nécessité de combiner les deux technologies ensemble, celle du guide d'onde intégré dans le substrat et celle de la ligne microruban, impose de dépasser les dissimilarités physiques et électromagnétiques de ces supports de transmission. Il est apparent que les champs sont, dans les deux cas, polarisés de la même façon, par contre les champs du guide d'onde couvrent une région plus grande par rapport à ceux de la ligne microruban plus concentrés entre le plan de masse et le conducteur (figure III.3).



Guide d'ondes rectangulaire

Ligne microruban

Figure III.3: Lignes de champs dans un guide d'ondes rectangulaire et dans une ligne microruban

Une des manières pour y remédier, consiste donc à forcer les lignes de champ du guide à se concentrer de façon continue.

Une technique a été proposée [9] comme solution à la transformation sans pertes du mode de propagation quasi-TEM dans la ligne microruban au mode fondamental transverse électrique  $TE_{10}$  du guide d'onde. Il s'agit de la transition coplanaire microruban-guide d'ondes (figure III.4), laquelle est très efficace et à large bande.

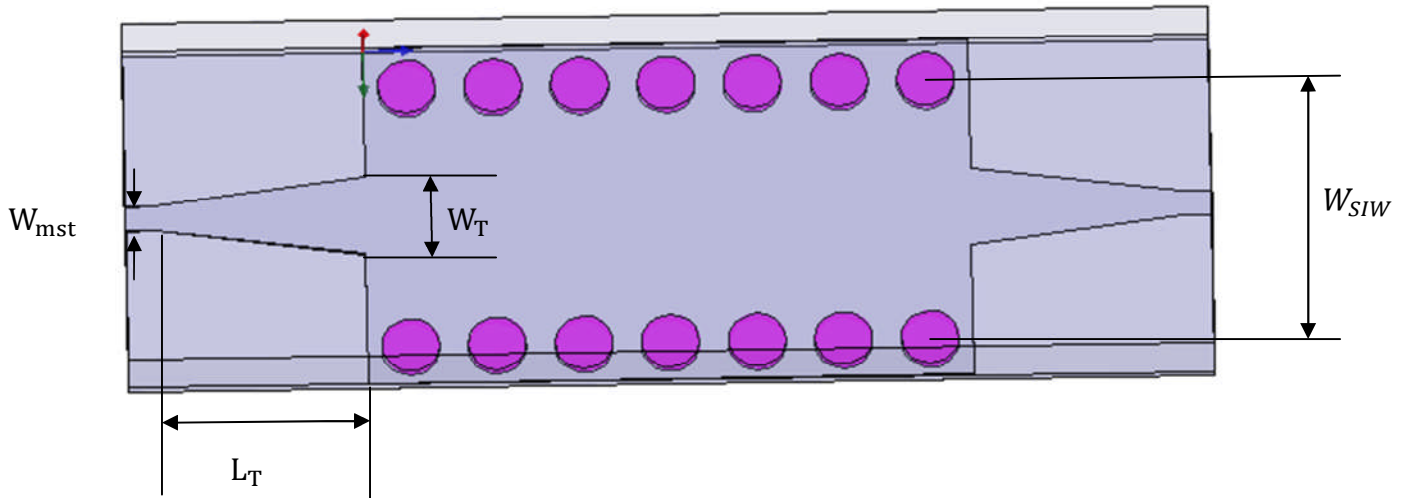


Figure III.4: Guide d'ondes SIW avec transition coplanaire (taper)

Cette transition est conçue essentiellement d'un taper microruban reliant la ligne microruban de largeur  $W_{mst}$  au guide d'onde de largeur  $W_T$ . Le dispositif de transition selon cette étude comporte un substrat diélectrique mince unique dans lequel sont intégrés une ligne microruban, un guide d'onde rectangulaire et un transformateur de mode planaire entre la ligne et le guide d'onde.

Le transformateur de mode assure, outre la transformation du mode quasi-TEM en mode  $TE_{10}$ , la continuité électrique entre la ligne et le guide d'onde. Sur la face du substrat diélectrique supportant le ruban de la ligne, le transformateur de mode comprend un tronçon conducteur en trapèze isocèle dont la petite base  $W_{mst}$  est confondue avec une extrémité du ruban et la grande base  $W_T$  est confondue avec une portion centrale du grand côté d'un accès du guide d'onde. L'autre face du substrat diélectrique est entièrement recouverte d'une couche conductrice servant de plan de masse à la ligne. On réalise la même transition à l'autre accès du guide. Les petits côtés longitudinaux du guide d'onde sont réalisés par deux rangées de trous métallisés pratiquées dans le substrat diélectrique. Ainsi la hauteur (ou l'épaisseur) du guide d'onde peut être réduite avec peu d'influence sur la constante de propagation du mode  $TE_{10}$ , ce qui permet l'intégration du guide d'onde au substrat diélectrique mince de la ligne microruban tout en réduisant les pertes par rayonnement.

L'objectif visé est donc d'associer, au moyen d'un dispositif de transition microonde, une première technologie en ligne microruban à une deuxième technologie en guide d'onde, différente de la première, tout en conservant les avantages de ces deux technologies.

La transition microruban conique est couramment utilisée entre la ligne microruban et les composants SIW [10], [11], [12], elle est reliée directement à la paroi supérieure du SIW.

Le procédé de conception de cette transition nécessite plusieurs simulations parce qu'une optimisation est nécessaire pour résoudre ce problème. La longueur  $L_T$  et la largeur  $W_T$  du taper (figure III.4), doivent être modélisées et optimisées dans la bande de fréquence désirée. Dans ce travail, on exploite HFSS [13] comme outil efficace de conception de guides d'ondes

rectangulaires intégrés au substrat RSIW. Une fois la valeur de la largeur de la ligne microruban  $W_{mst}$  fixée, Il est alors possible d'estimer les valeurs initiales de  $W_T$  et de  $L_T$ . Suite à plusieurs exemples testés dans [14], il s'avère que l'on peut considérer que les valeurs initiales vérifient la relation  $W_T = 0.4 (W_{SIW} - d)$  et  $\frac{\lambda}{2} < L_T < \lambda$  ; où  $\lambda$  est la longueur d'onde du mode quasi-TEM dans la ligne microruban. Le taper microruban est utilisé pour adapter la largeur optimale  $W_T$  à l'impédance d'entrée de la ligne microruban  $W_{mst}$  (figure III.4). Dans la gamme de fréquences millimétriques et pour un substrat avec une permittivité comprise entre 2 et 10, les longueurs  $L_T$  doivent être choisies comme un multiple d'un quart de longueur d'onde afin de minimiser les pertes par réflexion.

Cette transition conique a été largement utilisée, vu que ses performances (faibles pertes et large bande) sont meilleures que d'autres transitions microruban-RSIW [8].

Aussi, dans le but d'avoir une bonne transition entre la ligne microruban et le guide rectangulaire intégré dans un substrat, d'autres travaux [17] proposent de calculer l'impédance du guide  $Z_G$  donnée par:

$$Z_G = Z_{TE} \frac{\pi^2 h}{8W_{eq}} \quad (3.5)$$

Aussi il est nécessaire de calculer l'impédance d'onde  $Z_{TE}$  du mode TE

$$Z_{TE} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\lambda_g}{\lambda} \quad (3.6)$$

L'impédance du guide RSIW est calculée à partir des relations (3.5) et (3.6), et en utilisant la formule (3.4), on peut déduire la valeur initiale  $W_T$  du taper. Sur la base de l'impédance de guidage calculée, la transition conique de la ligne microruban du RSIW, est optimisée par la suite par simulation en utilisant HFSS [13].

Il n'y a eu aucune proposition d'équations analytiques afin d'accélérer le processus de conception de cette transition. Jusqu'à tout récemment, en 2010, les auteurs de la référence [18] ont proposé une étude permettant de déterminer la largeur initiale  $W_T$  du taper reliant une ligne micro ruban à un guide d'ondes rectangulaire à partir des équations analytiques suivantes:

$$\frac{1}{W_{eff}} = \begin{cases} \frac{60}{\eta h} \text{Ln} \left( \frac{8h}{W_T} + \frac{W_T}{4h} \right) & \text{si } \frac{W_T}{h} \leq 1 \\ \left( \frac{Z_0}{\eta h} \left( \frac{W_T}{h} + 1.393 + 0.667 \text{Ln} \left( \frac{W_T}{h} + 1.444 \right) \right) \right)^{-1} & \text{si } \frac{W_T}{h} > 1 \end{cases} \quad (3.7)$$

$$\frac{1}{W_{eff}} = \frac{4.38}{W_{eq}} e^{\frac{-0.627\epsilon_r}{\frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+\frac{12h}{W_T}}}}} \quad (3.8)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi$$

Le taper microruban est utilisé pour ramener la largeur optimale  $W_T$ , trouvée à partir des équations précédentes (3.7), (3.8), à  $W_{mst}$  de la ligne microruban.

Pour faciliter la tâche, on a conçu des programmes sous MATLAB permettant de calculer respectivement  $W_{mst}$  à partir de l'équation (3.4),  $W_{SIW}$  la largeur du guide rectangulaire RSIW à partir des relations (2.3), (2.4) du chapitre II et  $W_T$  à partir des relations (3.7) et (3.8).

Ainsi cette technique peut être exploitée pour trouver une valeur initiale de  $W_T$  à optimiser à l'aide de HFSS en minimisant le coefficient de réflexion  $S_{11}$  au niveau de la ligne microruban.

### III.4-Applications

Cette structure de transition fait usage d'une ligne micro ruban conique pour exciter le mode du guide d'ondes synthétisé en technologie SIW, constitué d'un substrat, de parois latérales formées par des tiges métalliques distancés d'un pas  $p$  de sorte que les pertes par rayonnement soient négligeables.

Cette transition (taper) constitue un dispositif qui transforme le mode quasi-TEM de la ligne micro ruban en mode  $TE_{10}$  dans le guide d'ondes et par conséquent ramène l'impédance caractéristique de la ligne à celle du guide SIW. Elle doit donc assurer une bonne adaptation d'impédance dans la bande de fréquences monomodale  $[1.25 f_{c_{10}} - 1.9 f_{c_{10}}]$  du guide SIW.

A titre d'application de la méthode de conception de transition conique pour adapter des guides en technologie SIW, nous avons analysé à titre d'exemple quatre cas:

#### III.4-1- Première application

La première application concerne l'utilisation du guide RSIW de longueur  $L=25.4\text{mm}$ , fonctionnant dans la bande  $[12-18]$  GHz, analysé dans le paragraphe II-4 du chapitre II. Cette étude vise à montrer une autre méthode pour calculer les dimensions du taper. En effet, en exploitant les relations  $W_T = 0.4 (W_{SIW} - d)$  et  $\frac{\lambda}{2} < L_T < \lambda$  (mentionnées auparavant), on peut calculer  $W_T = 2.8\text{mm}$  et  $5\text{mm} < L_T < 10\text{mm}$ , qui constituent les valeurs initiales des dimensions de la transition. Après optimisation par le logiciel HFSS, on trouve les valeurs finales  $W_T = 3\text{mm}$  et  $L_T = 8\text{mm}$ , assurant un minimum de réflexion.

La figure III.5 relate la cartographie du champ électrique du mode  $TE_{10}$  guidé dans le RSIW adapté à  $50\Omega$  à ses deux extrémités, à la fréquence 15 GHz. Les figures III.6 et III.7 montrent les résultats d'analyse du RSIW sans transition et avec un taper conique de dimensions  $L_T$  et  $W_T$ .

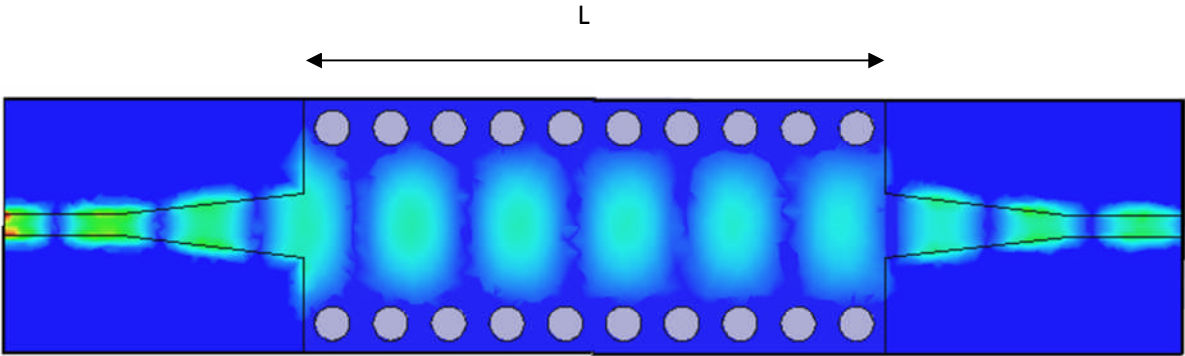


Figure III.5: Distribution du champ électrique du mode TE<sub>10</sub> à f= 15 GHz dans le guide RSIW adapté

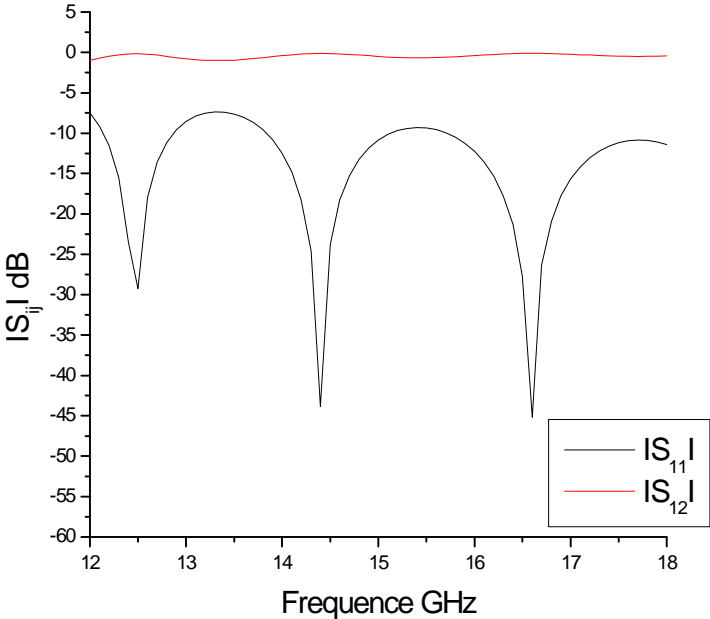


Figure III.6: Coefficients de transmission  $S_{21}$  et de réflexion  $S_{11}$  du RSIW sans transition

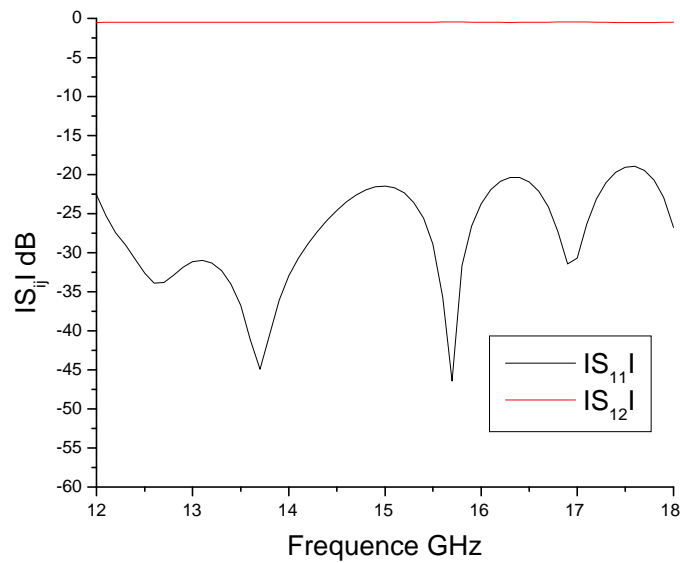


Figure III.7: Coefficients de transmission  $S_{21}$  et de réflexion  $S_{11}$  du RSIW avec taper

La figure III.7 indique que  $S_{11}$  reste inférieur à -15dB sur toute la bande et le module du coefficient de transmission  $S_{12}$  est de l'ordre de 0.458dB sur toute la bande.

### III.4-2- Deuxième application

La deuxième application concerne l'analyse d'un guide RSIW de longueur  $L=3.508\text{mm}$  (figure III.8) dans la bande de fréquences K [18-26.5] GHz, avec un substrat en alumine de permittivité  $\epsilon_r = 9.9$ , de hauteur  $h=0.254\text{mm}$  et des tiges cylindriques métalliques de diamètre  $d=0.254\text{mm}$ , espacées de  $p=0.5\text{mm}$ .

En effet dans la bande K, le guide d'ondes rectangulaire classique vide est le WR42 qui a les dimensions  $a=10.668\text{mm}$  et  $b=4.318\text{mm}$ . Sa fréquence de coupure  $f_{c_{10}} = \frac{c}{2a} = 14.06\text{ GHz}$ . A partir de cette fréquence de coupure on détermine la largeur du guide d'ondes équivalent  $W_{eq}$  en utilisant la relation (2.7) présentée en chapitre II; ce qui donne  $W_{eq}=3.39\text{mm}$ . En exploitant les relations (2.3), (2.4), (3.4), (3.7) et (3.8), on arrive à déterminer  $W_{mst}=0.203\text{mm}$ ,  $W_{SIW}=3.55\text{mm}$ ,  $W_T=1.554\text{mm}$ . Ces résultats constituent un point de départ, pour la conception du composant RSIW, qui va être optimisé par la suite sous HFSS [13]. Après optimisation, on trouve :  $W_T=1.44\text{mm}$  et  $L_T=5.5\text{mm}$ .

La figure III.8 illustre le tracé de la cartographie du champ électrique du mode  $TE_{10}$  guidé dans ce RSIW adapté à  $50\Omega$  à ces deux extrémités, à la fréquence 22 GHz. Les figures III.9, III.10 et III.11 montrent respectivement les réponses fréquentielles du guide RSIW sans adaptation (sans taper), du taper (transition) isolé et du guide RSIW adapté, où l'on note l'amélioration de la réponse du guide RSIW adapté dans toute la bande K [18-26.5] GHz.



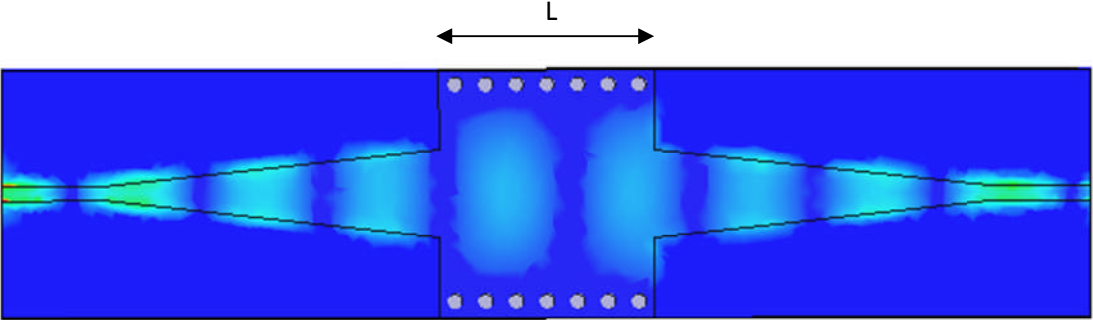


Figure III.8: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  à  $f= 22$  GHz dans le guide RSIW adapté

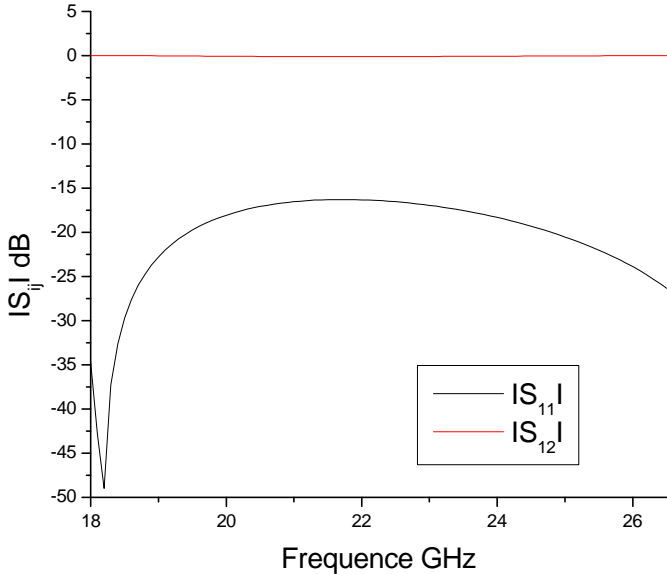


Figure III.9: Modules de  $S_{11}$  et  $S_{12}$  pour le RSIW sans transition

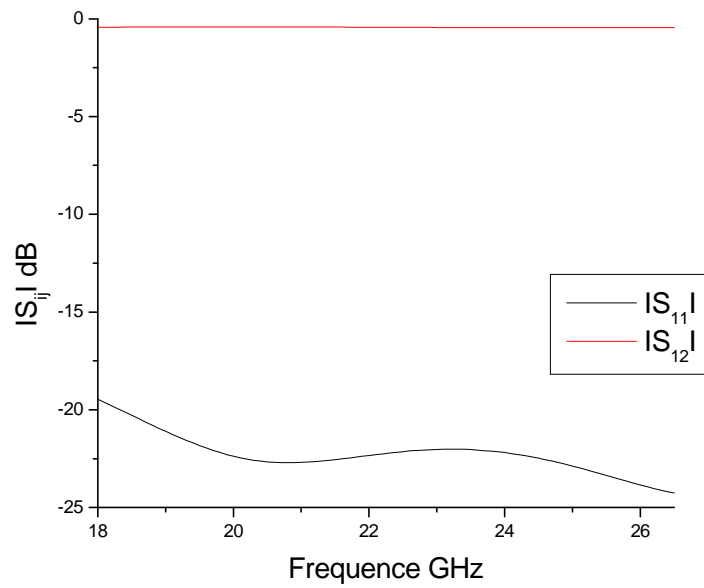


Figure III.10: Modules de  $S_{11}$  et  $S_{12}$  du taper isolé

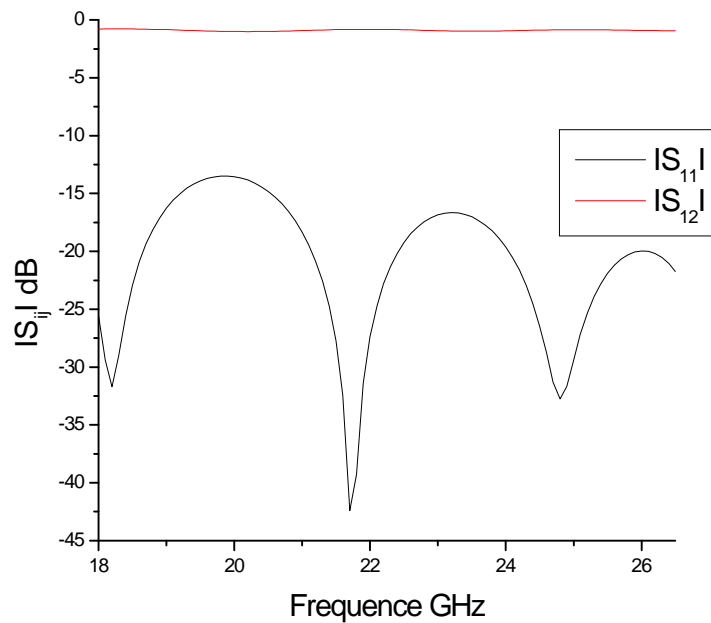


Figure III.11: Modules de  $S_{11}$  et  $S_{12}$  du RSIW adapté avec taper

La figure III.11 indique que le module de  $S_{11}$  reste inférieur à -15dB sur plus de 25.3% de la bande de fréquence et le module du coefficient de transmission  $S_{12}$  est de l'ordre de 0.93 dB sur toute la bande.

### III.4-3- Troisième application

Le RSIW de la troisième application est conçu à base d'un substrat en Duroid de permittivité  $\epsilon_r = 2.2$ , de hauteur  $h=0.508\text{mm}$ , de longueur  $L=9.89\text{mm}$  et des tiges cylindriques métalliques de diamètre  $d=0.77\text{mm}$ , espacées de  $p=1.52\text{mm}$ , fonctionnant dans la bande de fréquences [24-38] GHz (figure III.12). En considérant  $1.9f_c = 38\text{ GHz}$ , on déduit  $f_c = 20\text{ GHz}$ .

A partir de cette fréquence de coupure on détermine  $W_{eq}=5.056\text{mm}$  (relation (2.7)) du guide d'ondes rectangulaire équivalent rempli de diélectrique de permittivité  $\epsilon_r = 2.2$  et de hauteur  $h$ . En suivant la même démarche de conception de la transition conique en ligne microruban, on calcule ensuite  $W_{SIW} = 5.57\text{mm}$  et  $W_T=1.272\text{mm}$ , pour finalement trouver après optimisation  $W_T=1.55\text{mm}$  et  $L_T=1.57\text{mm}$  traduisant les dimensions du taper.

La figure III.12 relate la cartographie du champ électrique du mode  $TE_{10}$  guidé dans le RSIW adapté à  $50\Omega$  à ces deux extrémités, à la fréquence 30 GHz. Les figures III.13, III.14 et III.15 montrent respectivement les réponses fréquentielles du guide RSIW sans adaptation, du taper isolé et du guide RSIW adapté dans la bande [24-38] GHz.

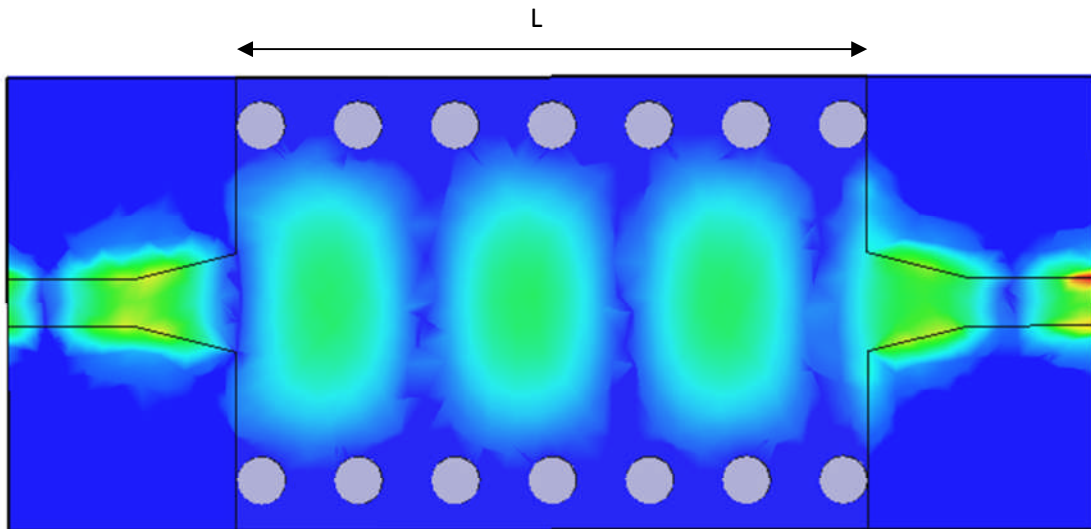


Figure III.12: Cartographie du champ électrique du mode  $TE_{10}$  pour le RSIW à  $f=30\text{ GHz}$

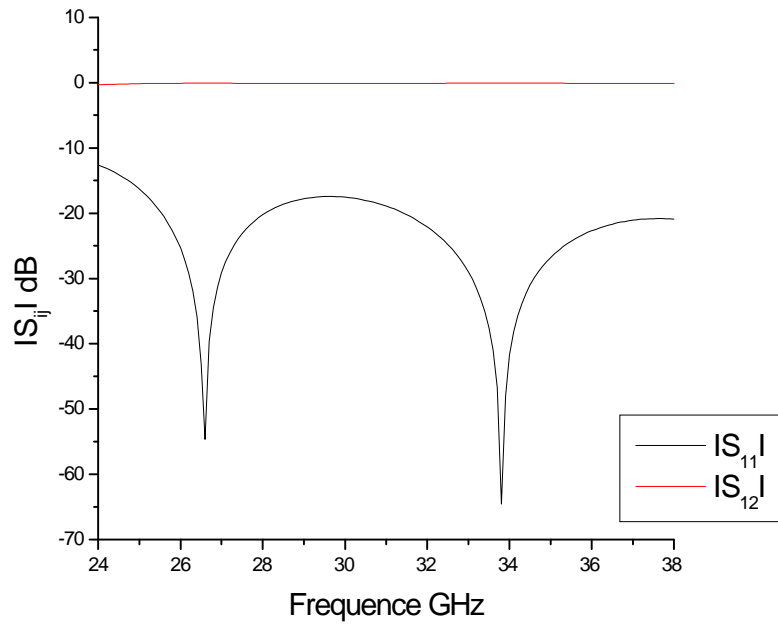


Figure III.13: Modules de  $S_{11}$  et  $S_{12}$  pour le RSIW sans transition

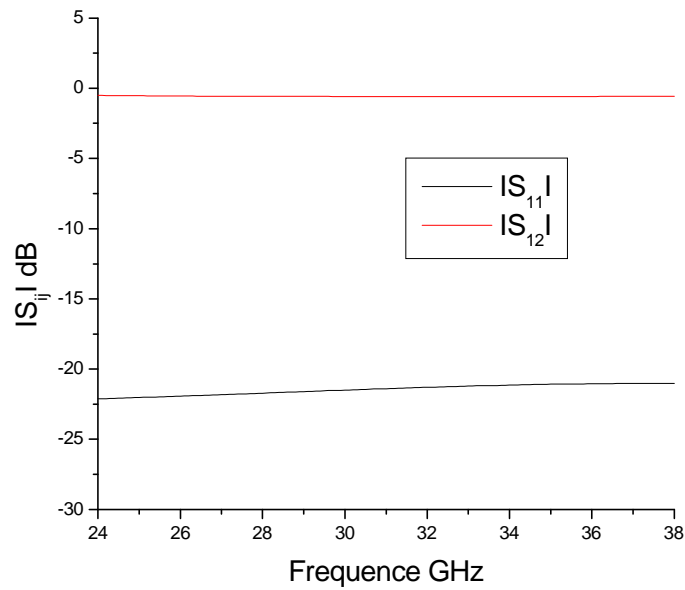


Figure III.14: Modules de  $S_{11}$  et  $S_{12}$  pour le taper isolé

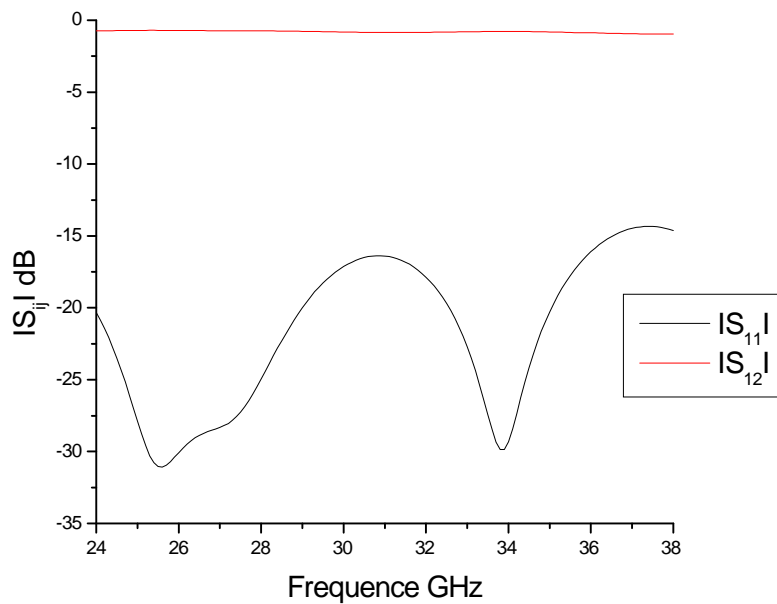


Figure III.15: Modules de  $S_{11}$  et  $S_{12}$  pour le RSIW avec taper (adapté)

La figure III.15 indique que  $S_{11}$  reste inférieur à -15dB sur toute la bande et le module du coefficient de transmission  $S_{12}$  est de l'ordre de 0.73 dB sur toute la bande.

### III.4-4- Quatrième application

La quatrième application concerne un RSIW de longueur  $L=2.8\text{mm}$  (figure III.16) à base d'un substrat en cristaux liquides (Polymères) de permittivité  $\epsilon_r = 3.15$ , de hauteur  $h=0.15\text{mm}$  et de tiges cylindriques métalliques de diamètre  $d=0.2\text{mm}$  espacées de  $p=0.4\text{mm}$ , fonctionnant dans la bande de fréquence [50-75] GHz.

Le guide d'ondes rectangulaire classique, fonctionnant dans cette bande de fréquence, est le WR15 ayant les dimensions  $a=3.759\text{mm}$  et  $b=1.88\text{mm}$ . Sa fréquence de coupure du mode  $TE_{10}$  est  $f_{c10} = \frac{c}{2a} = 39.904\text{ GHz}$ .

En suivant la même démarche de conception de la transition conique en ligne microruban, présentée dans la première application, on trouve  $W_{eq}=2.118\text{mm}$ , traduisant la largeur du guide d'ondes rectangulaire équivalent. On calcule ensuite  $W_{SIW}=2.237\text{mm}$  et  $W_T=0.643\text{mm}$ , pour finalement trouver après optimisation  $W_T=0.77\text{mm}$  et  $L_T=1.57\text{mm}$  constituant les dimensions du taper.

La figure III.16 relate la cartographie du champ électrique du mode  $TE_{10}$  guidé dans le RSIW adapté à  $50\Omega$  à ces deux extrémités, à la fréquence 60 GHz. Les figures III.17, III.18 et III.19 montrent respectivement les réponses fréquentielles du guide RSIW sans adaptation, du taper isolé et du guide RSIW adapté dans la bande [50-75] GHz.

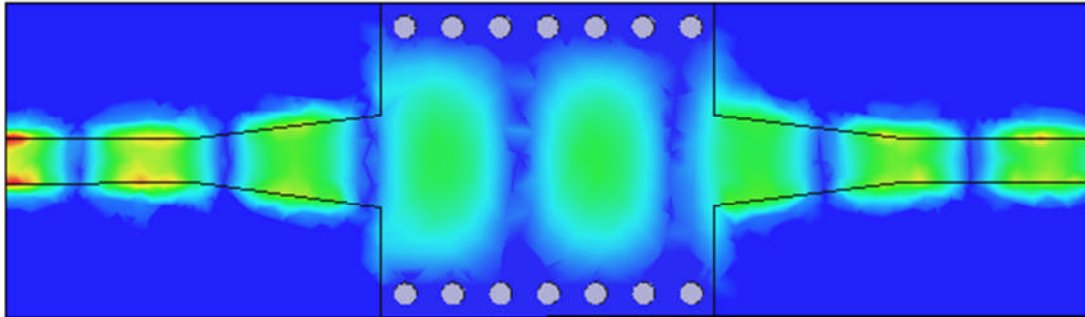


Figure III.16: Cartographie du champ électrique TE<sub>10</sub> du RSIW à  $f=60$  GHz

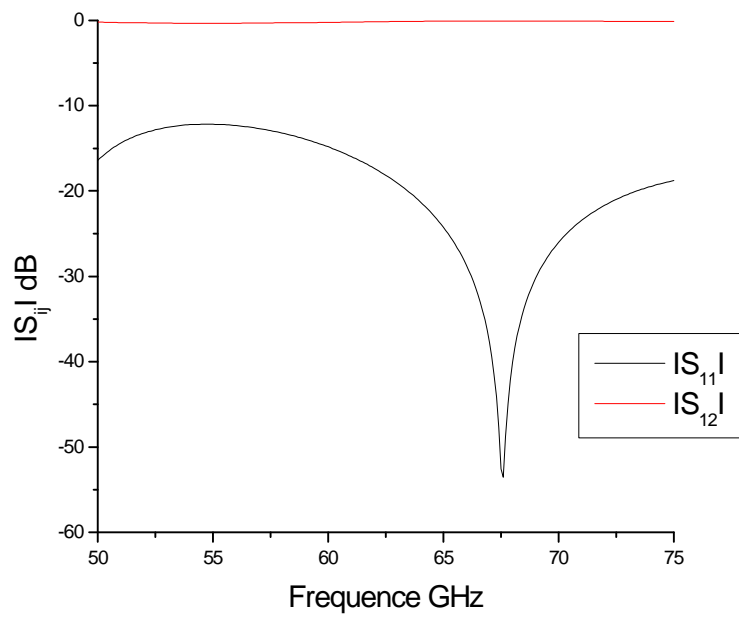


Figure III.17: Modules de  $S_{11}$  et  $S_{12}$  du RSIW sans transition

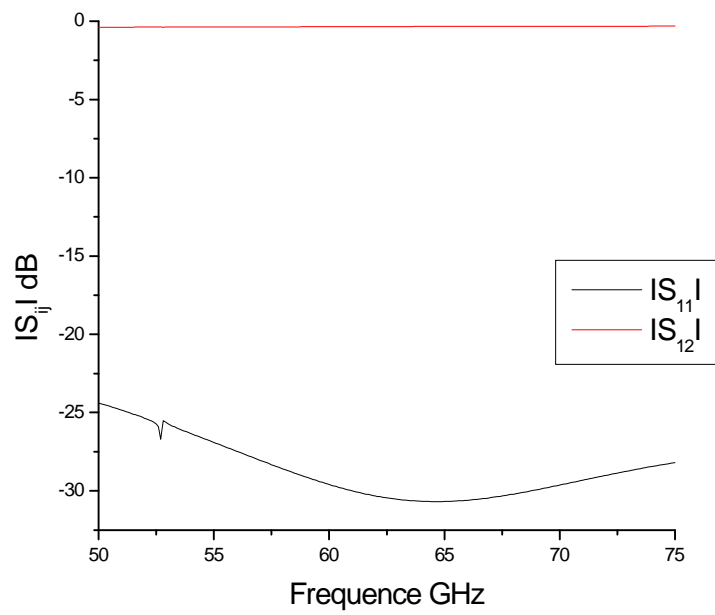


Figure III.18: Modules de  $S_{11}$  et  $S_{12}$  du taper isolé

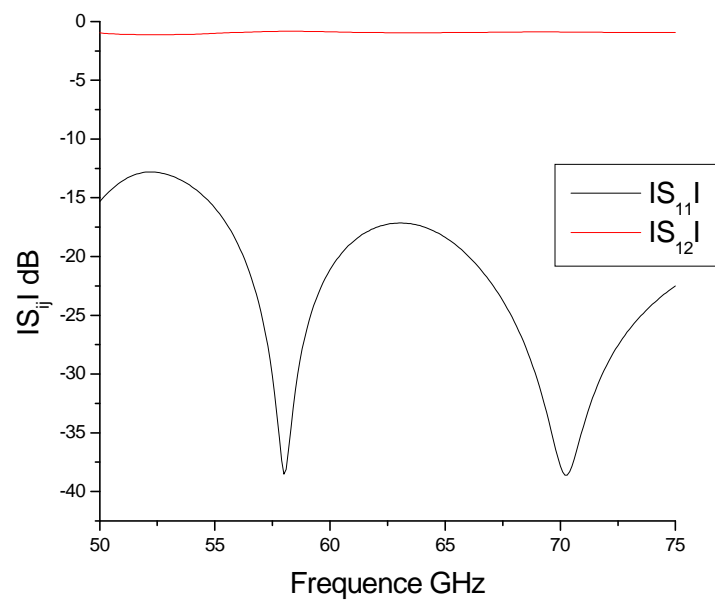


Figure III.19: Modules de  $S_{11}$  et  $S_{12}$  du RSIW avec taper (adapté)

La figure III.19 indique que  $S_{11}$  reste inférieur à -15dB sur plus de 31.51% de toute la bande et le module du coefficient de transmission  $S_{12}$  est de l'ordre de 0.88 dB sur toute la bande.

Le concept proposé est utilisé dans la modélisation d'un grand nombre de composants SIW [1] [14] [15] [16]. Cette technologie planaire [8] intégrant la ligne micro ruban et le RSIW, permet la conception d'un circuit intégré complètement plan de microruban et de guide d'ondes sur le même substrat sans assemblage mécanique.

### **III.5-Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté la démarche à suivre pour la conception d'un guide d'ondes en technologie SIW, adapté à  $50 \Omega$  à ses deux extrémités à l'aide de transition conique (taper). Cette étude repose sur la détermination de paramètres initiaux du taper à partir de plusieurs formules citées, puis une optimisation de ces paramètres à l'aide du logiciel HFSS. L'optimisation est d'autant plus rapide que le point de départ est situé près du point optimal. Nous avons donc établi un programme qui permet de trouver des dimensions de départ rapprochées des dimensions optimales. Afin de valider cette technique, nous avons conçu et analysé plusieurs guides RSIW adaptés dans la gamme des fréquences allant de quelques GHz à environ une centaine de GHz. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de cette solution et démontrent que cette démarche constitue un outil approprié de conception de circuit intégré en technologie SIW complètement planaire sur le même substrat sans assemblage mécanique.

En pratique, le guide RSIW adapté constitue la cellule élémentaire pour la conception et la réalisation d'autres structures en technologie SIW, tels que les coupleurs, les filtres, les multiplexeurs....

Cette procédure sera exploitée dans le chapitre IV pour la conception et l'analyse de plusieurs dispositifs à base de cette technologie, ainsi que la réalisation d'un coupleur en technologie SIW.



## Bibliographie

- [1] D. Deslandes and K. Wu, "Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components", European Microwave Conference, Electrical and Electronic Engineering, pp.1-4, Oct. 2002.
- [2] F. Gardiol, "Traité d'Electricité Hyperfréquences", volume XIII, Ecole Polytechnique Lausanne, Deuxième édition, 1990
- [3] Ting-Yi Huang, Tze-Min Shen and Ruey-Beei Wu, "Design and Modeling of Microstrip Line to Substrate Integrated Waveguide Transitions", Electrical and Electronic Engineering, Chapter 11, "Passive Microwave Components and Antennas", 2010.
- [4] Teis Coenen, "Analysis and Design of Post Wall Waveguides for Applications in SIW", the Telecommunication Engineering group of the Faculty of Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science of the University of Twente Enschede, The Netherlands, 2010.
- [5] H.-W. Yao, A. Abdelmomen, J.-F Liang, K.A. Zaki "A Full Wave Analysis of Micro strip-to-Waveguide Transitions", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, Vol.1, pp. 213-216 -1994.
- [6] Y.-C. Shih, T.-N. Ton, L.Q. Bui "Waveguide-to-Micro strip Transitions for Millimeter-Wave Applications", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, vol.1, pp. 473-475, 1988.
- [8] A. Suntives, R. Abhari "Transition Structures for 3-D Integration of Substrate Integrated Waveguide Interconnects", Microwave and Wireless Components Letters, IEEE Vol.17, No. 10, pp.697-699, 2007
- [9] Dominic Deslandes and Ke Wu, "Integrated Micro strip and Rectangular Waveguide in Planar Form", Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, 2001, pp.68-70
- [10] Ji-Xin Chen, Wei Hong, Zhang-Cheng Hao, Hao Li, and Ke Wu "Development of a Low Cost Microwave Mixer Using a Broad-band Substrate Integrated Waveguide (SIW) coupler", Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, Vol. 16, No. 2, pp.84-86 February 2006
- [11] Wenquan Che, Xiao Jing Ji, Edward K. N. Yung "Miniaturized Planar Ferrite Junction Circulator in the Form of Substrate-Integrated Waveguide", International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering, Vol.18, No.1, pp.8-13, January 2008
- [12] Jin Li Tianlin Dong "Design of a Substrate Integrated Waveguide Power Divider that Uses a Neural Network", International Conference Computer Engineering and Technology (ICCET), Vol.7, pp.448-452, April 2010
- [13] User's guide – High Frequency Structure Simulator (HFSS), v11.0, Ansoft.
- [14] Asanee Suntives "High-Speed Data Transmission Using Substrate Integrated Waveguide-Type Interconnects", Thesis for the degree of Doctor of Philosophy, Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montreal, Quebec, Canada, February 2009.
- [15] Wu Li-nan. Zhang Xu-chun. Tong Chuang-ming. Zhou Ming "A New Substrate Integrated Waveguide Six-port Circuit", Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), International Conference, pp.59-61, 2010.
- [16] Nathan Alexander Smith "Substrate Integrated Waveguide Circuits and Systems", Thesis for the degree of Master of Engineering, Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montréal, Québec, Canada, May 2010.
- [17] Y. Ju. Ban "Tunable Ferrite Phase Shifters Using Substrate Integrated Waveguide Technique", Mémoire de Maîtrise es sciences Appliquées, Département de Génie Electrique, Ecole Polytechnique de Montréal, Décembre 2010

**[18]** Dominic Deslandes “Design Equations for Tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide Transitions”, Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, pp. 704-707, 2010.

## **CHAPITRE IV**

### **Conception de Dispositifs Microondes en Technologie SIW**

# Chapitre IV: Conception de Dispositifs Microondes en Technologie SIW

## IV.1-Introduction

Les guides d'ondes rectangulaires sont largement exploités dans les dispositifs microondes à haut facteur de qualité, grande capacité de puissance et faibles pertes d'insertion. Cependant, ils sont caractérisés par de grandes tailles, une stricte précision dans leur fabrication et leur géométrie non planaire nécessite des transitions complexes pour les associer aux circuits planaires.

Récemment, il y'a eu beaucoup d'intérêt pour le concept SIW [1] permettant l'intégration des guides d'ondes au substrat, en remplaçant les parois latérales métalliques du guide classique par deux rangées de tiges métalliques. La distribution du champ électrique dans le guide SIW est similaire à celle d'un guide rectangulaire classique. Les guides rectangulaires en technologie SIW (notés RSIW) ont les caractéristiques identiques à celles des guides d'ondes classiques remplis de diélectrique, de même hauteur  $h$  mais de largeur équivalente  $W_{eq}$  [2] [3]. Nous avons montré dans le chapitre III qu'il était nécessaire d'adapter le RSIW à ces deux extrémités par des transformateurs d'impédance en ligne microruban conique. Cette nouvelle structure adaptée est à la base de la conception de nombreux dispositifs en technologie SIW tels que les diviseurs de puissance [4], les filtres [5], les circulateurs [6], les coupleurs [7], les déphaseurs [8], les six ports [9]...Nous exposons dans ce chapitre, la conception et l'analyse de plusieurs composants microondes afin de montrer l'importance de la technologie SIW.

## IV.2-Applications

Nous avons conçu et simulé plusieurs composants à base de la technologie SIW en exploitant le logiciel HFSS [10]. Cet environnement numérique est basé sur la MEF permettant une caractérisation électromagnétique rigoureuse de ces structures passives. Nous déduisons par résolution des équations de propagation dans ces milieux, la réponse fréquentielle et la cartographie du champ électromagnétique. Nous présenterons dans ce qui suit, les résultats obtenus pour une vaste gamme de circuits passifs représentant des jonctions multiports.

### IV.2-1-Jonction à deux ports

#### IV.2-1-1- Déphaseur

Le déphaseur est un dispositif qui sert à modifier la phase d'un signal avec un minimum d'atténuation. Il est employé pour mesurer le déphasage introduit par des composants. Il est largement utilisé dans les réseaux d'antennes pour modifier leurs diagrammes de rayonnement. De nombreux types de déphaseurs en guides rectangulaires

existent présentement et sont utilisés dans l'industrie pour maintes applications. Un déphaseur réciproque, adapté et sans perte (parfait) possède la matrice S suivante:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\varphi} \\ e^{j\varphi} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Il existe déjà quelques déphaseurs en technologie SIW cités dans la littérature [8]. Ils sont faciles à fabriquer en ajoutant au guide RSIW des cylindres métalliques de rayon r placés à l'entrée et/ou à la sortie du guide. A titre d'exemple, nous avons analysé le déphaseur de la figure IV.1, conçu dans la bande Ku [12-18] GHz à partir d'un guide d'ondes classique [3]. Les paramètres caractéristiques du guide RSIW et de son guide équivalent sont présentés dans le tableau IV.1.

Guide d'onde classique	Guide équivalent	Guide RSIW
WR62, a=15.799mm, b=7.89mm, $\epsilon_r=1$	$\epsilon_r=4.4, h=0.508\text{mm}, f_c=9.4\text{ GHz}$	$\epsilon_r=4.4, h=0.508\text{mm}, p=2.54\text{mm}, d=1.524\text{mm}, W_{SIW}=8.54\text{mm}$
	$W_{eq}=7.58\text{mm}$	$W_T=2.8\text{mm}, L_T=8\text{mm}, W_{mst}=0.89\text{mm}, L=25.4\text{mm}$

Tableau IV.1: Paramètres caractéristiques

**a/ Cas 1:**

L'une des approches simples de conception d'un déphaseur en technologie SIW est d'exploiter un guide RSIW de longueur L variable. La phase introduite par un tel dispositif est égale à  $(\beta_g L)$ . Il suffit de changer la longueur L en modifiant le nombre de cylindres métalliques pour faire varier cette phase. En utilisant cette approche, nous avons simulé trois structures RSIW de longueurs respectives L, L1 et L2 avec  $L1 < L < L2$ . La figure IV.1 montre aussi la cartographie du champ électrique du mode TE<sub>10</sub>, guidé de l'entrée à la sortie de ce déphaseur à la fréquence 15 GHz. La figure IV.2 illustre la phase de la fonction de transfert S<sub>12</sub> de ce déphaseur avec des longueurs L, L1 et L2 correspondant respectivement à des rangées de 10, 9 et 11 cylindres métalliques. Nous déduisons de cette figure que la phase fluctue entre -180° et +180° sur toute la bande de fonctionnement.

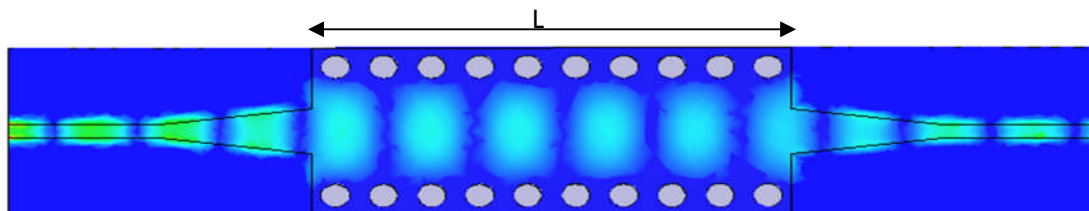


Figure IV.1: Cartographie du champ E d'un guide RSIW adapté à f=15 GHz

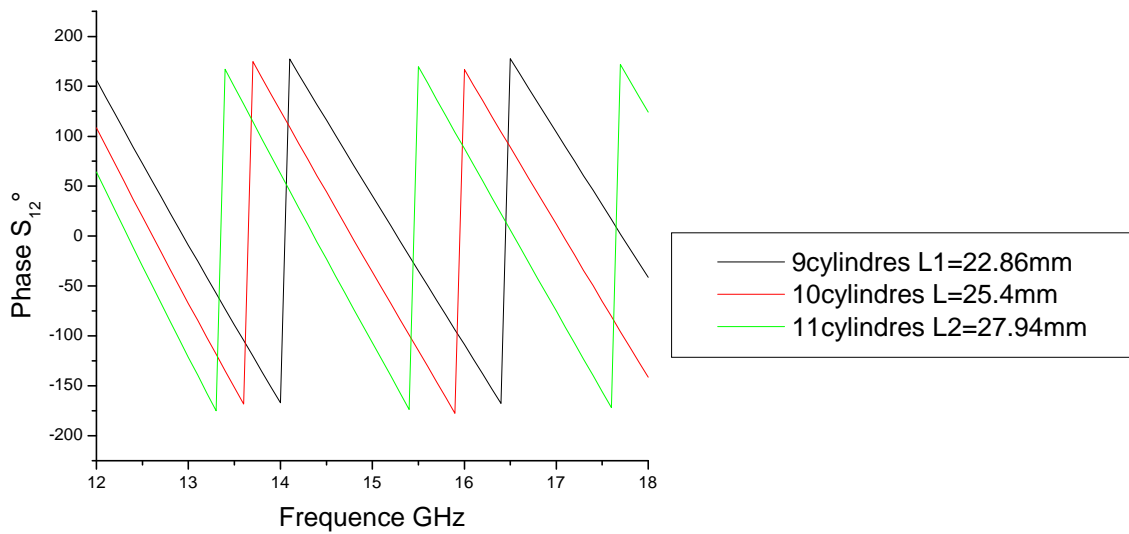


Figure IV.2: Phase de la fonction de transfert  $S_{12}$  pour différentes longueurs du RSIW

### b/ Cas 2:

Une autre façon d'introduire un déphasage supplémentaire dans le guide RSIW, consiste à insérer des cylindres perturbateurs. Ce déphasage dépend de la position et de la dimension de l'élément perturbateur. La figure IV.3 montre la cartographie du champ électrique du mode  $TE_{10}$  de ce déphaseur à la fréquence 15 GHz.

Le déphasage introduit par ce composant peut facilement être contrôlé par l'ajout d'un cylindre perturbateur de rayon  $r$  placé en entrée et/ou en sortie du RSIW, et la modification de sa dimension  $r$  et/ou de sa position  $x_p$  traduisant la distance entre le cylindre et une rangée des tiges métalliques. La figure IV.4 illustre le changement de la phase de la fonction de transfert  $S_{12}$  de ce déphaseur en fonction de la position  $x_p$  et du rayon  $r$  de l'élément perturbateur traduisant un trou d'air, à la fréquence 15 GHz. On remarque que la phase augmente en fonction du rayon  $r$  du trou d'air pour une position  $x_p$  donnée. Cette phase est maximale pour  $x_p = 4.27\text{mm}$  correspondant au milieu de  $W_{SIW}$ ; position à laquelle l'élément perturbateur introduit une grande influence.

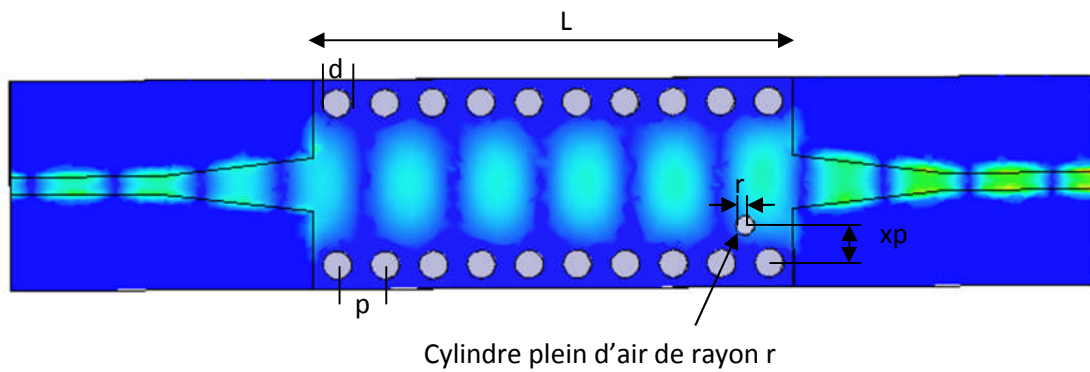


Figure IV.3: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du déphaseur SIW pour  $r=0.5\text{mm}$  à  $f=15\text{ GHz}$

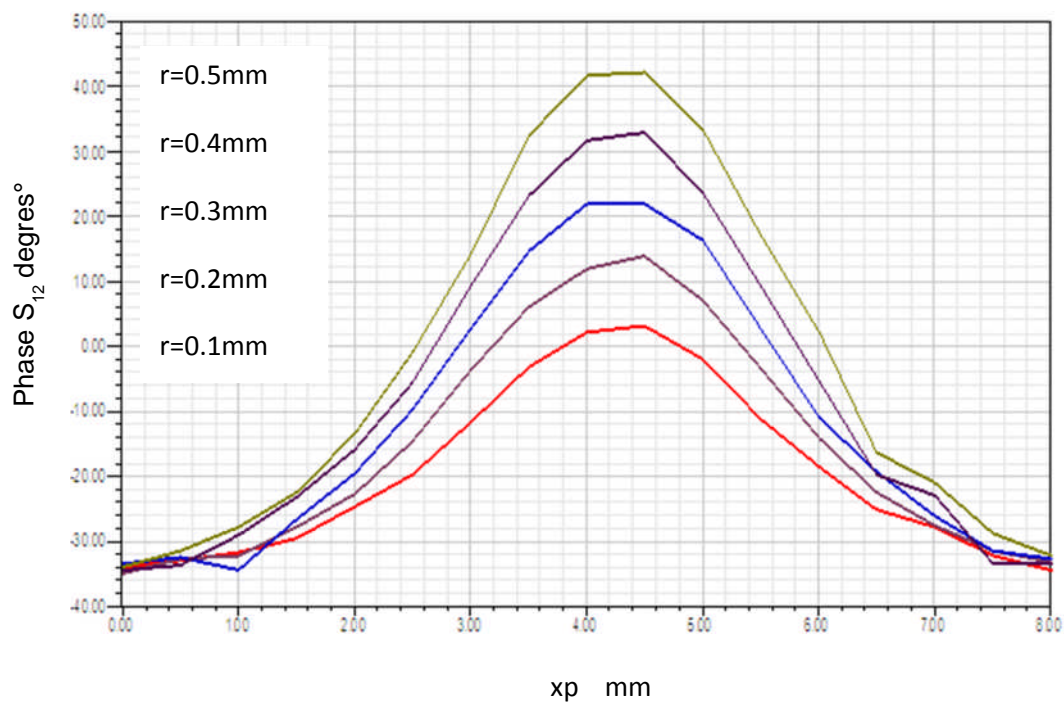


Figure IV.4: Phase de  $S_{12}$  en fonction du rayon r et de la position xp du trou d'air à  $f=15\text{ GHz}$

**c/ Cas 3:**

Ensuite, au sein du même guide d'ondes RSIW, nous avons inséré, à ses deux extrémités, deux cylindres métalliques perturbateurs identiques de rayons  $r$  et à la position  $x_p$ . La figure IV.5 expose la distribution du champ électrique  $E$  du mode  $TE_{10}$  guidé à la fréquence  $f=15$  GHz. La figure IV.6 représente le changement de la phase de la fonction de transfert  $S_{12}$  de ce déphaseur en fonction de la position  $x_p$  et du rayon  $r$  des deux éléments perturbateurs à la fréquence 15 GHz. On remarque que la phase augmente en fonction du rayon  $r$  pour une position  $x_p$  donnée. Cette phase est maximale pour  $x_p=4.27$ mm correspondant au milieu de  $W_{SIW}$ ; position à laquelle les éléments perturbateurs introduisent une grande influence.

La figure IV.7 illustre les modules des coefficients de transmission  $S_{12}$  et de réflexion  $S_{11}$  correspondants à des déphasages de  $11.25^\circ$ ,  $22.5^\circ$  et  $45^\circ$  communément utilisés dans les réseaux d'antennes [11], dans la bande de fréquence [15-17] GHz, avec un niveau acceptable de pertes par réflexion (module de  $S_{11}$  inférieur à -10 dB).

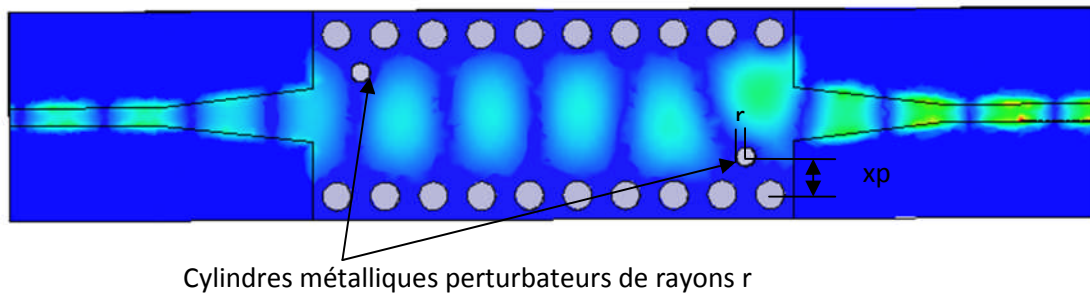


Figure IV.5: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du déphaseur RSIW à  $f=15$  GHz



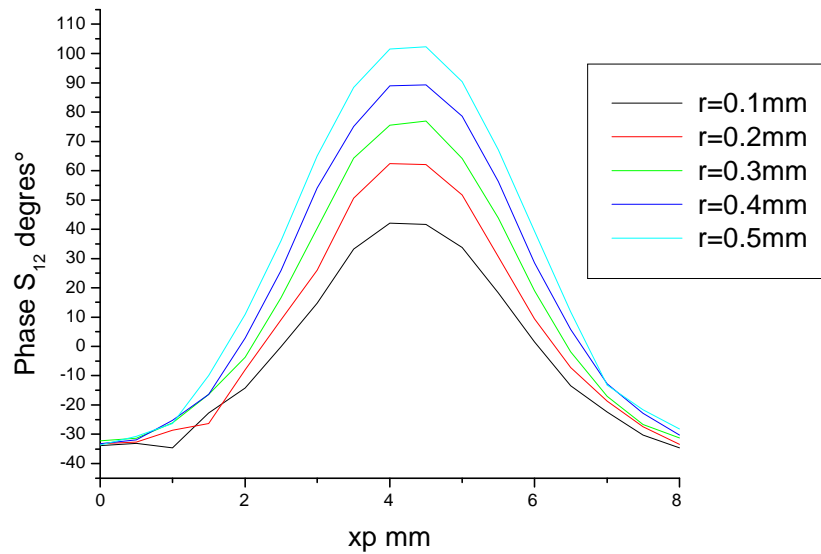


Figure IV.6: Phase de  $S_{12}$  en fonction du rayon  $r$  et de la position  $x_p$  des deux éléments perturbateurs à  $f=15$  GHz

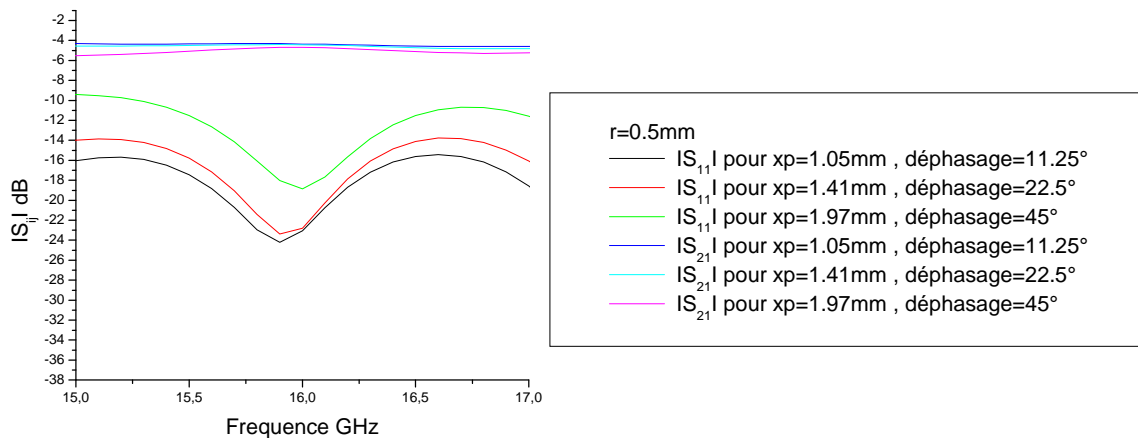


Figure IV.7: Modules des coefficients de réflexion et de transmission pour des déphasages de  $11.25^\circ$ ,  $22.5^\circ$  et  $45^\circ$

#### d/ Cas 4:

Dans un déphaseur conventionnel, on cherche à obtenir la meilleure adaptation possible et à minimiser les pertes par réflexion. La structure doit également fournir un déphasage constant en fréquence. Une méthode qui s'applique mieux aux SIW [12], consiste à

placer une tranche de diélectrique au centre du guide dans le plan E ou dans le plan H. Bien entendu, cette perturbation crée quelques pertes par réflexion, mais elles sont généralement moindres que celles engendrées par des tiges métalliques. Comme le mode dominant dans le RSIW est le mode  $TE_{10}$ , il est plus intéressant d'utiliser une tranche de diélectrique dans le plan E. En traversant cette tranche de permittivité différente, l'onde subit un déphasage. Le déphasage supplémentaire est bien sûr obtenu en comparant la phase de ce déphaseur avec celle du même guide RSIW sans perturbation en son centre.

La figure IV.8 schématise la structure d'un déphaseur conçu par l'insertion au milieu du guide d'ondes RSIW d'une tige diélectrique de forme cylindrique constituée d'un trou d'air ( $\epsilon_r = 1$ ).

Comme le montre la figure IV.9a, le déphasage pour un trou d'air dépend directement de son rayon (donc de la surface de sa section). Ainsi, le déphasage supplémentaire augmente dans toute la bande fréquence de fonctionnement lorsque le rayon du trou d'air augmente. Enfin, pour un élément perturbateur donné, le déphasage supplémentaire varie légèrement sur toute cette bande de fréquence. Ces mêmes remarques restent valables lorsqu'on change la nature de l'élément perturbateur. La figure IV.9b montre la variation du déphasage supplémentaire de ce dispositif avec un élément perturbateur de différentes natures (trou d'air ou tige métallique ou tige diélectrique). La tige métallique constituant un élément inductif apporte le déphasage supplémentaire le plus élevé par rapport au trou d'air et à la tige diélectrique de permittivité  $\epsilon_r = 10$ .

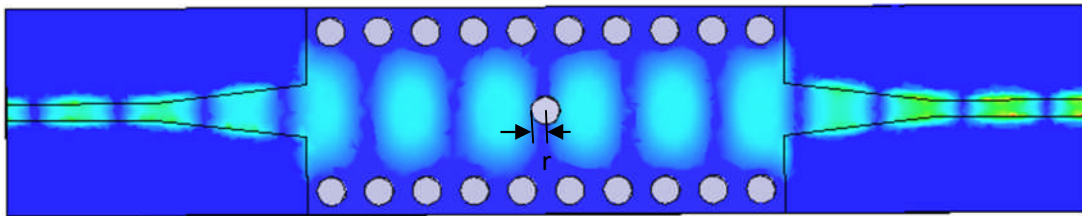
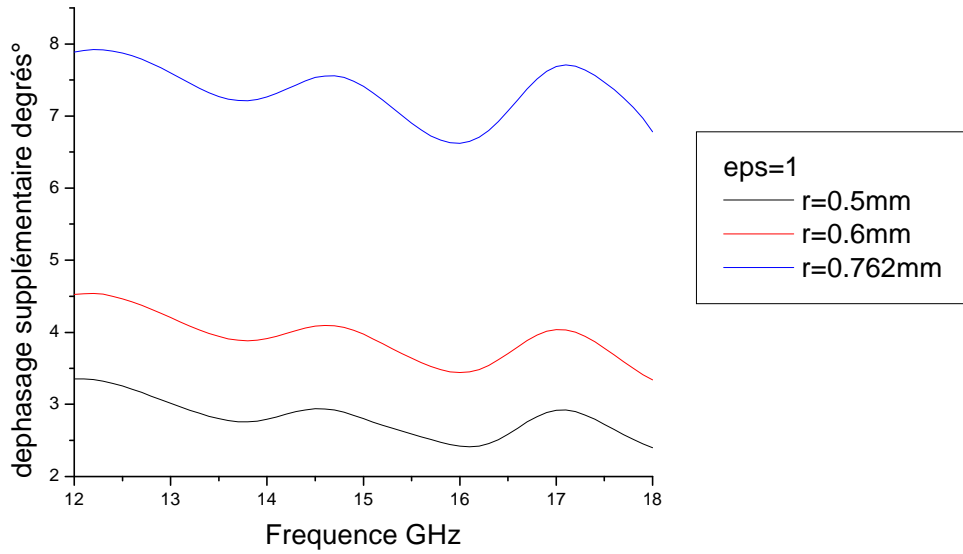
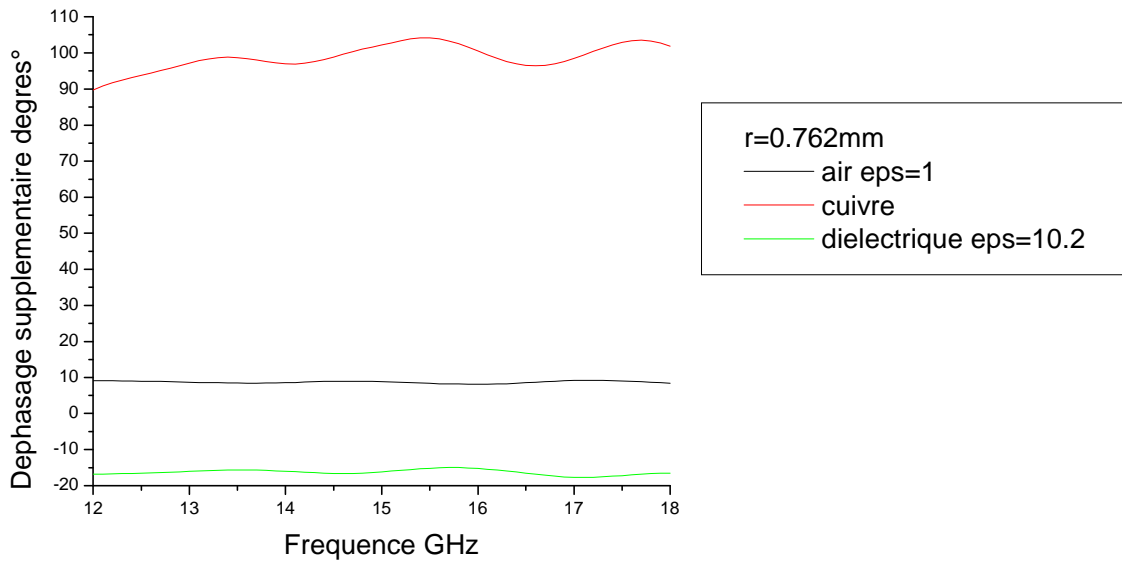


Figure IV.8: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du déphaseur RSIW avec élément perturbateur au centre (trou d'air) à  $f=15$  GHz



(a) Déphasage supplémentaire en fonction du rayon des tiges



(b) Déphasage supplémentaire en fonction de la permittivité des tiges

Figure IV.9.(a,b): Déphasage supplémentaire de  $S_{12}$  dans la bande [12-18] GHz en fonction du rayon  $r$  et de la permittivité de la tige cylindrique perturbatrice

**e/ Cas 5:**

Dans ce cas l'élément perturbateur, placé au centre du guide RSIW, admet une section rectangulaire de largeur  $dx$  et de longueur  $dy$ , comme le montre la figure IV.10. Le déphasage supplémentaire résultant dépend de la largeur de la fente (figure IV.11). En effet, plus la section du trou d'air augmente, plus la perturbation est importante et plus le déphasage est grand.

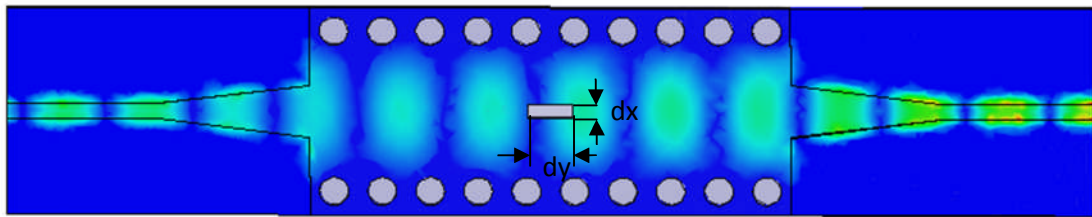


Figure IV.10: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du déphaseur SIW à  $f= 15\text{GHz}$

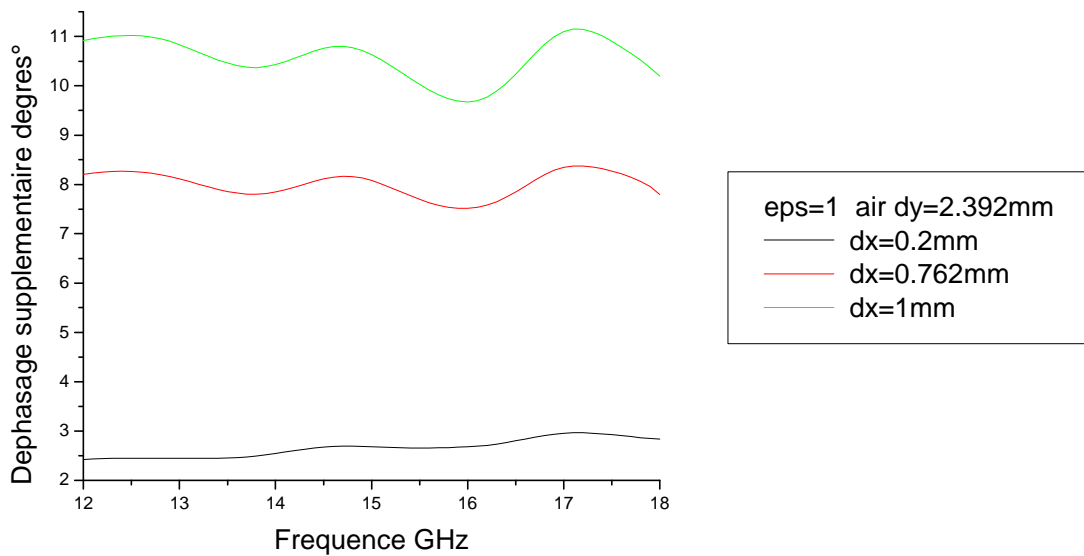


Figure IV.11: Déphasage supplémentaire pour différentes largeurs  $dx$

**f/ Cas 6:**

Nous avons ensuite analysé un guide RSIW avec une tige d'air en son centre (figure IV.12). La section de la tige de forme losange est de surface identique à celle du rectangle (figure IV.10) et celle du cylindre (figure IV.8). Le graphe de la figure IV.13 montre que les déphasages supplémentaires induits par les différentes formes des éléments perturbateurs (tiges) de surfaces similaires, sont très proches ainsi que le montrent leurs réponses fréquentielles sur toute la bande de fréquence, schématisées sur la figure IV.14.

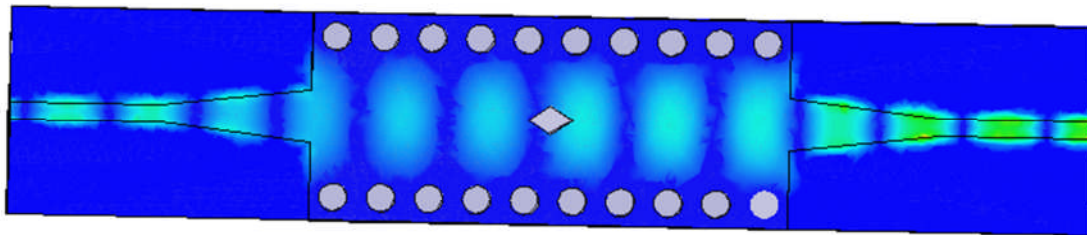


Figure IV.12: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du déphaseur SIW à  $f= 15\text{GHz}$

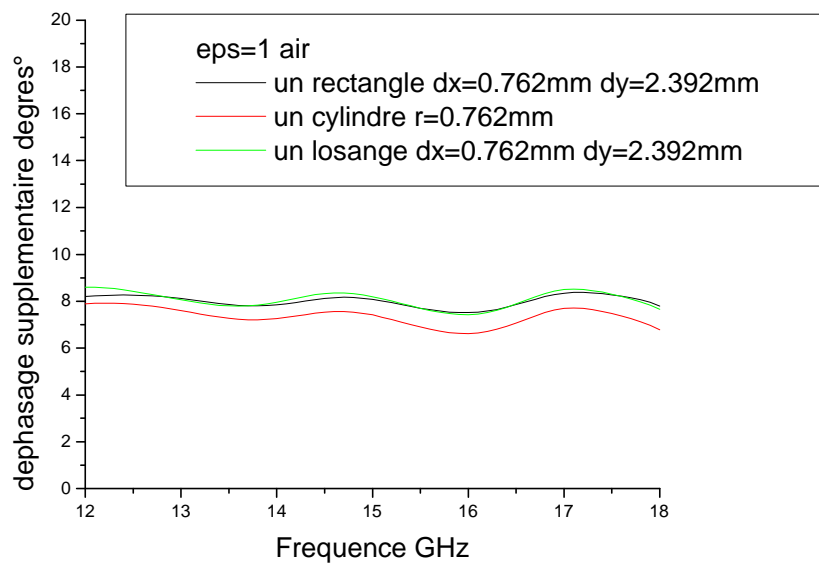


Figure IV.13: Déphasage supplémentaire en fonction de la forme de la perturbation

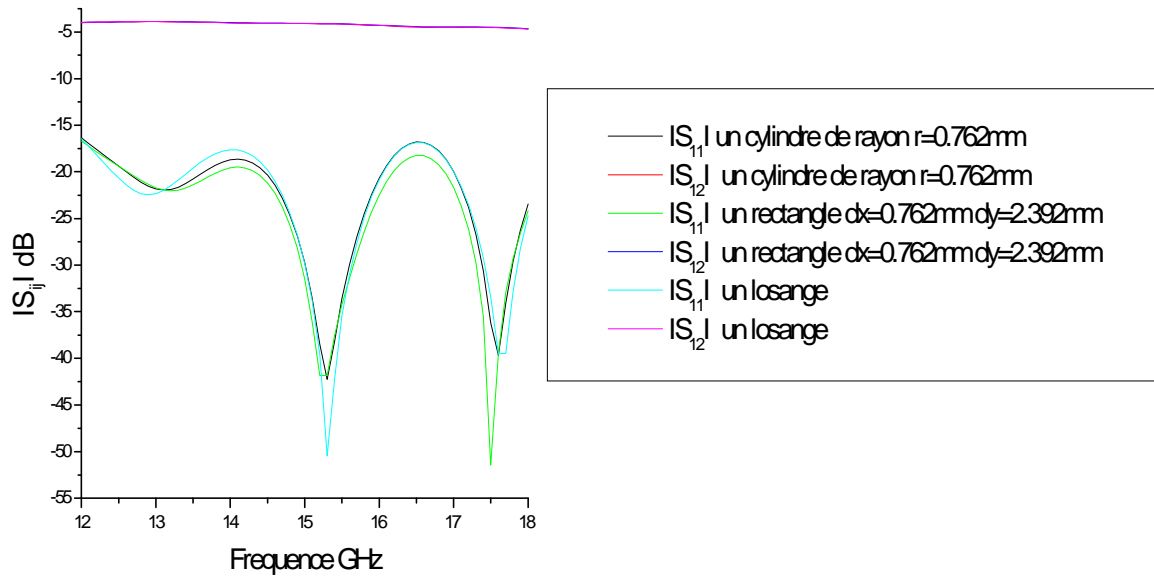


Figure IV.14: Réponses fréquentielles du guide RSIW pour trois perturbations différentes

Après toutes ces analyses, nous pouvons conclure que l'insertion d'éléments perturbateurs, de différentes natures, dans un guide RSIW engendre des déphasages. Par ailleurs, ce déphasage dépend de la permittivité et de la taille de la section de l'élément perturbateur et non pas de sa forme.

### IV.2-1-2- Filtres

Le guide d'ondes intégré au substrat (SIW) est une technologie planaire à faible coût et à faible perte [2]. Les différents composants conçus en SIW peuvent être intégrés sur le même substrat en utilisant les transitions microrubans coniques [13]. Dans cette application [5], un filtre est conçu par la mise en cascade de plusieurs guides RSIW. Les paramètres caractéristiques du guide RSIW ainsi que ceux des guides équivalents sont présentés dans le tableau IV.2.

La structure du filtre analysé, ayant les dimensions mentionnées dans le tableau IV.3, est présentée sur la figure IV.15.

Guide classique	Guide équivalent	Guide RSIW
WR137, $a=34.85\text{mm}$ , $b=15.799\text{mm}$ , $\epsilon_r=1$	$h=0.5\text{mm}$ , $\epsilon_r = 3$ $f_c=4.3\text{GHz}$	$h=0.5\text{mm}$ , $\epsilon_r = 3$ , $d=0.5\text{mm}$ , $p= 1\text{mm}$ , $W_{\text{SIW}}=20.5\text{mm}$
	$W_{\text{eq}}=20.23\text{mm}$	$W_T = 6\text{mm}$ , $L_T = 25\text{mm}$ , $W_{\text{mst}}=1\text{mm}$

Tableau IV.2: Paramètres caractéristiques

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

Tableau IV.3: Paramètres caractéristiques du filtre

Les figures IV.15 et IV.16 illustrent la distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du filtre dans la bande [4.5-7.5] GHz et les modules des coefficients de transmission  $S_{12}$  et de réflexion  $S_{11}$ . La réponse fréquentielle correspond parfaitement à celle d'un filtre sélectif. Le module de  $S_{11}$  présente des minima dans la bande [6-6.48] GHz donnant naissance à un filtre stop-bande en réflexion. Le module de  $S_{12}$  présente un maximum dans cette même bande, indiquant ainsi le caractère passe-bande en transmission de ce filtre. La réponse fréquentielle de ce filtre (Figure IV.16) conçu en technologie SIW a été comparée avec celle mesurée du même filtre dans la référence [5] (Figures IV.17), où nous observons une nette cohérence.

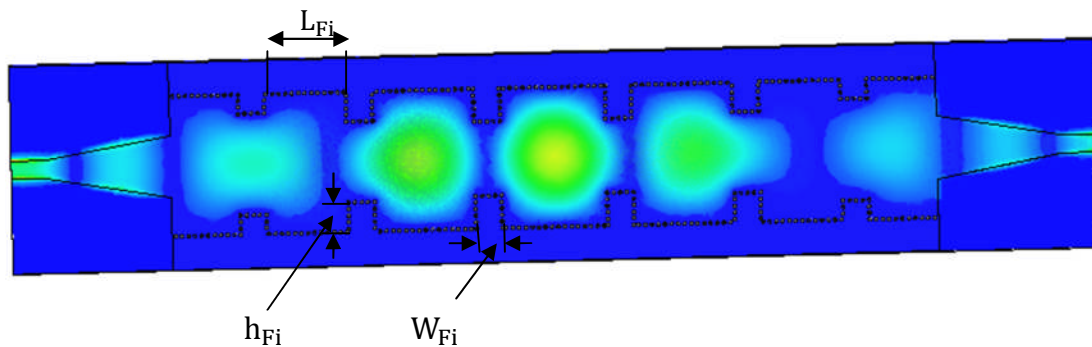


Figure IV.15: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du filtre SIW à  $f=6$  GHz

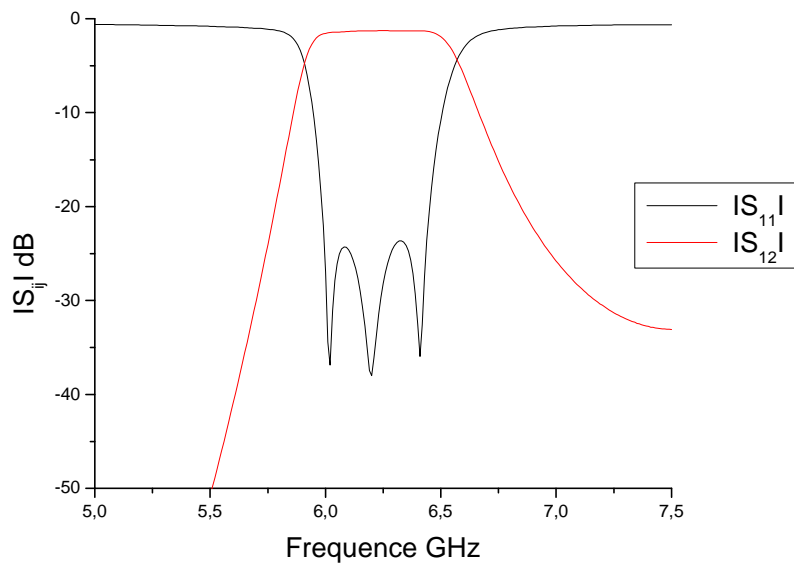


Figure IV.16: Paramètres  $S_{ij}$  du Filtre SIW

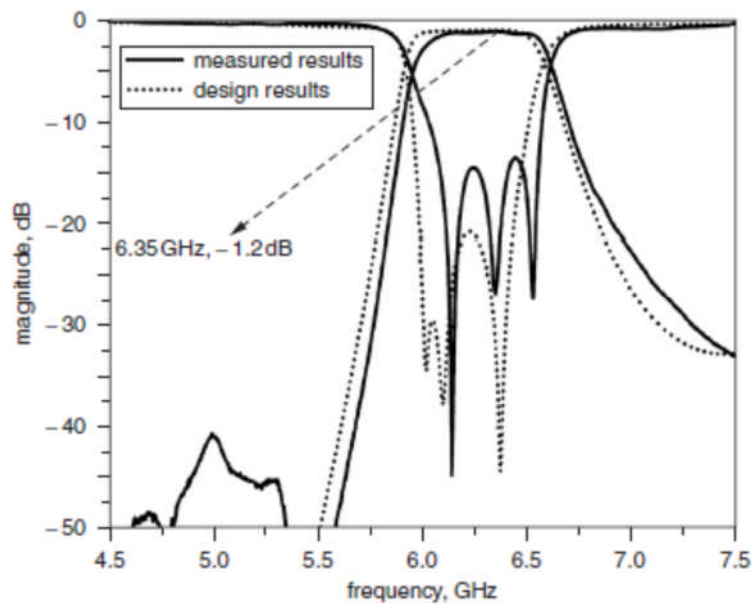


Figure IV.17: Paramètres  $S_{ij}$  mesurés du même filtre [5]

## IV.2-2-Jonction à trois ports

### IV.2-2-1- Diviseur de puissance

Les diviseurs de puissance sont des dispositifs microondes passifs. Ils sont généralement constitués de guides d'ondes rectangulaires dans lesquels se propage le mode fondamental  $TE_{10}$ . Il existe principalement deux types en T et en Y, qui sont couramment



utilisés pour acheminer des copies d'un signal dans un système. Cette application se concentre sur les diviseurs de puissance à trois ports offrant l'égalité des rapports de division de puissance où la moitié de la puissance (-3dB) d'un signal d'entrée est remis à chacun des deux ports de sortie. Considérons la matrice S pour un réseau à trois ports, comme indiqué dans l'équation (4.2).

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Comme le dispositif est passif et ne contient pas de matières anisotropes tels que le ferrite, la matrice [S] est symétrique suivant la diagonale [4-3] impliquant que le dispositif est réciproque. Pour assurer une transmission de puissance maximale, le dispositif doit être sans pertes avec les trois ports adaptés.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Avec

$$\begin{cases} |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \\ |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \end{cases} \Rightarrow |S_{12}| = |S_{13}| = |S_{23}| \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} S_{13}^* S_{23} &= 0 \\ S_{23}^* S_{12} &= 0 \\ S_{12}^* S_{13} &= 0 \end{aligned} \Rightarrow |S_{13}| = |S_{23}| = 0 \quad (4.5)$$

Par conséquent, un diviseur de puissance à trois ports, réciproque, sans pertes ne peut jamais être adapté à ses trois accès. Pour concevoir un diviseur de puissance physiquement réalisable à trois ports, l'une des conditions doit être assouplie.

Les diviseurs de puissance basés sur la technologie SIW constituent les blocs de plusieurs systèmes et circuits en microondes et ondes millimétriques. Ils sont de deux types [4], la jonction planaire en T avec un cylindre métallique (figure IV.18) et une jonction planaire Y (figure IV.35) tel que les parois du RSIW, sont à base de cylindres métallisés et chaque port est relié à une transition microruban conique posée sur le même substrat [13].

### 1-a: Diviseur en T dans la bande [1.8-3] GHz

Dans l'application suivante (figure IV.18), le diviseur de puissance a été conçu dans la bande de fréquence [1.8-3] GHz à base de trois guides RSIW identiques, disposant des paramètres caractéristiques indiqués dans le tableau IV.4. Les guides RSIW sont connectés de façon à former un T. On ajoute ensuite dans cette jonction, un cylindre métallique inductif de rayon r, positionné à  $x_p$ , afin de minimiser les pertes par réflexion au niveau du port d'entrée. Pour réaliser cet objectif, une optimisation du rayon r et de la position  $x_p$  de

l'élément perturbateur est nécessaire. Pour cela, on fixe généralement le rayon  $r$  (donc le diamètre  $d$ ) à une valeur correspondante au diamètre des perceuses disponibles en pratique, puis on varie  $x_p$  et on analyse par HFSS le dispositif pour examiner les pertes par réflexion. Cette opération est reconduite jusqu'à obtention des pertes par réflexion inférieures à  $-15\text{dB}$ , valeur limite acceptable.

Guide d'onde classique	Guide équivalent	Guide RSIW
$a=88.6\text{mm}$ , $b=44.3\text{mm}$ , $\epsilon_r=1$	$h=1.5\text{mm}$ , $\epsilon_r=4.3$ , $f_c=1.69\text{ GHz}$	$h=1.5\text{mm}$ , $\epsilon_r=4.3$ , $d=1\text{mm}$ , $p=2\text{mm}$ , $W_{\text{SIW}}=43.25\text{mm}$ , $L=22\text{mm}$
	$W_{\text{eq}}=42.72\text{mm}$ ,	$W_T=27.1\text{mm}$ , $L_T=61.5\text{mm}$ , $W_{\text{mst}}=3.6\text{mm}$

Tableau IV.4: Paramètres caractéristiques

Les figures IV.18 et IV.19 illustrent respectivement la distribution du champ électrique du mode  $\text{TE}_{10}$  dans la bande  $[2-3]\text{ GHz}$  et les coefficients de transmission  $S_{12}$ ,  $S_{13}$  et de réflexion  $S_{11}$ .

La figure IV.19 montre les réponses fréquentielles de  $S_{11}$ ,  $S_{12}$  et  $S_{13}$  avec les valeurs optimales du poste inductif ( $r=1.2\text{mm}$ ,  $x_p=19.675\text{mm}$ ) qui influent sur les pertes par réflexion au port d'entrée. Elle indique que  $S_{11}$  en module reste inférieur à  $-15\text{dB}$  sur plus de 32.4% de la bande  $[1.8-3]\text{ GHz}$  et les modules des coefficients de transmission  $S_{12}$  et  $S_{13}$  sont entre  $-3.34\text{dB}$  et  $-3.41\text{dB}$  sur toute la bande, correspondant sensiblement à une répartition de la puissance entre les accès 2 et 3.

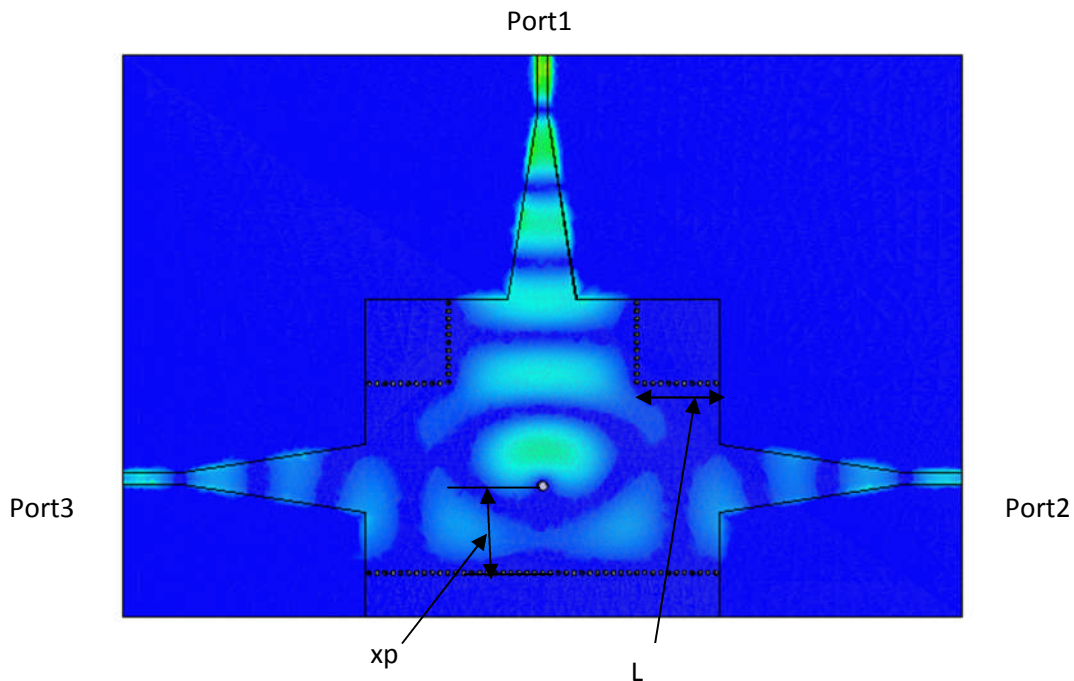


Figure IV.18: Distribution du champ électrique du mode  $\text{TE}_{10}$  du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif à  $f=2.4\text{ GHz}$

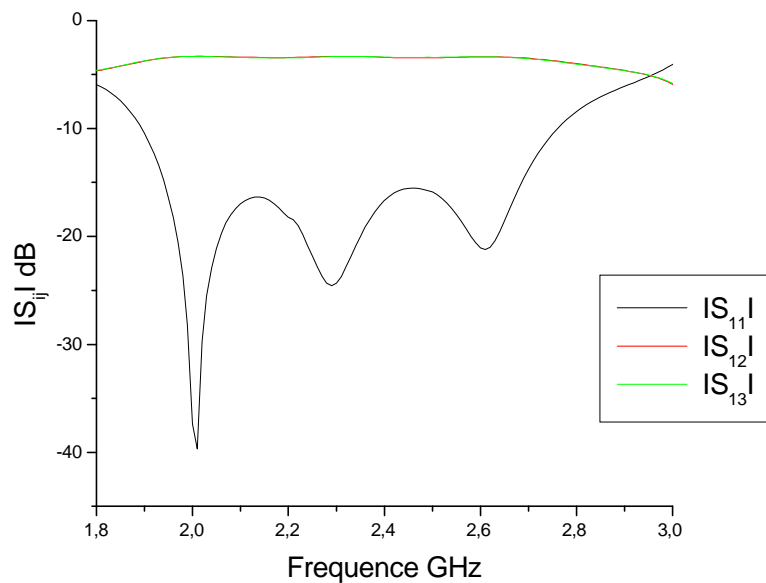


Figure IV.19: Paramètres  $S_{ij}$  du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif

### 1-b: Diviseur en T dans la bande [4.2-6.5] GHz

Les figures IV.20 et IV.21 illustrent respectivement la distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du diviseur en T dans la bande [4.2-6.5] GHz et les coefficients de transmission  $S_{12}$ ,  $S_{13}$  et de réflexion  $S_{11}$ . Les paramètres du diviseur sont mentionnés dans le tableau IV.5.

Guide d'onde classique	Guide équivalent	Guide RSIW
$a=43.96\text{mm}$ , $b=21.98\text{mm}$ , $\epsilon_r=1$	$h=1.5\text{mm}$ , $\epsilon_r=4.3$ , $f_c = 3.42\text{ GHz}$	$h=1.5\text{mm}$ , $\epsilon_r=4.3$ , $d=1\text{mm}$ , $p=2\text{mm}$ , $W_{SIW}=21.8\text{mm}$ , $L=14\text{mm}$
	$W_{eq} = 21.2\text{mm}$	$W_T=9.4\text{mm}$ , $L_T=15.7\text{mm}$ , $W_{mst}=2.73\text{mm}$

Tableau IV.5: Paramètres caractéristiques

La figure IV.21 montre que  $S_{11}$  reste inférieur à -15 dB entre 4.86 GHz et 5.78 GHz, ce qui correspond à plus de 17.3 % de la bande passante. Les coefficients  $S_{12}$  et  $S_{13}$  fluctuent entre -3.38dB et -3.67dB. L'optimisation du rayon  $r$  ( $r=0.9\text{mm}$ ) du cylindre métallique et de sa position  $x_p$  ( $x_p=10.5\text{mm}$ ) ont grandement influé sur les pertes par réflexion au port d'entrée.

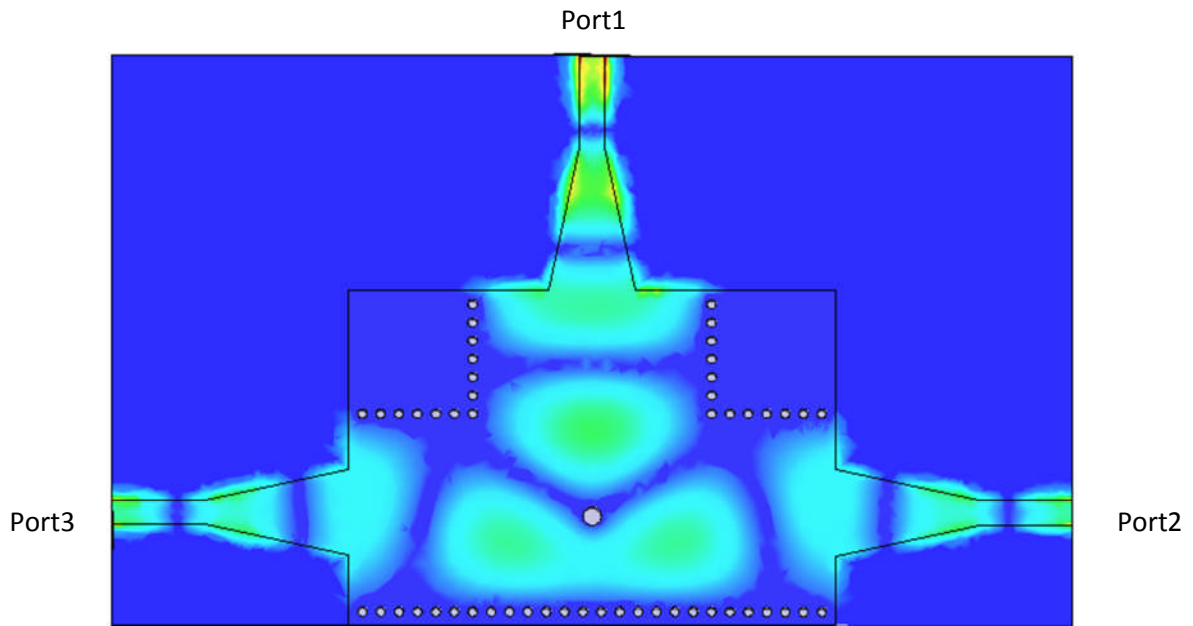


Figure IV.20: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif à  $f=6$  GHz

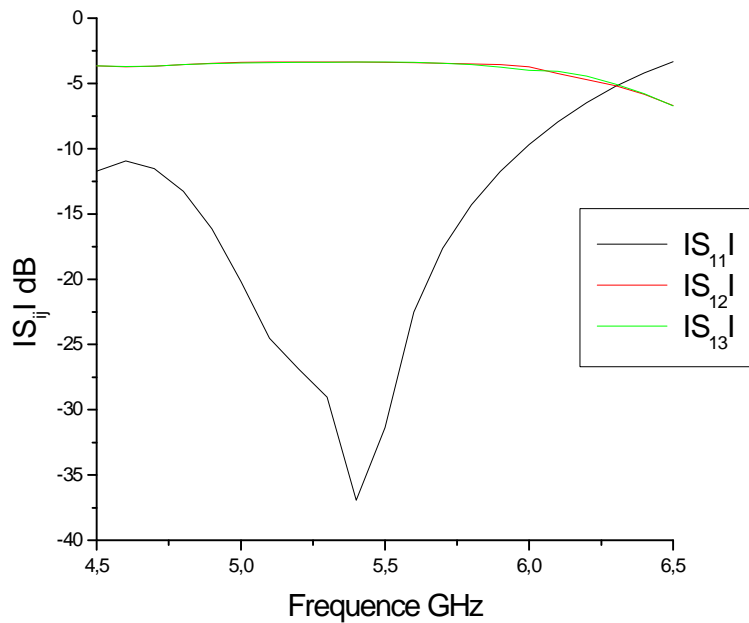


Figure IV.21: Simulation des paramètres S du diviseur de puissance en T avec un cylindre inductif

### 1-c: Diviseur en T dans la bande [8-12] GHz

Dans cette application, le diviseur de puissance [14] a été conçu dans la bande de fréquence [8-12] GHz. Il a été initialement désigné en utilisant le guide d'ondes traditionnel plein de diélectrique de largeur  $W_{eq}$  (Tableau IV.6).

Guide classique	Guide équivalent	Guide RSIW
WR90, $a=22.86\text{mm}$ , $b=10.16\text{mm}$ , $\epsilon_r=1$	$h=0.5\text{mm}$ , $\epsilon_r=2.2$ , $f_c=6.4\text{GHz}$	$h=0.5\text{mm}$ , $\epsilon_r=2.2$ , $d=0.4\text{mm}$ , $p=0.8\text{mm}$ , $W_{\text{SIW}}=16\text{mm}$ , $L=7.2\text{mm}$
	$W_{\text{eq}}=15.789\text{mm}$	$W_T=5.5\text{mm}$ , $L_T=15.5\text{mm}$ , $W_{\text{mst}}=1.54\text{mm}$

Tableau IV.6: Paramètres caractéristiques

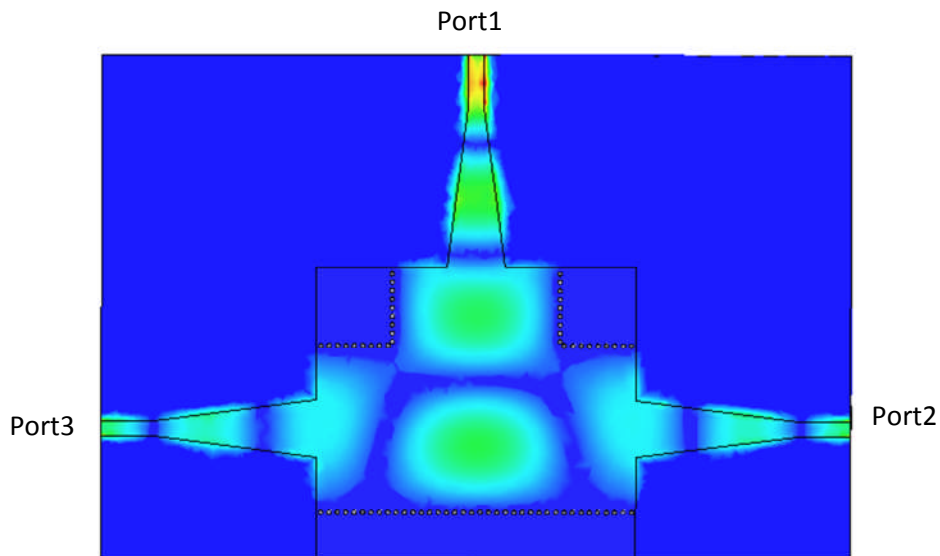


Figure IV.22: Distribution du champ électrique du mode  $\text{TE}_{10}$  du diviseur de puissance en T à  $f=10\text{ GHz}$

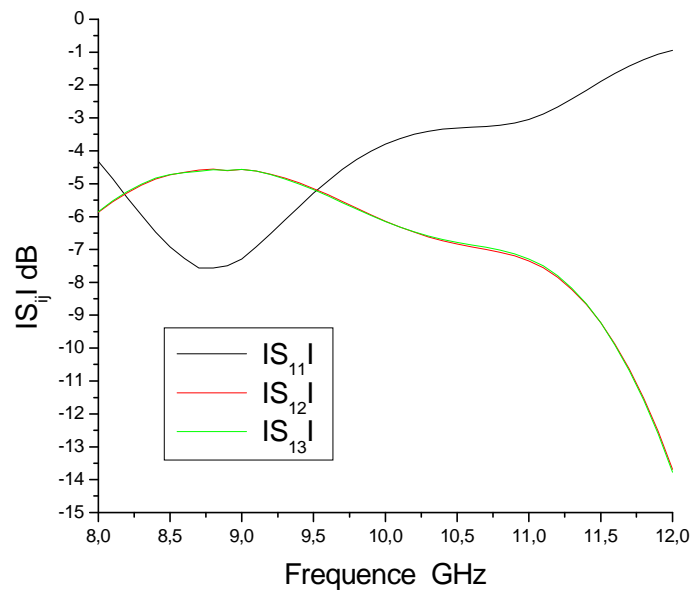


Figure IV.23: Paramètres  $S_{ij}$  du diviseur de puissance en T

Les figures IV.22 et IV.23 illustrent respectivement la distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  dans la bande [8-12] GHz et les coefficients de transmission  $S_{12}$ ,  $S_{13}$  et de réflexion  $S_{11}$ . Nous remarquons de la figure IV.23, que ce dispositif ne présente pas de bonnes performances en termes de réflexion minimale au port d'entrée 1 et forte transmission aux ports 2 et 3, dans toute la bande de fonctionnement. Afin d'améliorer la réponse fréquentielle de ce diviseur en puissance, nous avons inséré dans la jonction T (figure IV.24), un cylindre métallique inductif de rayon  $r$ , positionné à  $x_p$ . En effet, la figure IV.25 relate que  $S_{11}$  reste inférieur à -15 dB entre 8.24 GHz et 11.49 GHz, ce qui correspond à plus de 32.94% de la bande passante. Les modules des coefficients  $S_{12}$  et  $S_{13}$  fluctuent entre -3.50dB et -3.58dB, indiquant une partition presque égale de la puissance d'entrée sur les deux accès 2 et 3.

Enfin, nous pouvons constater, d'après les résultats présentés sur les figures IV.23 et IV.25, que l'optimisation du rayon  $r$  et de la position  $x_p$  du cylindre métallique, influe grandement sur les pertes par réflexion au port d'entrée. Les valeurs optimales de l'élément perturbateur (cylindre métallique) sont  $r=0.48\text{mm}$  et  $x_p=7.22\text{mm}$ .

Les figures IV.26.(a,b,c) montrent une comparaison entre nos résultats simulés et ceux trouvés à l'aide de la méthode des réseaux de neurones [14], où nous observons une nette cohérence.

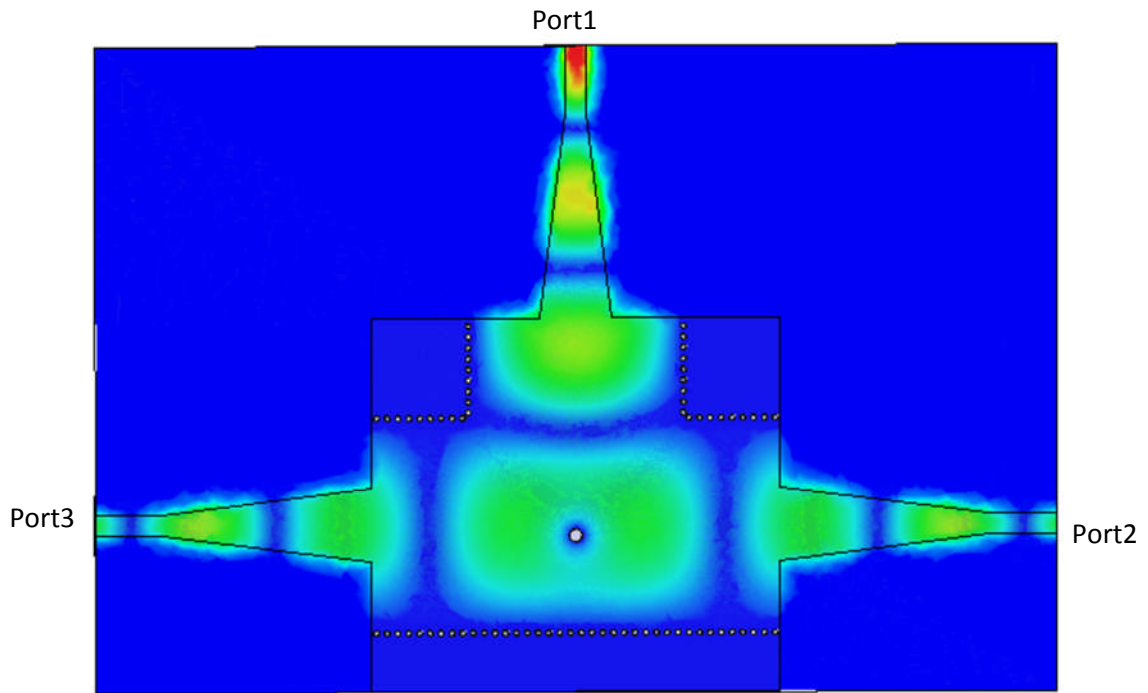


Figure IV.24: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif à  $f=10$  GHz

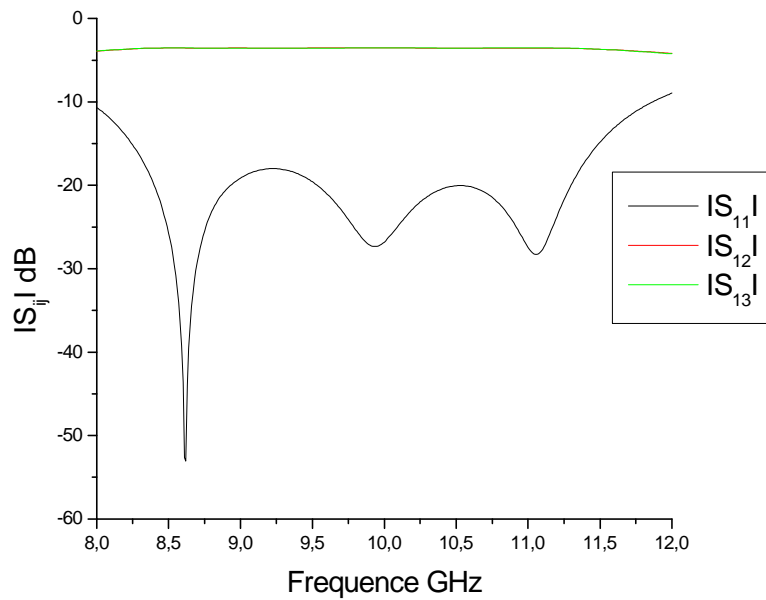


Figure IV.25: Paramètres  $S_{ij}$  du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif

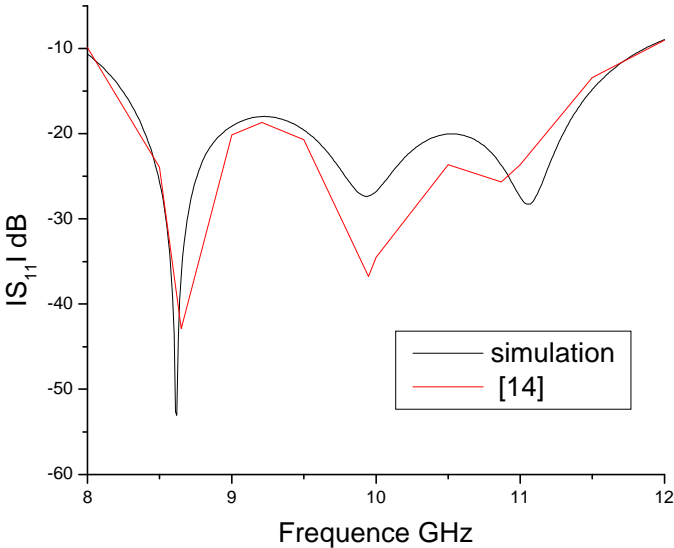


Figure IV.26.a: Comparaison des résultats de simulation du coefficient  $S_{11}$

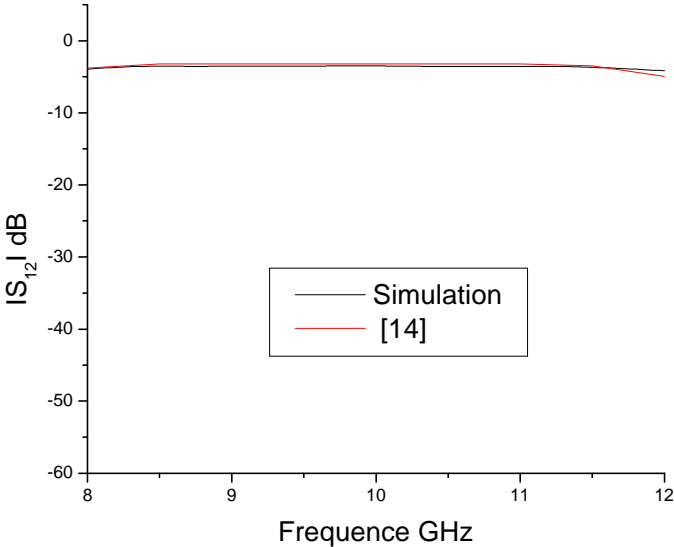


Figure IV.26.b: Comparaison des résultats de simulation du coefficient  $S_{12}$



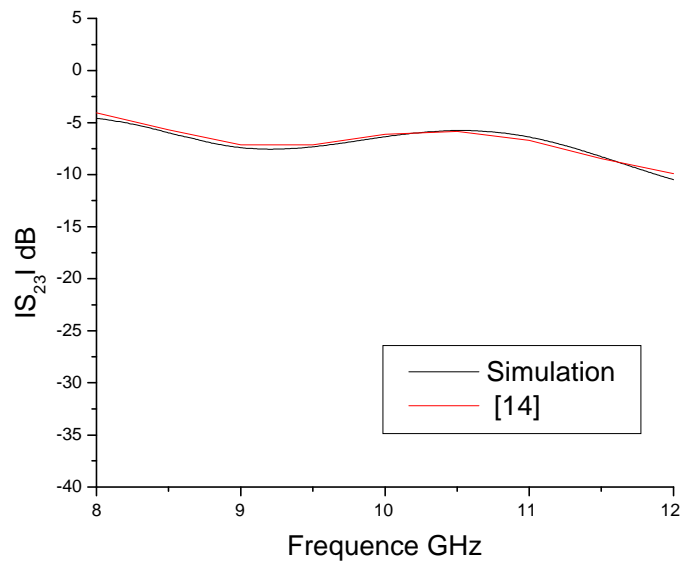


Figure IV.26.c: Comparaison des résultats de simulation du coefficient  $S_{23}$

### 1-d: Diviseur en T dans la bande [50-75] GHz

Dans cette application, décrite par la figure IV.27, le diviseur de puissance a été conçu dans la bande de fréquence [50-75] GHz. Les paramètres caractéristiques de cette conception, sont présentés dans le tableau IV.7, où sont reportées toutes les caractéristiques du guide d'ondes classique, du guide d'ondes équivalent et du guide RSIW équivalent.

Guide classique	Guide équivalent	Guide RSIW
WR15 , a= 3.76mm, b= 1.88mm, $\epsilon_r=1$	h=0.15mm, $\epsilon_r = 3.15$ ; $f_c= 39.89\text{GHz}$	h=0.15mm, $\epsilon_r=3.15$ , d=0.2mm, p= 0.4mm, $W_{\text{SIW}}=2.24\text{mm}$ , L=2.8mm
	$W_{\text{eq}}= 2.12\text{mm}$	$W_T=0.77\text{mm}$ , $L_T=1.57\text{mm}$ , $W_{\text{mst}}=0.37\text{mm}$

Tableau IV.7: Paramètres caractéristiques

Les figures IV.27 et IV.28 illustrent respectivement la distribution du champ électrique du mode  $\text{TE}_{10}$  dans la bande [50-75] GHz et les modules des coefficients de transmission  $S_{12}$ ,  $S_{13}$  et de réflexion  $S_{11}$ .

La figure IV.28 indique que le module de  $S_{11}$  reste inférieur à -15 dB entre 50 GHz et 61 GHz, ce qui correspond à plus de 19.82 % de la bande passante. Les valeurs optimales du poste inductif sont  $r=0.1\text{mm}$ ,  $x_p=1.02\text{mm}$ . Les coefficients  $S_{12}$  et  $S_{13}$  fluctuent entre -3.65dB et -3.76dB indiquant, là aussi, une équipartition de la puissance entrante par l'accès 1.

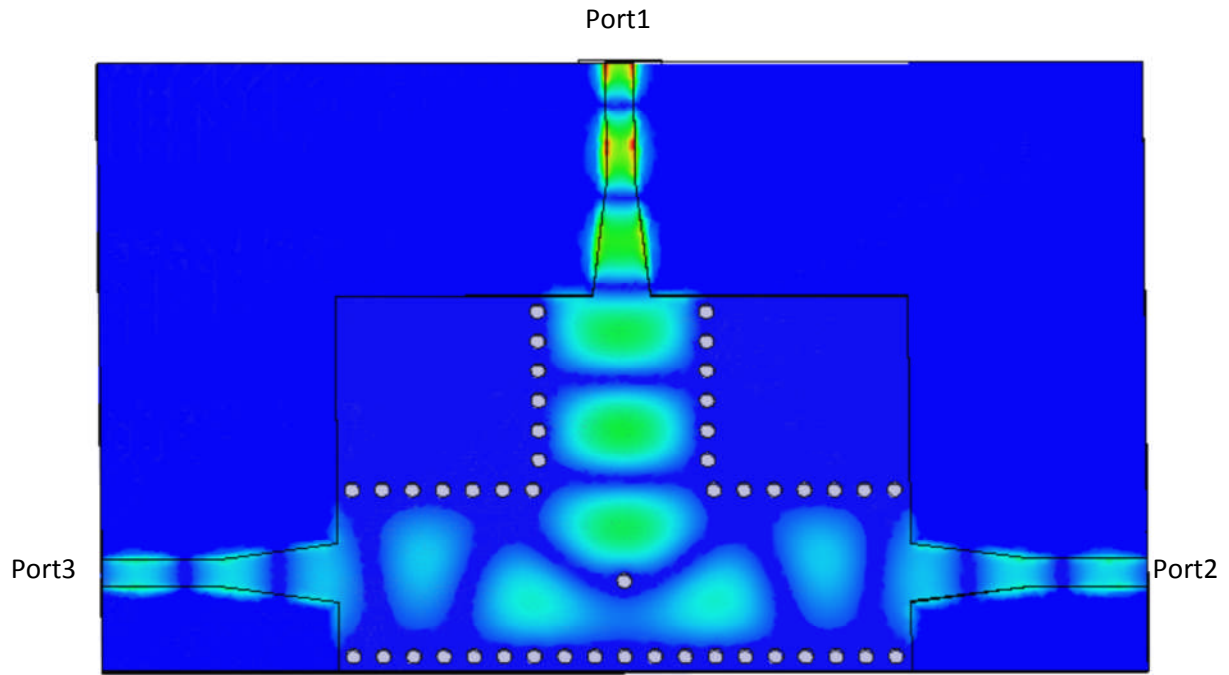


Figure IV.27: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif à  $f=55$  GHz

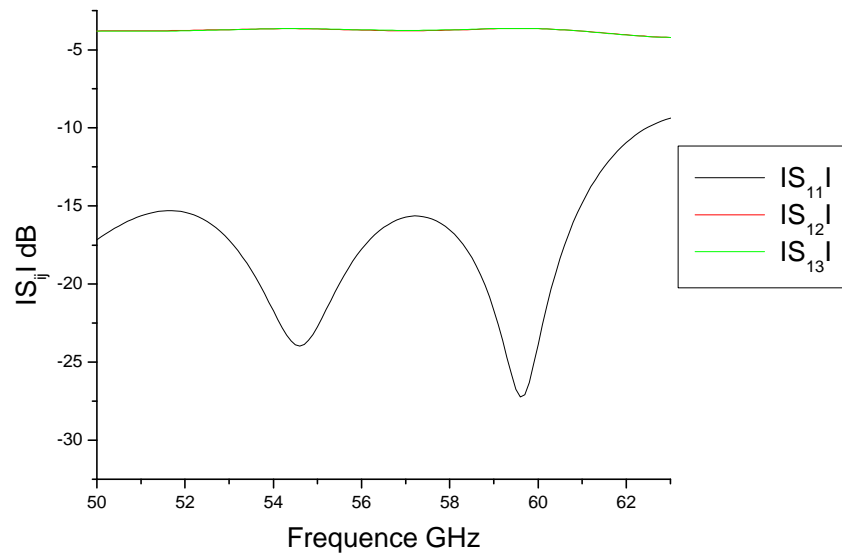


Figure IV.28: Paramètres  $S_{ij}$  du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif

### 1-e: Diviseur en T dans la bande [18-26.5] GHz

Dans cette application (figure IV.29), le diviseur de puissance en technologie SIW a été conçu dans la bande de fréquence [18-26.5] GHz. Ces caractéristiques sont le résultat de sa modélisation à partir d'un guide d'ondes métallique vide WR42 et de son équivalent en guide métallique rempli de diélectrique de permittivité  $\epsilon_r = 9.9$  et de hauteur  $h=0.254\text{mm}$ . Tous les paramètres de ces guides sont décrits dans le tableau IV.8.

Guide classique	Guide équivalent	Guide RSIW
WR42, $a=10.668\text{mm}$ , $b=4.318\text{mm}$ , $\epsilon_r = 1$	$h=0.254\text{mm}$ , $\epsilon_r = 9.9$ $f_c=14.06\text{GHz}$	$h=0.254\text{mm}$ , $\epsilon_r = 9.9$ , $d=0.254\text{mm}$ , $p= 0.5\text{mm}$ , $W_{\text{SIW}}=3.52\text{mm}$ , $L= 4\text{mm}$
	$W_{\text{eq}}=3.39\text{mm}$	$W_T = 1.44\text{mm}$ , $L_T =$ $5.5\text{mm}$ , $W_{\text{mst}}=0.2\text{mm}$

Tableau IV.8: Paramètres caractéristiques

Les figures IV.29 et IV.30 illustrent respectivement la distribution du champ électrique du mode  $\text{TE}_{10}$  dans la bande [18-26.5] GHz et les coefficients de transmission  $S_{12}$ ,  $S_{13}$  et de réflexion  $S_{11}$  du diviseur de puissance RSIW conçu à base de tiges métalliques cylindriques de diamètre  $d$ .

La figure IV.30 indique que  $S_{11}$  reste inférieur à -15 dB entre 19.14 GHz et 25.02 GHz, ce qui correspond à plus de 26.63 % de la bande passante. Les valeurs optimales du cylindre inductif sont  $r=0.127\text{mm}$ ,  $x_p=1.66\text{mm}$ . Les modules des coefficients  $S_{12}$  et  $S_{13}$  fluctuent entre -3.45dB et -4.02dB, constituant des niveaux très acceptables.

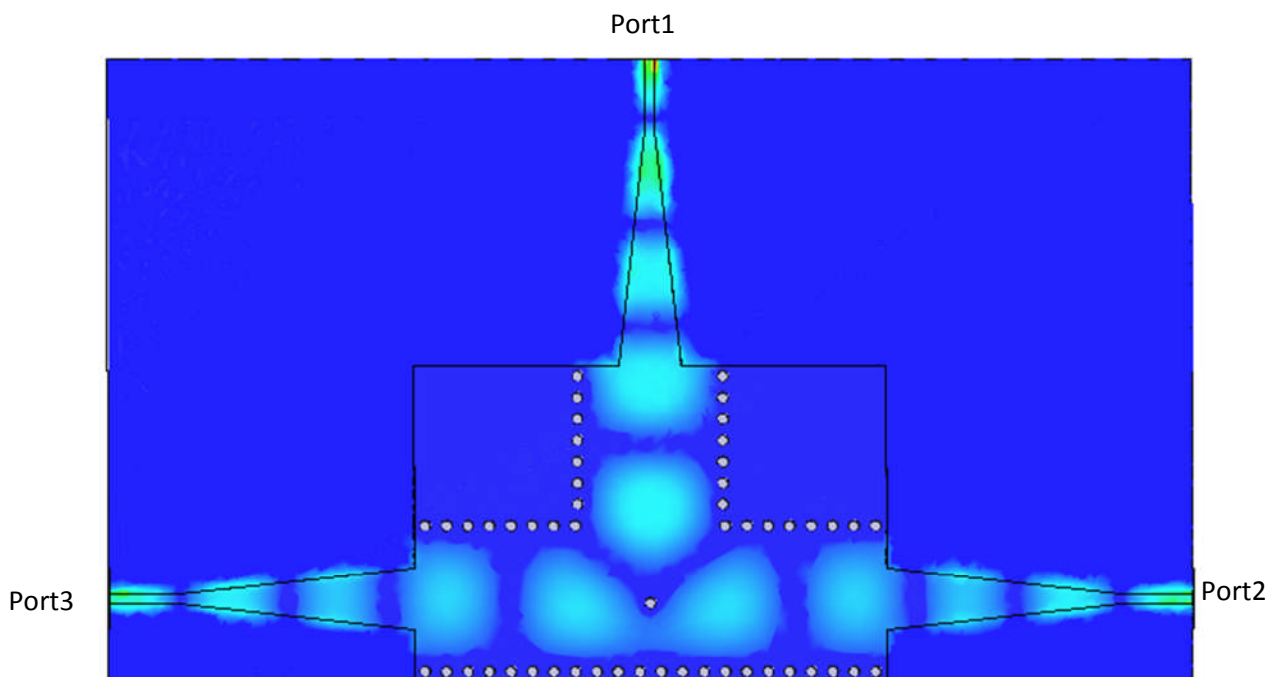


Figure IV.29: Distribution du champ électrique du mode  $\text{TE}_{10}$  du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif à  $f=22\text{ GHz}$

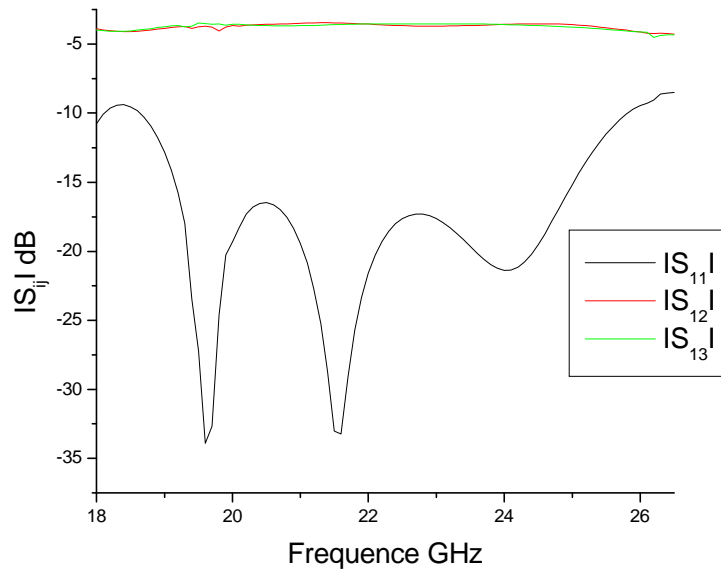


Figure IV.30: Paramètres  $S_{ij}$  du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif

Nous avons ensuite changé la forme des tiges constituant les parois latérales du guide RSIW, afin d'analyser son influence. En effet, il est possible actuellement avec des lasers de réaliser des trous de différentes sections puis les métalliser en cas de besoin.

Les figures IV.31 et IV.32 illustrent respectivement la distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  dans la bande [18-26.5] GHz et les coefficients de transmission  $S_{12}$ ,  $S_{13}$  et de réflexion  $S_{11}$  du diviseur de puissance RSIW conçu à base de tiges métalliques de section carré de côté  $d$  équivalent au diamètre des tiges cylindriques utilisées dans l'exemple précédent.

La figure IV.32 indique que  $S_{11}$  reste inférieur à -15 dB entre 19.3 GHz et 25.02 GHz, ce qui correspond à plus de 25.81 % de la bande passante. Les valeurs optimales du cylindre inductif sont  $r=0.127\text{mm}$ ,  $x_p=1.66\text{mm}$ . Les modules des coefficients  $S_{12}$  et  $S_{13}$  fluctuent entre -3.58dB et -3.67dB montrant une répartition de la puissance injectée dans l'accès 1. Finalement, nous remarquons qu'il n'y a pas de changement significatif dans la réponse de ce diviseur par rapport à celui utilisant des tiges cylindriques comme parois latérales, pourvue que le pas entre tiges est respecté.

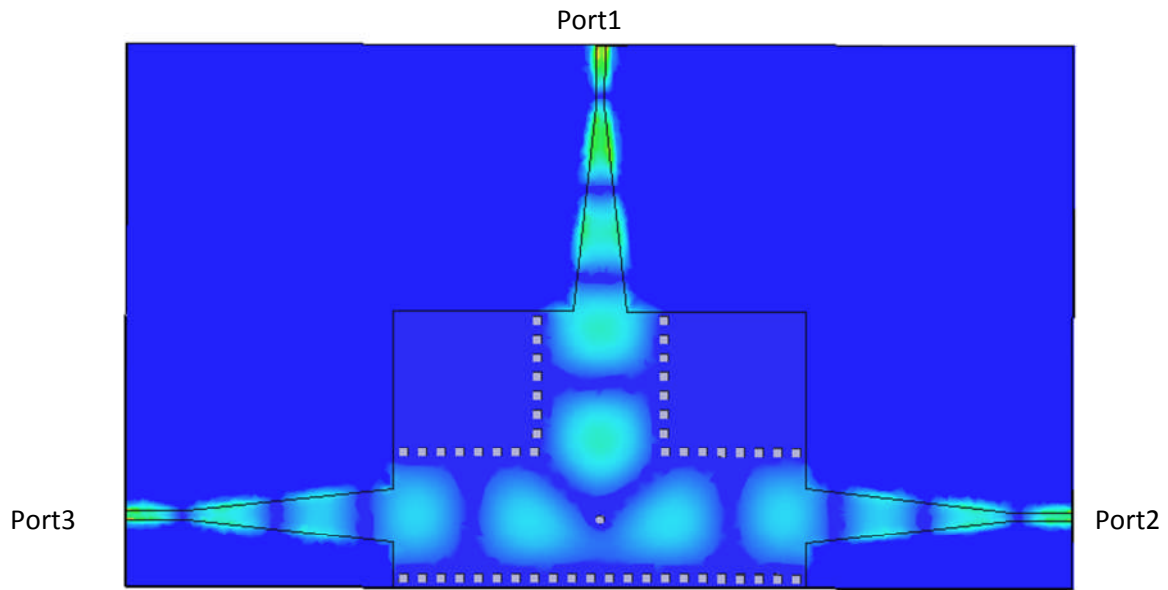


Figure IV.31: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif à  $f=22$  GHz

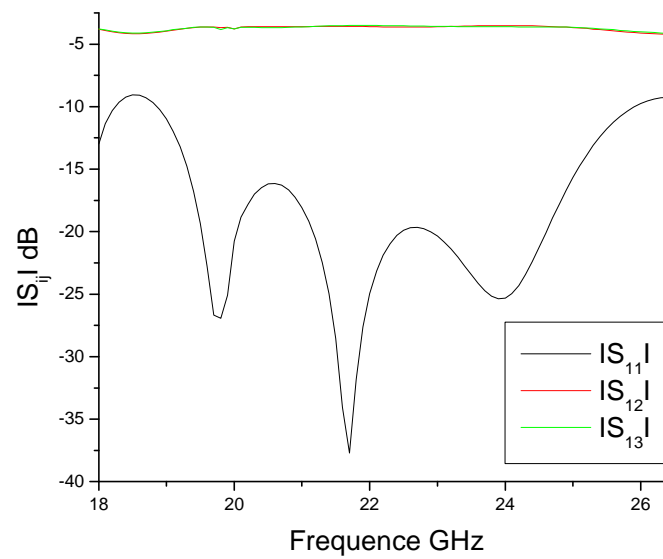


Figure IV.32: Paramètres  $S_{ij}$  du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif

Les figures IV.33 et IV.34 illustrent respectivement la distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  dans la bande [18-26.5] GHz et les coefficients de transmission  $S_{12}$ ,  $S_{13}$  et de réflexion  $S_{11}$  du diviseur de puissance RSIW conçu à base de tiges métalliques de section rectangulaire de largeur  $d$  et de longueur  $2d$ .

La figure IV.34 indique que  $S_{11}$  reste inférieur à -15 dB entre 19.6 GHz et 25.54 GHz, ce qui correspond à plus de 26.32 % de la bande passante. Les valeurs optimales du cylindre inductif sont  $r=0.127\text{mm}$  et  $x_p=1.66\text{mm}$ . Les modules des coefficients  $S_{12}$  et  $S_{13}$  sont autour de -3.54dB montrant une équipartition de la puissance injectée dans l'accès 1. On remarque aussi qu'il n'y a pas de changement significatif dans la réponse de ce diviseur par rapport à celui utilisant des tiges cylindriques comme parois latérales. Actuellement, au lieu d'utiliser le perçage, il y a la possibilité d'exploiter la technologie laser pour réaliser toute forme de trou à dimensions réduites sur des substrats de haute permittivité [15]. Cette technologie est moins couteuse que l'utilisation de la gravure.

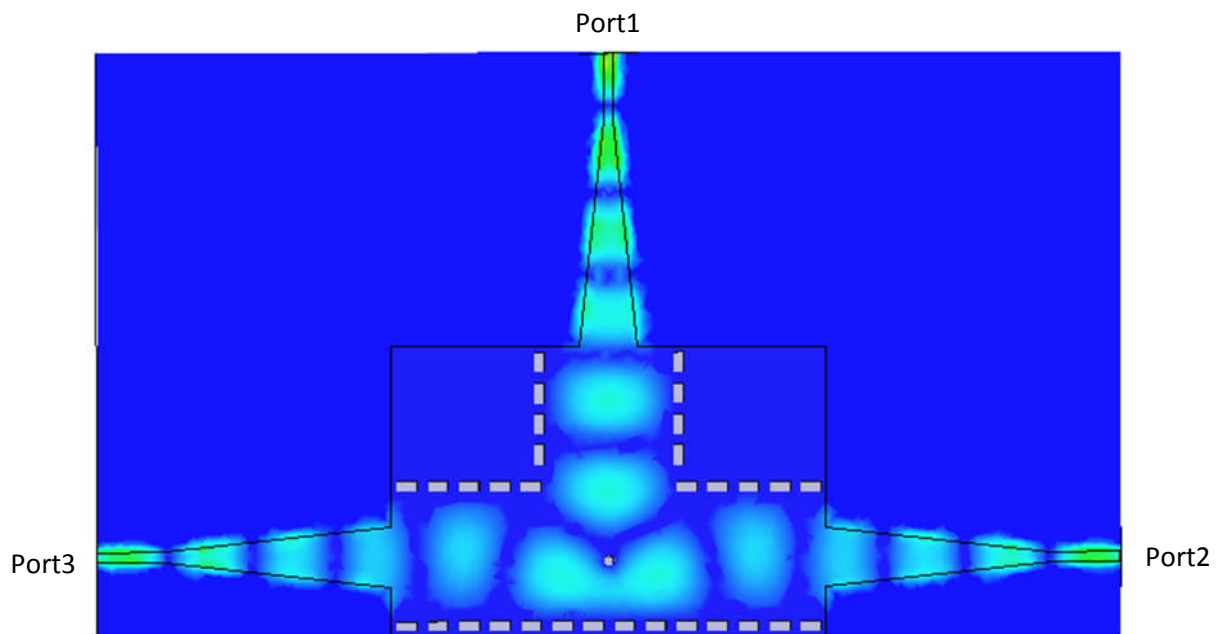


Figure IV.33: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif à  $f=22$  GHz

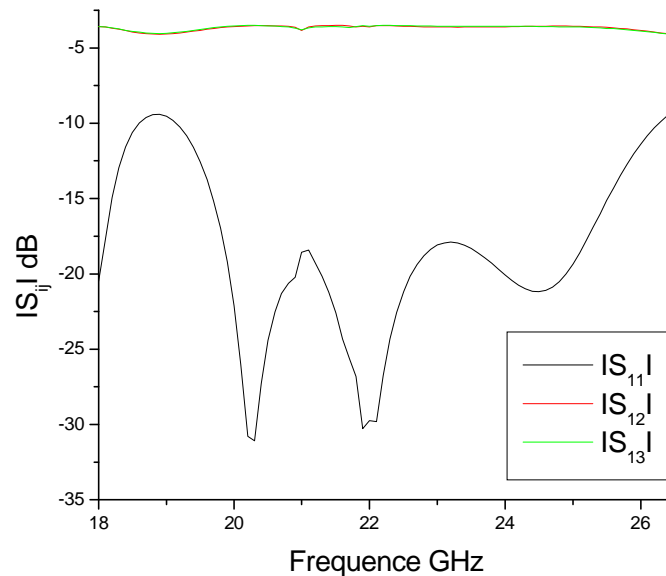


Figure IV.34: Paramètres  $S_{ij}$  du diviseur de puissance en T avec cylindre inductif

## 1-f: Diviseur en Y dans la bande [8-12] GHz

Cette jonction a été réalisée à partir de trois guides RSIW. Deux sont disposés en parallèle et le troisième les ferme d'un côté à travers une jonction de largeur ( $2W_{SIW}$ ) et de longueur  $y_p$ , conformément à la figure IV.35. Les paramètres caractéristiques du guide RSIW et de ses guides équivalents sont reportés dans le tableau IV.6. Les figures IV.35 et IV.36 relatent la distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du diviseur de puissance dans la bande [8-12] GHz et les modules des coefficients de transmission  $S_{12}$ ,  $S_{13}$  et de réflexion  $S_{11}$ .

La distance  $y_p$  entre les deux discontinuités doit être optimisée afin d'obtenir des pertes de réflexion minimales au port d'entrée (figure IV.36), sur toute la bande de fréquence [8-12] GHz.

En effet, après optimisation menée sous HFSS, nous obtenons  $y_p=16.1\text{mm}$ . Par conséquent, les pertes par réflexion (module de  $S_{11}$ ) inférieures à -15dB, s'étalent de 8.64 GHz à 10.83 GHz; soit sur plus de 20% de la bande passante. Les modules des coefficients de transmission  $S_{12}$  et  $S_{13}$  varient eux entre -3.59dB et -3.67dB sur toute la bande; ce qui montre une partition de puissance sensiblement égale entre les accès 2 et 3.

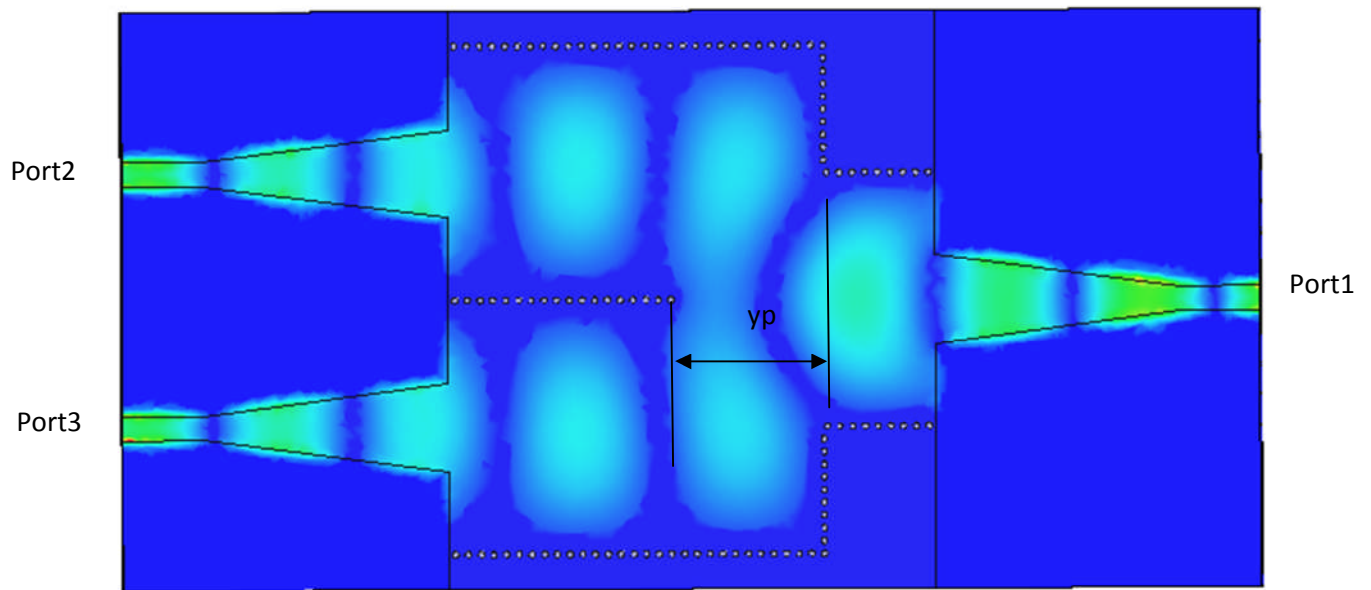


Figure IV. 35: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du diviseur de puissance en Y à  $f=10$  GHz

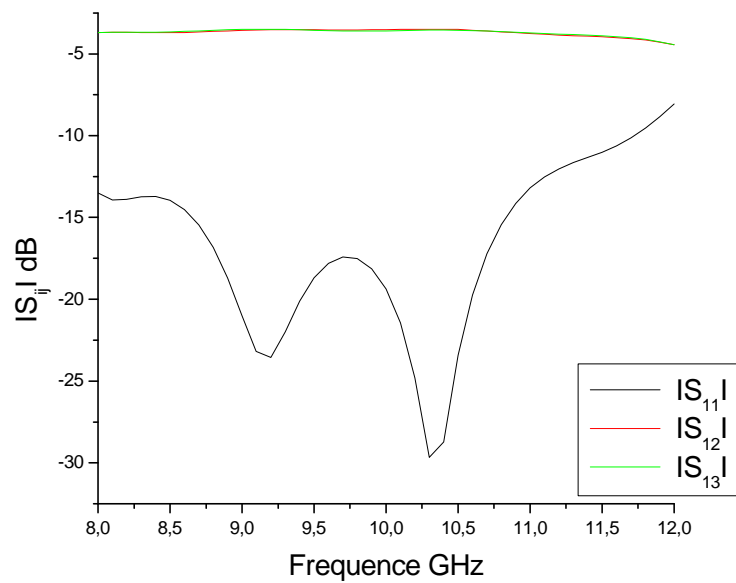


Figure IV.36: Paramètres  $S_{ij}$  du diviseur de puissance en Y



### IV.2-2-2- Duplexeur

Le dispositif peut être employé dans un système d'émission-réception utilisant une seule antenne (figure IV.37). L'émetteur est relié à la porte 2 et le récepteur à la porte 3 tandis que l'accès 1 est relié à l'antenne. Par conséquent, le duplexeur va jouer le rôle de commutateur électronique. Le signal arrivant de l'émetteur sera dirigé vers l'antenne et n'arrivera pas au récepteur car la voie reliée au récepteur constitue un filtre stop-bande pour ce signal. De même, un signal reçu par l'antenne arrivera au récepteur et non à l'émetteur. Dans ce cas l'émetteur et le récepteur opèrent sur des bandes de fréquences différentes.

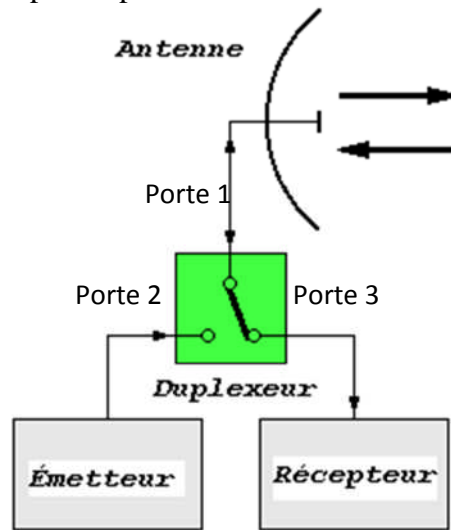


Figure IV.37: Système d'émission/réception utilisant un duplexeur

Dans ce cadre, nous avons conçu et analysé un duplexeur constitué de deux filtres du même type que celui étudié dans le paragraphe (IV.2-1-2). Les filtres 1 et 2, réunis conformément à la topologie de la figure IV.38, ont respectivement les dimensions mentionnées dans les tableaux IV.3 et IV.9.

Les figures IV.38 et IV.39.a présentent respectivement la distribution du champ électrique du mode TE<sub>10</sub> dans la bande [4.5-7.5] GHz et les coefficients de transmission S<sub>32</sub>, S<sub>31</sub> et de réflexion S<sub>33</sub> du duplexeur RSIW.

La figure IV.39.a montre bien que ce composant présente deux bandes passantes distinctes en transmission et en réflexion. Ceci est bien établi dans la figure IV.38 qui montre effectivement qu'un signal arrivant du port 3 à la fréquence 5.3 GHz (fréquence à laquelle le filtre du port 3 est passant (Figure IV.39.a)) est dirigé vers le port 2 et non vers le port 1 (fréquence à laquelle le filtre du port 1 est bloqué (Figure IV.39.a)).

La figure IV.39.b, relative aux paramètres S<sub>ij</sub> mesurés et référencés dans [5] de ce même duplexeur, montre la cohérence de ces résultats avec ceux de nos simulations sous HFSS. La différence observée au niveau des largeurs de bande provient entre autres du fait de ne pas avoir pris en considération des pertes dans nos simulations.

$L_{F21}=L_F=10\text{mm}$	$W_{F2i}=4\text{mm},$
$L_{F22}=L_{F25}=18.35\text{mm}$	$h_{F21}=h_{F25}=4.21\text{mm}$
$L_{F23}=L_{F24}=18.7\text{mm}$	$h_{F22}=h_{F24}=6.25\text{mm}$
$L_{F26}=21.5\text{mm}$	$h_{F23}=6.65\text{mm}$

Tableau IV.9: Paramètres caractéristiques du Filtre 2

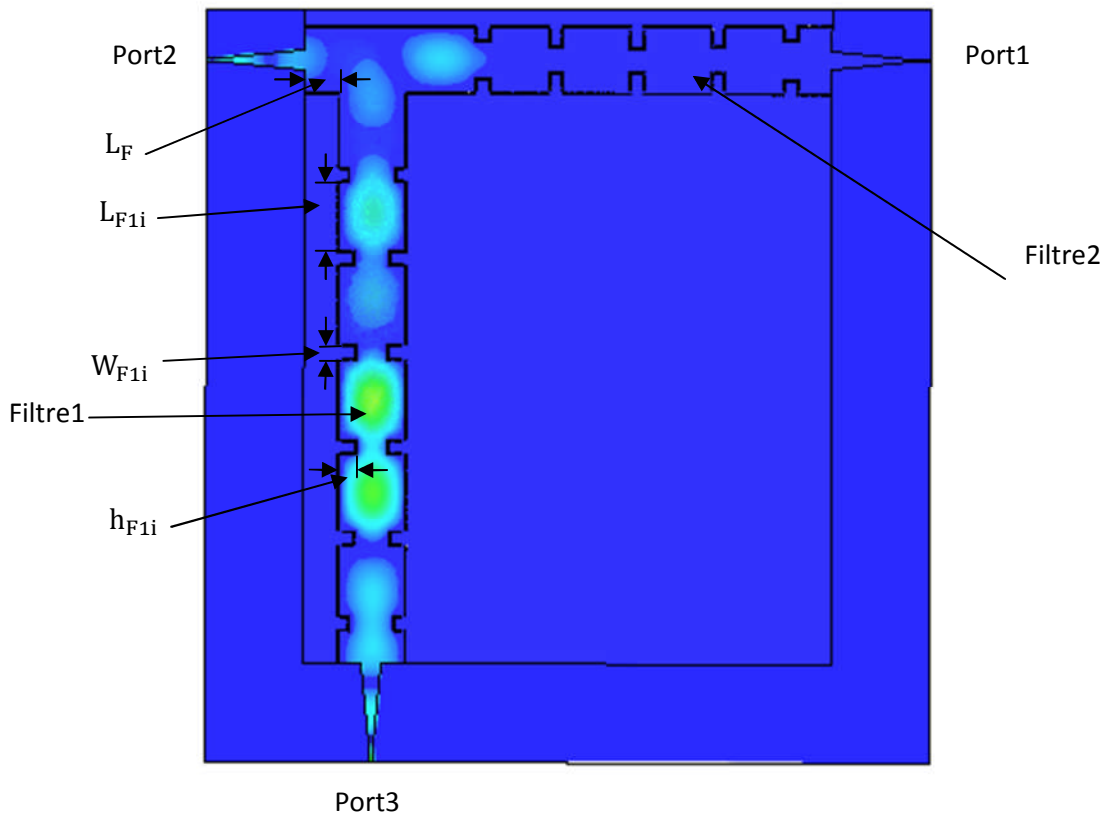


Figure IV.38: Distribution du champ électrique du mode TE<sub>10</sub> du duplexeur SIW à  $f=5.3$  GHz

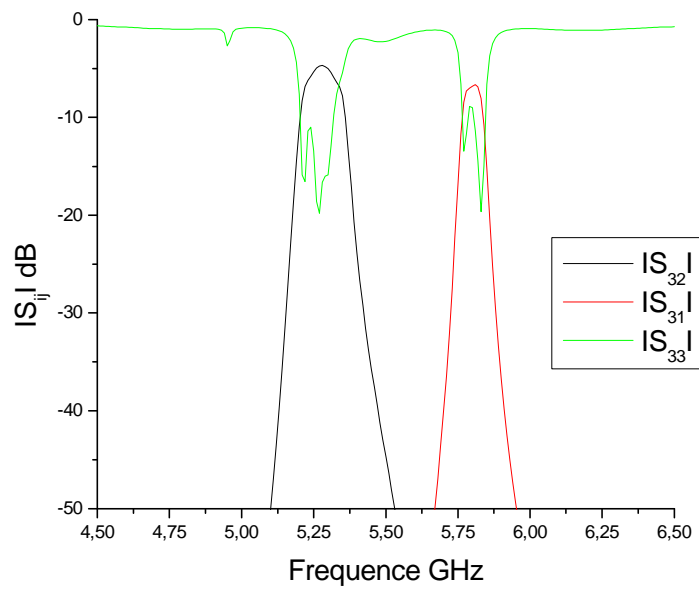
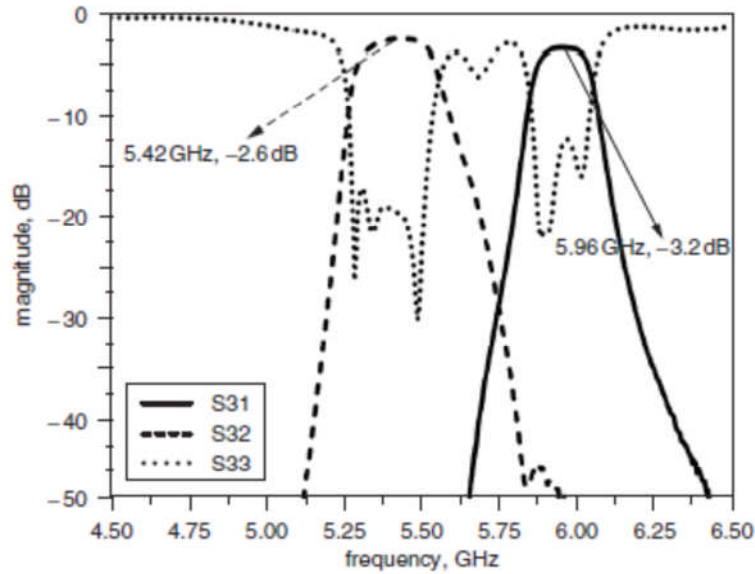


Figure IV.39.a: Paramètres  $S_{ij}$  du duplexeur en technologie SIW


 Figure IV.39.b: Paramètres  $S_{ij}$  mesurés du même duplexeur [5]

### IV.2-2-3- Circulateur

L'augmentation incessante de la puissance des émetteurs des systèmes radars terrestres a nécessité une chaîne d'émission pouvant soutenir cette puissance et ainsi protéger l'émetteur des dommages pouvant être causés par la puissance réfléchiée par l'antenne radar ou toute autre mauvaise adaptation située à l'amont de la source de puissance d'émission. La protection des sources microondes est une pratique très courante et recommandée pour augmenter la fiabilité des émetteurs. Plusieurs types de solutions sont utilisés pour assurer ce genre de fonction. Cependant, en haute puissance, le circulateur en technologie guide d'ondes demeure la solution la mieux adaptée. Sa topologie est celle d'un triporte (hexapôle) comportant trois accès séparés de  $120^\circ$  les uns des autres, autour d'un corps central où se trouve un ferrite (matériaux de nickel et de lithium de ferrite [6] [16]), à laquelle est appliqué un champ magnétique continu vertical qui confère au circulateur sa propriété de non-réciprocité. En effet, quand un champ magnétique transversal lui est appliqué, il se crée dans sa partie centrale un champ interne qui est tel qu'une onde entrante par les accès 1, 2 ou 3 ne peut ressortir respectivement que par les accès 2, 3 ou 1.

Les deux grandeurs importantes pour un circulateur sont les pertes d'insertions qui doivent être les plus faibles possible ( $< 1\text{dB}$ ) et une bonne isolation ( $30\text{dB}$ ). Le circulateur idéal est donc un hexapôle adapté qui serait capable d'aiguiller toute l'énergie vers l'accès suivant, le troisième étant isolé. Sa matrice  $S$  idéale serait donc la suivante:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{j\varphi} \\ e^{j\varphi} & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\varphi} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Où  $\varphi$  représente le déphasage lié à la transmission du signal d'un accès vers l'accès suivant. La non-symétrie de cette matrice traduit clairement la non-réciprocité du composant. C'est

cette non-réciprocité qui fait tout l'intérêt du dispositif et qui explique que cette fonction peut servir dans de nombreuses applications en télécommunications.

### 3-a: Circulateur dans la bande [4.2-6.5] GHz

Nous avons conçu et analysé dans la bande [4.2-6.5] GHz un circulateur en technologie SIW par la jonction de trois guides RSIW adaptés, formant entre eux des angles de  $120^\circ$  conformément à la figure IV.40. Les paramètres caractéristiques de ces guides sont mentionnés dans le tableau IV.5 avec  $L=10.5\text{mm}$ . Nous avons ensuite considéré au centre de la jonction un matériau ferrite, de forme cylindrique et admettant une aimantation de saturation  $4\pi M_s = 5000$  Gauss. Sa constante diélectrique est  $\epsilon_f = 13.7$  et son rayon est calculé par  $R_f = \frac{1.84 c}{\omega_0 \sqrt{\epsilon_f}}$ , où  $c$  est la vitesse de la lumière dans l'espace libre,  $\omega_0$  est la fréquence de fonctionnement. Les dimensions du matériau ferrite, traduites par son rayon  $R_f$  et sa hauteur  $h_f$ , ont été optimisées par HFSS afin d'avoir la meilleure réponse fréquentielle du circulateur. Ainsi les valeurs optimales de ces grandeurs sont  $R_f=6.5\text{mm}$  et  $h_f=0.4\text{mm}$ .

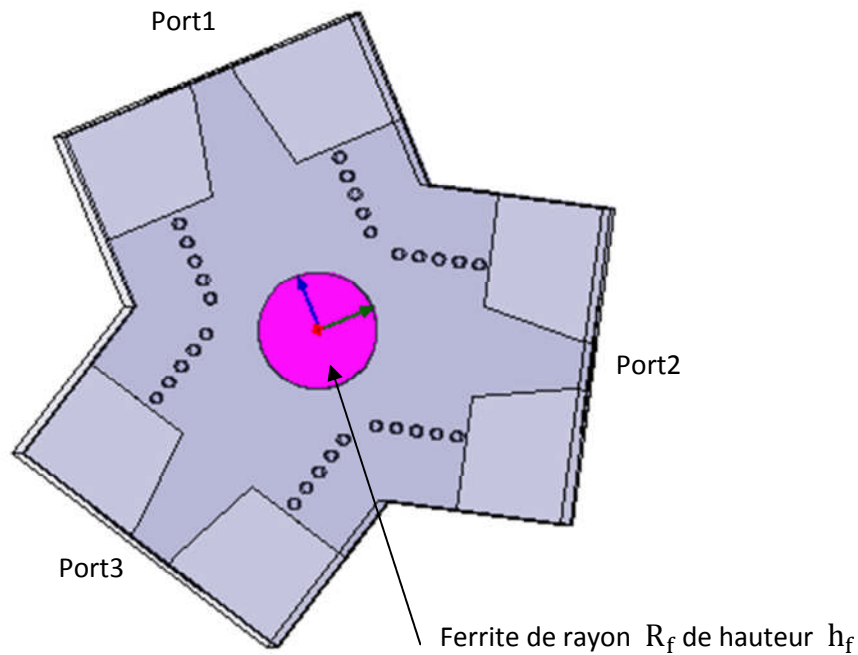


Figure IV.40 : Circulateur SIW [16]

Les figures IV.41 et IV.42 illustrent respectivement la distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du circulateur dans la bande [4.2-6.5] GHz et les coefficients de transmission  $S_{21}$ , de réflexion  $S_{11}$  et d'isolation  $S_{31}$ .

La figure IV.42 montre que les pertes par réflexion relatives à  $S_{11}$ , en dessous de -15dB, occupent plus de 26.78 % de la bande passante, par contre les pertes d'insertion ( $S_{21}$ ) sont de l'ordre de 0.54dB et le maximum de l'isolation ( $S_{31}$ ) est de -30.16dB. Le phénomène de circulation est confirmé par la cartographie, du champ électrique du mode  $TE_{10}$ , tracée à la fréquence 5.5 GHz. En effet, à cette fréquence nous avons les coefficients  $S_{21}$  maximum,  $S_{11}$  et  $S_{31}$  minimums. Ainsi à cette fréquence, un signal entrant par l'accès 1 est dirigé vers l'accès 2, tandis que l'accès 3 est isolé (figure IV.41).

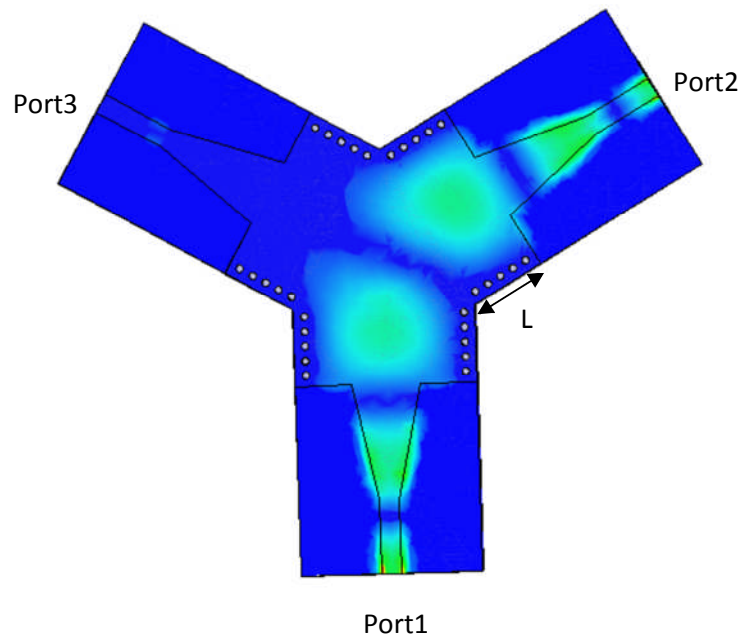
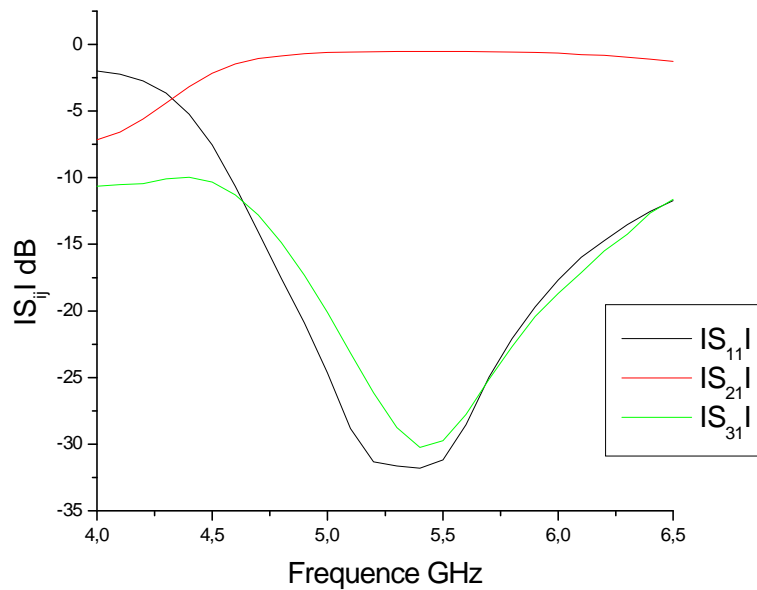


Figure IV.41: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du circulateur SIW à  $f=5.5$  GHz

Figure IV.42: Paramètres  $S_{ij}$  du circulateur en technologie SIW

### 3-b: Circulateur dans la bande [18-26.5] GHz

Nous avons ensuite étudié un circulateur dans la bande de fréquences [18-26.5] GHz. Il a été conçu à base de tiges de section carré, en suivant la même démarche exposée dans l'exemple précédent en exploitant les paramètres de conception mentionnés dans le tableau IV.8 avec  $L=3.881\text{mm}$ . Le matériau de ferrite utilisé admet une aimantation de saturation  $4\pi M_s = 5000$  Gauss, une constante diélectrique  $\epsilon_f = 13.7$  et une forme cylindrique de rayon  $R_f=1.1\text{mm}$  et de hauteur  $h_f=0.254\text{mm}$ .

Les figures IV.43 et IV.44 illustrent respectivement la distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  dans la bande [18-26.5] GHz et les coefficients de transmission  $S_{21}$ , de réflexion  $S_{11}$  et d'isolation  $S_{31}$ .

L'analyse des résultats de cette étude montre que les pertes par réflexion ( $S_{11}$ ) en dessous de -15dB occupent plus de 21.75% de la bande passante, par contre les pertes d'insertion ( $S_{21}$ ) sont de l'ordre de -0.65dB, alors que le maximum de l'isolation ( $S_{31}$ ) est de -38.11dB. A la fréquence de 24 GHz, les deux figures IV.43 et IV.44 confirment la propriété de circulation de ce dispositif.

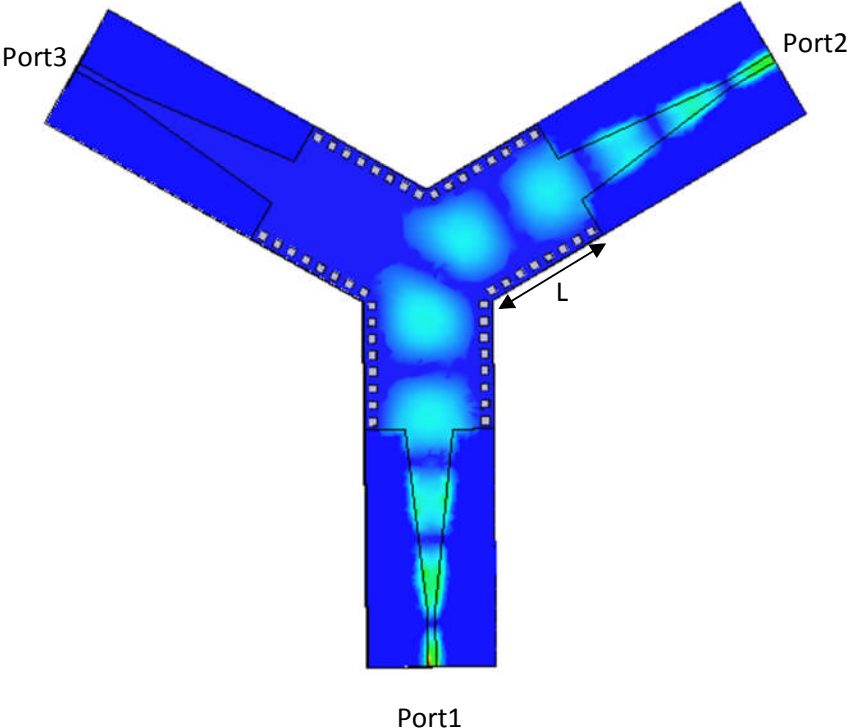


Figure IV.43: Distribution du champ électrique du mode TE<sub>10</sub> du circulateur SIW à f=24 GHz

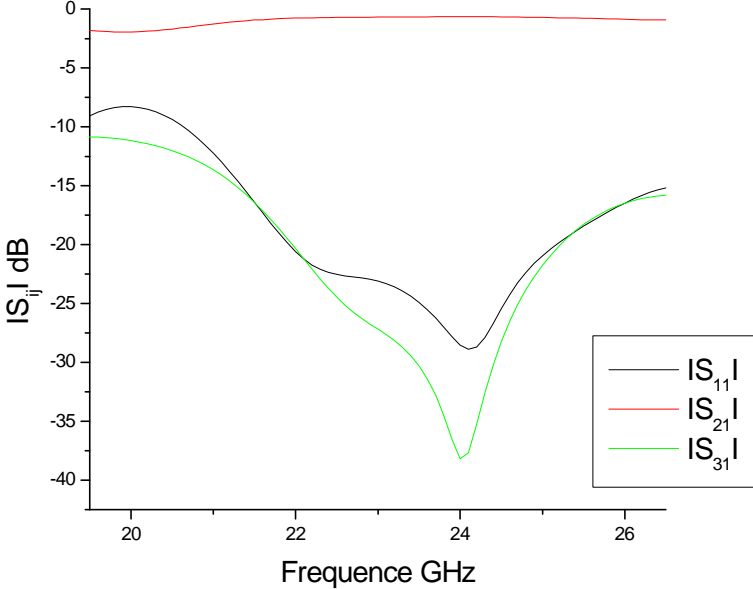


Figure IV.44: Paramètres S<sub>ij</sub> du circulateur SIW

### 3-c: Circulateur dans la bande [50-75] GHz

Un circulateur en technologie SIW a été ensuite conçu et analysé dans la bande de fréquences [50-75] GHz. Il a été conçu en suivant la même démarche exposée dans l'exemple précédent en exploitant les paramètres de conception mentionnés dans le tableau IV.7 avec  $L=2.7\text{mm}$ . Le matériau de ferrite utilisé admet une aimantation de saturation  $4\pi M_s = 5000$  Gauss, une constante diélectrique  $\epsilon_f = 13.7$  et une forme cylindrique de rayon  $R_f=0.5\text{mm}$  et de hauteur  $h_f=0.15\text{mm}$ .

Les figures IV.45 et IV.46 présentent respectivement la distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  dans la bande [50-75] GHz et les coefficients de transmission  $S_{21}$ , de réflexion  $S_{11}$  et d'isolation  $S_{31}$ .

L'analyse des résultats indique que les pertes par réflexion ( $S_{11}$ ) en dessous de -15 dB occupent plus de 6% de la bande passante, par contre les pertes d'insertion ( $S_{21}$ ) sont de l'ordre de -0.8 dB, alors que le maximum de l'isolation ( $S_{31}$ ) est de -36.32 dB. A la fréquence de 55 GHz, les deux figures IV.45 et IV.46 montrent l'isolation de l'accès 3 de ce dispositif quand l'accès 1 est alimenté.

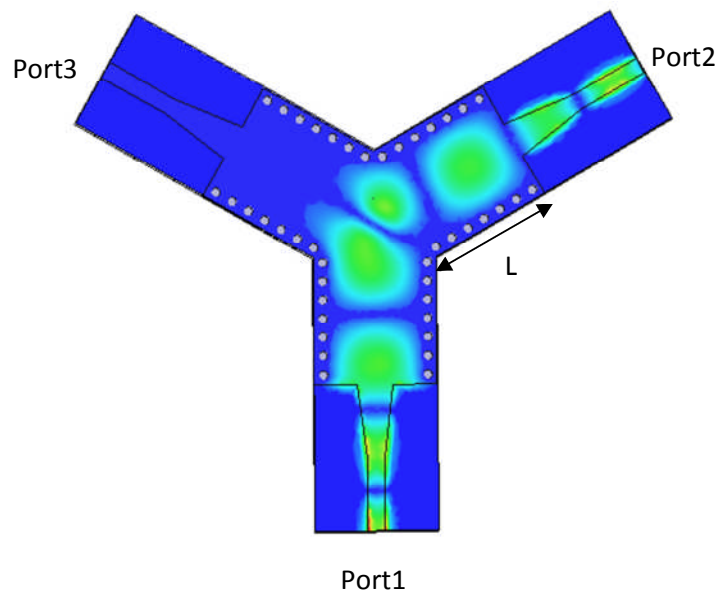


Figure IV.45: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du circulateur SIW à  $f=55$  GHz



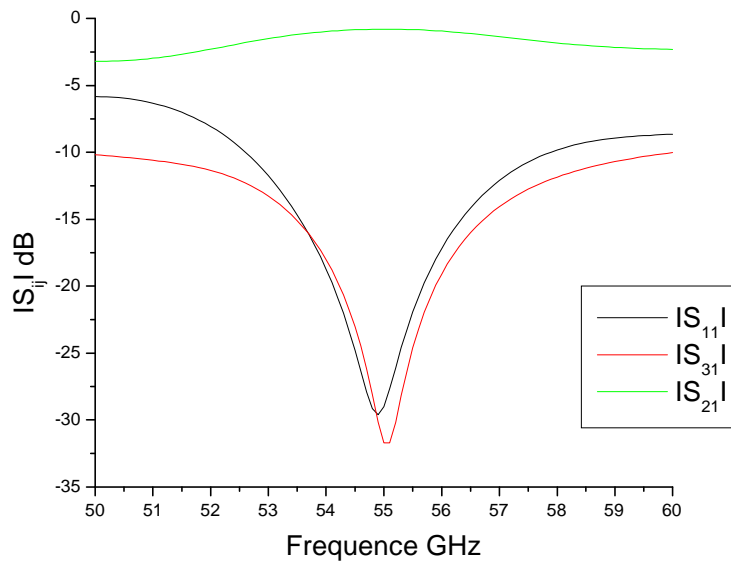


Figure IV.46: Paramètres  $S_{ij}$  du circulateur SIW

## IV.2-3-Jonction à quatre ports

### IV.2-3-1- Coupleur

Le développement des systèmes de communication modernes en microondes et ondes millimétriques nécessite la haute qualité et la haute densité des circuits d'intégration. La taille et le coût sont deux des exigences essentielles de ces systèmes. Cela a stimulé un développement rapide de nombreux composants passifs compacts à faible coût. Les coupleurs qui ont été largement utilisés comme éléments clé dans de nombreux systèmes, ont été étudiés de façon intensive pendant des décennies. Cependant, les technologies classiques pour la conception des coupleurs de haute qualité, sont soit trop chères ou incapables de fournir les performances requises. Récemment, une pratique intéressante de procéder à l'intégration planaire appelé guide d'ondes intégré au substrat SIW a suscité beaucoup d'intérêt.

Les coupleurs directifs sont des dispositifs passifs utilisés pour acheminer, diviser et combiner les signaux dans les systèmes microondes. Le coupleur directif (figure IV.47) est une jonction à quatre ports, dont le port 1 est le port d'entrée, le port 2 est le port de sortie, le port 3 est le port de couplage et enfin le port 4 est le port d'isolation. La matrice  $[S]$  d'un coupleur symétrique, adapté à ses accès, est donnée par la relation (4.7).

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$\alpha$  et  $\beta$  sont réels tel que  $\alpha^2 + \beta^2 = 1$

Le facteur de couplage C(dB) correspond au rapport entre la puissance  $P_1$  émise au port 1 et la puissance  $P_3$  transmise dans le port 3, les ports 2 et 4 étant adaptés.

$$C(dB) = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \log |S_{13}| \quad (4.8)$$

Le coefficient d'isolation I(dB) est relatif au découplage entre les ondes circulant entre les accès 1 et 4.

$$I(dB) = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \log |S_{14}| \quad (4.9)$$

La directivité D(dB) renseigne sur le rapport entre les puissances transmises aux ports 3 et 4.

$$D(dB) = I - C = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = 20 \log \frac{|S_{13}|}{|S_{14}|} \quad (4.10)$$

Si  $\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$ , la puissance est divisée équitablement dans les ports 2 et 3. Le coupleur directif 3dB crée un déphasage de  $90^\circ$  entre les voies 2 et 3 et sa matrice [S] est donnée par (4.11)

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

## 1-a: Coupleur dans la bande [4-6.5] GHz

Nous avons conçu et analysé, sous HFSS, un coupleur directif en technologie SIW, conformément à la topologie de la figure IV.47. Nous avons utilisé deux guides RSIW adaptés, ayant les paramètres caractéristiques présentés dans le tableau IV.5, connectés en parallèle. La longueur de l'ouverture de couplage  $W_{ap}$  est déterminée sur la base de l'analyse des modes  $TE_{10}$  et  $TE_{20}$  [17] [18] du guide RSIW. La différence de phase entre les deux modes est exprimée par:

$$(\beta_{10} - \beta_{20}) W_{ap} = \frac{\pi}{2}$$

Le saut  $L_s$  de longueur  $W_s$ , schématisé sur la figure IV.47, permet l'adaptation des ports. Les dimensions  $L_s$ ,  $W_s$ ,  $L_{ap}$  et  $W_{ap}$  sont optimisées sous HFSS pour obtenir le couplage désiré. Après optimisation, nous avons trouvé:

$$L=49\text{mm}, W_s=14\text{mm}, L_s=2.5\text{mm}, W_{ap}=29.2\text{mm}, L_{ap}=1.8\text{mm}.$$

Cette topologie simple permet d'obtenir des couplages variant entre -3 et -5 dB.

Les figures IV.47 et IV.48 illustrent respectivement la cartographie du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du coupleur dans la bande [4-6.5] GHz et les modules des coefficients de réflexion  $S_{11}$ , de transmission  $S_{12}$ , de couplage  $S_{13}$  et d'isolation  $S_{14}$ .

Les résultats obtenus confirment le caractère directif du coupleur, en effet l'injection d'un signal à la fréquence 5 GHz dans le port 1, engendre sa transmission et sa répartition uniquement entre les accès 2 et 3.

L'analyse des résultats de la figure IV.48 indique que les pertes par réflexion ( $S_{11}$ ) et l'isolation ( $S_{14}$ ) en dessous de -15 dB occupent plus de 25% de la bande passante, sur laquelle les pertes d'insertion ( $S_{21}$ ) et le couplage ( $S_{31}$ ) sont de l'ordre de -3.41 dB.

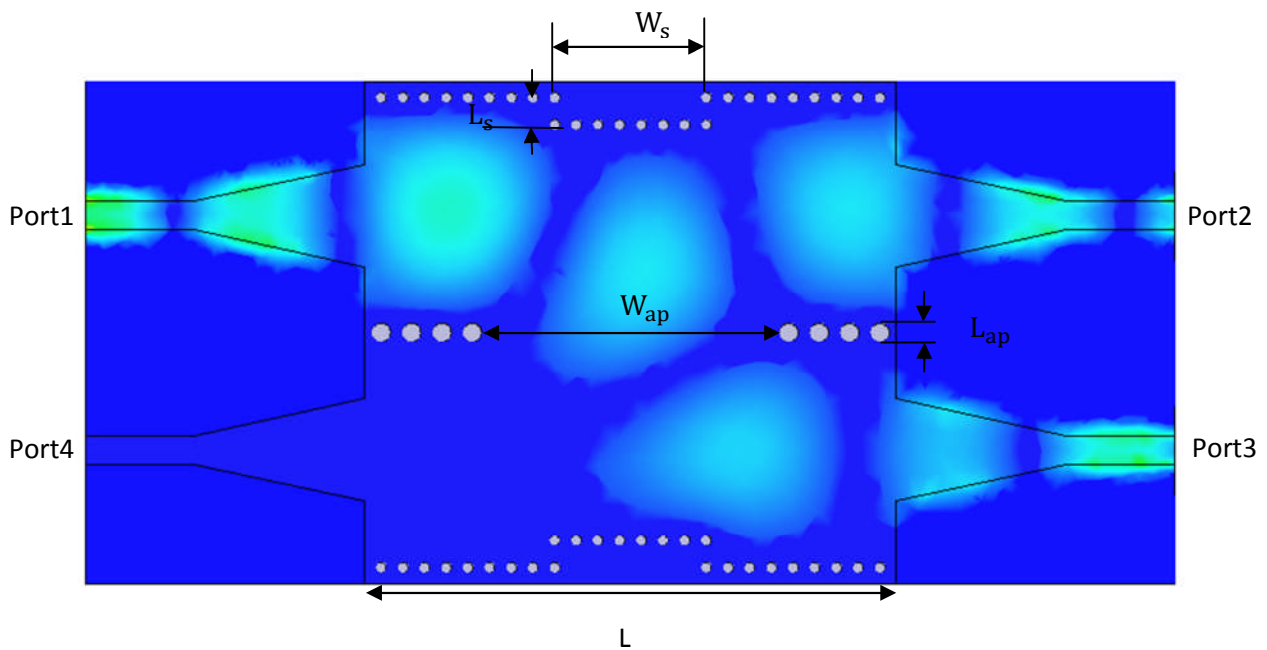


Figure IV.47: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du coupleur en technologie SIW à  $f=5$  GHz

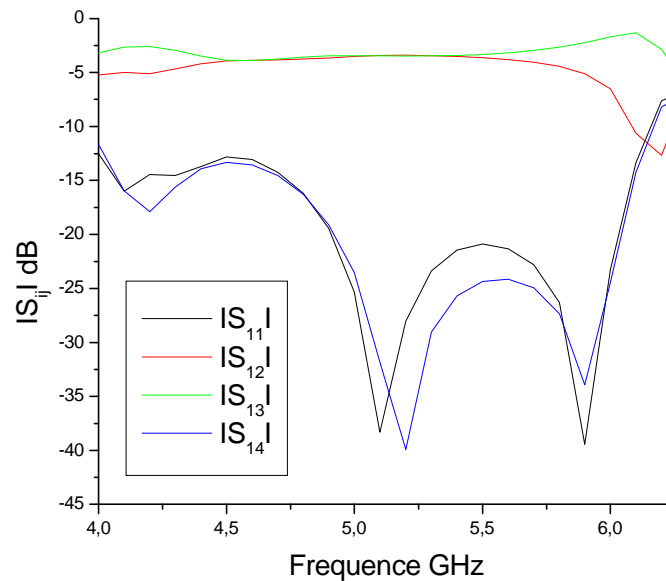


Figure IV.48: Paramètres  $S_{ij}$  du coupleur en technologie SIW

### 1-b: Coupleur dans la bande [6-15] GHz

Dans cette application, le coupleur en guides RSIW est schématisé dans la figure IV.49. Les paramètres du guide RSIW utilisé sont présentés dans le tableau IV.10.

Les figures IV.50 et IV.51 illustrent la distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du coupleur dans la bande [6-15] GHz et les modules des coefficients de réflexion  $S_{11}$ , de transmission  $S_{12}$ , de couplage  $S_{13}$  et d'isolation  $S_{14}$ .

En utilisant les dimensions optimisées  $L=37.2\text{mm}$ ,  $W_s=9.6\text{mm}$ ,  $L_s=2.8\text{mm}$ ,  $W_{ap}=17.6\text{mm}$ ,  $L_{ap}=1.1\text{mm}$ , les résultats montrent bien le caractère directif de ce coupleur dans la bande [8.5-12.7] GHz où nous disposons des niveaux de réflexion et d'isolation inférieurs à -15dB occupant plus de 22.22% de la bande passante, sur laquelle les pertes d'insertion ( $S_{21}$ ) et le couplage ( $S_{31}$ ) sont de l'ordre de -3.69 dB.

A la fréquence 10 GHz, le couplage entre les accès 1 et 3 est bien identifié dans la figure IV.50. Les graphes IV.51.(a,b,c) démontrent clairement la concordance de nos résultats de simulation avec ceux mesurés par les auteurs de la référence [19].

Guide classique	Guide équivalent	Guide RSIW
WR90, $a=22.86\text{mm}$ , $b=10.16\text{mm}$ , $\epsilon_r=1$	$h=0.5\text{mm}$ , $\epsilon_r=2.4$ , $f_c=6.7\text{ GHz}$	$h=0.5\text{mm}$ , $\epsilon_r=2.4$ , $d=0.4\text{mm}$ , $p=0.8\text{mm}$ , $W_{SIW}=14.65\text{mm}$
	$W_{eq}=14.4\text{mm}$	$W_T=7.2\text{mm}$ , $L_T=20.5\text{mm}$ , $W_{mst}=1.2\text{mm}$

Tableau IV.10: Paramètres caractéristiques du guide RSIW

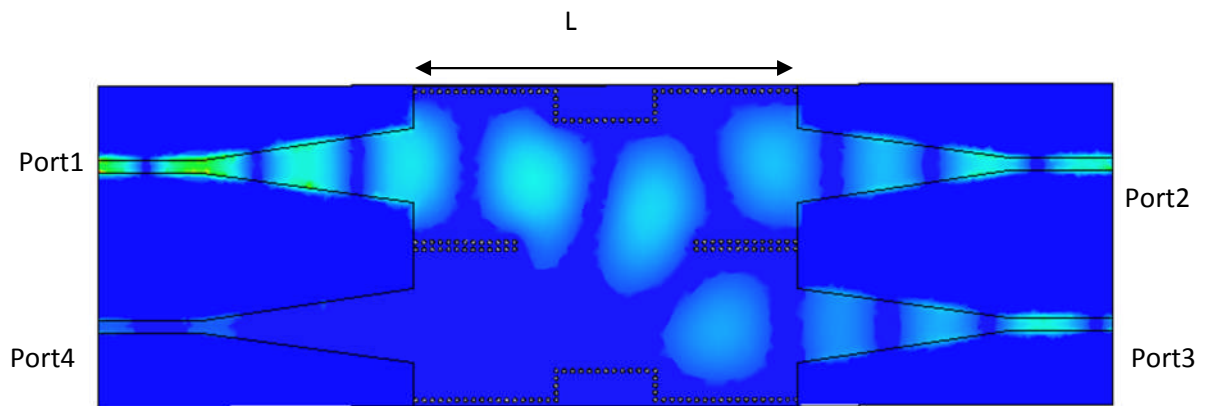


Figure IV.49: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du coupleur directif SIW à  $f=10$  GHz

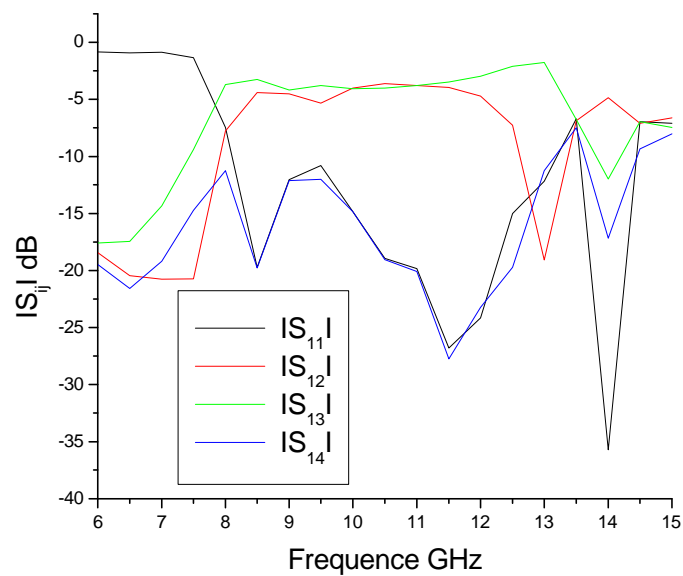
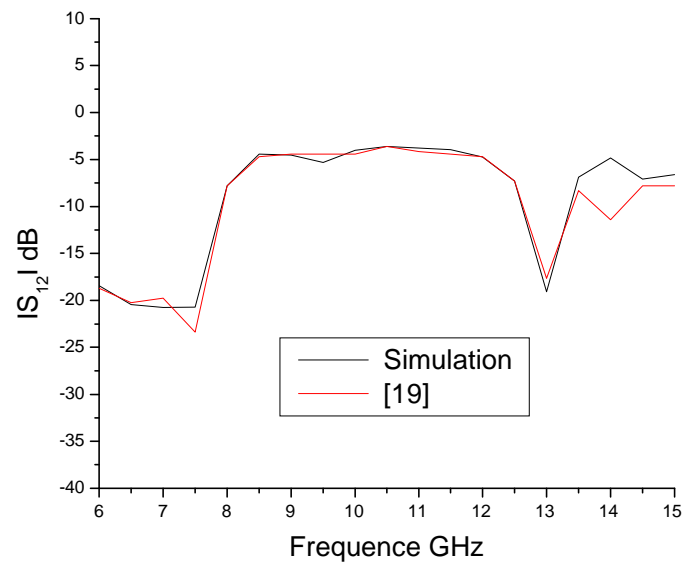
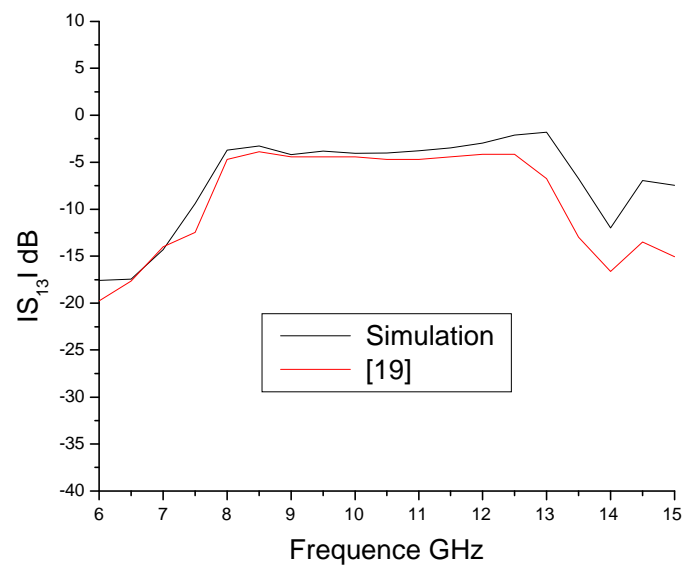


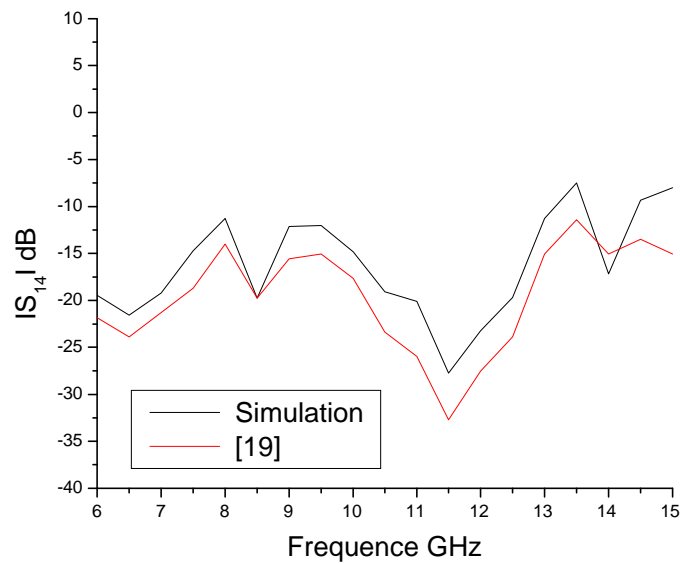
Figure IV.50: Paramètres  $S_{ij}$  du coupleur SIW



(a) Coefficient de transmission (insertion)



(b) Coefficient de couplage



(c) Coefficient d'isolation

Figure IV.51 (a, b, c): Comparaison des paramètres  $S_{ij}$  simulés du coupleur directif SIW avec ceux mesurés dans [19]

### 1-c: Coupleurs dans d'autres bandes de fréquence

D'autres coupleurs directifs avec la même topologie ont été conçus et analysés dans plusieurs bandes de fréquences [18-26.5] GHz, [24-38] GHz et [50-70] GHz. La même topologie a été utilisée [16] [17] et seules les dimensions du guide RSIW changent selon la bande de fréquence d'utilisation. Nous présentons dans la suite, seulement les résultats d'analyse des coupleurs dans les bandes [18-26.5] GHz et [50-70] GHz

\*\* Dans la bande de fréquence [18-26.5] GHz, le coupleur de la figure IV.52 a été développé à partir d'un guide RSIW admettant les paramètres caractéristiques mentionnés dans le tableau IV.8.

Avec les paramètres optimisés suivants  $L=9.245\text{mm}$ ,  $W_s=2.37\text{mm}$ ,  $L_s=0.652\text{mm}$ ,  $W_{ap}=4.55\text{mm}$ ,  $L_{ap}=0.724\text{mm}$ , les résultats d'analyse de ce coupleur montrent bien son caractère directif dans la bande [18-26.5] GHz où nous disposons des niveaux de réflexion et d'isolation inférieurs à -15dB occupant plus de 26.43% de la bande passante, et sur laquelle les pertes d'insertion ( $S_{21}$ ) et le couplage ( $S_{31}$ ) fluctuent entre -3.24dB et -3.78dB.

Les figures IV.52 et IV.53 présentent la cartographie du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du coupleur dans cette bande et les coefficients de réflexion  $S_{11}$ , de transmission  $S_{12}$ , de couplage  $S_{13}$  et d'isolation  $S_{14}$ .

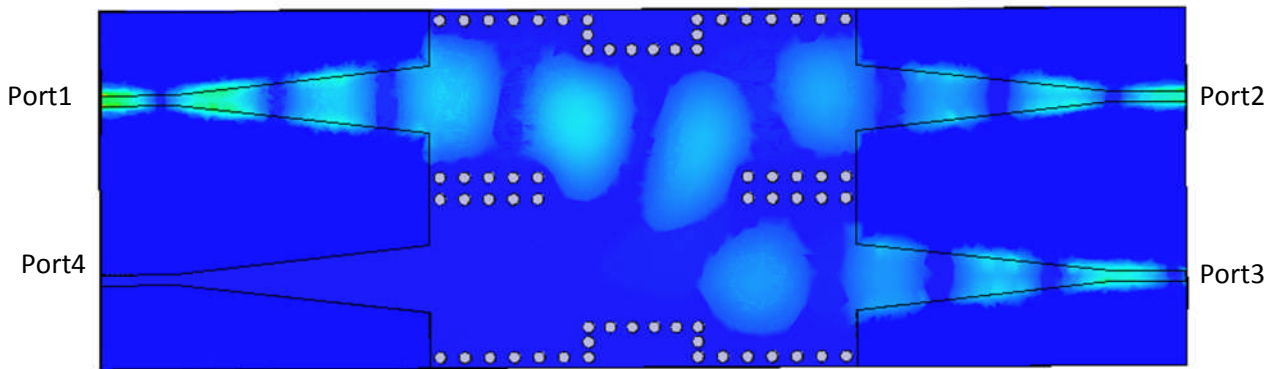


Figure IV.52 : Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du coupleur SIW à  $f=22$  GHz

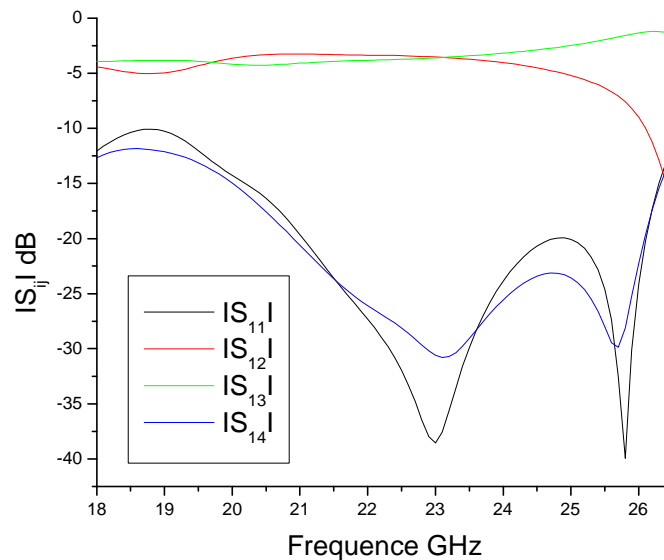


Figure IV.53: Réponse fréquentielle du coupleur directif en technologie SIW

\*\* Dans la bande de fréquence [50-75] GHz, le coupleur directif en technologie SIW a été conçu à partir des paramètres du guide RSIW présentés dans le tableau IV.7.

Les figures IV.54 et IV.55 illustrent la distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du coupleur dans cette bande, ainsi que les coefficients de réflexion  $S_{11}$ , de transmission  $S_{12}$ , de couplage  $S_{13}$  et d'isolation  $S_{14}$ , pour montrer ces propriétés.

La bande de fréquence correspondant à un fonctionnement convenable du coupleur avec  $L=5.93\text{mm}$ ,  $W_s=1.498\text{mm}$ ,  $L_s=0.227\text{mm}$ ,  $W_{ap}=3.138\text{mm}$ ,  $L_{ap}=0.313\text{mm}$ , c'est-à-dire une réflexion et une isolation inférieures à  $-15\text{dB}$ , s'étale de 50 GHz à 67 GHz, soit une bande de plus de 29.05% de la bande de conception. La transmission et le couplage sont de l'ordre de  $-3.59 \pm 0.5$  dB dans cette bande.



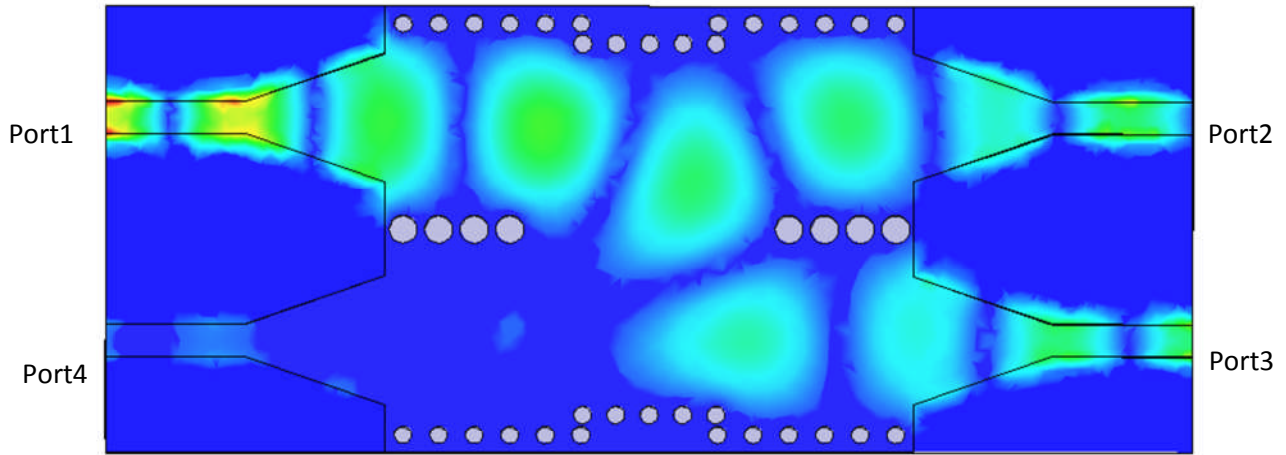


Figure IV.54: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du coupleur en technologie SIW à  $f=60$  GHz

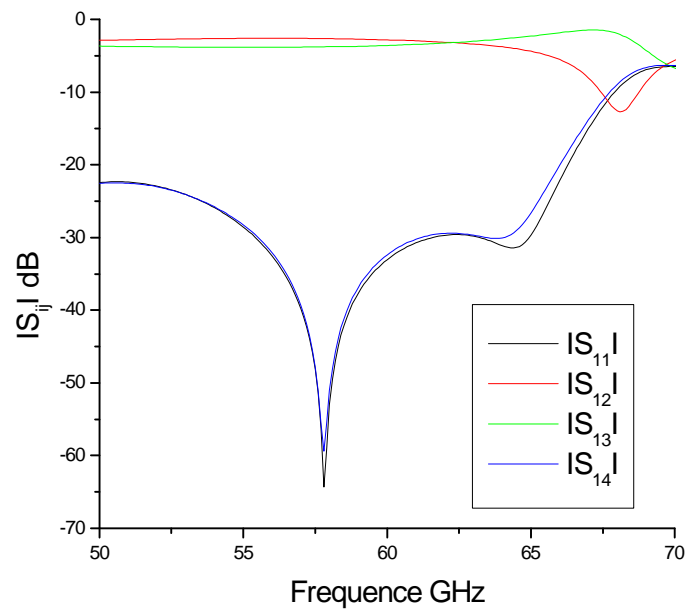


Figure IV.55: Réponse fréquentielle du coupleur en technologie SIW

## IV.2-4-Jonction à cinq ports

Dans cette application, le diviseur de puissance (figure IV.56) a été conçu dans la bande de fréquence [8-12] GHz à partir d'une jonction à cinq ports. Il a été initialement imaginé en utilisant le guide d'ondes traditionnel plein de diélectrique de largeur  $W_{eq}$  (Tableau IV.6). Ce diviseur est conçu à base de deux diviseurs de puissance à trois ports en Y et un autre en T décrits précédemment. Ce diviseur permet de distribuer la puissance du port 1 vers quatre guides adjacents. Aussi, l'optimisation des dimensions de ce dispositif est nécessaire afin de garantir un niveau de réflexion inférieur à -15dB au port 1. Après plusieurs simulations nous avons dû chanfreiner les parois de la jonction T et la meilleure réponse a été obtenue pour des chanfreins circulaires et bien sur des valeurs optimisées de  $L_3$ ,  $L_5$ ,  $L_6$  et  $x_p$ .

Les figures IV.56 et IV.57 illustrent la distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  de ce coupleur dans la bande [8-12] GHz et les modules des paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$ ,  $S_{51}$  pour les valeurs optimisées suivantes:

$L_1=14\text{mm}, L_2=23.6\text{mm}, L_3=17.2\text{mm}, L_4=7.6\text{mm}, L_5=11.6\text{mm}, L_6=2\text{mm}, r=0.48\text{mm},$   
 $x_p=8.78\text{mm}.$

Finalement le diviseur de puissance à cinq ports conçu, présente une très bonne réponse fréquentielle. En effet, le coefficient de réflexion au niveau du port 1 excité, reste inférieur à -15dB sur plus de 20.61% de la bande passante et les coefficients de transmission sont de l'ordre de -6dB.

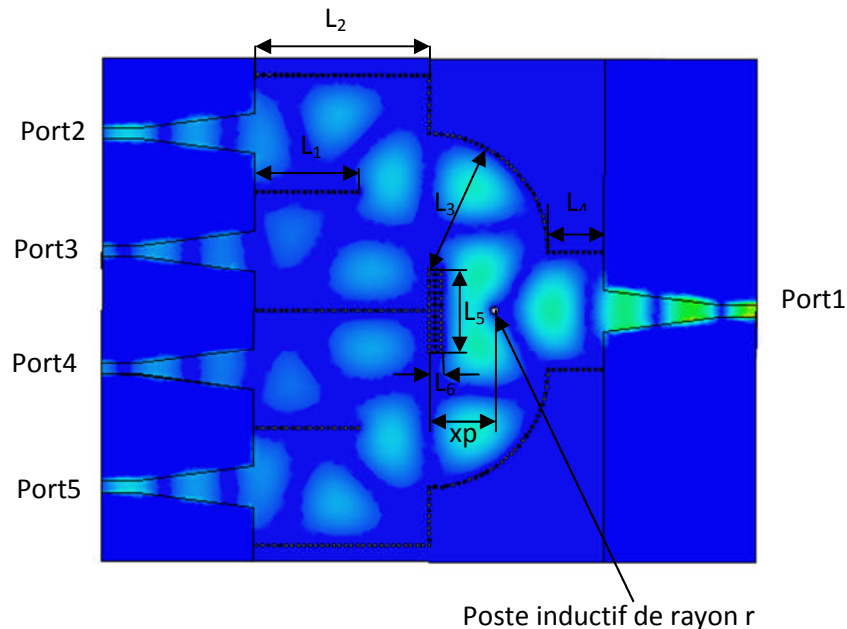


Figure IV.56: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  de la jonction à cinq ports, à  $f=10$  GHz

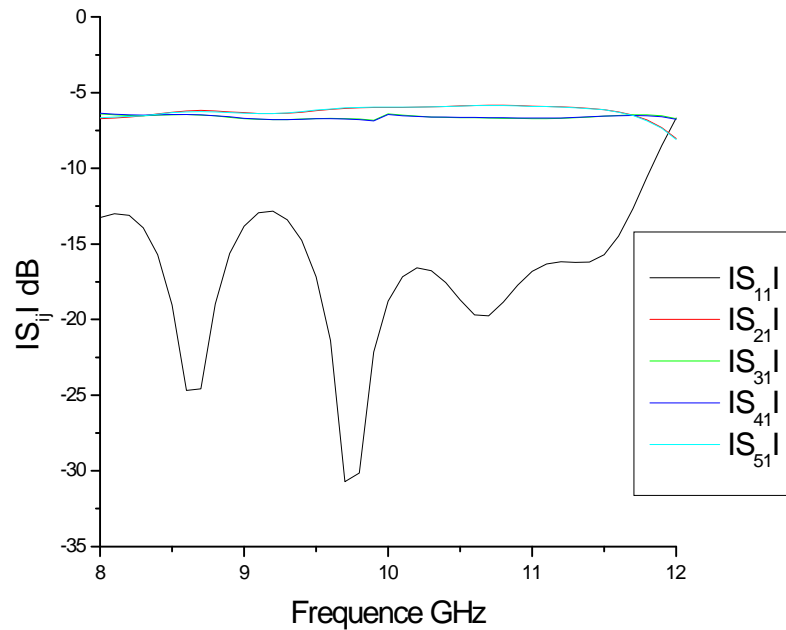


Figure IV.57: Paramètres  $S_{ij}$  de la jonction à cinq ports

## IV.2-5-Conception et réalisation d'un coupleur directif dans la bande [1-4] GHz

Après avoir conçu et analysé sous HFSS plusieurs dispositifs microondes, nous avons jugé très utile de procéder à la fabrication d'un dispositif en technologie SIW, selon l'équipement disponible au laboratoire. Cette réalisation pratique et les mesures effectuées permettent de consolider notre modèle de simulation. Ainsi, nous avons pu réaliser et tester, au laboratoire Laplace de l'ENSEEIH de Toulouse, un coupleur directif en technologie SIW dans la bande de fréquences [1-4] GHz. Ce coupleur, schématisé sur la figure IV.58, est basé sur un guide RSIW admettant les paramètres caractéristiques décrits dans le tableau IV.4 et les valeurs optimisées  $L=112\text{mm}$ ,  $W_s=30\text{mm}$ ,  $L_s=8\text{mm}$ ,  $W_{ap}=50\text{mm}$ ,  $L_{ap}=3\text{mm}$ .

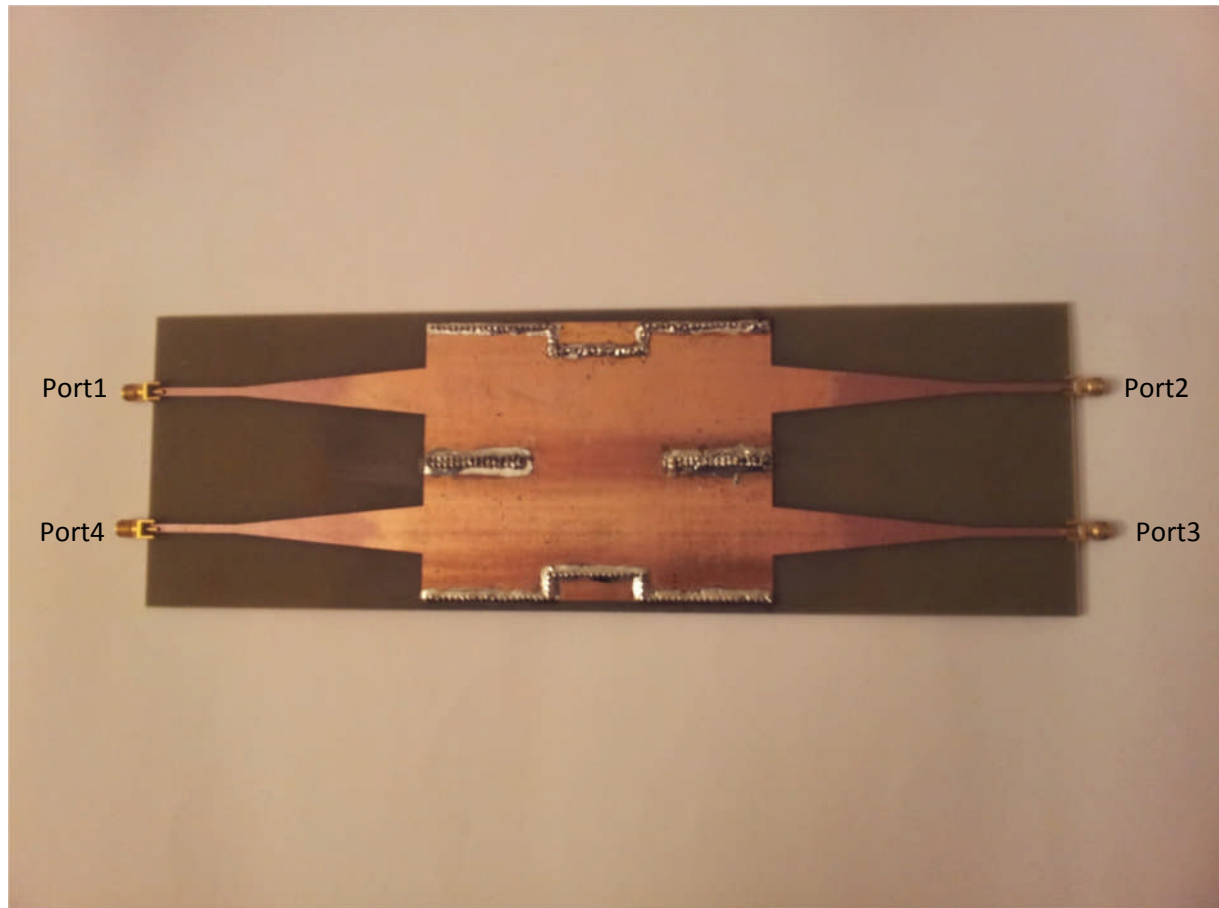


Figure IV.58: Prototype du coupleur SIW réalisé à l'ENSEEIH

L'analyse de ce coupleur sous HFSS nous a permis d'optimiser ses dimensions et de déduire la cartographie de son champ électromagnétique (IV.59) et sa réponse fréquentielle (IV.60). Nous avons ensuite procédé à la réalisation de ce coupleur et puis effectué les mesures de sa réponse fréquentielle dans la bande [1-4] GHz à l'aide d'un analyseur de réseau. Nous avons pu ainsi relever les mesures (figure IV.61), des modules des coefficients de réflexion  $S_{11}$ , de transmission  $S_{12}$ , de couplage  $S_{13}$  et d'isolation  $S_{14}$ . Ces grandeurs ont été ensuite reportées sur des graphes et comparées aux valeurs simulées. Nous notons clairement à travers les figures IV.62.(a,b,c,d) une bonne concordance entre les valeurs simulées et celles mesurées. Les résultats obtenus montrent précisément le comportement directif du circuit dans une largeur de bande de plus de 26.11%, correspondant à une réflexion inférieure à -15 dB. Dans cette bande, l'insertion et le couplage valent respectivement en moyenne - 6.46 dB et - 7.68 dB. Cependant, l'isolation maximale est de - 40.02 dB à 2.97GHz. La légère différence, entre les résultats simulés et mesurés, provient du fait que nous n'avons pas pris en considération les pertes (dans le substrat, les parois métalliques et par rayonnement entre les tiges métalliques) lors de la simulation sous HFSS utilisant la méthode des éléments finis qui reste une méthode rigoureuse.

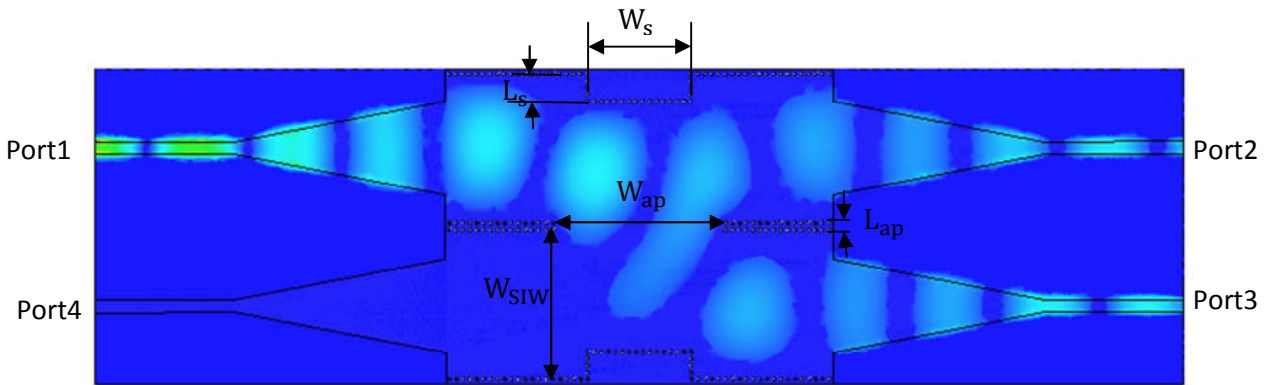


Figure IV.59: Distribution du champ électrique du mode  $TE_{10}$  du coupleur SIW à  $f=2.5$  GHz

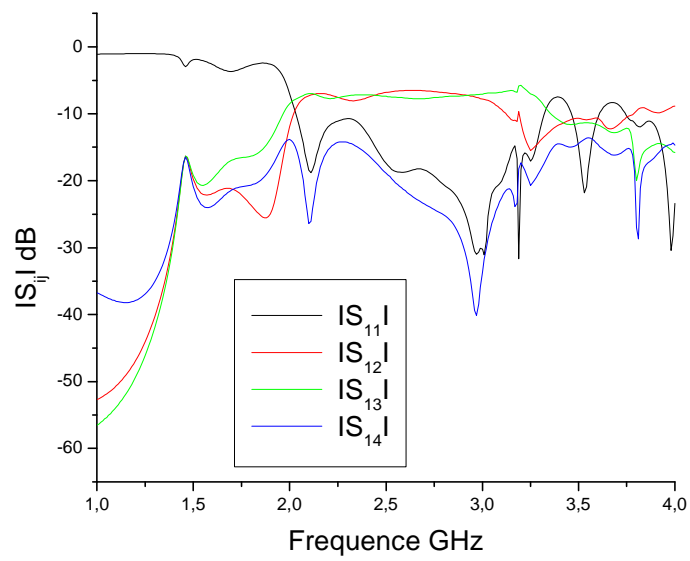


Figure IV.60: Paramètres  $S_{ij}$  simulés du coupleur SIW

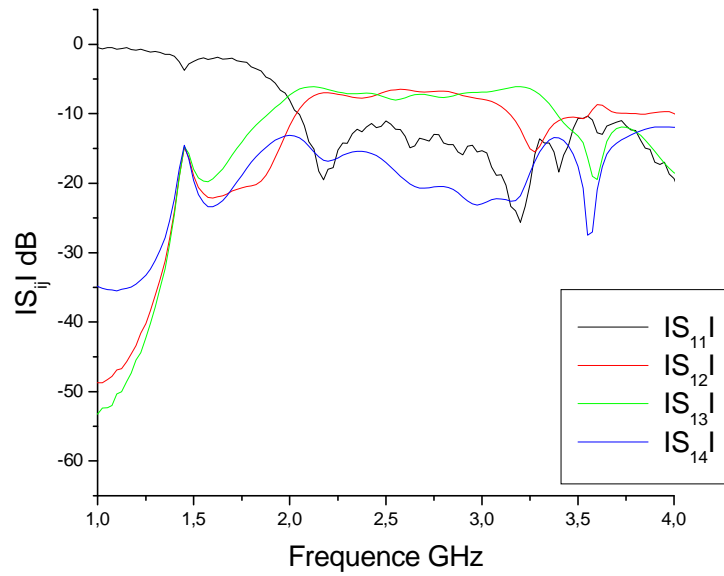
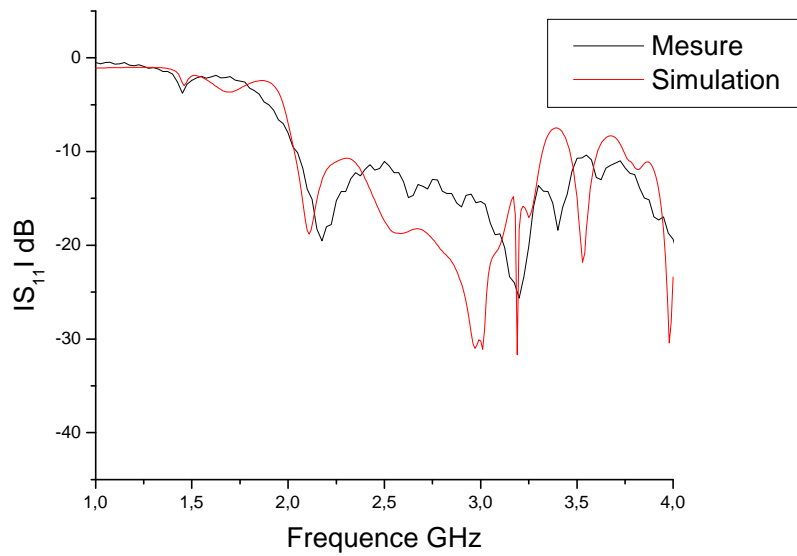
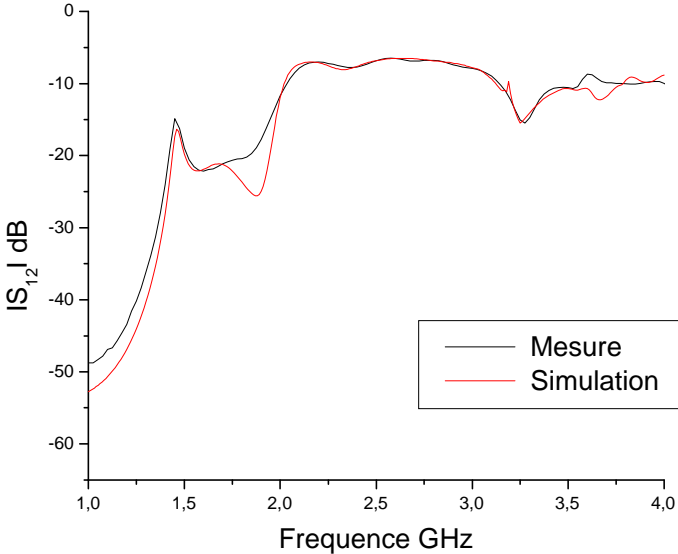


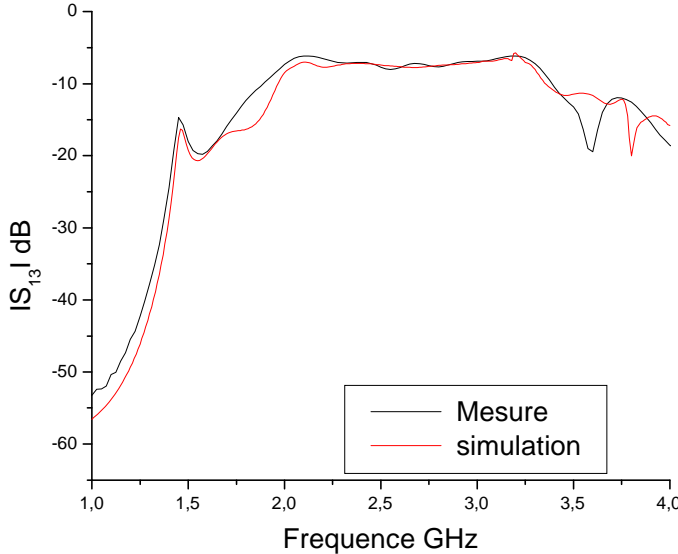
Figure IV.61: Paramètres  $S_{ij}$  mesurés du coupleur SIW



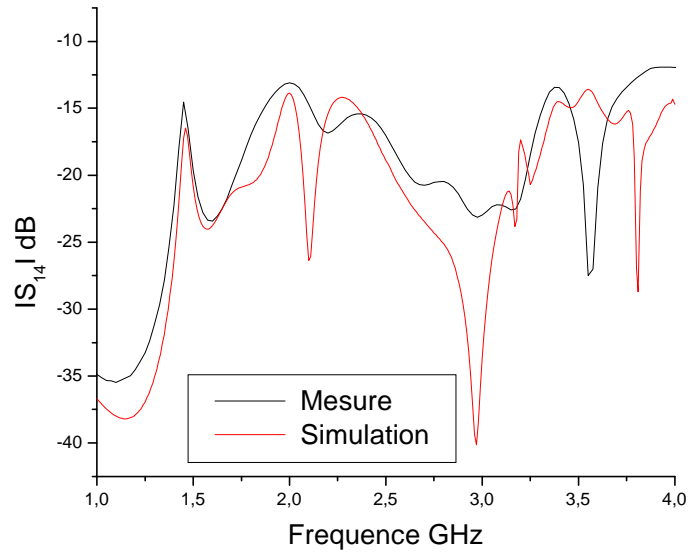
(a) Coefficient de réflexion



(b) Coefficient de transmission (insertion)



(c) Coefficient de couplage



(d) Coefficient d'isolation

Figure IV.62.(a,b,c,d): Comparaison des coefficients  $S_{ij}$  mesurés avec ceux simulés

### IV.3-Conclusion

Le guide intégré au substrat SIW est un candidat potentiel permettant de construire des composants passifs à faible coût. Il est synthétisé à même le substrat diélectrique utilisé pour concevoir les circuits planaires. Sa fabrication est simple, il suffit d'insérer deux rangées de cylindres métalliques qui confinent l'onde électromagnétique. Après avoir décrit la méthodologie de conception du guide RSIW à partir d'un guide d'ondes rectangulaire métallique vide dans les chapitres précédents, nous avons procédé à l'élaboration de nombreux composants SIW remplissant diverses fonctions électroniques [18]. Ces dispositifs microondes fonctionnant à des fréquences allant de quelques GHz à une dizaine de GHz, correspondent à des jonctions à plusieurs accès. Dans ce cadre, nous avons étudié dans un premier temps, des jonctions à deux ports tels que les déphaseurs et les filtres. Nous avons analysé avec succès sous HFSS, ces biportes en déterminant leurs réponses fréquentielles et la cartographie du champ électrique de leur mode  $TE_{10}$  guidé. Nous avons montré également un mécanisme d'ajustement de la réponse du circuit, basé sur l'insertion d'éléments perturbateurs (tiges métalliques, tiges diélectrique, trou d'air) dans la jonction.

Ensuite, nous avons analysé des jonctions à trois ports en technologie SIW donnant naissance à des diviseurs de puissance, des duplexeurs et des circulateurs, fonctionnant dans diverses bandes de fréquences. Ces structures ont été conçues et optimisées sous HFSS par l'ajustement de plusieurs paramètres géométriques décrivant leurs topologies. Les résultats obtenus ont été validés par ceux d'autres techniques ou par des mesures tirées de la littérature scientifique.



Par la suite, des coupleurs directifs en technologie SIW, traduisant des jonctions à quatre ports, ont été analysés. Les coefficients de réflexion, d'insertion, de couplage et d'isolation de ces composants ont été déduits et validés.

Enfin, une jonction SIW, à cinq ports a été étudiée pour démontrer le caractère général de nos outils de conception et de modélisation.

Après avoir conçu et analysé sous HFSS plusieurs dispositifs microondes, nous avons jugé utile de procéder à la fabrication d'un dispositif en technologie SIW, selon l'équipement disponible au laboratoire. Cette réalisation pratique et les mesures effectuées permettent de consolider notre modèle de simulation. Ainsi, nous avons pu réaliser et tester, au laboratoire Laplace de l'ENSEEIH de Toulouse, un coupleur directif en technologie SIW dans la bande de fréquences [1-4] GHz. Les résultats pratiques obtenus concordent avec ceux obtenus par simulation, ce qui constitue une nette validation de notre modèle de conception en technologie SIW. La légère différence observée entre les résultats théoriques et pratiques, résulte du non prise en considération des pertes dans le substrat, sur les parois métalliques et par rayonnement entre les tiges métalliques lors de la simulation sous HFSS.

Finalement, notre modèle de conception reste valide pour transposer tous types de jonctions à plusieurs accès en guide d'ondes rectangulaires, en jonctions plus compactes en technologie SIW.

## Bibliographie

- [1] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, G. Conciauro “Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguide” *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE ,Vol. 12, No. 9, pp. 333-335, 2002.
- [2] Nathan Alexander Smith “Substrate Integrated Waveguide Circuits and Systems”, Thesis for the degree of Master of Engineering , Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montréal, Québec, Canada , May 2010.
- [3] Asanee Suntives “High-Speed Data Transmission Using Substrate Integrated Waveguide-Type Interconnects” ,Thesis for the degree of Doctor, Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montreal, Quebec, Canada , February 2009.
- [4] Simon Germain, Dominic Deslandes , Ke Wu “Development of Substrate Integrated Waveguide Power Dividers”, *Electrical and Computer Engineering*, IEEE, Vol.3, pp.1921-1924, 2003
- [5] Z. C. Hao, W. Hong, J. X. Chen, X. P. Chen , K. Wu“ Planar diplexer for microwave integrated circuits“ *Microwaves, Antennas and Propagation*, IEE ,pp.455-459,2005
- [6] Zhongli Shi, Zhenhai Shao, “Design of Ka-Band Substrate Integrated Waveguide Circulator”, *Computational Problem-Solving (ICCP)*, 2010, pp.260-262
- [7] F. Carrera, D. Navarro “Compact Substrate Integrated Waveguide Directional Couplers in Ku and K Bands”, *Microwave Conference (EuMc)*, 2010, pp.1178-1181
- [8] Kheireddine Sellal, Larbi Talbi, Tayeb Denidni , Jules Lebel “A New Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter”, *Microwave Conference,2006,36<sup>th</sup> European*,pp.72-75
- [9] Xinyu Xu, Renato G. Bosisio, Ke Wu “A New Six-Port Junction Based on Substrate Integrated Waveguide Technology”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 53, No. 7, 2005
- [10] User’s guide – High Frequency Structure Simulator (HFSS), v11.0 Ansoft
- [11] Zhaolong Li, Ke Wu, Tayeb Denidni, "A New Approach to Integrated Horn Antenna", *ANTEM 2004*, July 20-23, 2004 .
- [12] I. Boudreau et al., “Broadband phase shifter using air holes in Substrate Integrated Waveguide,” *IEEE, International Microwave Symposium- (MTT)*, 2011, pp. 1-4.
- [13] Dominic Deslandes and Ke Wu, “Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form“, *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, 2001, pp.68-70
- [14] Jin Li Tianlin Dong “Design of a Substrate Integrated Waveguide Power Divider that Uses a Neural Network“, *Computer Engineering and Technology International Conference*, Vol.7, pp.448-452, 2010
- [15] Tarik Djerafi,“Etude et Réalisation de Matrices à Commutation de Faisceaux en Technologie Guide D’ondes Intégré au Substrat”, These de ph.D Genie Electrique, Département de Génie Electrique Ecole Polytechnique de Montreal, avril 2011
- [16] Wenquan Che, Xiao Jing Ji, Edward K. N. Yung, “ Miniaturized Planar Ferrite Junction Circulator in the Form of Substrate-Integrated Waveguide”, *International Journal of RF and Microwave Computer –Aided Engineering* ,Vol.18,Issue 1,pp.8-13,2008
- [17] Chih-Jung Chen, Tah-Hsiung Chu,” Design of a 60-GHz Substrate Integrated Waveguide Butler Matrix –a Systematic Approach”, *Microwave Theory and Techniques*, IEEE transactions, Vol.58, No.7, pp.1724-1733, 2010
- [18] Teis Coenen, “Analysis and Design of Post Wall Waveguides for Applications in SIW” , the Telecommunication Engineering group of the Faculty of Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science of the University of Twente Enschede, The Netherlands,2010

- [19] Ji-Xin Chen, Wei Hong, Zhang-Cheng Hao, Hao Li, Ke Wu, “Development of a Low Cost Microwave Mixer Using a Broad-band Substrate Integrated Waveguide (SIW) Coupler“ IEEE Microwave and Wireless Components Letters , Vol. 16, No. 2, 2006
- [20] Rahali Bochra, Feham Mohammed, Junwu Tao “Design of Optimal Chamfered Bends in Rectangular Substrate Integrated Waveguide”, IJCSI International Journal of Computer Science Issues, Vol. 8, Issue 4, No 2, July 2011

## **CONCLUSION GENERALE**

## Conclusion Générale et Perspectives

La technologie SIW (Substrate integrated waveguide) a suscité un grand intérêt pour les chercheurs et les industriels qui désirent intégrer les guides d'ondes métalliques aux circuits planaires sans pertes de performances de transmission.

Ainsi, plusieurs difficultés doivent être solutionnées notamment:

- le développement d'une technique fiable permettant la conception de guides d'ondes intégrés au substrat, équivalents aux guides d'ondes métalliques classiques,
- l'adaptation des dispositifs en technologie SIW pour pouvoir les connecter sans contraintes aux lignes de transmission planaires,
- le remplacement de tous les dispositifs en technologie guide d'ondes par des dispositifs plus compacts en technologie SIW.

Dans ce cadre, les travaux menés dans cette thèse sont articulés autour de la conception et l'analyse des dispositifs microondes en technologie SIW.

En effet, nous avons étudié, dans une première étape, les jonctions multiports en guides d'ondes métalliques rectangulaires en exploitant l'efficacité de la méthode des éléments finis, associée à une interface graphique de Matlab, pour déterminer leurs matrices de répartition en puissance [S]. Plusieurs configurations de structures ont été étudiées afin de montrer la cohérence des résultats obtenus avec ceux de la littérature bibliographique. Un logiciel conçu sous l'environnement QFEM, nous a permis de concevoir des coudes chanfreinés avec un chanfrein mobile et de prévoir l'influence de sa position et de ses dimensions sur les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$  de la matrice [S] de ce biporte. Nous avons confirmé en particulier que la pratique d'un chanfrein sur un coude droit en guides d'ondes améliore les performances de propagation lorsque ce chanfrein est positionné à  $0.976a \approx a$  au niveau de l'angle droit,  $a$  étant le plus grand côté du guide. Nous avons montré ensuite qu'il était possible de réaliser un chanfrein sur un coude juste par l'insertion d'une plaque métallique ou des lamelles métalliques. L'intérêt des lamelles métalliques réside dans la modification de la réponse du coude juste par inclinaison des lamelles. La forme des lamelles ou des tiges métalliques reste importante, ce qui nous a permis d'aborder ensuite la problématique des coudes en technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide).

Ces structures, où les cylindres métalliques fonctionnent comme des parois latérales du guide d'ondes, le plan de masse et le couvercle du substrat qui sont aussi métalliques,

préservent la majorité des avantages des guides d'ondes rectangulaires métalliques classiques. Effectivement la géométrie et la distribution du champ électrique du guide d'ondes rectangulaire intégré dans un substrat (RSIW) sont similaires à celles du guide d'ondes rectangulaire classique.

L'analyse de la compensation de la discontinuité du coude droit en technologie SIW d'un guide d'ondes rectangulaire, montre que la position optimale du chanfrein correspond à la distance  $0.976W_{SIW} \approx W_{SIW}$  de l'angle droit interne du coude; où  $W_{SIW}$  est la largeur du guide d'ondes en technologie SIW.

La technique de transformation d'un guide d'ondes métallique classique en un guide équivalent (RSIW) en technologie SIW, ainsi que l'étude des coudes SIW ont été bien établies.

Une fois le RSIW conçu, l'autre problématique concerne l'adaptation de ses impédances d'entrée et de sortie à l'impédance de la ligne de transmission permettant son excitation ou sa connexion avec d'autres circuits. Cette adaptation nécessite un transformateur d'impédance qui a été mis en exergue et analysé en détail. La solution considérée repose sur le calcul des dimensions préliminaires d'une ligne microruban conique (taper) permettant de réaliser cette adaptation, puis les optimiser à l'aide du logiciel HFSS.

Afin de valider cette technique, nous avons conçu et analysé plusieurs guides RSIW adaptés dans la gamme des fréquences allant de quelques GHz à plusieurs dizaines de GHz. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de cette solution et démontrent que cette démarche constitue un outil approprié de conception de circuits intégrés en technologie SIW complètement planaire sur un même substrat.

Cependant, le guide RSIW adapté constitue la cellule élémentaire pour la conception et la réalisation d'autres structures en technologie SIW, tels que les coupleurs, les filtres, les multiplexeurs....

Cette approche a été exploitée pour la conception et l'analyse de nombreux dispositifs passifs, à faible coût à base de cette technologie. Ainsi, nous avons modélisé des jonctions à deux ports (déphaseurs, filtres), des jonctions à trois ports (diviseurs de puissance en T, diviseurs de puissance en Y, circulateurs) des jonctions à quatre ports (des coupleurs directifs) et des jonctions à cinq ports. Les résultats de simulation permettent de confirmer clairement les fonctions électroniques réalisées par ces composants. Aussi, la cohérence de nos résultats de simulation avec ceux mesurés ou déduits d'autres méthodes de simulation, montre l'efficacité de nos contributions.

Afin d'apporter l'autre dimension pratique de nos travaux de recherche, nous avons procédé à la réalisation, au niveau du laboratoire Laplace de l'ENSEEIH de Toulouse, d'un coupleur directif fonctionnant dans la bande de fréquences [1- 4] GHz. Ce coupleur est réalisé sur un substrat de permittivité  $\epsilon_r = 4.3$  et de hauteur  $h = 1.57 \text{ mm}$ . Les mesures des coefficients de réflexion, d'insertion, de couplage et d'isolation concordent avec ceux simulés. La légère différence observée découle en particulier des pertes de différentes natures qui ne sont pas prises en compte dans le modèle de simulation.

Ces résultats très encourageants ouvrent de nombreuses perspectives. Nous citons en particulier:

- la réalisation des jonctions étudiées dans cette Thèse,
- la conception de dispositifs reconfigurables en technologie SIW,
- l'analyse de coupleurs croisés dans différentes bandes millimétriques,
- l'intégration du diviseur de puissance à un réseau d'antennes planaires, par la suite ce bloc pourrait être joint à un duplexeur SIW...

# **RECEUIL DE TRAVAUX SCIENTIFIQUES**



## Travaux Scientifiques Réalisés

Rahali Bochra, Feham Mohammed, Junwu TAO ”**Design of optimal chamfered bends in Rectangular Substrate Integrated Waveguide**”, IJCSI International Journal of Computer Science Issues, Vol. 8, Issue 4, No 2, July 2011 ISSN (Online): 1694-0814 [www.IJCSI.org](http://www.IJCSI.org)

Rahali Bochra, Feham Mohammed, Junwu TAO ” **Design of substrate integrated waveguide directional coupler**”, IJCSI International Journal of Computer Science Issues (soumise).

B. Rahali, M. Feham, J. Tao, "**Design of Chamfered Bends by Movable Metal Grid**" ICEEA'10, University of Bejaia, Novembre 2010, Algeria.

# Design of optimal chamfered bends in Rectangular Substrate Integrated Waveguide

Rahali Bochra<sup>1</sup>, Feham Mohammed<sup>1</sup>, Junwu TAO<sup>2</sup>

<sup>1</sup> STIC laboratory, University of Tlemcen, Algeria

<sup>2</sup> Laplace Laboratory, INP ENSEEIHT Toulouse, France

## Abstract

Recently, has emerged a new technology, substrate integrated waveguide (SIW) [1] [2], it has been applied successfully to the conception of planar compact components for the microwave and millimeter waves applications [3] [4]. Our study concerns the analysis of right bends of rectangular waveguides under SIW technology by the HFSS code, in order to simulate different chamfrain positions, through the analysis of the transmission coefficient S21. In order to reduce losses of the performance, it is usual to chamfrain the external wall of the waveguide. Thus, through this modeling, we have confirmed the optimal position [5] of the chamfrain. A good agreement between HFSS simulations and reference results has been obtained.

**Keywords:** Wave Guide, Substrate Integrated Waveguide, Bend, Chamfered, Optimal.

## 1. Introduction

A large range of SIW components, such as filters, antennas, transitions, couplers, power dividers have been proposed and studied at low cost, high quality, relatively high power and integration with other microwave components in the same dielectric substrate [1] [2]. The SIW structures such as rectangular waveguides are fabricated using two rows of periodic metallic posts which connect two higher and lower planes mass of dielectric substrate. If the distance between two posts and their diameter are chosen properly [3], the energy leaking between consecutive posts is negligible. Also these structures preserve the majority of the metallic rectangular waveguide advantages; effectively the distribution of the electric field in a rectangular waveguide SIW (RSIW) is similar to that of the classical rectangular waveguide [1] [4]. The bends of waveguides are frequently used in many telecommunication systems such as wave transformers, radar and satellite. As shown in figure 1, the RSIW is composed of two parallel rows of metallic posts inserted in a plated substrate. In this study the rectangular waveguide [6], of length value  $L=92.36\text{mm}$  is conceived in

the Ku band [12-18 GHz], with a substrate Fr4 of permittivity value  $\epsilon_r=4.4$ , of height value  $H=0.508\text{mm}$  and copper posts such as  $a=2.54\text{mm}$ ,  $d=1.524\text{mm}$  and  $W_g=7.016\text{mm}$ ;  $a$ ,  $d$  and  $W_g$  are respectively the distance between two posts, the diameter of the post and the distance between two rows of posts.

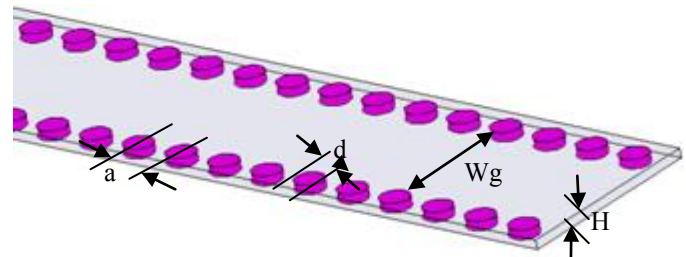


Fig. 1 SIW Rectangular waveguide.

## 2. The conception of chamfrain

The propagation direction is not always straight, to change this direction stiffness waveguides requires the use of bends, and they are essentials in microwave systems such as radars, diplexers and multiplexers. The common method to compensate the discontinuity of right bend in waveguide is to chamfrain [2] [5] its corner in order to reduce the reflection. Through this paper, we are interested in the design of SIW chamfered bends in the millimeter band. Thus, we have analyzed the effect of position of the chamfrain on the transmission coefficient bends. In this study, we have analyzed many structures with HFSS tool, such as the rectangular waveguide (Fig.1), a right bend (Fig.2) and a rectangular chamfered bend with a chamfrain angle of 45 degrees (Fig.3) such that  $A_{opt}=0.7W$ ,  $A_{opt}$  (Fig.4) is the distance between the middle of the chamfrain and the inner corner of the right bend and  $W$  is the width of the rectangular waveguide.

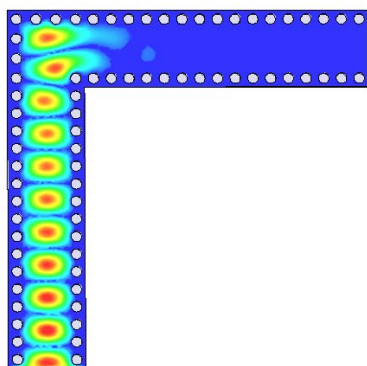


Fig. 2 Simulation of the TE10 electric field magnitude of a right bend at  $f=18$  GHz.

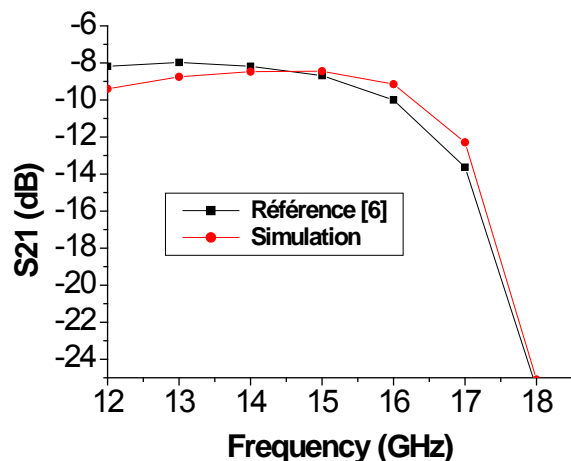


Fig. 3 Transmission coefficient S21 for the right bend.

It is observed from the figure 3, that we have reproduced, by using the SIW technology, the same transmission coefficient S21 of a rectangular waveguide right bend [6] in the Ku band [12-18] GHz.

The chamfrain is useful to reduce the losses at the right bend corner, and the position of the chamfrain depicted by  $A_{opt}$  (Fig.4), introduces modification of the response of the bend following their inclination. Some investigations were done to find the optimal position of the chamfrain. For example, figure 5 and figure 6 represent respectively the magnitude of the TE10 electric field in a right bend chamfered at  $A_{opt}=0,7W$  and  $A_{opt}=W$ .

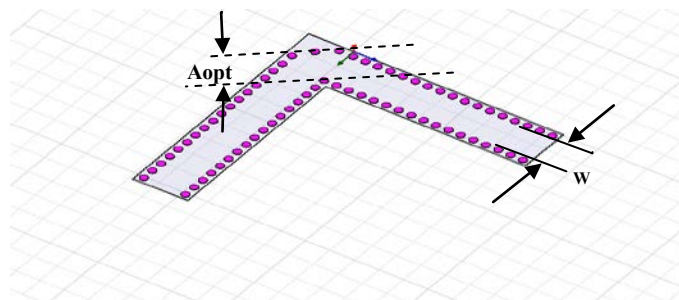


Fig. 4 Chamfered bend at  $A_{opt}$  position.

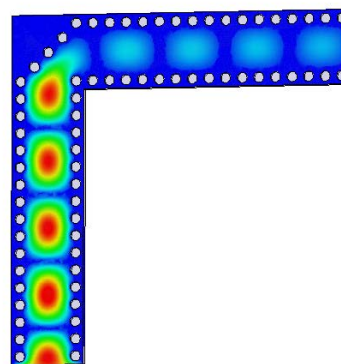


Fig. 5 Simulation of TE10 electric field magnitude for a Rectangular SIW chamfered bend  $45^\circ$ ,  $A_{opt}=0.7W$ .

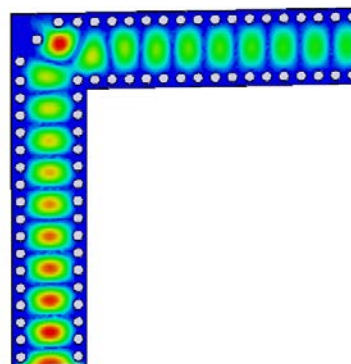


Fig. 6 Plot of the TE10 electric field magnitude of a SIW chamfered bend  $A_{opt}=W$ .

Figure 7 shows the transmission coefficients  $S_{21}$  in the Ku band, of a right bend, a chamfered right bend at  $A_{opt}=0.7W$  corresponding to 45 degrees of inclination, a chamfered bend at  $A_{opt}=W$  and a uniform rectangular waveguide. This comparison demonstrates that the response of a chamfered bend with  $A_{opt}=W$  is identical to that due to a uniform rectangular waveguide. Also, the figure 8 presents the effect of the position of the chamfrain translated by different value of  $A_{opt}$ . As shown, the optimal position of the chamfrain is such that  $A_{opt}=W$ .

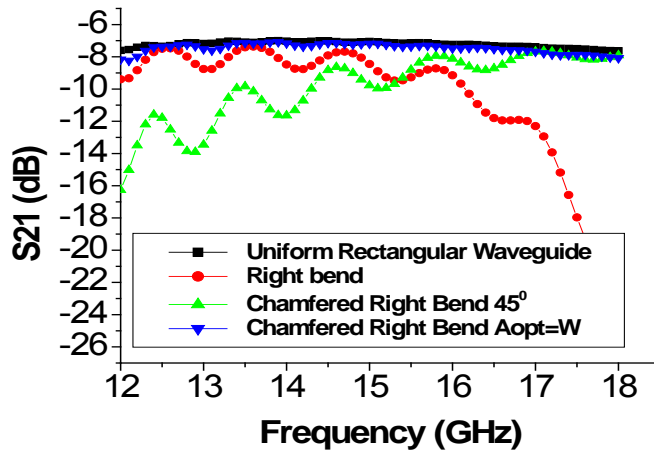


Fig. 7 Transmission coefficient  $S_{21}$ .

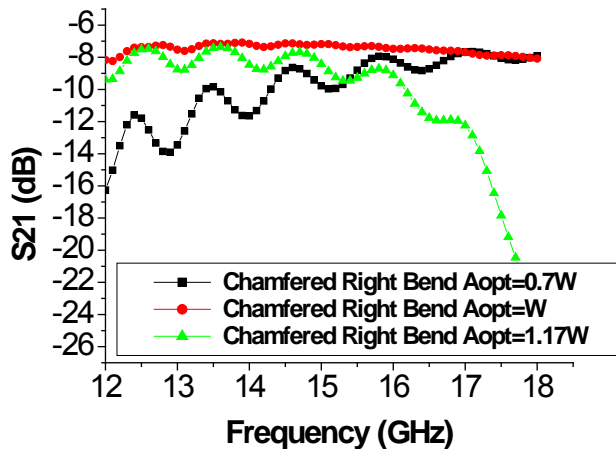


Fig. 8 Transmission coefficient  $S_{21}$  for different values  $A_{opt}$ .

Other manipulations which effect losses can be done on a SIW structure [1], [2],[4], [5], such as the bend (A) where a metallic post is added at the right angle of the left sidewall in order to reduce the width (Fig. 9), the bend (B) is a chamfered bend in which a metallic post is removed from

the right angle corner of the right sidewall (Fig.10) and the circular bend (C) with a rounded corner (Fig.11). These figures show also the magnitude of the TE<sub>10</sub> electric field in the suggested compensated bend structures.

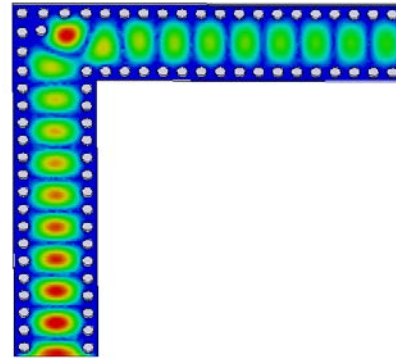


Fig. 9 (A) Right bend with a metallic post added at the right angle corner.

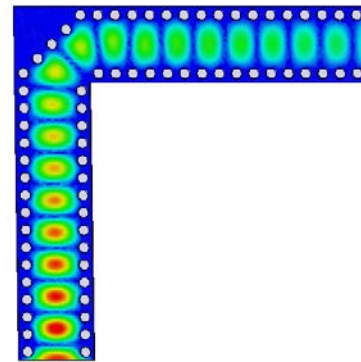


Fig. 10 (B) Rectangular S without metallic post in the right corner SIW chamfered bend 45°.

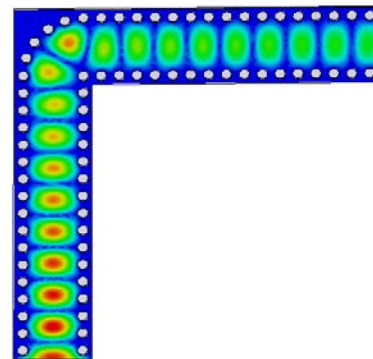


Fig. 11 (C) SIW Circular bend.

The transmission coefficient simulation presented in figure 12 reveals that the three chamfered bends A, B, C and the uniform rectangular waveguide have comparable coefficients  $S_{21}$ .

Then, from the curves presented in figure 13, it is observed that the waveguide bends A, B, C and the chamfered bend at  $A_{opt} = W$ , have coherent results of transmission coefficient  $S_{21}$ .

These results confirm that these differently chamfered bends are very effective to transmit signal with low losses.

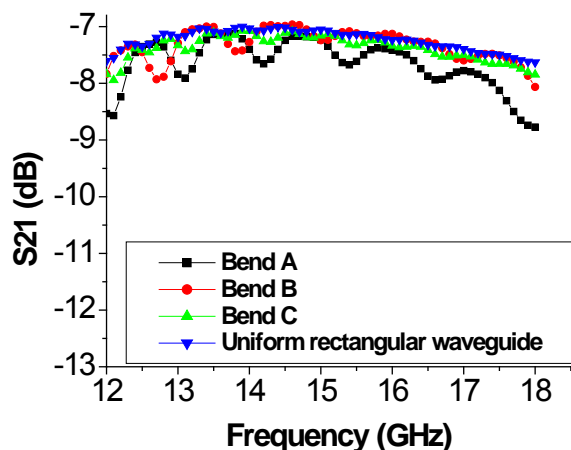


Fig. 12 Transmission coefficient  $S_{21}$ .

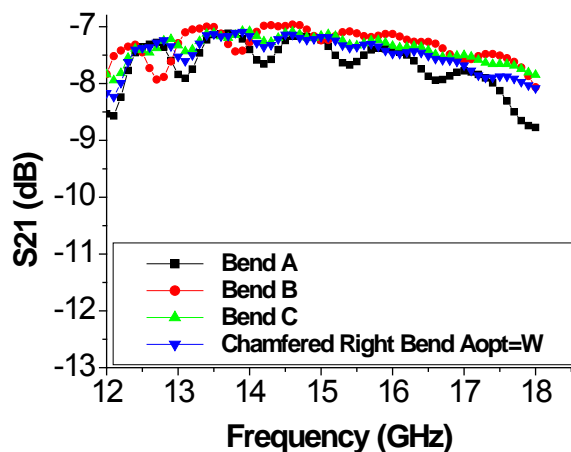


Fig. 13 Comparing coefficient  $S_{21}$ .

### 3. Conclusion

In this paper, we have investigated the influence of the geometry of the chamfered bends in SIW technology, also we have determined the transmission coefficients  $S_{21}$  and we have plot the electric field magnitude of the TE<sub>10</sub> mode. The analysis of the compensation of the discontinuity of a right bend in SIW rectangular waveguide, shows that the ideal and optimal position of the chamfrain is obtained with  $A_{opt} = W$ , where  $W$  is the width of the rectangular waveguide. It is found that is very important to maintain a uniform width  $W$  along the bend to obtain efficient signal transmission.

All these structures offer similar performances, thus, the ultimate choice of the design depends on the ease of fabrication. The choice of method for compensating the discontinuity of the right bend of the rectangular waveguide depends in final on manufacturing constraints.

### References

- [1] D.Deslandes and K.Wu, "Accurate Modeling Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated waveguide", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol.54, no6, June 2006.
- [2] Wenquan Che (1), Dapeng Wang (1), Kuan Deng (1), Lei Xu (1), and Y. L. Chow \*(2)"Characteristics of H-Plane Rectangular Waveguide Bends Integrated into Thin Substrate".(1) Department of EE, Nanjing University of Sci. & Tech., Nanjing, China,(2) Electrical and Computer Engineering, University of Waterloo, Canada ©2006 IEEE .
- [3] Wenquan Che 1, Kuan Deng 1 and Y. L. Chow 1, 2 "Equivalence between Waveguides with Side Walls of Cylinders (SIRW) and of Regular Solid Sheets", 1Department of Electric Engineering, Nanjing University of Science & Technology, China, 2 Electrical and Computer Engineering, University of Waterloo, Canada ©2005 IEEE.
- [4] Ke Wu, Fellow, IEEE, Dominic Deslandes, and Yves Cassivi TELSIS 2003 Serbia and Montenegro, Ni5, October 1-3, 2003."The Substrate Integrated Circuits - A New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics "
- [5] B.Rahali,M.Feham,J.Tao "Design of Chamfered Bends by Movable Metal Grid" ICEEA'10,University of Bejaia, novembre2010, Algeria, www.univ-bejaia.dz .
- [6] A.Suntives and R.Abhari, "Design and Characterisation of the EBG Waveguide-Based Interconnects", IEEE Transactions on advanced packaging, vol.30, no2, may 2007.

# Design of chamfered bends by movable metal grid

Rahali Bochra, Feham Mohammed  
 Laboratoire STIC, Faculté de Technologie  
 Université Abou Bekr BELKAID - 13000 Tlemcen - Algérie  
[B\\_rahali@mail.univ-tlemcen.dz](mailto:B_rahali@mail.univ-tlemcen.dz),  
[m\\_feham@mail.univ-tlemcen.dz](mailto:m_feham@mail.univ-tlemcen.dz)

Junwu TAO  
 Laboratoire LAPLACE  
 INP-ENSEEIH Toulouse  
 Université de Toulouse  
[junwu.tao@laplace.univ-tlse.fr](mailto:junwu.tao@laplace.univ-tlse.fr)

**Abstract**— Bends are essential components in virtually all wave-guide microwave systems, such as radar seekers, satellite beam-forming networks, etc. [1]-[2]. In order to reduce return loss, it is a common practice to chamfer the external waveguide wall. The modal analysis of uniform bends in rectangular waveguide has been subject to investigation from many researchers since these components are essential and very frequently used in sophisticated microwave devices for both space and ground applications (e.g., duplexers, multiplexers, radar seekers, beam-forming networks, satellite communication systems, etc.). Our study concerns the analysis of rectangular waveguide bends using the finite element method FEM [3] in two dimensions, in order to simulate different chamfered position by means of the analysis of the scattering matrix [S]. The chamfrain is not realized by cutting rectangular corners but just by inserting a metal plate or metal slats in the chamfrain position. Thus, we have analyzed the effect of many geometrical parameters of the chamfrain on the transmission and reflection coefficients bends. The interest of the metal slats resides in the modification of the response of the bend following their inclination.

The metal walls of the bend are supposed to be perfect conductor and the chamfrain is realized with a copper plate of variable dimensions.

In this study, we analyze the influence of the chamfrain geometric parameters on the transmission and reflection coefficients  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  respectively. Fig.2 and fig.3 represent respectively a rectangular bend which is geometrically chamfrain (i.e. the chamfrain has been realized by the cutting of a part of the bend) and a rectangular bend chamfrain by the insertion of a metallic plate of length  $L=20.035\text{mm}$ , a thickness  $y=0.1\text{mm}$  and a height  $z=10.16\text{mm}$ . Fig.4a-4c represent a rectangular bend chamfrain with metallic slats inclined with 60 degrees, 0 degrees and 30 degrees, respectively.

## I. INTRODUCTION

The discontinuity frequently used in many applications in communication systems (filters, bends) manifests a drastic change in the dimension of the component section or material section. Uniform bends in rectangular waveguides, like the ones shown in Fig. 1, are frequently used components in many microwave subsystems both for ground and space applications. They play an essential role in satellite and communication systems, channeling of signals between different components in system. In the microwave devices analysis, the designer may be required to determine the behavior of this component under an incident field; this behavior is completely identified by the knowledge of the scattering matrix linking the input and output waves at this device.

The geometry of the studied structure is presented on the fig.1. It is composed of an empty rectangular waveguide bend of type WR90 in the H plane [4], its section is  $a=22.86\text{mm}$  and  $b=10.16\text{mm}$ . The value of its operating monomodal band is between 8.2GHz and 12.5GHz.

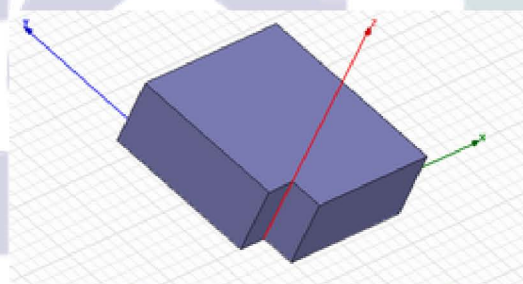


Figure 1: square bend

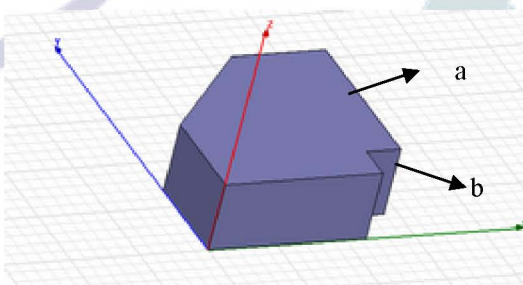


Figure 2: geometrical chamfrain , $a=22.86\text{mm}$ , $b=10.16\text{mm}$

It is important to predict by simulation the behavior of the circuits induced by these discontinuities in the aim to save time, and cost during the realization and the manufacture of these structures. For the analysis of volumetric devices and their simulation in the frequency domain, the FEM is frequently used. For the waveguide H

plane discontinuity studied here, a two-dimensional FEM will be used. Instead of a volumetric meshing, the 2D FEM is based on a triangle meshing of the studied surface, then the discretization of the fundamental equations governing the propagation of the electromagnetic waves and finally the resolution of the obtained equations system. In this frame we have conceived a code under "QFEM: Quick FEM" environment [3] in order to characterize the electromagnetic field in planes E and H of discontinuities in rectangular metallic waveguides, by calculating the scattering matrix.

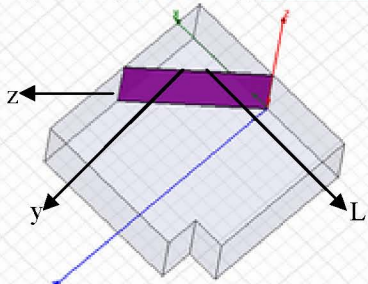


Figure 3 : metal plate chamfrain, L=20.035mm, z=10.16, y=0.1mm

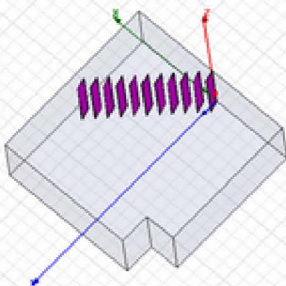


Figure 4a: inclined metal slats 60deg

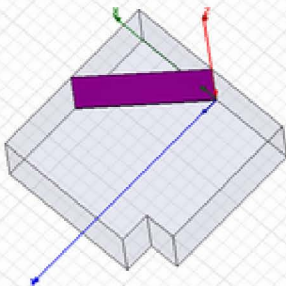


Figure 4b: inclined metal slats 0deg

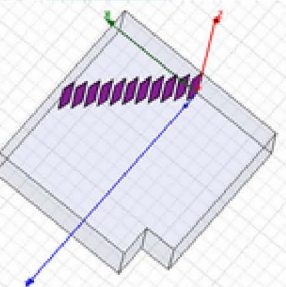


Figure 4c: inclined metal slats 30deg

The first step of our study consisted to adapt the result of the meshing under MATLAB programming language [6] of microwave structures to the QFEM environment for the discretization and resolution of the problem treated. This adaptation has been necessary for taking profit of the practice graphical environment and geometric tools involved in resolution of partial differential equations by the FEM (meshing, refinement, decomposition domain,) under MATLAB. In this frame, a code called "interfaçage" [7] has been developed to transcribe and adapt all meshing data generated by MATLAB to QFEM environment in which our code of discontinuities characterization will allow calculation of the scattering matrix [S] of the structure under test.

## II. ELECTROMAGNETIC FORMULATION

The analysis of passive microwave devices is governed by the following MAXWELL equations where  $\epsilon$  and  $\mu$  are respectively the permittivity and the permeability of the propagation medium [3]:

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{E} &= -j\omega \mu \vec{H} \\ \nabla \times \vec{H} &= j\omega \mu \vec{E} \\ \nabla \cdot \vec{E} &= 0 \\ \nabla \cdot \vec{H} &= 0\end{aligned}$$

The manipulation of these equations leads to the following equations of propagation of electromagnetic fields  $\vec{E}$  and  $\vec{H}$ , where  $c$  is the speed of propagation of waves

$$\nabla^2 \vec{E} = -\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 \vec{E} \quad \nabla^2 \vec{H} = -\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 \vec{H}$$

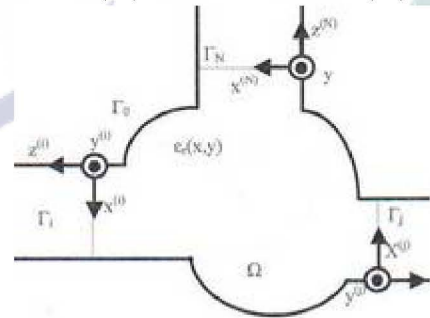


Figure 5: H plane junction

The microwave junction to study consists of an area ( $\Omega$ ) connected to several rectangular waveguides (Fig.5). This structure will be analyzed in plane H with finite element method and requires a formulation of electromagnetic problem with the only component  $E_y$  of the electromagnetic field. The application of the FEM in  $\Omega$  needs to confine this domain by perfectly conducting wall  $\Gamma_0$  and by  $N$  planes of reference  $\Gamma_K$  ( $K=1\dots N$ ). We

assume that one or several accesses are excited by fundamental mode TE<sub>10</sub> and that the junction is uniform along the axis oy. As the electric component E<sub>y</sub> of the TE<sub>10</sub> mode is uniform along the direction y, only TE<sub>m0</sub> modes are excited in the waveguide and the electric field in the region (Ω) admits a single component. In the general case, the electromagnetic field components tangential to the access (k), where only the access (j) is excited by the fundamental mode TE<sub>10</sub> are expressed by:

$$E_y^{(k)}(x^{(k)}) = \delta_{kj} e_1^{(j)}(x^{(j)}) e^{j\beta_m^{(j)}z} + \sum B_m^{(k)} e_m^{(k)}(x^{(k)}) e^{-j\beta_m^{(k)}z^{(k)}} \quad (1)$$

$$j\omega\mu_0 H_x^{(k)}(x^{(k)}) = \frac{\partial E_y^{(k)}}{\partial z^{(k)}} \quad (2)$$

$e_m^{(k)}$  (m=1,2,...) are basic functions for modes TE<sub>m0</sub> in the waveguide k

$$e_m^{(k)}(x^{(k)}) = \frac{2}{\sqrt{a^{(k)}b}} \sqrt{\frac{k_0 z_0}{\beta_m^{(k)}}} \sin\left(\frac{m\pi}{a^{(k)}} x^{(k)}\right) \quad (3)$$

$k_0$  and  $z_0$  are respectively the propagation constant and characteristic impedance in vacuum

$\beta_m^{(k)}$  is the propagation constant of mode in the waveguide (k) of dimensions ( $a^{(k)} \times b$ )

$$\beta_m^{(k)} = \sqrt{k_0^2 - k_{cm}^{(k)2}} \quad \text{for } k_0^2 \geq k_{cm}^2 \quad (4)$$

$$\beta_m^{(k)} = -j\sqrt{k_{cm}^{(k)2} - k_0^2} \quad \text{for } k_{cm}^2 > k_0^2 \quad (5)$$

$k_{cm}^{(k)} = m\pi/a^{(k)}$  is the constant cut off wave number of TE<sub>m0</sub> mode in the waveguide k.

In the homogeneous region (Ω), the FEM is employed to solve the Helmholtz equation on the component E<sub>y</sub>,

$$\nabla_t \cdot \left[ \frac{1}{\mu_r} \nabla_t E_y \right] + k_0^2 \varepsilon_r E_y = 0 \quad (6)$$

The application of boundary conditions allows us to write:  
The continuity conditions of Dirichlet type:

$$E_y = 0 \quad \text{on } \Gamma_0 \quad (7)$$

The conditions of continuity of electric field and magnetic field at each access:

$$E_y|_{\Gamma_k} = E_y^{(k)} \quad k=1, \dots, N \quad (8)$$

$$H_x|_{\Gamma_k} = H_x^{(k)} \quad k=1, \dots, N \quad (9)$$

By exploiting (2), (9) can be written at each access

$$\frac{\partial E_y}{\partial n} \Big|_{\Gamma_k} = \frac{\partial E_y^{(k)}}{\partial z^{(k)}} \quad k=1, \dots, N \quad (10)$$

The boundary-value problem, described by (6), associated with the boundary conditions (7), (8) and (10), is translated by a variational formulation using the method of weighted residuals:

$$\iint_{\Omega} W \nabla_t \cdot \left( \frac{1}{\mu_r} \nabla_t E_y \right) d\Omega + \iint_{\Omega} k_0^2 \varepsilon_r W E_y d\Omega = 0 \quad (11)$$

$$\iint_{\Gamma_0} \overline{W} E_y d\Gamma_0 = 0 \quad (12)$$

$$\int_{\Gamma_k} \overline{W} E_y d\Gamma_k = \int_{\Gamma_k} \overline{W} E_y^{(k)} d\Gamma_k \quad k=1, \dots, N \quad (13)$$

$$\int_{\Gamma_k} \overline{W} \frac{\partial E_y}{\partial n} d\Gamma_k = \int_{\Gamma_k} \overline{W} \frac{\partial E_y^{(k)}}{\partial z^{(k)}} d\Gamma_k \quad k=1, \dots, N \quad (14)$$

$W, \overline{W}, \overline{\overline{W}}$  are arbitrary weighting functions, let us choose the functions  $\overline{W}$  et  $\overline{\overline{W}}$  equal to the restriction of W on the  $W, \overline{W}, \overline{\overline{W}}$ , on the contours  $\partial\Omega$  of the region (Ω) and applying Green's identity on the following equation:

$$\iint_{\Omega} W \nabla_t \cdot \left( \frac{1}{\mu_r} \nabla_t E_y \right) d\Omega + \iint_{\Omega} k_0^2 \varepsilon_r W E_y d\Omega = 0 \quad (15)$$

We obtain a reduced form of the order of the derivatives of (15)

$$\iint_{\Omega} \nabla_t W \cdot \frac{1}{\mu_r} \nabla_t E_y d\Omega - \iint_{\Omega} k_0^2 \varepsilon_r W E_y d\Omega - \int_{\Gamma_k} W (\nabla_t E_y \cdot \vec{n}) d\Gamma_k = 0 \quad (16)$$

We then introduce the boundary condition (14) to (16) to deduce (17)

$$\iint_{\Omega} \nabla_t W \cdot \frac{1}{\mu_r} \nabla_t E_y d\Omega - k_0^2 \iint_{\Omega} \varepsilon_r W E_y d\Omega - \sum_{k=1}^N \int_{\Gamma_k} W \frac{\partial E_y^{(k)}}{\partial z^{(k)}} d\Gamma_k = 0 \quad (17)$$

Finally, (13) and (17) constitute the system to discretize by the FEM.

Our software developed under the QFEM environment can characterize structures in two dimensions for optimum performance and to analyze in details the sensitivity results for different geometrical and physical variations of the structure.

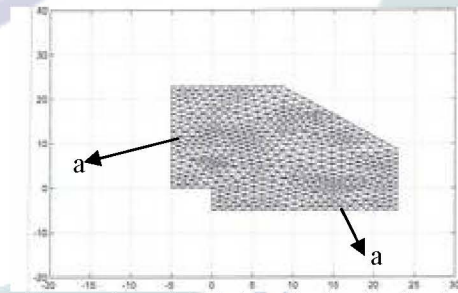


Figure 6: the mesh in H plane of a chamfered bend

### III. APPLICATIONS AND RESULTS

Through fig.7, fig.8 and fig.9, which compare the transmission coefficients S<sub>21</sub> and reflection S<sub>11</sub>, for a square bend, a geometrically chamfered square bend and chamfered square bend by inserting a metal plate or



juxtaposed slats i.e. inclined 0degrees, the reflection  $S_{21}$  is lower for the chamfered square bend.

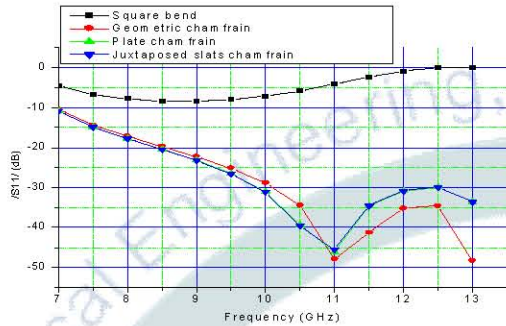


Figure 7: Parameters  $S_{11}$  for square bend and several cases of chamfrain

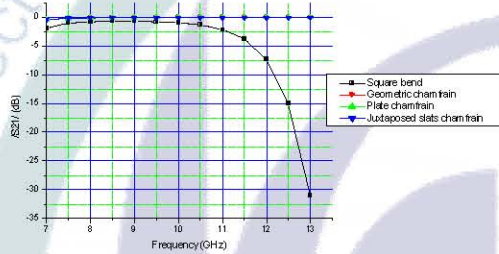


Figure 8: Parameters  $S_{21}$  for square bend and several cases of chamfrain

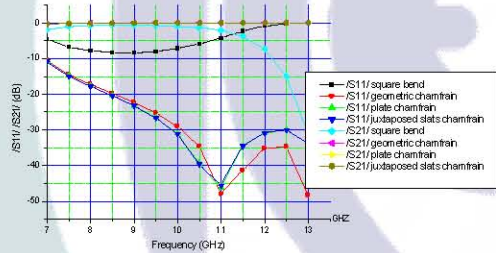


Figure 9: Parameters  $S_{11}$  and  $S_{21}$  for square bend and several cases of chamfrain

Then, in this study we have interested in the influence of the geometry of the plate inserted in this square bend. Fig.9 shows that the response of the geometric chamfer is identical to that due to a square bend chamfered with a copper plate whose dimensions are  $L=20.035\text{mm}$ ,  $y=0.1\text{mm}$ ,  $z=10.16\text{mm}$  or 11 juxtaposed metal slats with width  $x=1.8213\text{mm}$ , thickness  $y=0.1\text{mm}$  and height  $10.16\text{mm}$ .

Also we have determined the parameters  $S_{11}$  and  $S_{21}$  for a chamfrain square bend with a metal plate with variable positions  $L$ .  $B$  is the midpoint of  $L$ , length of  $A_{opt}$  depends on  $L$ .

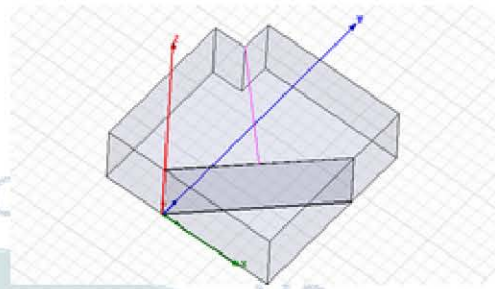


Figure 10:  $A_{opt}=0.852a$

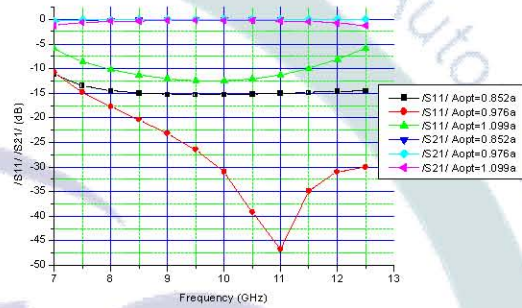


Figure 11: plate chamfrain  $y=0.1\text{mm}$ ,  $L=20.035\text{mm}$ ,  $z=10.16\text{mm}$

Fig.11 shows the effect of the position of the chamfrain,  $A_{opt}=0.976a$ , is the ideal position [4], since the reflection coefficient  $S_{11}$  is the lowest.

During the inclination of slats there is a variation of the peak of adaptation as shown in fig.12.

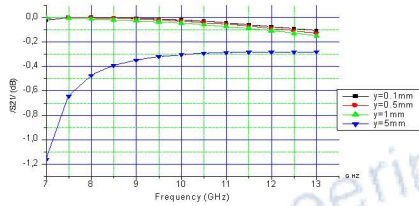


Figure 14: inclined metal slats 60 deg,  $x=1.8213\text{mm}$

So whatever the inclination of the slats, fig.12, fig.13, fig.14 show that the transmission coefficient  $S_{21}$  varies significantly depending on the thickness  $y$  of the slat, and fig.16, fig.17, fig.18 and fig.19 show that the peak  $S_{11}$  frequency declines as  $y$  increases.

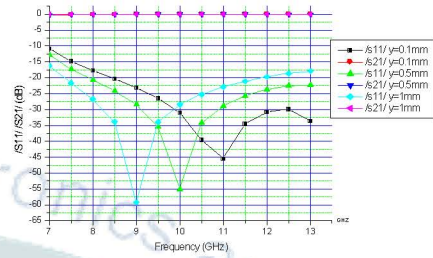


Figure 18: inclined metal slats 0 deg,  $x=1.8213\text{mm}$

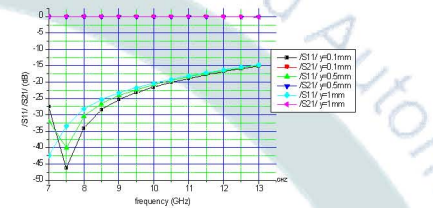


Figure 19: inclined metal slats 90 deg,  $x=1.8213\text{mm}$

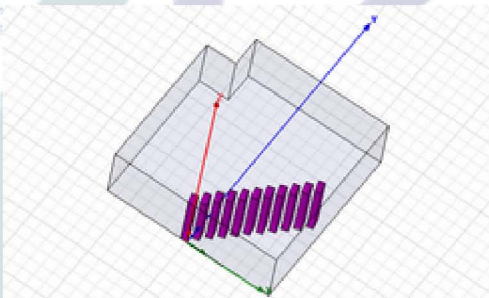


Figure 15: inclined metal slats 60 deg  $y=1\text{mm}$ ,  $x=1.8213\text{mm}$

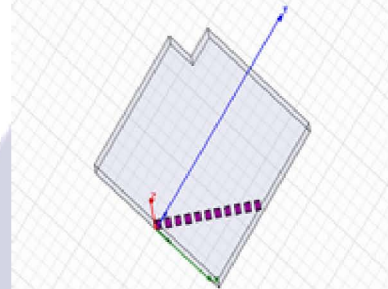


Figure 20: inclined metal slats 0 deg,  $x=1\text{mm}$ ,  $y=0.1\text{mm}$

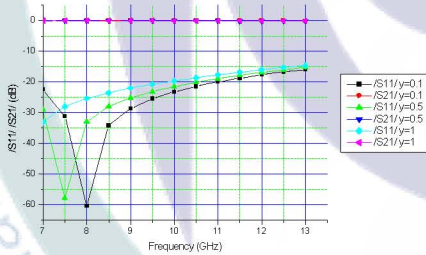


Figure 16: inclined metal slats 60 deg,  $x=1.8213\text{mm}$

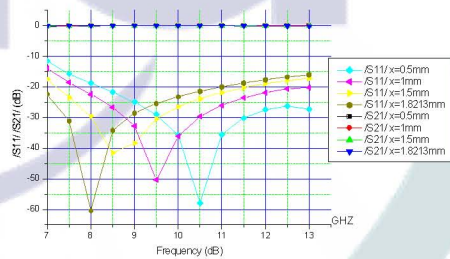


Figure 21: inclined metal slats 60 deg,  $y=0.1\text{mm}$

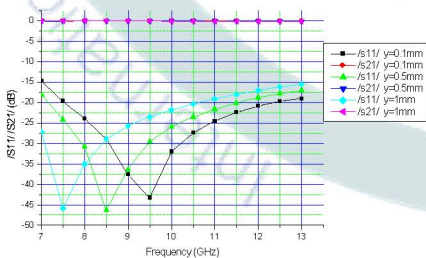


Figure 17: inclined metal slats 30 deg,  $x=1.8213\text{mm}$

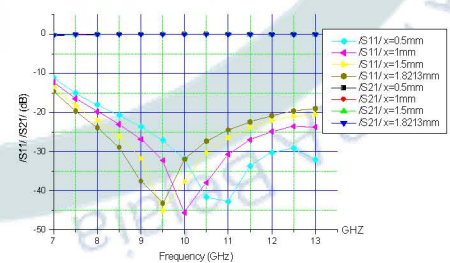


Figure 22: inclined metal slats 30 deg,  $y=0.1\text{mm}$

Also for  $y$  constant and a given inclination (fig. 20), the frequency peak of  $S_{11}$  backs when the width of the slat  $x$  increases as shown in fig.21 and fig.22.

#### IV. CONCLUSION

The software developed under the QFEM environment allowed us to design, with a movable chamfer, chamfered square bends and to predict changes in its size through the parameters  $S_{11}$  and  $S_{21}$  of the matrix  $S$ . In this study, we have just shown that it is possible to make a chamfer on a square bend just by inserting a metal plate or metal rectangular slats. The interest of metal slats lies in the change of the response of the bend following the inclination of the slats. This technique can be easily accomplished. It should be noted that the form of slats is important. We are interested in the future to the design of square bends in millimeter microwave bands using the technique SIW (Substrate Integrated Waveguide) [8] which operates with cylindrical metal rods.

#### V. REFERENCES

- [1] Jan Michael Reiter, Fritz Arndt, "Rigorous analysis of arbitrarily shaped H and E plane discontinuities in rectangular waveguides by a full-wave boundary contour mode-matching method", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 43(1995)
- [2] Paul F. Combes, "Lignes, guides et cavités", édition Dunod 2006 collection sciences sup
- [3] Guiseppe Pelosi, Stefano Selleri, Roberto Coccioli, "Quick finite elements for electromagnetic waves", Artech House (1998).
- [4] K. Nouri, "Contribution à l'analyse des discontinuités en guides d'ondes rectangulaires par la methode des elements finis et conception des filters micro-ondes", Thesis of Magister on electronic, University of Tlemcen, année 2002
- [5] K. Nouri, M.Feham, O. Abbas, "Quick FEM Analysis of 3D Mitered E Plane Corners", Revue / Journal Title Physical and chemical News ISSN 1114-3800 2007, no36, pp. 109-116 [8 page(s) (article)] Editeur / Publisher Physical and chemical News, El Jadida, MAROC
- [6] R. Younes, "Modélisation numérique sous MATLAB", enseignant chercheur à la faculté de génie universite liban beyrouth mars 2005
- [7] <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/pde> "Partial Differential Equation Toolbox, Basics of the Finite Element Method"
- [8] Z.Sotoodeh, B.Biglrbegian, F.H.Kashani and H.Ameri "A novel bandpass waveguide filter structure on SIW technology", progress in electromagnetics research letters ,vol.2, pp.141-148,2008

## Résumé

Ce mémoire de thèse s'articule autour de quatre points à travers lesquels, en premier lieu on a analysé les discontinuités de guides d'ondes rectangulaires en utilisant un programme conçu sous l'environnement Matlab QFEM, il nous a permis de concevoir des coudes chanfreinés avec un chanfrein mobile et de prévoir les variations à travers les paramètres  $S_{ij}$  de la matrice  $[S]$ . Dans un deuxième temps on s'est intéressé à la conception de coudes en bandes millimétriques à l'aide de la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) qui exploite des tiges métalliques cylindriques. Ensuite on a analysé une technique d'adaptation de nombreux composants micro ondes en technologie SIW à travers plusieurs exemples. Enfin, on a conçu plusieurs composants en technologie SIW, comme le déphaseur, le diviseur de puissance, le circulateur, le coupleur, le cinq port. Une réalisation pratique d'un coupleur sur la bande [1-4] GHz a été menée avec succès. Dans ce cadre, plusieurs publications et communications internationales ont été réalisées.

**Mots-Clés :** guides d'ondes, micro ondes, MEF, SIW, transition, ligne microruban, composants passifs

## Abstract

This thesis is structured around four points through which firstly we analyzed the discontinuities in rectangular waveguides using a program conceived under Matlab QFEM, it has allowed us to design chamfered bends with a chamfer mobile and predict variations across parameters  $S_{ij}$  of the matrix  $[S]$ . Secondly we became interested in the design of bends in millimeter bands using technology SIW (Substrate Integrated Waveguide) which exploits cylindrical metal rods. Then we analyzed an adaptation technique of many components SIW microwave technology through several examples. Finally, we designed several SIW technology components, such as the phase shifter, power divider, the circulator, coupler and the five ports. A practical realization of a coupler (SIW) on the band [1-4] GHz has been successfully completed. In this context, several publications and international calls were made.

**Key Words:** waveguides, microwave, FEM, SIW, transition, microstrip line, passive components.