

Université Kasdi Merbah OUARGLA
Faculté des Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication
Département d'Electronique et des Télécommunications



Mémoire

Pour l'obtention du Diplôme de Master Académique

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des télécommunications

Présenté par :

YAZI Hana

KHIDOURI Hanini

Thème

**Conception et Simulation des Coupleurs Bicouche 3 dB
/90° en Technologie SIW**

Soumis le :

19/ 10/ 2020

Devant le jury :

M. MEKIMAH Boualem

MCB

Université UKMO Ouargla

Président

M. BOULESBAA Mohammed

MCA

Université UKMO Ouargla

Encadreur

Année universitaire : 2019/2020

Dédicaces

nous dédie ce travail.

À nos chers parents.

À nos chères sœurs et chers frères.

À tous nos oncles et tantes.

À tous nos amis.

Pour tous ceux que nous aimons.

Hanini, Hana

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions Dieu tout passant de nous avoir donné la force et la volonté de finir ce travail de mémoire.

Nous adressons toutes nos profondes gratitudee et nos remerciements les plus sincères à notre encadreur le monsieur Mohammed BOULESBAA, maitre de conférences (A) à l'université d'Ouargla pour diriger nos travaux, pour sa patience et ses judicieux conseils, qui ont contribué énormément à la progression de notre travail.

Nous tenons à remercier également les membres de jurés d'avoir accepté d'examiner et de juger notre travail de master.

Nous tenons à adresser nos profondes remerciements à monsieur B. MEKIMAH pour leur aide qu'il a apportée pour progresser notre travail.

Nous remercions également tous les enseignants de notre département d'électronique et des télécommunications pour leurs contributions à notre formation.

Enfin, nous adressons nos sincères remerciements et notre sincérité à nos parents car notre succès reste le fruit de nombreuses années de sacrifices, d'éducation et de soutien.

Table des matières

Dédicaces

Remerciements

Liste des tableaux

Table des figures

Liste des abréviations

Introduction générale 1

1 Généralités sur les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW)

1.1	Introduction	3
1.2	Types des guides d'ondes	3
1.2.1	Guide d'onde planaire	3
1.2.2	Guide d'onde rectangulaire	3
1.3	Modes de propagation dans un guide d'onde	4
1.4	Fréquence de coupure	4
1.5	Guide d'onde rectangulaire en technologie SIW :	5
1.6	Caractéristiques de technologie SIW	6
1.7	Paramètres des guides d'ondes intégrés au substrat	6
1.8	Ligne micro ruban (Micro-strip)	9
1.9	Transition d'un SIW à ligne micro ruban	9
1.10	Utilisation des bandes de fréquence	12
1.10.1	Bande S	12
1.10.2	Bande C	12
1.11	Quelques exemples des circuits	13
1.11.1	Circuits passifs SIW	13
1.11.2	Circuits actifs SIW	13
1.11.3	Antennes SIW	13
1.12	Avantages des guides SIW	15
1.13	Inconvénients des guides SIW	15

1.14	Conclusion	15
2	Présentation des différents types des coupleurs directionnels	
2.1	Introduction	16
2.2	Définition d'un coupleur directif	16
2.3	Caractéristiques des coupleurs	16
2.3.1	Matrice de répartition S	16
2.3.2	Couplage :	18
2.3.3	Affaiblissement	18
2.3.4	Adaptation :	19
2.3.5	Isolation :	19
2.3.6	Directivité :	19
2.3.7	Bande Passante relative :	19
2.4	Quelques types des coupleurs	20
2.4.1	Coupleurs -3 dB :	20
2.4.2	Coupleur symétrique :	20
2.4.3	Coupleur anti-symétrique :	20
2.4.4	Coupleur hybride :	20
2.4.5	Coupleur à lignes couplées :	21
2.4.6	Coupleur de LANGE :	21
2.4.7	Coupleur de Wilkinson :	22
2.4.8	Coupleur bicouche à fentes	22
2.5	Critères de choix des coupleurs	23
2.6	Exemples d'application	24
2.6.1	Mesure de puissance :	24
2.6.2	Déphaseur :	24
2.6.3	Duplexeur :	24
2.6.4	Diplexeur :	24
2.6.5	Composant du mesure RADAR	24
2.7	Avantages et inconvénients de coupleur directionnel	25
2.8	Conclusion	25
3	Optimisation des dimensions de la structure de transition micro-ruban	
3.1	Introduction	26
3.2	Conception de structure de transition (taper)	26
3.3	Résultats de simulation	26
3.3.1	Distribution du champ électrique	26
3.3.2	Paramètres S	27
3.4	Optimisation des paramètres physiques du taper	28
3.4.1	Optimisation de la largeur de taper W_T	28
3.4.2	Optimisation de la longueur de taper L_T	29
3.5	Paramètres finaux de la conception de la structure SIW avec la transition microruban	30
3.6	Conception de la première couche de la structure des coupleurs bicouche SIW	31
3.6.1	Structure SIW avec des rivets de connexions	32

3.7	Conclusion	34
4	Conception et simulation des coupleurs bicouche 3 dB/90° en SIW	
4.1	Introduction	35
4.2	Paramètres des coupleurs à fentes :	35
4.2.1	Susceptance et réactance de l'orifice :	35
4.2.2	Position de la fente	36
4.2.3	Couplage d'un coupleur à fente	36
4.2.4	Directivité du coupleur à fente	36
4.2.5	Isolation du coupleur à fente	36
4.3	Conception des coupleurs directionnels bicouche SIW 3 dB/90°	37
4.3.1	Coupleur bicouche sans fentes	37
4.3.2	Coupleur avec des fentes circulaires	37
4.3.3	Résultats finals	44
4.4	Conception d'un coupleur bicouche avec des slots elliptiques	47
4.4.1	Optimisation du facteur de couplage	47
4.4.2	Propagation du champ électromagnétique	47
4.4.3	Paramètres S	47
4.4.4	Différence de phase	49
4.5	Conception d'un coupleur bicouche avec des fentes rectangulaires	50
4.5.1	Propagation du champs TEM	50
4.5.2	Paramètres S	50
4.5.3	Différence de phase	52
4.6	Paramètres finaux des coupleurs bicouche 3 dB/90° développés	52
4.7	Comparaison des différents résultats obtenus	53
4.8	Conclusion	54
	Conclusion générale	55
	Bibliographie	57
	Annexe	
	Résumé	

Liste des tableaux

3.1	Dimensions initiales des paramètres de la structure SIW avec la transition micro-ruban.	27
3.2	Paramètres S_{11} et S_{21} en fonction de la largeur W_T pour une fréquence de 11.58 GHz.	29
3.3	Paramètres S_{11} et S_{21} en fonction de la longueur du taper L_T	30
3.4	Dimensions optimisées des paramètres physiques finals de la structure SIW avec la transition micro-ruban.	30
4.1	Paramètres initiaux du coupleur directionnel bicouche avec trois paires de fentes parallèles à base de la technologie SIW.	42
4.2	Paramètres finaux du coupleur directionnel bicouche avec six fentes rectangulaires	51
4.3	Dimensions optimales des paramètres physiques des différents coupleurs SIW bicouche développés.	53
4.4	Comparaison entre les résultats trouvés dans notre simulation avec des travaux publiés dans la littérature [39]	54

Table des figures

1.1	Guide d'onde planaire.	4
1.2	Guide d'onde rectangulaire.	4
1.3	Ordre d'apparition des modes dans un guide d'onde rectangulaire avec $a > b$	5
1.4	Schéma du Guide d'onde intégré au substrat SIW.	6
1.5	Guide d'onde classique et guide d'onde SIW.	7
1.6	Région d'intérêt dans le plan formé par d/λ_c et p/λ_c [8]	8
1.7	Pertes de fuites si $P > 2d$. [8]	8
1.8	Structure de la ligne micro-ruban	10
1.9	Distribution des champs électromagnétiques dans une ligne micro ruban.	10
1.10	Transition d'un SIW vers un micro-ruban.	10
1.11	Répartition des bandes micro-ondes.	14
1.12	Exemples des circuits passifs SIW, a) Guide rectangulaire SIW, b) Coupleur SIW, c) Duplexeur SIW, d) Filtre SIW.	14
1.13	Exemples des circuits actifs SIW, a) Oscillateur SIW, b) Amplificateur SIW.	14
1.14	Antennes SIW.	15
2.1	Schéma d'un coupleur directionnel.	17
2.2	Diagramme schématique représentant les éléments principaux d'un coupleur directif avec ses quatre ports.	17
2.3	(a) Coupleur contra-directif (b) Coupleur co-directif	21
2.4	Coupleur symétrique.	21
2.5	Géométrie d'un coupleur à ligne couplée	22
2.6	Diviseur de puissance de Wilkinson.	23
2.7	Coupleur bicouche à fentes	23
2.8	Exemples d'application dans : (a) Mesure de puissance. (b) Déphaseur. (c) Diplexeur. (d) Composant du mesure RADAR.	25
3.1	Paramètres physiques de taper.	27
3.2	Propagation du champ TEM dans le guide d'onde SIW avant l'optimisation des dimensions	27
3.3	Paramètres S (S_{11} et S_{21}) en fonction de la fréquence du guide d'onde SIW avec taper microruban.	28

3.4	Coefficients : (a) de réflexion S_{11} . (b) de transmission S_{21} pour différentes valeurs de W_T	29
3.5	Coefficient : (a) de réflexion (S_{11}). (b) de transmission (S_{21}) pour différentes valeurs de la longueur du taper L_T	30
3.6	Résultats finals après l'optimisation (a) Paramètres de répartition. (b) Distribution du champ TEM	31
3.7	Structure de la première couche de coupleur bicouche à base de la technologie SIW.	32
3.8	Propagation du champ TEM dans la structure SIW avec une ligne microruban d'arc.	32
3.9	Évolution des paramètres S en fonction de la fréquence de la structure SIW avec une ligne micro-ruban.	33
3.10	Propagation de champ électromagnétique dans la structure de la première couche SIW avec des rivets de connexions	33
3.11	Coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de la structure SIW avec des rivets de connexions.	33
4.1	Paramètres S du coupleur sans fente.	38
4.2	Distribution des champs TEM du coupleur sans fente.	38
4.3	Coupleur bicouche avec une seule fente circulaire.	38
4.4	Facteur de couplage en fonction de la fréquence pour différents rayons R_0 de la fente du coupleur bicouche.	39
4.5	Distribution de la puissance de l'onde TEM dans les différents ports du coupleur bicouche avec une seule fente.	40
4.6	Structure du coupleur SIW bicouche avec trois fentes en serie.	40
4.7	Évolution du facteur de couplage en fonction de la fréquence pour différents rayons R_1	41
4.8	Distribution du champ électromagnétique dans les quatre ports du coupleur SIW bicouche conçue avec trois fentes circulaires en série.	41
4.9	Structure du coupleur SIW bicouche conçue avec trois paires de fentes parallèles.	42
4.10	Optimisation : (a) des différentents rayons R_0 . (b) des différentents rayons R_1 du coupleur bicouche développé.	42
4.11	Évolution des pertes de réflexion du coupleur SIW bicouche en fonction de la fréquence pour différentes distances D.	44
4.12	Évolution de la directivité du coupleur SIW bicouche en fonction de la fréquence pour différentes distances D.	44
4.13	Évolution du facteur de couplage du coupleur SIW bicouche en fonction de la fréquence pour différentes distances D.	45
4.14	Distribution du champ électromagnétique dans les quatre ports de coupleur bicouche 3 dB /90°.	45
4.15	Évolution des paramètres S en fonction de la fréquence du coupleur bicouche 3 dB /90°.	46
4.16	Évolution de la différence de phase entre les ports (2) et (3) en fonction de la fréquence du coupleur directionnel bicouche 3 dB/90°. (a) Paramètres S_{21} et S_{31} . (b) Différence de phase entre S_{21} et S_{31}	46

4.17	Structure du coupleur directionnel bicouche avec des slots elliptiques.	48
4.18	Variation du facteur de couplage en fonction de la fréquence pour : (a) différentes largeurs (H). (b) différentes longueurs (L) des slots elliptiques. . .	48
4.19	Distribution du champ TEM dans les quatre portes de coupleur directionnel bicouche avec des slots elliptiques.	48
4.20	Différents paramètres S de coupleur directionnel bicouche avec des slots elliptiques en fonction de fréquence.	49
4.21	Directivité du coupleur directionnel bicouche avec des slots elliptiques en fonction de fréquence.	49
4.22	Évolution de la différence de phase entre les ports (2) et (3) en fonction de la fréquence du coupleur directionnel bicouche 3 dB/90° conçu avec des slots elliptiques. (a) Paramètres S_{21} et S_{31} . (b) Différence de phase entre S_{21} et S_{31} .	50
4.23	Structure du coupleur bicouche avec six fentes rectangulaires.	51
4.24	Propagation du champs TEM dans les quatre ports de coupleur directionnel bicouche avec six fentes rectangulaires.	51
4.25	Évolution des paramètres S en fonction de la fréquence du coupleur bicouche avec six fentes rectangulaires.	51
4.26	Directivité en fonction de la fréquence du coupleur bicouche avec six fentes rectangulaires.	52
4.27	Facteur de couplage en fonction de la fréquence du coupleur bicouche avec six fentes rectangulaires.	52
4.28	Évolution de la différence de phase entre les ports (2) et (3) en fonction de la fréquence du coupleur directionnel bicouche conçue. (a) Paramètres S_{21} et S_{31} . (b) Différence de phase entre S_{21} et S_{31}	53
4.29	Fenêtre HFSS.	61
4.30	Procédure en HFSS.	62

Liste des abréviations

SIW	Substrate Integrated Wave Guide.
GIS	Guide d'Onde Intégré au Substrat.
TEM	Mode transverse électromagnétique.
TE	Mode transverse électrique.
TM	Onde transverse magnétique.
F_c	Fréquence de coupure.
NASA	National Aeronautics and Space Administration.
RADAR	RAdio Detection And Ranging.
Wifi	WIreless FIdelity.
LTE	Long Term Evolution.
SICS	Substrate Integrated Circuits.
SOS	System On Substrat.
MIC	Microwave Integrated Circuits.
FDD	Frequency Division Duplexing.
HFSS	High Frequency Structure Simulator.
MHMIC	Miniature Hybrid Microwave Integrated Circuits.

Introduction générale

Introduction générale

Le développement des télécommunications spatiales au cours de ces dernières années a nécessité la réalisation d'équipements de plus en plus compacts et performants, fonctionnant à des fréquences plus élevées [1]. Actuellement, le domaine d'application des systèmes de communications dépend généralement aux applications professionnelles de haute qualité comme les circuits micro-ondes et millimétriques, les téléviseurs, les systèmes RADAR, les systèmes de positionnement par satellite (GPS : global positioning system), la sécurité, etc...

Les guides d'ondes rectangulaires classiques sont des composants très performances largement utilisé dans le domaine des micro-ondes à cause de leur faible perte et son facteur de qualité élevé, mais ces structures sont encombrantes, difficile à intégrer et à fabriquer. Par conséquent en utilisant une nouvelle topologie appelée GIS : guide d'onde intégrés au substrat (en anglais :substrate integrated wave guide SIW), il construit directement sur un substrat planaire confine le champ électromagnétique à l'aide de deux rangées de cylindres métalliques ou fentes métallisées [2].

La technologie GIS est arrivée pour remédier au problème d'intégration des guides volumiques dans un circuit planaires. Avec leur facteur de qualité relativement élevé, et puisqu'elle présente une taille réduite et un poids léger, la facilité de fabrication [2]. Cette technologie est un moyen de transmission de signal, utilisé pour la conception de nombreux composants du circuit tels que des diviseurs de puissance, les filtres, et les coupleurs.

Les lignes micro-rubans offrent un faible coût de fabrication, elles sont fabriquées directement sur un substrat diélectrique et à cause de leur facilité d'intégration ces lignes restent les plus utilisées pour la fabrication des composants intégrées [2].

Les coupleurs directifs sont l'un des composantes micro-ondes qui été réalisés dans la technologie SIW. Ils utiles et versatiles dont la première fonction est de coupler ou de diviser le puissance incident de manière disproportionnée ou de façon égale. Dans ce dernier cas, on parle de coupleur directionnel 3 dB. Ces coupleurs ont de nombreuses applications. Celles-ci comprennent la fourniture d'un échantillon de signal pour la mesure ou la surveillance dans les systèmes RADAR, la combinaison des alimentations vers et depuis les antennes, la formation de faisceaux d'antenne, et les systèmes de télécommunications sans fil...Une nouvelle technologie de coupleur large bande à deux couches est développé pour réduire la taille et le poids de coupleur.

La miniaturisation de taille, le coût de fabrication et la performance des systèmes de télécommunications sont des buts essentiels dans la recherche. Tout en respectant ces objectifs, nous allons fait un travail qui vise principalement à la conception et la simulation des nouvelles coupleurs directionnel bicouche 3 dB /90° basés sur la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat opérantes dans le domaine fréquentielle X, en vue d'être utilisés dans les systèmes de communications pour augmente le taux d'intégration.

Ce mémoire sera organisé en quatre chapitres de la façon suivante :
Le premier chapitre sera consacrer sur l'étude théorique des guides d'ondes classiques,

les modes de propagation. La seconde partie de ce chapitre présentera des généralités sur la technologie des guides d'ondes SIW ainsi que la théorie et le développement mathématique utilisé pour le dimensionnement et la conception de la structure de transition (taper) vers la ligne micro-ruban, puis, les points fort et les points faible de cette technologie.

Le deuxième chapitre visera à introduire premièrement la théorie, les caractéristiques et les types des coupleurs. Ensuite, quelque exemple d'application. Enfin, on cite leurs avantages et leurs inconvénients.

Dans le troisième chapitre, nous sera concerner à la conception d'un guide d'onde en technologie GIS, adapté à 50Ω à ses deux extrémités à l'aide de transition conique (taper). Puis, on optimise les paramètres initiaux du taper à l'aide de logiciel HFSS dans la bande de fréquence X. Enfin, le chapitre se termine par la conception de la première couche de coupleur bicouche $3 \text{ dB}/90^\circ$ à base de la technologie SIW.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons dans un premier temps la théorie des coupleurs à fente. Ensuite, notre intérêt s'est porté sur la conception et la simulation des coupleurs directionnels bicouche $3 \text{ dB} /90^\circ$ avec fentes circulaires grâce la technologie GIS et l'influence de nombre, du rayons et position de ces fentes sur le facteur de couplage, ainsi que l'effet de la distance entre eux sur les performances du ce coupleur. Afin d'améliorer les performances du coupleur on va proposer des nouvelles structures d'un coupleur directif bicouche avec des fentes elliptiques et avec des fentes rectangulaires en tant que dispositifs de couplage entre les deux couches de coupleur SIW.

On clôturer ce travail par une conclusion générale et des références bibliographiques.

Chapitre **1**

Généralités sur les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW)

Généralités sur les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW)

1.1 Introduction

On appelle guide d'onde, toute cavité vide limitée par des conducteurs. Le guide d'onde est notamment utilisé en optique, en physique et en télécommunication. Il existe en forme rectangulaire ou circulaire... Les guides d'ondes rectangulaires sont la plus utilisés dans le domaine micro-onde.

La technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW permet de transporter des signaux hyperfréquences des faibles pertes, à faibles coûts de fabrication et une intégration facile.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les guides d'ondes (rectangulaires, et plans) et les modes de propagation. Ensuite, les caractéristiques de la technologie de guide d'onde SIW ainsi que la transition vers la ligne micro ruban seront abordés en détails.

1.2 Types des guides d'ondes

Un guide d'onde est un système qui sert à guider les ondes électromagnétiques ou les ondes acoustiques, comme les guides circulaires, les guides rectangulaires et les guides plans...

On mentionne dans cette partie les deux grands types des guides d'ondes :

1.2.1 Guide d'onde planaire

Le guide d'onde planaire est composé de trois couches de matériaux d'indices de réfraction différents comme illustre la figure 1.1 [3]. La couche guidant d'indice de réfraction n_g est entourée de deux couches : une couche inférieure de substrat d'indice de réfraction n_s et une couche supérieure de couverture d'indice de réfraction n_c . La lumière est confinée selon l'axe vertical (x) et se propage dans la direction (z).

La technologie planaire permet de concevoir des dispositifs plus performants en terme de poids, de coût, ainsi que la possibilité d'intégration.

1.2.2 Guide d'onde rectangulaire

Le guide d'onde rectangulaire est constitué de quatre parois conductrices. L'onde est confinée dans l'espace par les parois de ce guide. Il est défini transversalement par une largeur a (selon x) et verticalement par une hauteur b (selon y) voir la figure 1.2.

Le guide d'onde rectangulaire est l'un des premiers types des lignes de transmission utilisés pour transporter des ondes électromagnétiques à haute fréquence.

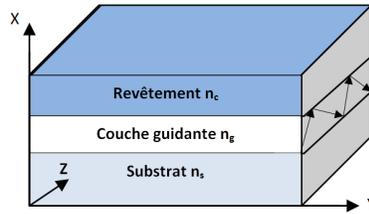


FIGURE 1.1: Guide d'onde planaire.

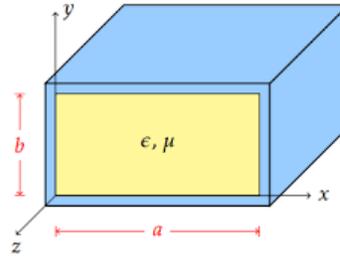


FIGURE 1.2: Guide d'onde rectangulaire.

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

- Conditions aux limites sur les conducteurs métalliques.
- Equations de Maxwell.

1.3 Modes de propagation dans un guide d'onde

La propagation des ondes électromagnétiques, se fait selon quatre modes :

- Le mode transverse électromagnétique (TEM) : caractérisé par $E_z = 0$, $H_z = 0$
- Le mode transverse électrique (TE) : caractérisé par $E_z = 0$, $H_z \neq 0$
- L'onde transverse magnétique (TM) : caractérisé par $H_z = 0$, $E_z \neq 0$
- L'onde hybride : caractérisée par $E_z \neq 0$ et $H_z \neq 0$.

Le mode transverse électromagnétique TEM ne peut pas existe dans un guide fermé en raison de ses parois qui forment une équipotentielle dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation [2].

1.4 Fréquence de coupure

Chaque mode comporte une fréquence de coupure qui est liée aux dimensions du guide d'onde et aux propriétés physiques du milieu entre les conducteurs (ϵ , μ).

On dit le mode fondamental celui qui représente la plus petite fréquence de coupure. Le classement des modes TE_{mn} est obtenu à partir du calcul des fréquences de coupure (voir la figure 1.3). Pour le mode TE_{mn} et si $a > b$ le mode fondamental d'un guide d'onde rectangulaire est le mode TE_{10} , et pour le mode TM_{mn} , les modes TE_{00} , TM_{10} et TM_{01}

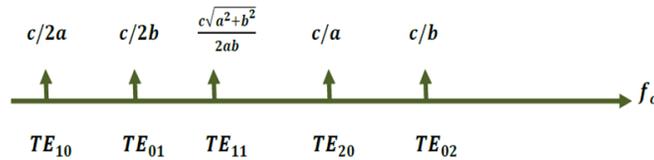


FIGURE 1.3: Ordre d'apparition des modes dans un guide d'onde rectangulaire avec $a > b$.

n'existent pas. Le mode fondamental qui peut se propager est le mode TM_{11} [2].
la fréquence de coupure d'un guide d'onde rectangulaire définit par :

$$f_c = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (1.1)$$

Avec f_c : La fréquence de coupure du mode TE ou TM.

v : La vitesse de l'onde

c : La vitesse de la lumière

ε_r, μ_r : Représente respectivement la permittivité diélectrique du matériau et la perméabilité magnétique du matériau.

La propagation d'une onde de fréquence f peut être réalisée si la fréquence de coupure est inférieure à la fréquence du guide ($f > f_c$).

1.5 Guide d'onde rectangulaire en technologie SIW :

La technologie des guides d'ondes intégrés au substrat *GIS* (en anglais *SIW* : Substrate Integrated Waveguide) est une technique très importante qui permet l'utilisation des avantages des guides d'ondes et des lignes de transmissions planaires.

Le but de la technologie SIW est de réaliser un guide d'onde dans un substrat diélectrique. Il est une technologie émergente où les champs sont complètement isolés et confinés à l'intérieur, comme dans le cas du guide d'onde standard, tout en ayant une taille beaucoup plus petite et un poids réduit. De plus, la fonctionnalité d'intégration avec d'autres composants plats utilise le même processus de fabrication à faible coût [24].

Les plaques métalliques supérieures et inférieures sont utilisées comme des parois. Le substrat contient des rangées de vides métalliques soudées aux deux plaques comme la figure 1.4.

L'ensemble des trous métallisés permet de délimiter un guide, dans lequel les modes vont apparaître (Utilisés dans des cavités), ces modes présentent des coefficients de qualité directement dépendants des performances électriques du substrat (pertes diélectriques), et du métal (pertes conductrices) mais aussi et surtout de la forme et des dimensions de la structure SIW [4].

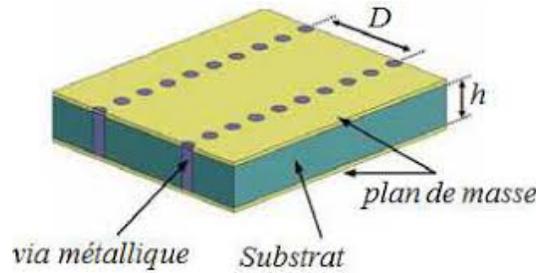


FIGURE 1.4: Schéma du Guide d'onde intégré au substrat SIW.

1.6 Caractéristiques de technologie SIW

Le guide SIW est une technologie intéressante pour obtenir les avantages des guides d'ondes rectangulaires tout en restant dans le profil standard son importance réside dans :

- Facilité d'intégration des composants passifs et actifs micro-ondes et des guides d'ondes sur le même substrat, avec un coût réduite et un qualité élevé.
- Les caractéristiques de propagation dans une structure SIW sont similaires à celles d'un guide d'onde rectangulaire si on néglige les pertes de rayonnement entre les trous métalliques, les modes SIW coïncident exactement avec les modes de propagation d'un guide d'onde rectangulaire transverse électrique TE_{10} [5].
- Le mode transverse magnétique : à cause de l'espace créé par les trous métalliques, ces courants horizontaux ont des difficultés à circuler [4].
- Le mode fondamental est le mode TE_{10} , avec un courant électrique sur les deux plans métalliques en haut et en bas ce qui explique la similarité entre un guide d'onde rectangulaire et la technologie SIW [4].
- La distribution du champ électrique et du champ magnétique dans la technologie SIW est équivalente à celle trouvée dans le guide d'onde rectangulaire normal [5].

1.7 Paramètres des guides d'ondes intégrés au substrat

Pour augmenter les performances de la technologie GIS, il y a des critères de design ont été suggérés par les chercheurs qui étudiée cette technique. Ces critères permettent de définir l'ensemble des valeurs des diamètres des cylindres ou rivets et des longueurs de périodes du guide GIS adapté à la conception de composants passifs [6].

La section qui suit décrit certains critères de fabrication ainsi que différents paramètres importants lors de la conception de circuits en SIW [7].

Les équations de Largeur et longueur du guide d'onde rectangulaire en technologie SIW sont dépende respectivement de Largeur et longueur du guide d'onde classique ayant la même hauteur et le même diélectrique. Ils sont :

$$W_{siw} = W_{eq} + \frac{d^2}{0.95p} \quad (1.2)$$

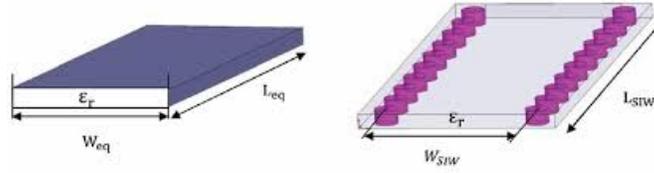


FIGURE 1.5: Guide d'onde classique et guide d'onde SIW.

$$L_{siw} = L_{eq} + \frac{d^2}{0.95p} \quad (1.3)$$

Où : W_{siw} , L_{siw} , W_{eq} et L_{eq} sont respectivement les largeurs et longueurs du guide d'onde rectangulaire en technologie SIW et de son guide d'onde rectangulaire classique équivalent.

d : est le diamètre du vais métallique.

p : est la distance entre deux vais adjacents.

Avec :

$$p < \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\epsilon_r} \quad (1.4)$$

$$p \leq 2d \quad (1.5)$$

$$\lambda_0 < \frac{c}{f} \quad (1.6)$$

Où : ϵ_r , c et f représentent respectivement le constant diélectrique du substrat, la vitesse de la lumière et la fréquence.

λ_0 est la longueur d'onde.

Les règles de conception d'un guide GIS ont été établies pour une région d'intérêt dans le plan formé par d/λ_c et p/λ_c avec λ_c la longueur d'onde de coupure comme indiqué dans la figure 1.6, elles sont utilisées pour éviter les pertes par rayonnement. Elles sont donnée par :

$$d \leq \frac{\lambda_g}{5} \quad (1.7)$$

$$p \leq 2d \quad (1.8)$$

$$\frac{d}{a} \leq 0.4 \quad (1.9)$$

λ_g représente la longueur d'onde guidée, sa formule est :

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f_c)^2 \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{W_{siw}}\right)^2}} \quad (1.10)$$

La figure 1.7 montre le champ électrique du mode dominant et les pertes de fuites qui s'en suivent lorsque les règles de conception ne sont pas respectées [8].

La fréquence de coupure (mode fondamental TE_{10}) est donnée par :

$$f_{c10} = \frac{c}{2w_{eq}\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c}{2(w_{siw} - \frac{d^2}{0.95p})\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.11)$$

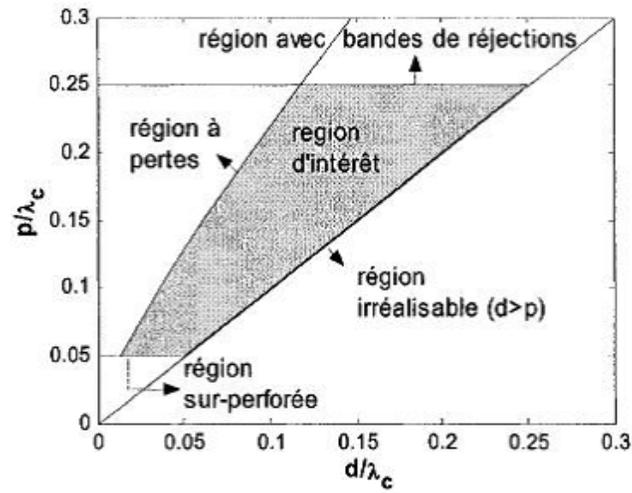


FIGURE 1.6: Région d'intérêt dans le plan formé par d/λ_c et p/λ_c [8]

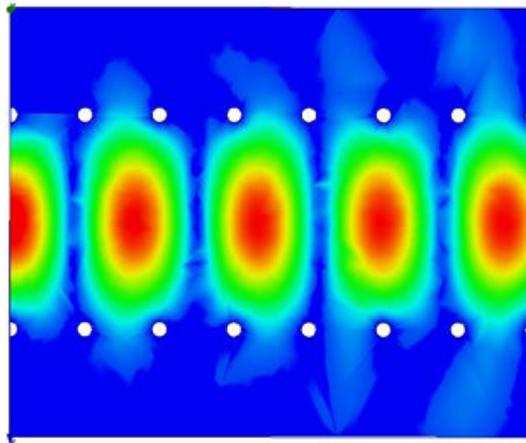


FIGURE 1.7: Pertes de fuites si $P > 2d$. [8]

La bande monomodale du mode dominant TE_{10} s'étend de la fréquence de coupure $1.25 f_{c10}$ à $1.9 f_{c10}$ [9].

A partir d'un programme basé sur les équations (1.2) et (1.11) conçu Matlab [10], nous pouvons déterminer les valeurs initiales de W_{siw} qu'on optimisera par la suite afin de trouver les diagrammes de dispersion du guide équivalent et du guide en technologie SIW similaires [11].

1.8 Ligne micro ruban (Micro-strip)

Parmi toutes les lignes de transmissions planaires, la ligne micro-ruban (ou micro bande) est la plus utilisée dans les bandes de fréquences classiques (<20 GHz). Cette technologie consiste en un ruban métallique de largeur W réalisé sur la face supérieur du substrat diélectrique (d'épaisseur h et d'une permittivité ϵ_r), et un plan de masse sur l'autre face, comme la figure 1.8.

Plusieurs variantes de lignes micro-rubans existent, afin de minimiser les pertes dans le diélectrique, comme les lignes micro-rubans suspendues et les lignes micro-rubans inversées [16].

Les principaux avantages de la ligne micro-ruban est le procédé technologique de réalisation des circuits est simple et bien maîtrisé ainsi que peu coûteuse.

Mais malgré ces performances ils ont des inconvénients comme : perturbation des champs électriques par l'interface air-diélectrique et l'orthogonalité des champs électriques et magnétiques dans le plan transverse...

1.9 Transition d'un SIW à ligne micro ruban

Pour assurer une bonne performance dans la conception du SIW, il faut donc obligatoirement avoir une transition vers une ligne de transmission qui est permet de liés les circuits de réseau. La ligne micro ruban est le plus utiliser dans la conception des systèmes micro ondes.

La transition Taper Micro-Strip entre la technologie planaire et la technologie SIW a été développée dans [9] [10] [12] [13]. Ce dernier est basé sur une ligne plate [14] [15] qui augmente progressivement en largeur sur le même substrat pour les deux technologies [9]. Plus récemment, des équations ont été proposées pour la mise en œuvre rapide d'une telle transformation [15].

Comme montre la figure 1.9, une partie des champs se trouve dans l'air, tandis que l'autre partie se trouve dans le diélectrique. Le mode de propagation est de type quasi-TEM, parce que les champs électriques et magnétiques sont d'assemblage des modes TE et TM .

Cette transition utilise pour faire un lien entre le guide d'onde intégrer et la technologie micro-strip qui contient trois paramètres importants : la largeur finale W_T , la longueur L_T de la ligne et la largeur initiale W_{mst} (figure 1.10). Cette dernière doit être calculée pour obtenir l'impédance caractéristique désirée (Elle est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω). De point de vue physique, cette ligne conique est utilisée pour transformer le mode quasi-TEM de la ligne micro ruban en un mode TE_{10} du guide [8].

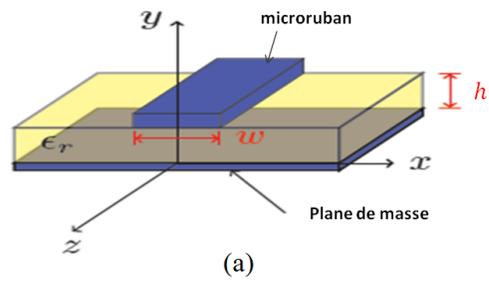


FIGURE 1.8: Structure de la ligne micro-ruban

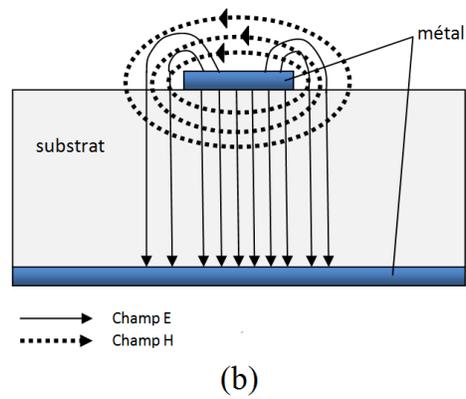


FIGURE 1.9: Distribution des champs électromagnétiques dans une ligne micro ruban.

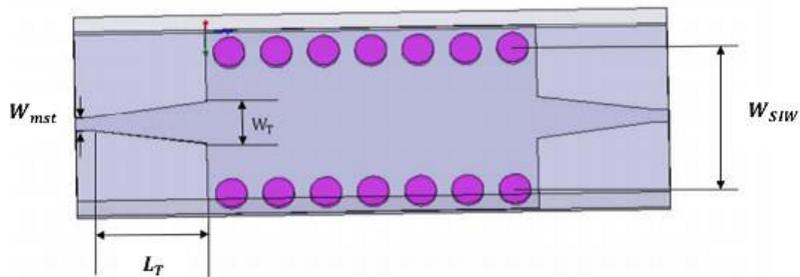


FIGURE 1.10: Transition d'un SIW vers un micro-ruban.

* **Largeur initiale de la ligne micro-strip** (W_{mst}) :

Afin d'obtenir la présentation la plus précise possible, une équation expérimentale a été proposée pour calculer la largeur effective de la ligne micro-strip. On calcule le rapport w_{mst}/h [15] :

$$\frac{w_{mst}}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{for } \frac{w_0}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right\} \right] & \text{for } \frac{w_0}{h} \geq 2 \end{cases} \quad (1.12)$$

Où

$$A = \frac{z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (1.13)$$

$$B = \frac{377\pi}{2z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (1.14)$$

h : L'épaisseur du substrat.

ε_r : Le constant diélectrique du substrat.

z_0 : L'impédance de la ligne micro ruban égale à 50 Ω .

* **Largeur et Longueur du taper** (W_T, L_T) :

Suite à plusieurs exemples testés dans [12], il s'avère que l'on peut considérer que les valeurs initiales vérifient la relation : $W_T = 0.4(w_{siw} - d)$ et $\lambda/2 < L_T < \lambda$, avec : λ est la longueur d'onde du mode quasi-TEM dans la ligne micro-ruban.

Le taper micro ruban est utilisé pour adapter la largeur optimale W_T à l'impédance d'entrée de la ligne micro ruban, qui trouvée à partir les équations suivantes :

$$\frac{1}{w_{eff}} = \begin{cases} \frac{60}{\eta h} \ln\left(\frac{8h}{w} + 0.25\frac{w}{h}\right) & \text{for } \frac{w}{h} < 1 \\ \frac{120\pi}{\eta \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right) \right]} & \text{for } \frac{w}{h} > 1 \end{cases} \quad (1.15)$$

$$\frac{1}{w_{eff}} = \frac{4.38}{w_{eq}} e^{-0.627 \frac{\varepsilon_r}{\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w}} \right)}} \quad (1.16)$$

Où :

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi \quad (1.17)$$

L'impédance du guide SIW est calculée à partir les relations :

$$Z_G = Z_{TE} \frac{\pi^2 h}{8W_{siw}} \quad (1.18)$$

$$Z_{TE} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{\lambda_g}{\lambda} \quad (1.19)$$

Z_{TE} : L'impédance de mode TE.

Pour la longueur de taper (L_T), il est nécessaire de calculer la longueur d'onde qui est donnée par la relation :

$$\lambda_c = \frac{c}{f_c \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_{eff}}} \quad (1.20)$$

c : La vitesse de la lumière égale à $3 \cdot 10^8$ m/s.

λ_c : La fréquence de coupure.

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} - \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w_m}} \right) \quad (1.21)$$

ε_{eff} : Le constant diélectrique effectif.

$$W_m = (W_T + W_{mst})/2 \quad (1.22)$$

Donc :

$$L_T = \frac{\lambda_c}{4} \quad (1.23)$$

Les dimensions de cette transition sont optimisées pour fonctionner dans une bande de fréquences donnée.

Pour réaliser cette transition il existe plusieurs techniques en fonction de l'emplacement du guide d'onde par rapport au circuit planaire. Parmi ces techniques, on trouve trois grandes familles [2] :

- Les transitions placées dans le sens de propagation du guide .
- Les transitions utilisant une fente placée sous le conducteur micro-ruban.
- Les transitions par sonde ou par patch .

1.10 Utilisation des bandes de fréquence

1.10.1 Bande S

La bande S est la partie du spectre électromagnétique définie par la bande de fréquence 2 à 4 GHz. Elle est utilisée par les radars météorologiques et quelques satellites de communication, spécialement ceux que la NASA emploie pour communiquer avec leurs navettes spatiales et la station spatiale internationale. Utilisée aussi pour certains transmetteurs audio/vidéo de puissance maximale 20 mW, pour le Wi-Fi (2400 à 2460 MHz) et aussi pour les réseaux mobiles LTE (2500 à 2690 MHz) [4].

1.10.2 Bande C

La bande C est une bande de fréquence définie sur la partie du spectre électromagnétique par les fréquences : de 3,4 à 4,2 GHz en réception et de 5,725 à 7,075 GHz en

émission attribué au service de radiodiffusion par satellite (Broad casting) particulièrement utilisée sur les zones tropicales et faiblement sur les autres zones. De 4 à 8 GHz pour des usages comme les radars météorologiques.

1.11 Quelques exemples des circuits

Les SICs (Substrate Integrated Circuits) peuvent être construits en utilisant les structures synthétisées mentionnées ci-dessus intégrées avec les autres circuits planaires comme la ligne micro ruban ou autres sur le même substrat diélectrique [17]. Ces circuits sont définis dans cette partie :

1.11.1 Circuits passifs SIW

Concernant les circuits passifs, la plupart des composants hyperfréquences classiques ont été mis en œuvre dans les technologies SIW [1]. Cette solution permet généralement d'obtenir des composants avec une taille réduite [18] par rapport les guides d'ondes classiques. Quelques exemples sont reportés sur la figure 1.12, comme les filtres SIW, la cavité rectangulaire SIW, les coupleurs SIW, et le duplexeur SIW.

1.11.2 Circuits actifs SIW

Les composants actifs dans la technologie SIW sont moins d'attention par rapport à celle des circuits passifs. Mais les possibilités de conception vers une intégration complète SoS (System-on-Substrat) sont ouvertes. Pour la conception et l'optimisation des circuits actifs intégrer des dispositifs actifs dans des circuits SIW passifs et les relier en utilisant les avantages de cette technologie. Généralement l'une des faces conductrices du SIW est utilisée pour reporter la fonction active, la connexion étant assurée par des lignes micro ruban.

Les développements récents d'oscillateurs en 2012 [19], de mélangeurs [20] et d'amplificateurs [21] sont notables.

1.11.3 Antennes SIW

Les antennes de petite taille présentant de bonnes performances en rayonnement et une bonne isolation sont recherchées, notamment dans le domaine de l'aéronautique des télécommunications, des systèmes embarqués [1]. Les antennes SIW sont plus appropriées pour ces applications. Elles sont présentées dans la figure 1.14.

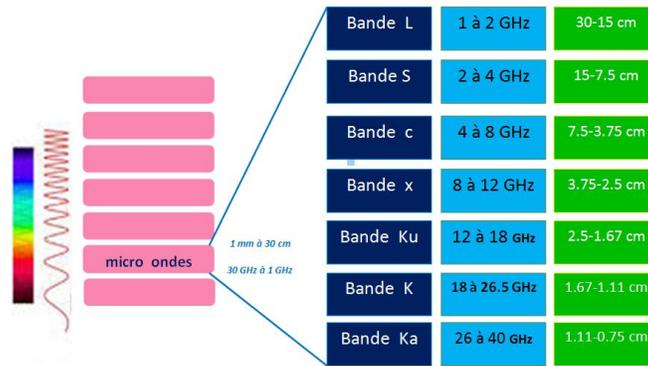


FIGURE 1.11: Répartition des bandes micro-ondes.

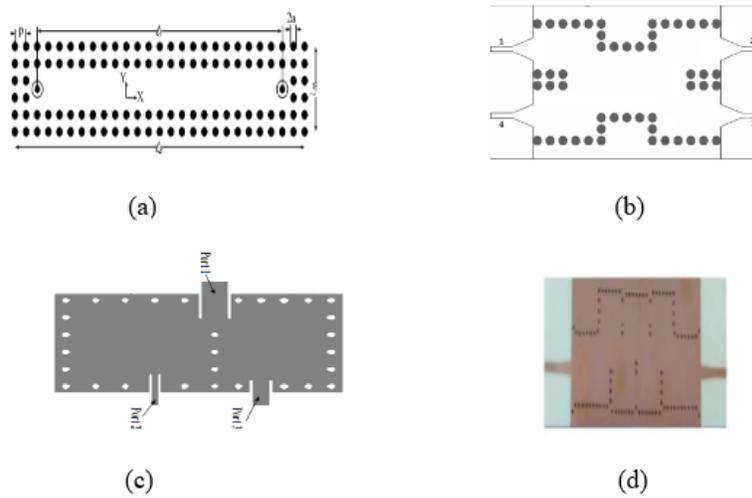


FIGURE 1.12: Exemples des circuits passifs SIW, a) Guide rectangulaire SIW, b) Coupleur SIW, c) Duplexeur SIW, d) Filtre SIW.

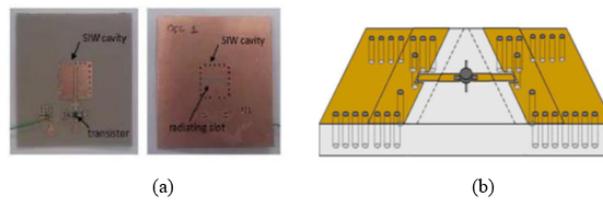


FIGURE 1.13: Exemples des circuits actifs SIW, a) Oscillateur SIW, b) Amplificateur SIW.

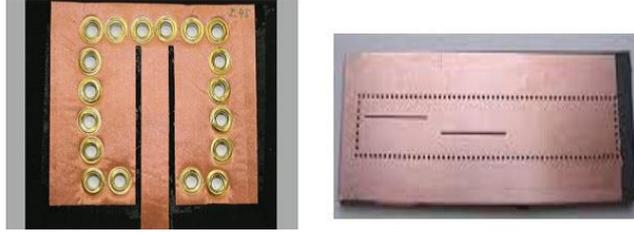


FIGURE 1.14: Antennes SIW.

1.12 Avantages des guides SIW

La technologie des guides d'ondes intégrée au substrat offre des avantages très importants tels que :

- Coût de fabrication réduit.
- Facilité de l'intégration
- Faibles pertes.
- Taille réduite.
- L'isolation élevée...

1.13 Inconvénients des guides SIW

Elle renferme des inconvénients comme :

- Difficulté de conception et faible flexibilité.
- La fragilité mécanique de trous métallisés restreint les domaines d'applications possibles pour ces structures à cause de sa multiplicité.

1.14 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté dans un premier temps quelques notions générales sur les guides d'ondes classiques ainsi que leurs caractéristiques. Les défauts majeurs de ces structures sont la taille, le coût élevé et l'incompatibilité d'intégration avec les circuits planaires.

Nous nous sommes intéressé ensuite, à la technologie SIW et l'utilisation de la transition entre le guide SIW et la ligne micro ruban pour améliorer les performances de cette technologie. Enfin, nous avons mentionné leur avantages et leur inconvénients.

La technologie de guide d'onde intégré au substrat a joué un rôle important dans le développement de nombreux circuits intégrés micro onde soit des circuits actifs ou passifs sur plusieurs applications dans le domaine de télécommunication.

Chapitre 2

Présentation des différents types des coupleurs directionnels

Présentation des différents types des coupleurs directionnels

2.1 Introduction

Les coupleurs sont des composantes micro-ondes passif à multiports. Ils sont utilisés dans de nombreux circuits, notamment les mélangeurs, les amplificateurs équilibrés et les circuits d'alimentation des antennes [22].

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

2.2 Définition d'un coupleur directif

Coupleur directif est un dispositif passif à quatre ports (deux entrées et deux sorties), sur un support isotrope comme illustré à la figure 2.1. Lorsque une onde incidente au porte 1 est transmise au port 2, couplée au port 3 seulement et le port 4 est isolé.

Un coupleur directionnel est constitué d'un tronçon de ligne de même impédance que celle sur laquelle il sera utilisé, par exemple 50 ou 75 ohms. Cette ligne peut être ligne sur circuit imprimé, un guide d'onde...etc, combiner ou diviser des signaux entrentes (égaux en amplitude) avec des déphasages défférentes ($3 \text{ dB}/90^\circ$) ou ($0 \text{ dB}/90^\circ$) utilisés dans de nombreuses applications comme les systèmes de télécommunications sans fil, les systèmes de mesure RADAR (détection et estimation de la distance par ondes radio). Les perfermonces des coupleurs déterminent largement celles des circuits réalisé (directivité, bande passante, affaiblissement...). Mais il est généralement très limité en raison des limites de la technologie de fabrication des circuits [24].

Un coupleur directif est habituellement adapté avec tous les portes soient découplées entre elle. Il comporte en général deux circuits : un circuit principal, un circuit secondaire, et un mécanisme de couplage entre eux. Une partie de la puissance incidente, qui se propage sur la ligne principale de 1 vers 2, est couplée sur la ligne secondaire et sort en 3, pour un coupleur Co-directif, et en 4, pour un coupleur contra-directif [25].

2.3 Caractéristiques des coupleurs

2.3.1 Matrice de répartition S

De façon plus général, un coupleur directif est un quadripôle réciproque ($S_{ij} = S_{ji}, i \neq j$)($S_{ii} = 0, \forall i$). Il est représenté par une matrice de répartition [S] :

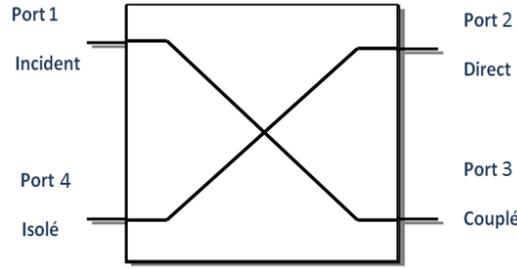


FIGURE 2.1: Schéma d'un coupleur directionnel.

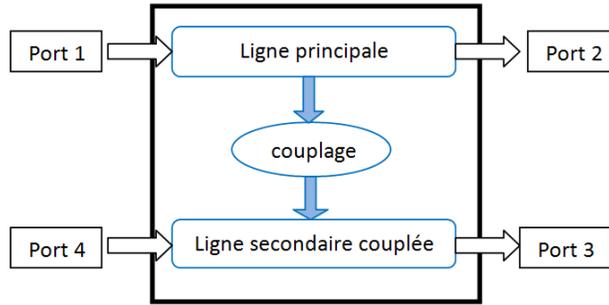


FIGURE 2.2: Diagramme schématisé représentant les éléments principaux d'un coupleur directif avec ses quatre ports.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Et idéalement sans pertes : $S^* S^T = [I]$

Pour un système sans pertes on peut démontrer qu'il fait que [15] :

$$\begin{aligned} S_{14}^* (|S_{13}|^2 - |S_{24}|^2) &= 0 \\ S_{23}^* (|S_{12}|^2 - |S_{34}|^2) &= 0 \end{aligned} \quad (2.2)$$

Qu'on peut satisfaire si $|S_{14}| = |S_{23}| = 0$ puisque le réseaux est sans pertes, la matrice d'identité : $(S^*)^t S = 1$ et $S^t S^* = 1$ [26]

$$(|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2) = 1 \quad (2.3)$$

$$(|S_{12}|^2 + |S_{24}|^2) = 1 \quad (2.4)$$

$$(|S_{13}|^2 + |S_{34}|^2) = 1 \quad (2.5)$$

$$(|S_{24}|^2 + |S_{34}|^2) = 1 \quad (2.6)$$

Ce qui signifie que $|S_{13}| = |S_{24}|$ et $|S_{12}| = |S_{34}|$

En choisissant les références de phase sur les ports 3 et 4 pour simplifier la matrice [26]

$$S_{12} = S_{34} = \alpha \quad (2.7)$$

$$S_{13} = \beta e^{j\theta} \quad (2.8)$$

$$S_{24} = \beta e^{j\phi} \quad (2.9)$$

Avec α et β sont réels.

θ et ϕ sont des constantes de phase à déterminer.

Lorsqu'une onde incidente au port 1 est transmise au port 2 et couplée au port 3 seulement comme illustre dans la figure 2.1. Ces propriétés introduisent des simplifications dans la matrice de répartition de la manière suivante :

$$\begin{cases} S_{11} = 0 \\ S_{41} = 0 \\ |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1 \end{cases} \quad (2.10)$$

2.3.2 Couplage :

Le couplage qui caractérise la puissance normalisée (par rapport à l'onde incidente) de l'onde couplée est donné par l'expression ci-dessous [22] :

$$Couplage_{dB} = C_{dB} = 20 \log |S_{13}| \quad (2.11)$$

Avec S_{13} Coefficient du couplage.

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

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (2.12)$$

on obtient un coupleur directionnel sans pertes la matrice S devient [24] :

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta e^{j\theta} & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \beta e^{j\phi} \\ \beta e^{j\phi} & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \beta e^{j\phi} & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

2.3.3 Affaiblissement

L'affaiblissement c'est la puissance normalisée de l'onde transmise voie directe dans un coupleur directif :

$$Affaiblissement_{dB} = Aff_{dB} = 20 \log |S_{12}| \quad (2.14)$$

Avec : S_{12} Coefficient d'insertion.

2.3.4 Adaptation :

L'adaptation qui caractérise la puissance normalisée de l'onde réfléchie à l'entrée du coupleur [22] :

$$Adaptation_{dB} = A_{dB} = 20\log|S_{11}| \quad (2.15)$$

Avec : S_{11} Coefficient de réflexion.

2.3.5 Isolation :

L'isolation qui caractérise la puissance normalisée de l'onde reçue sur la voie isolée [27] :

$$Isolation_{dB} = I_{s_{dB}} = 20\log|S_{14}| \quad (2.16)$$

Avec : S_{14} Coefficient d'isolation.

2.3.6 Directivité :

La directivité c'est le rapport entre coefficient du couplage et coefficient d'isolation $\frac{S_{13}}{S_{14}}$, ou différence entre couplage et isolation :

$$Directivite_{dB} = D_{dB} = 20\log\frac{S_{13}}{S_{14}} \quad (2.17)$$

- La directivité traduit la qualité du coupleur.

2.3.7 Bande Passante relative :

On caractérise la plage de fréquence de fonctionnement optimale du coupleur par la bande passante relative :

$$BandePassante = \frac{F1 - F2}{F0} \quad (2.18)$$

Où $F0$, $F1$ et $F2$ sont respectivement les fréquence centrales, maximale et minimale de fonctionnement.

Les quantités suivantes permettent de caractériser un tel coupleur :

A) Couplage

$$C = 10\log\frac{p_1}{p_3}(dB) \quad (2.19)$$

B) Directivité

$$D = 10\log\frac{p_3}{p_4}(dB) \quad (2.20)$$

C) Isolation

$$I = 10\log\frac{p_1}{p_4}(dB) \quad (2.21)$$

ou p_1 , p_2 , p_3 et p_4 représentent les puissances d'entrées et de sorties aux ports 1, 2, 3 et 4 [15].

2.4 Quelques types des coupleurs

2.4.1 Coupleurs -3 dB :

On pourra distinguer les grandes classes des coupleurs directifs qui sont les coupleurs par proximité (contra-directif) et les coupleurs à jonctions (Co-directif) comme illustrée la figure 2.3 [22].

2.4.2 Coupleur symétrique :

La sortie sera toujours en opposition avec l'entrée, et le port isolé placé du même côté que l'entrée comme illustre la figure 2.4 dans ce cas on choisit $\theta = \phi = \frac{\pi}{2}$ alors les termes d'amplitude β ont le même phase [24].

La matrice de coupleur symétrique est :

$$[S] = \begin{vmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{vmatrix} \quad (2.22)$$

2.4.3 Coupleur anti-symétrique :

Dans ce cas on choisit $\theta = 0$ et $\phi = \pi$ alors les termes d'amplitude β ont de déphasage 180° .

La matrice de coupleur anti-symétrique est :

$$[S] = \begin{vmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{vmatrix} \quad (2.23)$$

2.4.4 Coupleur hybride :

Le coupleur hybride est un cas particulier du coupleur directif ou le facteur de couplage est égal à -3 dB, ceci implique que $\alpha = \beta = \frac{1}{\sqrt{2}}$

Il existe deux types des coupleurs hybrides :

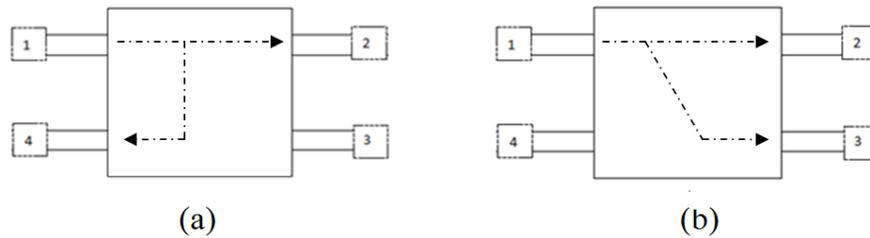


FIGURE 2.3: (a) Coupleur contra-directif (b) Coupleur co-directif

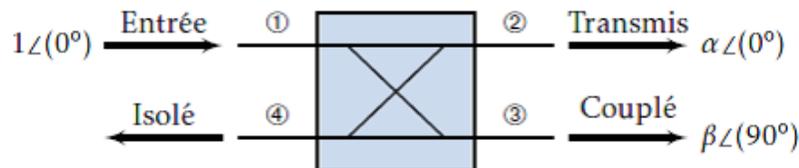


FIGURE 2.4: Coupleur symétrique.

- Coupleurs hybrides 90° :

Réseaux à 4 ports avec une différence de phase de 90° entre l'accès direct et l'accès couplée ($\theta = \phi = \frac{\pi}{2}$) c'est un coupleur symétrique.

La matrice de ce coupleur est donnée par :

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

- Coupleurs hybrides 180° :

T-magique ou rat-race hybrid, si le déphasage entre l'accès direct et l'accès couplée est de 180° , on dit ce coupleur est un coupleur anti-symétrique.

2.4.5 Coupleur à lignes couplées :

Constitue deux lignes de transmission non blindées sont proches l'un de l'autre ces lignes sont couplée à cause de électromagnétisme [23].

2.4.6 Coupleur de LANGE :

Le coupleur de LANGE est un coupleur (3 dB , 90°) basé sur la technologie MIC (micro-wave integrated circuits) qui est très fréquemment utiliser dans le domaine des hyperfréquences son fonctionnement est large bande et possède des qualités spécifiques d'adaptation.

La matrice de répartition de ce coupleur est donné par [23] :

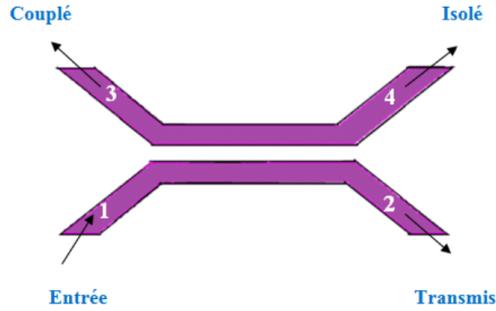


FIGURE 2.5: Géométrie d'un coupleur à ligne couplée

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 1 & -j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -j \\ -j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -j & 1 & 0 \end{vmatrix} \quad (2.25)$$

- L'Avantage et l'Inconvénient de Coupleur de lange [23]

Avantage :

La réalisation de coupleur 3 dB, ou à faible couplage.

Inconvénient :

Réalisation délicate et nécessite la couche mince.

2.4.7 Coupleur de Wilkinson :

Coupleur de Wilkinson est un coupleur utiliser comme un diviseur de puissance 3 dB, divisée la puissance incidente de manière égale entre les portes de sortie. Le coupleur permet une bonne adaptation des ports avec des pertes faibles et offre une très bonne isolation entre les voies de sortie, peut être réalisé a partir de deux lignes de transmission de longueur $\frac{\lambda}{4}$ et d'impédance caractéristique $\sqrt{2} R_0$ avec R_0 est l'impédance des accès [29].

La matrice S d'un coupleur de wilkinson idéale donné par [23] :

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & j & j \\ j & 0 & 0 \\ j & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad (2.26)$$

2.4.8 Coupleur bicouche à fentes

Les coupleurs bicouche à fentes sont compact deux guides d'ondes partagent avec une espace commune, tandis que une partie de l'onde se propage dans le guide d'onde vers le porte 2 et une partie est couplée vers le port 3 à partir des fentes (existent entre les deux guides) dans la deuxième guide. Ce type de coupleur est plus utilisé en technologie SIW pour réaliser les matrices dans le domaine des réseaux d'antennes.

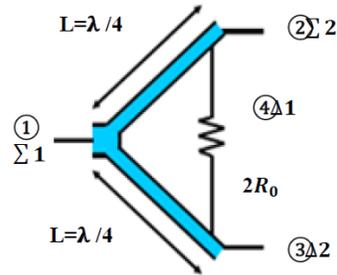


FIGURE 2.6: Diviseur de puissance de Wilkinson.

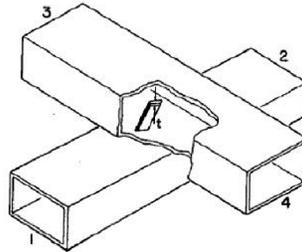


FIGURE 2.7: Coupleur bicouche à fentes

Dans un coupleur directionnel à couplage par fente a été proposé la géométrie de la zone de couplage par fente choisi qui offre une bonne transition et un bon couplage entre les lignes de transmission.

- L'analyse numérique pour ce type de coupleur est basé sur le mode de propagation pair et impair [15].

Le mode pair se propage lorsque des courants égaux en phase et en amplitude de traversent les deux lignes couplées pendant que le mode impair est obtenu lorsque les phases sont opposées et les amplitudes des courants sont égaux [26].

2.5 Critères de choix des coupleurs

Le choix d'un coupleur directionnel dépend [32] :

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

2.6 Exemples d'application

Le coupleur permet de relier des terminaux aux bus principal, d'Adapter l'impédance. Il est utilisée dans nombraux circuit électronique.

2.6.1 Mesure de puissance :

Le coupleur directif permet de prélever une faible partie de la puissance transmise et de contrôler ainsi le niveau et la forme du signal [15].

2.6.2 Déphaseur :

Un déphaseur est un convertisseur d'énergie ou transducteur qui produit un déphasage entre ses grandeurs d'entrée et de sortie.

2.6.3 Duplexeur :

Est un dispositif permettant l'utilisation d'une même antenne simultanément pour l'émission et la réception. C'est une composante essentielle de tout système de communication sans fil [34], qui permet de faire en multiplexage de fréquence FDD (frequency division duplexing).

2.6.4 Diplexeur :

Est un dispositif passif qui opère le filtrage des fréquences radioélectriques à deux voix implémentant chacune un filtrage des fréquences, à trois portes, l'une étant commune aux deux voies, et les deux autres étant isolées. Le diplexeur est typiquement utilisé comme multiplexeur ou démultiplexeur dans le domaine fréquentielle [34].

2.6.5 Composant du mesure RADAR

Le capteur RADAR utilise plusieurs types des coupleurs [36] :

- Un coupleur à lignes parallèles connecté avec le réseau d'antennes de transmission pour générer le signal de référence pour le récepteur.
- Trois coupleurs hybride 90° et un diviseur de wilkinson pour la conversion de fréquence en quadrature du signal en ondes millimétriques.
- Le circuit de fabrication hybride MHMIC est utilisé pour fabriquer le capteur RADAR haute précision en ondes millimétriques.

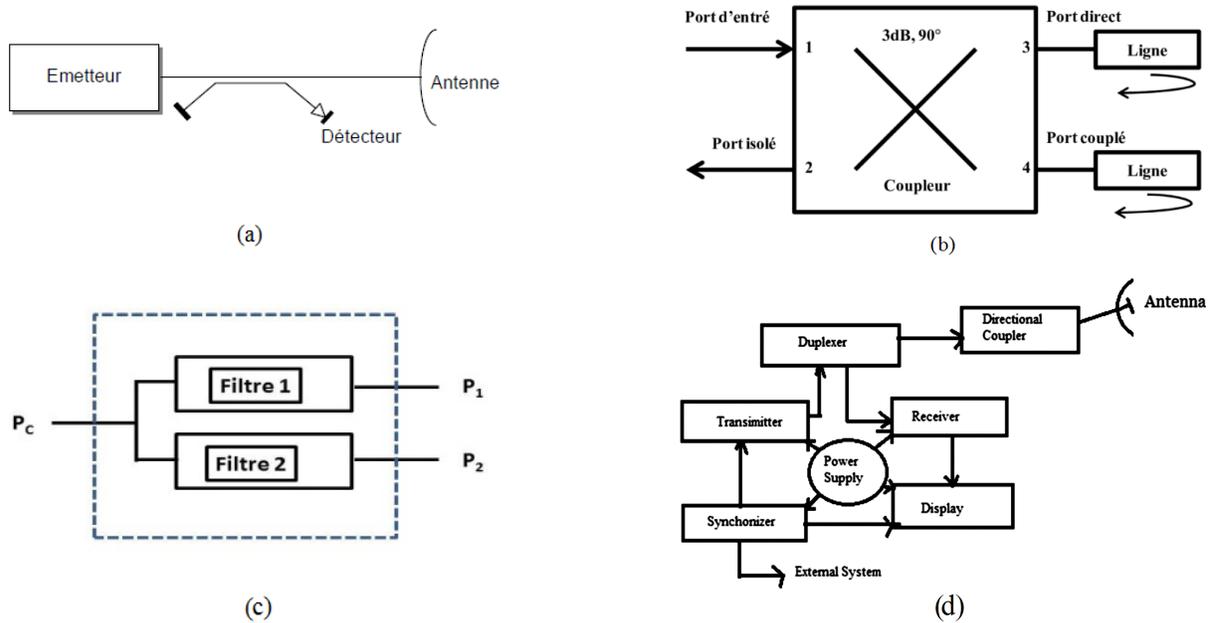


FIGURE 2.8: Exemples d'application dans : (a) Mesure de puissance. (b) Déphaseur. (c) Diplexeur. (d) Composant du mesure RADAR.

2.7 Avantages et inconvénients de coupleur directionnel

- **Avantages :**

Assemblage plus facile, une bonne uniformité des qualifications et une adaptabilité à divers environnements des applications, ce qui permet de réduire son coût.

Dispositifs radiofréquences ou hyperfréquences à faibles pertes.

- **Inconvénient :**

Occupent beaucoup de place surtout lors d'une application nécessitant une large bande [35].

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une description générale de coupleur directionnel à partir de quelques notions nécessaires pour distinguer leur principe de fonctionnement. Ensuite, nous avons énoncé quelques types des coupleurs (coupleur hybride, coupleur à fente...). Enfin, nous avons cité quelques exemples d'application des coupleurs.

Chapitre 3

Optimisation des dimensions de la structure de transition micro-ruban

Optimisation des dimensions de la structure de transition micro-ruban

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons concevoir dans un premier temps un guide d'onde rectangulaire à base de la technologie SIW avec sa transition vers la ligne micro-ruban, dans la gamme de fréquence de 6 à 14 GHz en utilisant le simulateur HFSS. Ensuite, les dimensions de la structure de transition micro-ruban seront optimisées par HFSS en termes des paramètres S. Enfin, la structure de la première couche du coupleur SIW bicouche que nous allons proposer sera conçue et optimisée.

Les différents résultats seront présentés et discutés..

3.2 Conception de structure de transition (taper)

Nous allons choisir les dimensions initiales et les propriétés présentées ci-dessous pour concevoir la structure SIW de base des différentes structures que nous allons concevoir par la suite notre travail de ce mémoire :

- Le substrat de type Rogers R5880 (tm), leur permittivité $\epsilon_r = 2.2$ d'une épaisseur $h = 0.508$ mm.
- Le diamètre du via métallique $d = 1$ mm.
- L'espacement entre les vias métalliques $P = 2$ mm.
- Largeurs du guide d'onde intégré au substrat $W_{SIW} = 15.77$ mm.
- Longueur du guide d'onde SIW $L_{SIW} = 29$ mm.
- Tangent des pertes diélectriques est de $\tan\delta = 0.0009$.

Les dimensions initiales des paramètres (W_{mst} , W_T , L_T , L_{eq} , W_{eq}) calculé précédemment dans le [24] sont indiquées dans le tableau 3.1.

Notons que d'après l'équation (1.11), la fréquence de coupure (f_c) du mode fondamental (TE_{10}) du guide d'onde SIW est de 6.63 GHz pour la bande [6 14] GHz.

3.3 Résultats de simulation

3.3.1 Distribution du champ électrique

La distribution du champ électrique dans la structure du guide d'onde SIW est illustrée dans la figure 3.2.

Cette figure montre que le champ électrique de mode TE_{10} se propage dans le guide SIW avec une faible perte, car il est bien confiné par les deux rangées de trous métalliques, ainsi que nous remarquons un bon guidage d'une onde électromagnétique dans la structure de transition qui est conçue.

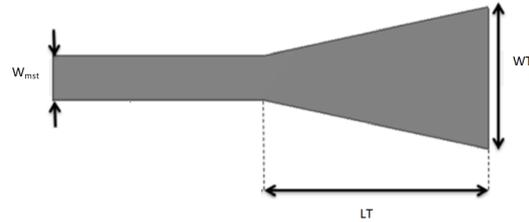


FIGURE 3.1: Paramètres physiques de taper.

TABLE 3.1: Dimensions initiales des paramètres de la structure SIW avec la transition micro-ruban.

Paramètres du taper	Dimension (mm)	Impédance (Ω)
W_{mst}	1.6	50
W_T	5.9	23.49
L_T	7.6	/
W_{eq}	15.2	/
L_{eq}	28.5	/

3.3.2 Paramètres S

La figure 3.3 présente les variations des paramètres 'S' en fonction de la fréquence, obtenus aux dimensions des paramètres géométriques du guide d'ondes SIW calculés dans des travaux précédemment présentés [24] (voir le tableau 3.1).

Cette figure montre bien que, le coefficient de réflexion S_{11} minimum est obtenu alentour de -35.17 dB pour une fréquence de 11.43 GHz, la transmission maximale est de -1.63 dB obtenue à la même fréquence. Nous remarquons également que dans une adaptation acceptable est obtenu ($S_{11} < -10$ dB) sur une large bande de fréquence de 9.12 à 14 GHz. D'après cette figure, on constate aussi que la fréquence de coupure de cette structure est de 7.78 GHz pour la bande de fréquence de 6 à 14 GHz.

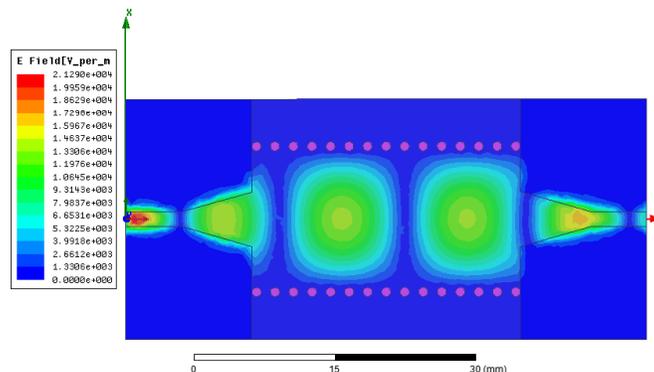


FIGURE 3.2: Propagation du champ TEM dans le guide d'onde SIW avant l'optimisation des dimensions .

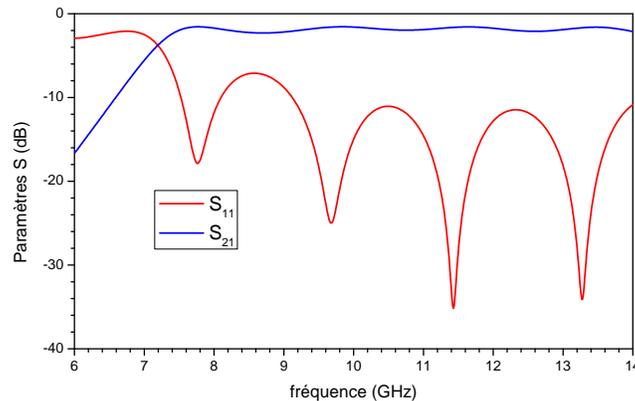


FIGURE 3.3: Paramètres S (S_{11} et S_{21}) en fonction de la fréquence du guide d'onde SIW avec taper micro-ruban.

3.4 Optimisation des paramètres physiques du taper

Dans l'ordre d'avoir une bonne transmission S_{21} au port 2 et une faible réflexion S_{11} au port 1 du guide d'ondes SIW, on va optimiser les dimensions des paramètres W_T et L_T du taper.

3.4.1 Optimisation de la largeur de taper W_T

Dans un premier temps, nous avons choisi la dimension de la longueur du taper micro-ruban L_T à 7.6 mm. Ensuite, on va changer graduellement la dimension de la largeur du taper micro-ruban W_T dans la bande de fréquence étudiée, jusqu'à l'obtention des meilleurs transmissions et réflexions. Les résultats obtenus sont présentés dans les sections ci-dessous :

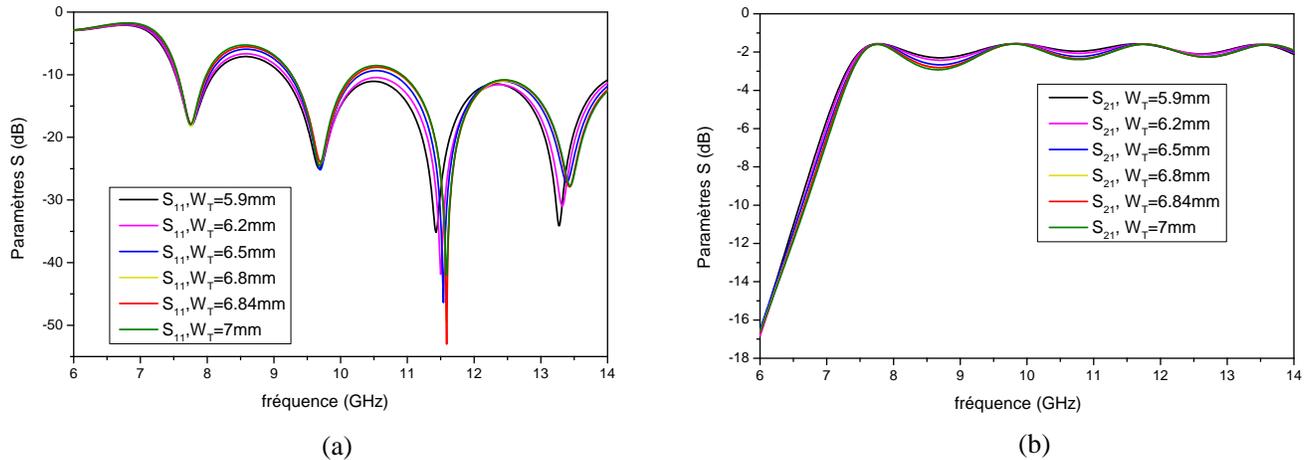
La figure 3.4 a présente l'évolution des paramètres de coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence, cette figure illustre bien que le coefficient de réflexion minimum est obtenu alentour de -53 dB pour une fréquence de 11.58 GHz. Notons que la valeur de cette réflexion est obtenue pour une valeur de W_T égale à 6.84 mm, comme illustrée à la figure 3.4 b.

La figure 3.4 b illustre le coefficient de transmission S_{21} en fonction de la fréquence pour différentes largeurs W_T . D'après cette figure, nous remarquons que la meilleure transmission est obtenue pour une largeur du taper W_T égale à 5.9 mm. Les différents résultats de l'optimisation sont regroupés dans le tableau 3.2.

Ce tableau illustre bien que la largeur de la structure de transition $W_T = 6.84$ mm a permis d'obtenir une faible perte de réflexion alentour de -53 dB et une bonne transmission alentour de -1.65 dB pour une fréquence de 11.58 GHz.

TABLE 3.2: Paramètres S_{11} et S_{21} en fonction de la largeur W_T pour une fréquence de 11.58 GHz.

W_T (mm)	5.9	6.2	6.5	6.8	6.84	7
S_{11} (dB)	-35.17	-41.16	-46.36	-49.62	-53	-41.94
S_{21} (dB)	-1.63	-1.63	-1.65	-1.64	-1.65	-1.65

FIGURE 3.4: Coefficients : (a) de réflexion S_{11} . (b) de transmission S_{21} pour différentes valeurs de W_T .

3.4.2 Optimisation de la longueur de taper L_T

Afin d'améliorer davantage de la transmission et de réduire les pertes de la réflexion dans la structure SIW avec transition, la dimension de la longueur de la structure de transition micro-ruban est optimisée en utilisant le simulateur HFSS. Pour cela, nous avons maintenant varié la dimension de la longueur L_T du taper et nous fixons son largeur W_T . Les résultats de simulation obtenus sont présentés sur les figures 3.5.

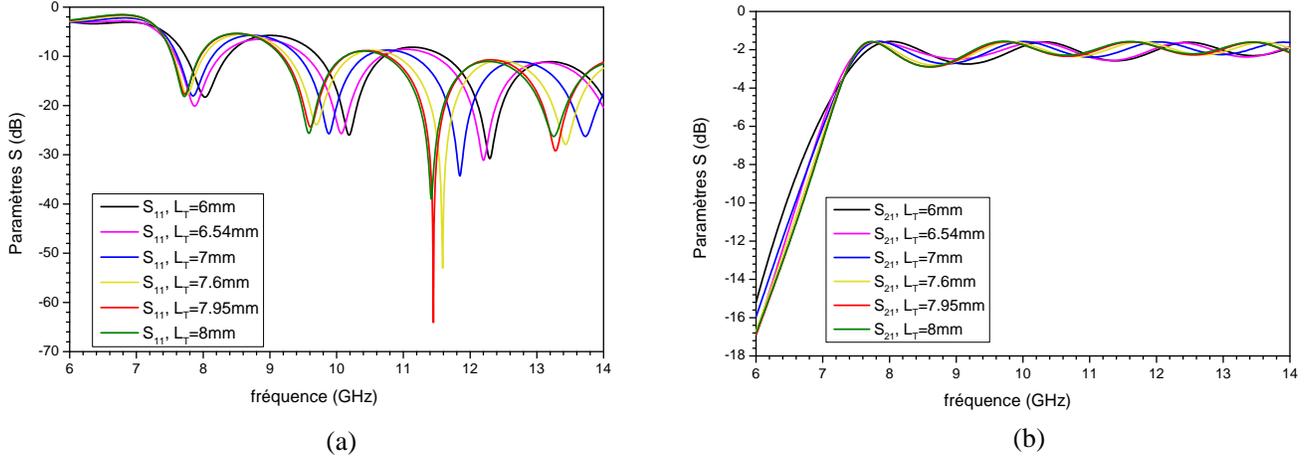
D'après la figure 3.5 a, nous observons que la faible perte de réflexion S_{21} est obtenue à alentours de -64.04 dB à une fréquence de 11.43 GHz, pour une longueur du taper de transition de $L_T = 7.95$ mm comme indiquée la figure 3.5 a.

La figure 3.5 b illustre l'évolution du coefficient de transmission S_{21} en fonction de la fréquence pour différentes longueurs du taper L_T . D'après cette figure, nous remarquons que la meilleure transmission est obtenue pour une longueur du taper (L_T) égale à 7.95 mm. Les différents résultats de l'optimisation sont regroupés dans le tableau 3.3.

Le tableau 3.3, l'optimisation de la longueur du taper L_T nous a permis d'améliorer davantage les paramètres (S) de notre structure. Les valeurs des paramètres (S) $S_{11} = -64.04$ dB et $S_{21} = -1.64$ dB obtenues pour une longueur du taper L_T égal à 7.95 mm.

TABLE 3.3: Paramètres S_{11} et S_{21} en fonction de la longueur du taper L_T .

L_T (mm)	6	6.54	7	7.6	7.95	8
S_{11} (dB)	-30.76	-31.00	-34.29	-53	-64.04	-39.02
S_{21} (dB)	-1.66	-1.69	-1.65	-1.63	-1.64	-1.64

FIGURE 3.5: Coefficient : (a) de réflexion (S_{11}). (b) de transmission (S_{21}) pour différentes valeurs de la longueur du taper L_T .

3.5 Paramètres finaux de la conception de la structure SIW avec la transition microruban

Le tableau 3.4 présente les dimensions optimisées de la structure SIW avec la transition micro-ruban qu'ils seront utilisées pour la conception des coupleurs bicouche à base de la technologie SIW l'objet de la suite de notre travail.

Ces dimensions sont obtenues après des calculs et de plusieurs processus d'optimisation par le simulateur HFSS.

TABLE 3.4: Dimensions optimisées des paramètres physiques finals de la structure SIW avec la transition micro-ruban.

Paramètre	Symbole	Dimension(mm)
Largeur de SIW	W_{siw}	15.77
Longueur de SIW	L_{siw}	29
Diamètre des vias	d	1
Epaisseur de substrat	h	0.508
Longueur initiale de la ligne micro-strip	W_{mst}	1.6
Largeur de la transition micro-strip	W_T	6.84
longueur de la transition micro-strip	L_T	7.95

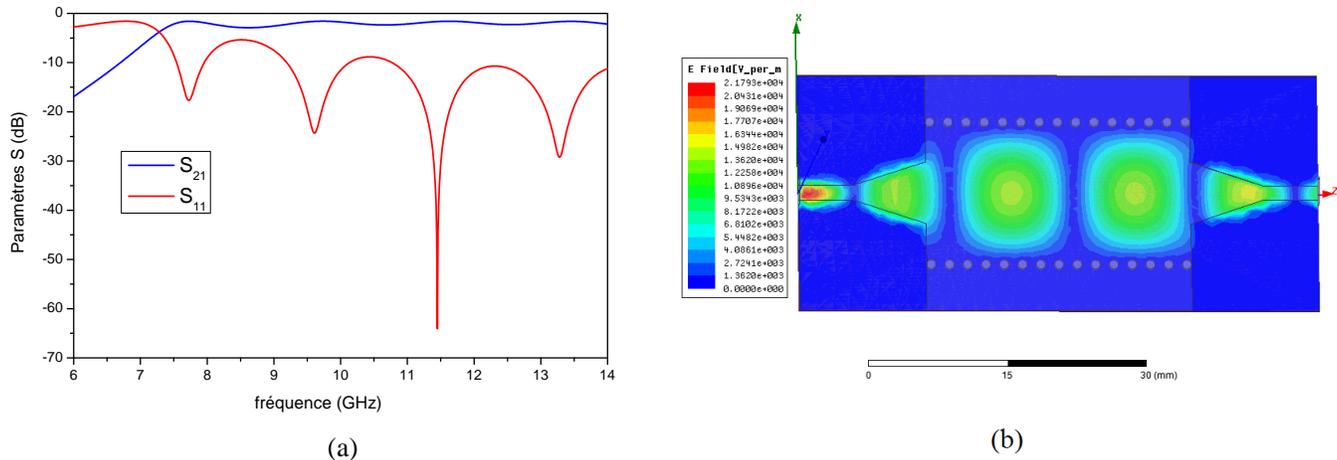


FIGURE 3.6: Résultats finals après l'optimisation (a) Paramètres de répartition. (b) Distribution du champ TEM .

3.6 Conception de la première couche de la structure des coupleurs bicouche SIW

Afin de simplifier la conception des coupleurs SIW bicouche pour la suite de notre travail, nous choisissons une structure SIW avec une ligne micro-ruban sous forme d'arc comme montrée la figure 3.7. Pour cela, nous utilisons les mêmes dimensions optimisées auparavant des paramètres de la structure SIW avec taper micro-ruban (W_T , L_T , W_{SIW} , W_{mst} ...) et le même type du matériau de substrat à savoir Rogers 5880 de permittivité diélectrique relative $\epsilon_r = 2.2$ pour réaliser cette nouvelle structure.

On utilise la structure comme indique la figure (3.7) pour simplifier l'étude des coupleurs (chapitre 4). On applique les paramètres finaux de taper/SIW (W_T , L_T , W_{SIW} , W_{mst} ...) et même type de matériel de substrat (Rogers 5880 et permittivité diélectrique relative $\epsilon_r = 2.2$ pour réalise cette nouvelle structure.

La figure 3.8 présente la distribution du champ électrique TE_{10} dans la structure SIW avec une ligne micro-ruban sous forme arc. Cette figure montre bien le bon confinement du champ électrique TE_{10} dans la structure conçue.

La figure 3.9 présente la variation des paramètres S_{11} et S_{21} en fonction de la fréquence. D'après les résultats obtenus, nous obtenons les caractéristiques suivantes :

- Une faible réflexion alentour de -28.51 dB.
- Une bonne transmission alentour de -1.66 dB.
- Une adaptation acceptable $S_{11} < -10$ dB dans la bande de fréquence [9.06 à 14]GHz, cette bande est plus large par rapport la bande qui est obtenue après processus d'optimisation du taper.

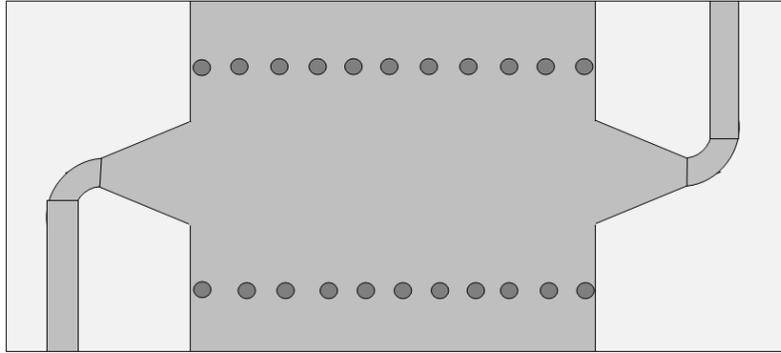


FIGURE 3.7: Structure de la première couche de coupleur bicouche à base de la technologie SIW.

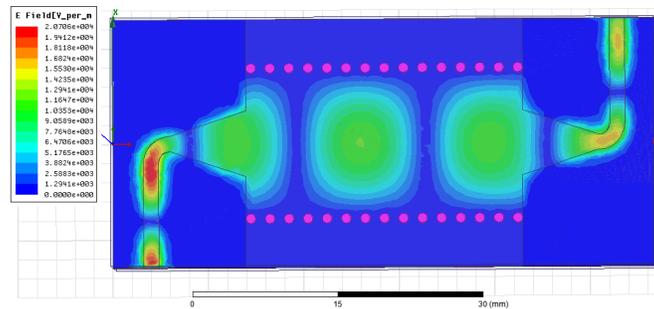


FIGURE 3.8: Propagation du champ TEM dans la structure SIW avec une ligne microruban d'arc.

3.6.1 Structure SIW avec des rivets de connexions

Pour des raisons de mesures fiables pour la validation des prototypes réalisés, des rivets métalliques de connections sont placés en contact direct avec le plan de masse et distants de 2,54 mm. Ils correspondent au lieu où les connecteurs seront soudés afin d'établir un contact entre la source et le plan de masse (voir figure 3.10).

Les résultats de simulation de la structure SIW avec des rivets de connections des paramètres S_{11} et S_{21} en fonction de la fréquence sont illustrés sur la figure 3.11. nous obtenons les caractéristiques suivantes :

- Une perte de réflexion minimale alentour de -46.92 dB.
- Une transmission maximale alentour de -1.66 dB.
- Une adaptation acceptable $S_{11} < -10$ dB dans la bande de fréquence de 8.93 à 14 GHz.

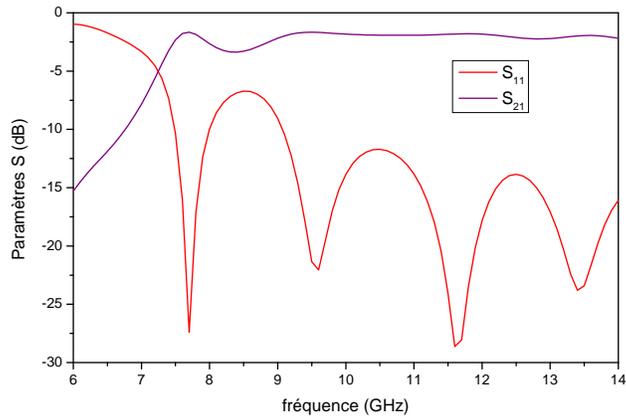


FIGURE 3.9: Évolution des paramètres S en fonction de la fréquence de la structure SIW avec une ligne micro-ruban.

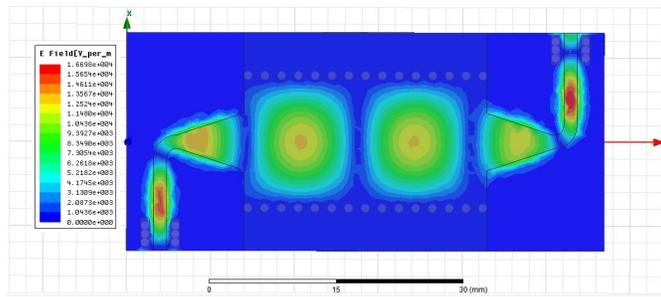


FIGURE 3.10: Propagation de champ électromagnétique dans la structure de la première couche SIW avec des rivets de connexions

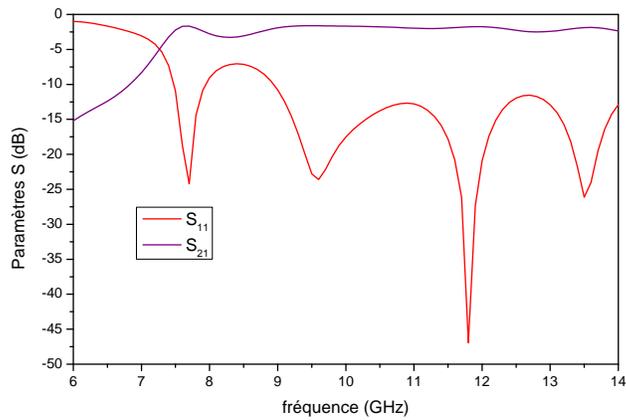


FIGURE 3.11: Coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de la structure SIW avec des rivets de connexions.

3.7 Conclusion

Nous avons découvert dans ce chapitre, une méthode de travail qui nous va permettre par la suite de concevoir plusieurs structures à base de la technologie SIW tels que les coupleurs l'objet de la suite de notre travail, avec un coefficient de réflexion réduit et une transmission élevée.

La simulation par HFSS nous a permis d'obtenir des dimensions optimisées de la structure de base de la technologie SIW. Ces dimensions optimisées nous ont permis de fournir un coefficient de transmission élevée autour de -1.64 dB et un coefficient de réflexion très faible autour de - 64.04 dB dans la bande de fréquence 11.44 GHz.

Enfin, nous avons conçue une structure SIW avec un point d'arc entre la structure de transition et ligne micro-ruban afin de simplifier la conception de notre coupleur. Les rivetes de connexions a permis de minimiser les pertes de réflexion et d'élargir la bande de fréquence pour une adaptation acceptable $S_{11} < -10$ dB.

Chapitre **4**

Conception et simulation des coupleurs
bicouche 3 dB/90° en SIW

Conception et simulation d'un coupleur bicouche 3 dB/90° en SIW

4.1 Introduction

Ce chapitre sera consacré à la conception et la simulation des nouvelles structures d'un coupleur directionnel bicouche 3 dB /90° à la base de la technologie SIW. Pour cela, nous proposons des fentes en formes circulaires, en formes slots elliptiques et en formes rectangulaires en tant que dispositifs de couplage entre les deux couches de coupleur SIW. D'abord, nous étudions l'effet du nombre et de la position de ces fentes sur le facteur de couplage du coupleur bicouche SIW conçue. Ensuite, l'effet du rayon de ces fentes et la distance entre eux sur les performances du coupleur bicouche SIW conçue seront également étudié. Puis, une nouvelle structure d'un coupleur directionnel SIW avec des slots elliptiques en tant que dispositifs de couplage entre les deux couches du coupleur sera conçue et simulée. Enfin, nous allons proposer une autre structure de coupleur directionnel bicouche avec des fentes rectangulaires. Les différents résultats de simulation des structures développées et étudiés de notre travail seront présentés et discutés.

4.2 Paramètres des coupleurs à fentes :

Le coupleur directionnel bicouche à fente est caractérisé par des paramètres importants tels que susceptance et réactance de l'orifice, position de la fente, couplage, directivité et l'isolation .

4.2.1 Susceptance et réactance de l'orifice :

Les expressions de la susceptance (B) et la réactance (X) de l'orifice sont exprimées respectivement par les formules suivantes [8].

$$j\bar{B} = \frac{2j\alpha_m K_c^2}{ab\beta} \cos^2 \frac{\pi S}{a} + \frac{2j\alpha_e K^2}{ab\beta} \sin^2 \frac{\pi S}{a} \quad (4.1)$$

$$j\bar{X} = \frac{2j\alpha_m \beta}{ab} \sin^2 \frac{\pi S}{a} \quad (4.2)$$

avec :

a : La largeur du guide.

b : L'épaisseur du guide.

β : La constante de propagation : $\sqrt{K^2 - K_c^2}$.

K_c : Le nombre d'onde de coupure.

α_e : La polarisabilité électrique : $\alpha_e = \frac{2}{3} r_0^3$.

r_0 : Le rayon de la fente.

α_m : La polarisabilité magnétique et donnée par : $\alpha_m = \frac{4}{3}r_0^3$

4.2.2 Position de la fente

L'expression de la position de l'orifice (S) par rapport à la paroi du guide d'onde rectangulaire est donnée par la formule suivante :

$$S = \frac{a}{\pi} \arcsin \frac{\lambda}{\sqrt{6a}} \quad (4.3)$$

4.2.3 Couplage d'un coupleur à fente

Le facteur de couplage du coupleur à fente en fonction de susceptance et de réactance est donné par l'expression suivante :

$$\text{Couplage} = -20 \log \left(\frac{\bar{X}}{\sqrt{1 + (\bar{X})^2}} \right) \quad (4.4)$$

Avec \bar{X} représente la réactance de l'orifice.

4.2.4 Directivité du coupleur à fente

La directivité du coupleur à fente en fonction de susceptance et de réactance est donnée par l'expression suivante :

$$\text{Directivite} = 20 \log \frac{\sqrt{(\bar{X}\bar{B})^2 + \left(\frac{\bar{B} + \bar{X}}{2}\right)^2}}{\frac{\bar{B} - \bar{X}}{2}} \quad (4.5)$$

Avec \bar{X} représente la réactance et \bar{B} la susceptance de l'orifice.

Une directivité de 20 dB caractérise un coupleur de qualité moyen, et de 30 dB pour un très bon coupleur.

4.2.5 Isolation du coupleur à fente

L'expression de la directivité du coupleur à fente est donnée par formule :

$$\text{Isolation} = \text{couplage} + \text{directivite} \quad (4.6)$$

4.3 Conception des coupleurs directionnels bicouche SIW 3 dB/90°

4.3.1 Coupleur bicouche sans fentes

Afin de montrer que les fentes sont des dispositifs qui permet un couplage de l'onde incidente au port couplé, nous allons concevoir le coupleur directionnel bicouche sans fentes.

Les résultats de simulation illustrent dans les figures (4.1), (4.2).

Si n'existe pas des fentes, il n'y a pas de puissance aux portes (P_3) et (P_4) comme montre la figure des paramètres S figure 4.1 en fonction de la fréquence.

Après la figure 4.2 qui présente la propagation des champs électromagnétiques dans le coupleur, nous observons qu'il n'y a pas le couplage entre les couches de coupleur et la majorité de puissance incidente au port (1) est couplée au port (2).

4.3.2 Coupleur avec des fentes circulaires

Dans cette section, nous allons essayer de concevoir un coupleur directionnel bicouche SIW à fentes circulaires, caractérisé par un facteur de couplage de 3 dB et d'une différence de phase de 90°. Pour cela, une étude paramétrique du coupleur est réalisée, autour de l'effet du nombre de fentes circulaires utilisées, du rayon des fentes et leur positionnement série ou parallèle, sur le niveau de couplage.

Nous allons concevoir un coupleur directif en technologie SIW. En résumé que ce coupleur est constitué de deux guides d'onde rectangulaire SIW parallèles et superposés. Ces deux guides SIW sont communiqués entre eux par trois paires de fentes circulaires résonnantes dans leurs plans de masse commune.

Effectivement, comme nous voyons au chapitre ((2), lorsqu'une onde incidente au port (1) est couplée aux ports (2) et (3), et le port (4) est le port isolé. Le mode fondamental excité dans le port (1) est le mode TE_{10} . Sur le même substrat et avec les mêmes paramètres mentionnés dans le chapitre précédent, nous allons étudier notre coupleur bicouche à l'aide de logiciel HFSS dans la bande fréquentielle qui s'étale de 8 à 12 GHz.

4.3.2.1 Influence du nombre des fentes et leurs rayons sur le facteur de couplage

A) Cas avec une seule fente circulaire :

En premier temps, nous allons commencer notre travail par une seule fente circulaire de rayon $R_0=2.5$ mm qui est introduite au milieu supérieur de plan de masse comme montrée la figure 4.3 qui présente la structure de ce coupleur bicouche. La distance entre la fente circulaire et les vias métalliques du guide d'onde SIW est définie par le paramètre (S). Notons que dans la structure du coupleur proposé, nous prenons la dimension initiale du paramètre (S) égale à la valeur 3.846 mm.

La variation du facteur de couplage en fonction de la fréquence pour différents rayons R_0 de la fente circulaire du coupleur directionnel bicouche est présentée dans la figure 4.4.

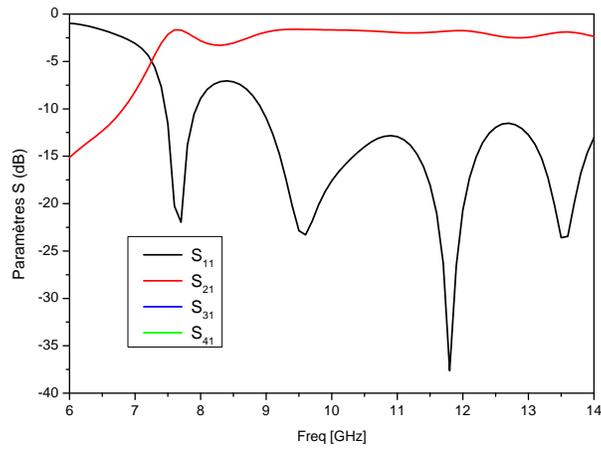


FIGURE 4.1: Paramètres S du coupleur sans fente.

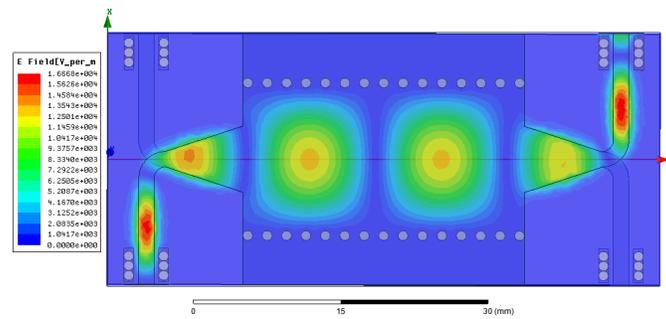


FIGURE 4.2: Distribution des champs TEM du coupleur sans fente.

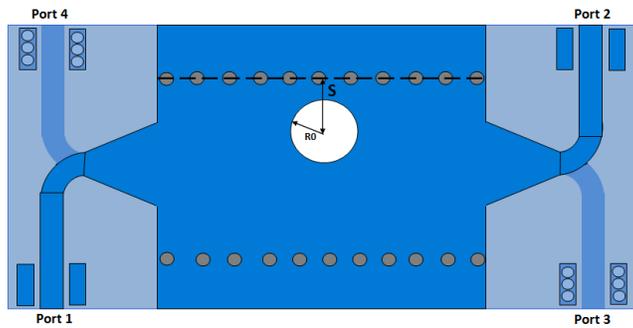


FIGURE 4.3: Coupleur bicouche avec une seule fente circulaire.

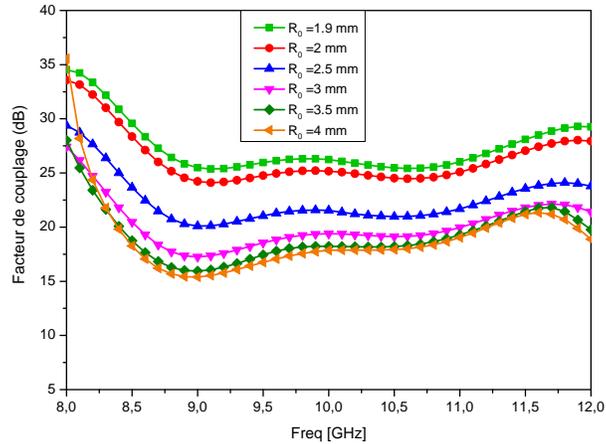


FIGURE 4.4: Facteur de couplage en fonction de la fréquence pour différents rayons R_0 de la fente du coupleur bicouche.

Nous remarquons une augmentation du niveau de couplage du coupleur bicouche de 35 dB à 15 dB lorsque le rayon R_0 de la fente croît de 1.9 mm à 4 mm.

La distribution du champ électrique dans la structure simulée est illustrée dans la figure 4.5. Cette figure montre bien la propagation de l'onde électromagnétique (TEM) dans les deux ports direct et couplé (P_2 et P_3). Nous constatons également que l'amplitude de la puissance de l'onde TEM incidente au port direct (2) est plus élevée par rapport à celle incidente au port couplé (3). Ceci peut être expliqué par le faible niveau de couplage entre les deux couches du coupleur directionnel.

Dans l'ordre d'avoir un facteur de couplage désiré (3 dB), nous devons augmenter le nombre des fentes qui relient les deux couches du coupleur SIW étudié.

B) Cas avec trois fentes série :

L'augmentation continue du rayon de la fente au-delà de 4 mm du coupleur bicouche conçue avec une seule fente est aboutie à un chevauchement entre la fente et les vias métalliques de la structure SIW. Donc, nous ne pouvons pas arriver au facteur de couplage désiré (3 dB) à partir de ce type de coupleur. Pour cela, nous ajoutons deux autres fentes circulaires, de rayon R_1 , adjacentes (gauche et droit) à la première fente. La distance entre deux fentes circulaires adjacentes est définie par le paramètre (D). La nouvelle structure de coupleur SIW bicouche avec trois fentes en série est illustrée dans la figure 4.6.

Pour éviter le chevauchement entre les différentes fentes circulaires du coupleur bicouche à concevoir, on doit respecter la condition qui relie les rayons R_0 et R_1 de ces fentes avec la distance D . Cette condition est donnée par la formule suivante :

$$R_1 > D - R_0 \quad (4.7)$$

Dans l'ordre d'accroître encore le facteur de couplage du coupleur SIW bicouche avec trois fentes en série, nous fixons d'abord le rayon de la première fente à 4 mm et ensuite nous varions le rayon R_1 entre 2 et 2.5 mm de deux autres fentes adjacentes de la première fente.

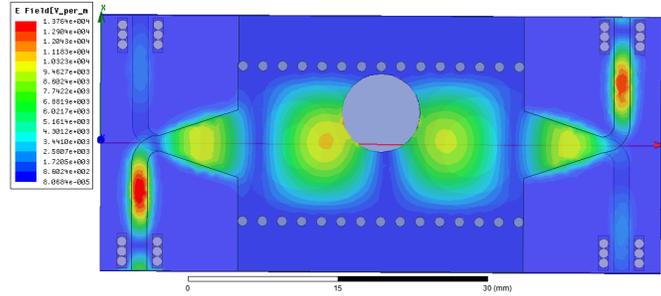


FIGURE 4.5: Distribution de la puissance de l'onde TEM dans les différents ports du coupleur bicouche avec une seule fente.

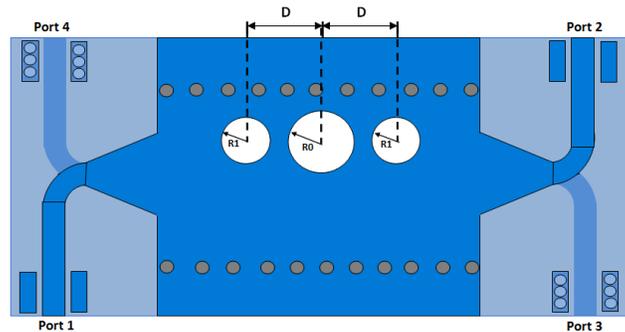


FIGURE 4.6: Structure du coupleur SIW bicouche avec trois fentes en série.

L'évolution du facteur de couplage du coupleur SIW bicouche avec trois fentes en série en fonction de la fréquence pour différents rayons R_1 est présentée dans la figure 4.7.

D'après cette figure, nous constatons que le facteur de couplage est varié entre 22 et 12 dB quand le R_1 augmente de 2 à 2.5 mm.

La distribution du champ électromagnétique de l'onde propagée aux différents ports du coupleur SIW bicouche conçue avec trois fentes en série est illustrée dans la figure 4.8. Cette figure montre bien que, la distribution du champ TEM reste encore faible dans le port couplé (P_3) par rapport au port direct (P_2).

C) Cas avec trois paires de fentes parallèles :

Afin d'augmenter encore le niveau de couplage pour avoir un coupleur SIW bicouche 3 dB, il est nécessaire de mettre plus des fentes circulaires. Pour cela, nous allons ajouter trois autres fentes circulaires en série placées dans le deuxième côté de plan de masse qui sont placées en parallèles aux les trois fentes précédentes ce qu'il conduit à l'obtention d'un coupleur bicouche avec six fentes circulaires comme indiquée la figure 4.9.

Les paramètres initiaux de ce type de coupleur sont regroupés dans le tableau 4.1.

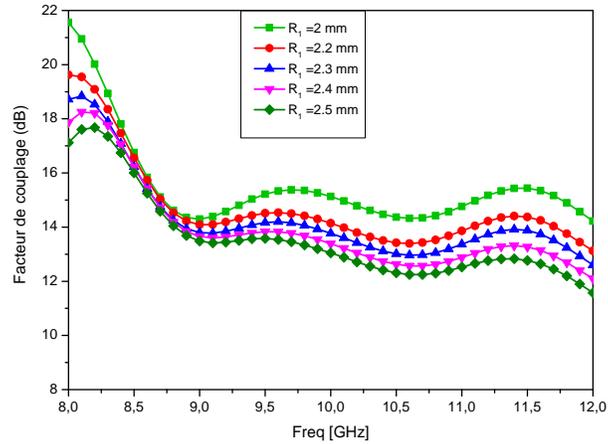


FIGURE 4.7: Évolution du facteur de couplage en fonction de la fréquence pour différents rayons R_1 .

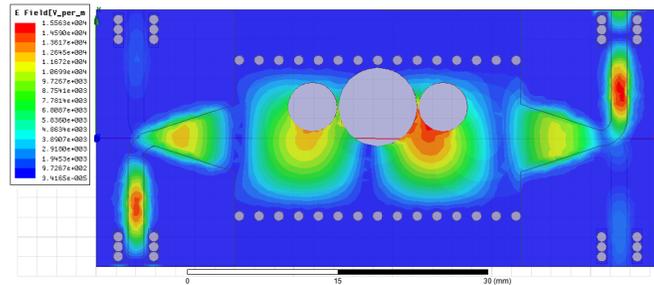


FIGURE 4.8: Distribution du champ électromagnétique dans les quatre ports du coupleur SIW bicouche conçue avec trois fentes circulaires en série.

4.3.2.2 Effet des rayons des fentes sur le facteur de couplage

Nous allons varier les rayons R_0 et R_1 de ces fentes, pour obtenir le niveau de couplage désiré à savoir 3 dB. La première étape d'optimisation consiste à fixer le rayon R_1 à 2.4 mm et à varier le rayon R_0 de 2.6 à 3.1 mm dans l'ordre d'améliorer le facteur de couplage. La variation du facteur de couplage en fonction de la fréquence pour différents rayons (R_0) est illustrée sur la figure 4.10 a. D'après cette figure, nous constatons que le facteur de couplage le plus proche à 3 dB est obtenue pour un coupleur conçu avec un rayon R_0 égale à 3.1 mm. Dans la deuxième étape d'optimisation, nous fixons le rayon R_0 à 3.1 mm et ensuite nous varions le rayon R_1 entre 2.4 et 2.8 mm afin d'améliorer davantage le niveau de couplage. Les résultats obtenus sont présentés dans la figure 4.10 b. Cette figure indique que le couplage varie de 6 dB à 3.4 dB, le facteur de couplage optimal est 3.4 dB à la fréquence 10.2 GHz. Ce facteur de couplage est trouvé pour un coupleur directionnel bicouche conçu avec un rayon $R_1 = 2.8$ mm.

À partir de ces résultats, nous concluons que le facteur de couplage des coupleurs directionnels bicouches SIW conçue est très sensible à la variation des rayons des fentes circulaires.

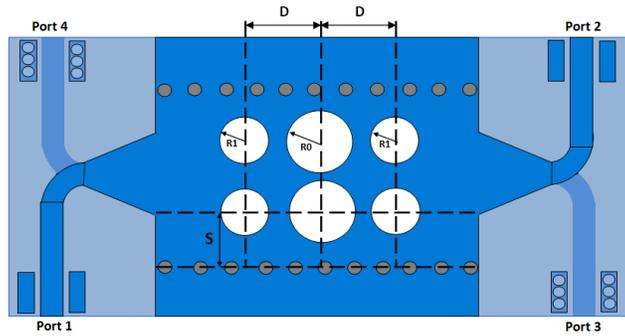
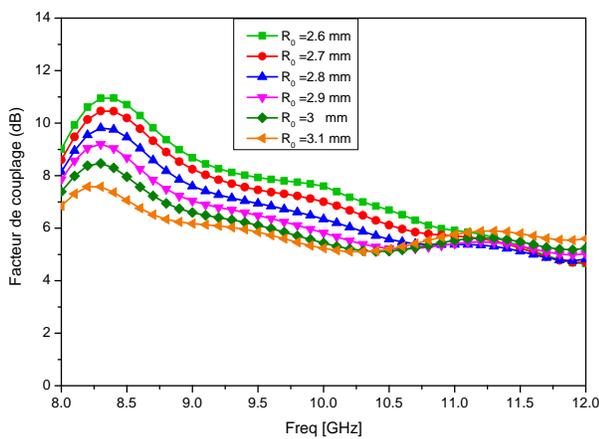


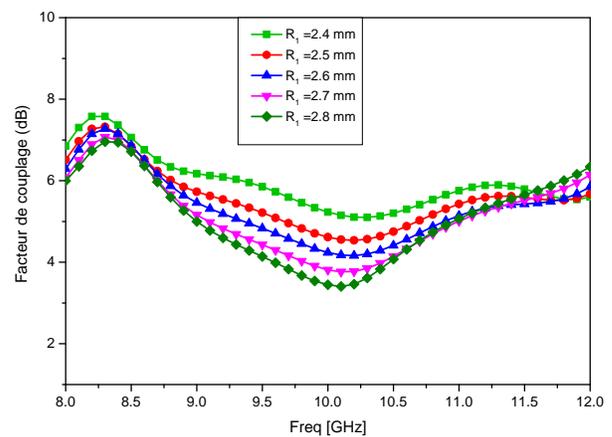
FIGURE 4.9: Structure du coupleur SIW bicouche conçue avec trois paires de fentes parallèles.

TABLE 4.1: Paramètres initiaux du coupleur directionnel bicouche avec trois paires de fentes parallèles à base de la technologie SIW.

R_0	R_1	S	D
2.6 mm	2.4 mm	3.846 mm	6 mm



(a)



(b)

FIGURE 4.10: Optimisation : (a) des différents rayons R_0 . (b) des différents rayons R_1 du coupleur bicouche développé.

4.3.2.3 Influence de la distance D sur la directivité et les pertes de réflexion

Lorsque la distance D égale $\frac{\lambda_g}{4}$ (avec λ_g la longueur d'onde guidée), au niveau de la fente de rayon R_1 , nous prenons la phase de référence 0° , alors au niveau de la fente de rayon R_0 , la phase de l'onde incidente sera à -90° .

Chaque fente circulaire rayonnera une onde directe et une onde réfléchiée, alors au niveau du port 3, les ondes se combinent en phase parce qu'elles sont en quadrature de phase. Cependant, elles s'additionnent en opposition de phase, car l'onde va parcourir une distance de $\frac{\lambda_g}{2}$ [8].

Pour montrer l'effet de la distance D sur les différents paramètres du coupleur SIW bicouche conçue avec six fentes circulaires, nous allons changer la distance D entre les fentes de coupleur 3 dB entre 6 mm et 6.6 mm. Les divers résultats obtenus seront présentés et discutés ci-dessous.

A) Effet de D sur les pertes de réflexion :

La figure 4.11 représente la variation des pertes de réflexion dans le coupleur SIW bicouche en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du paramètre D. Nous observons que les pertes de réflexion minimales sont obtenues pour une distance D de 6 mm qui correspond à $D \approx \frac{\lambda_g}{4}$. Pour une fréquence de 9.6 GHz les pertes de réflexion sont estimées alentour de -22.5 dB.

B) Effet de D sur la directivité :

La figure 4.12 représente la variation de la directivité du coupleur SIW bicouche conçue avec six fentes circulaires en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du paramètre D. Nous observons que la meilleure directivité du coupleur est obtenue pour une distance $D = 6\text{mm} \approx \frac{\lambda_g}{4}$. Pour une fréquence de 9.8 GHz, la directivité du coupleur SIW bicouche est de 30 dB.

C) Effet de D sur le facteur de couplage :

La variation du facteur de couplage du coupleur SIW bicouche conçue avec six fentes circulaires en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du paramètre D est illustrée sur la figure 4.13. Nous remarquons que le niveau de couplage du coupleur n'est affecté par la variation de la distance D. Pour toutes les valeurs du paramètre D, le niveau de couplage obtenu du coupleur SIW bicouche est alentour de 3.4 dB avec un décalage vers les basses fréquences.

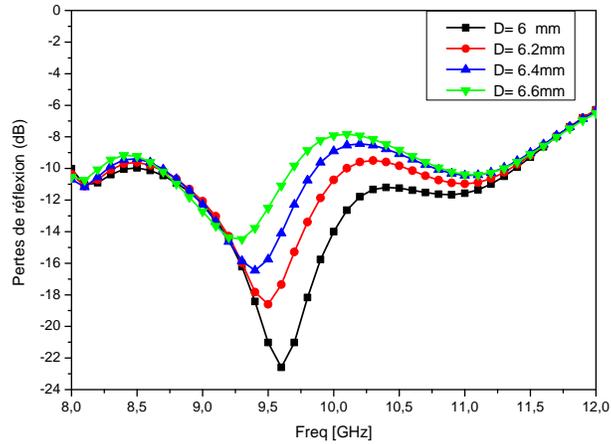


FIGURE 4.11: Évolution des pertes de réflexion du coupleur SIW bicouche en fonction de la fréquence pour différentes distances D.

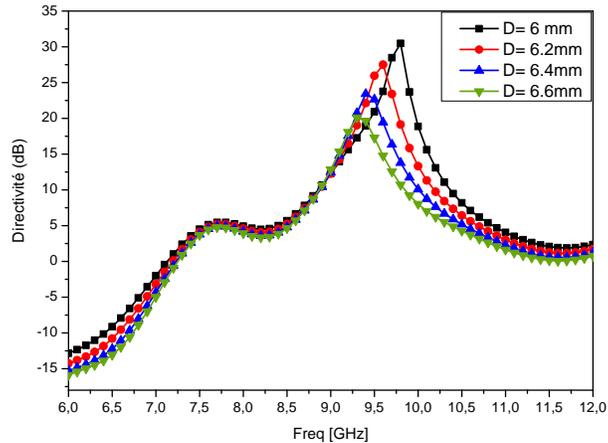


FIGURE 4.12: Évolution de la directivité du coupleur SIW bicouche en fonction de la fréquence pour différentes distances D.

4.3.3 Résultats finals

A) Distribution du champ TEM :

La distribution de l'onde du champ TEM dans les quatre ports du coupleur directionnel bicouche 3 dB/90° est présentée dans la figure 4.14. Nous remarquons que la majorité de l'amplitude de l'onde incidente au port (1) est couplée au port (2), au port (3). Le port (4) est le port d'isolation.

B) Paramètres S :

L'évolution des paramètres (S) du coupleur directionnel bicouche 3 dB/90° en fonction de la fréquence est illustrée sur la figure 4.15. D'après cette figure, nous observons une bonne

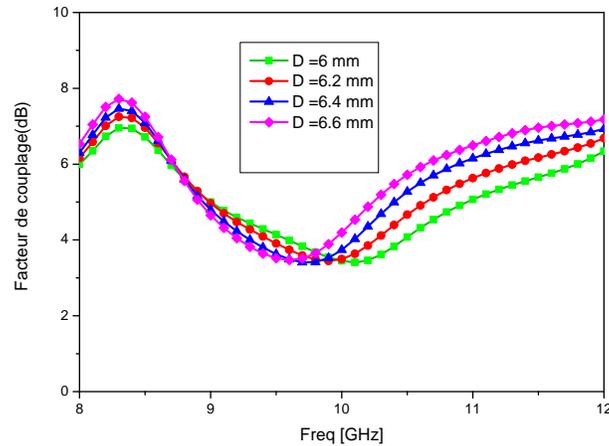


FIGURE 4.13: Évolution du facteur de couplage du coupleur SIW bicouche en fonction de la fréquence pour différentes distances D .

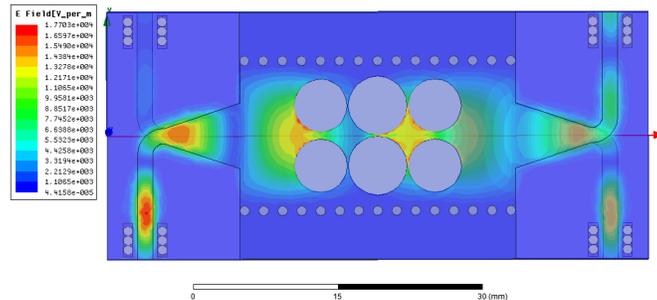


FIGURE 4.14: Distribution du champ électromagnétique dans les quatre ports de coupleur bicouche 3 dB /90°.

adaptation sur une large bande de fréquence au niveau du port (1) dans la plage de fréquence entre 8 et 11.4 GHz, avec un pic qui atteint jusqu'à -22.5 dB à la fréquence 9.6 GHz. Ce coupleur se caractérise par un coefficient d'isolation relativement élevé alentour de -34.5 dB pour une fréquence de 9.6 GHz, et présente un coefficient au-dessous de -10 dB dans la bande de fréquence allant de 8 à 10.8 GHz. Pour le couplage, le coupleur bicouche conçu est caractérisé par un facteur de couplage alentour de 3.4 dB. De plus, ce coupleur est un bon coupleur à cause de sa directivité environ de 30 dB.

C) Différence de phase du coupleur :

La figure 4.16 représente la variation de la différence de phase entre le port direct (2) et le port couplé (3) du coupleur bicouche conçu avec des fentes circulaires en fonction de la fréquence. Cette figure montre bien que la différence de phase entre ces deux ports du coupleur directionnel bicouche conçu est d'environ de 90 degrés dans la gamme de fréquence allant de 8.4 à 10 GHz.

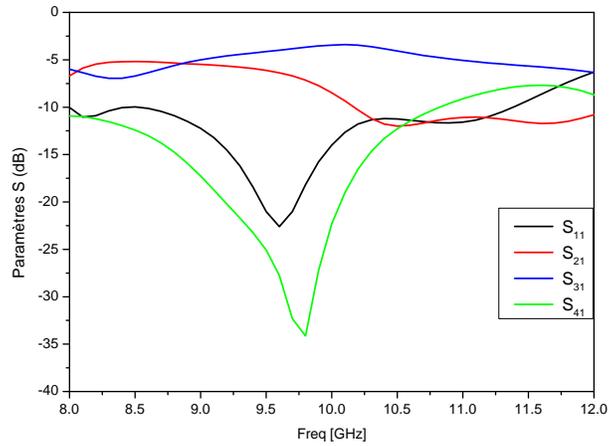


FIGURE 4.15: Évolution des paramètres S en fonction de la fréquence du coupleur bicouche 3 dB /90°.

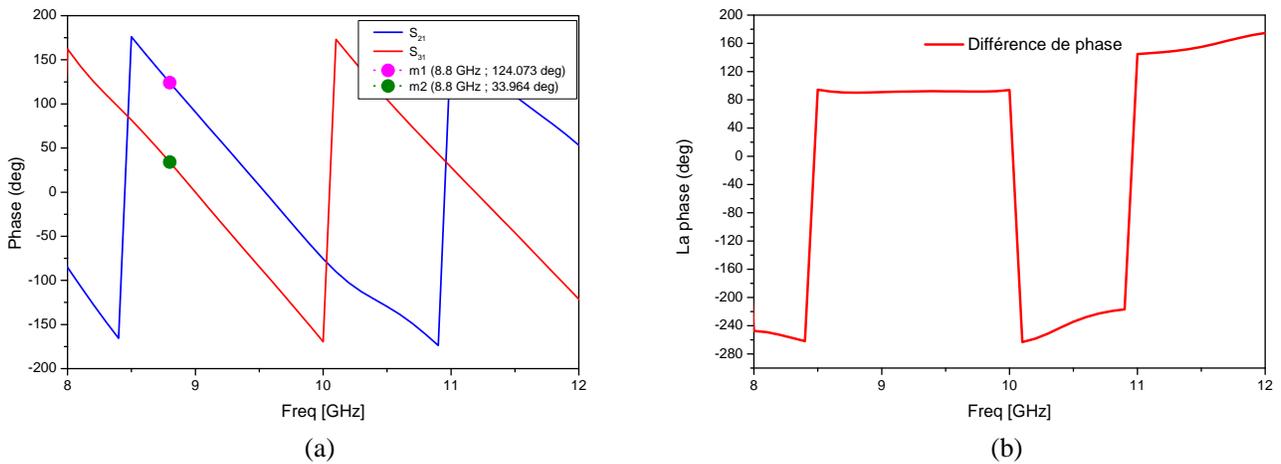


FIGURE 4.16: Évolution de la différence de phase entre les ports (2) et (3) en fonction de la fréquence du coupleur directionnel bicouche 3 dB/90°. (a) Paramètres S_{21} et S_{31} . (b) Différence de phase entre S_{21} et S_{31} .

4.4 Conception d'un coupleur bicouche avec des slots elliptiques

En se basant sur les résultats obtenus du coupleur conçu avec des fentes circulaires, nous allons proposer une nouvelle structure d'un coupleur directif bicouche 3 dB/90° en remplaçant les fentes circulaires du coupleur par des slots elliptiques dans l'ordre d'améliorer davantage le facteur de couplage du coupleur. La nouvelle structure du coupleur bicouche conçu avec des slots elliptiques est illustrée sur la figure 4.17. Les slots elliptiques sont caractérisés par les paramètres géométriques (L) et (H) qui sont considérés comme des paramètres de manipulation pour optimiser les performances du coupleur proposé.

Les dimensions initiales des paramètres géométriques des slots elliptiques sont les suivantes :

- La longueur $L = 20$ mm.
- La largeur $H = 6$ mm.

4.4.1 Optimisation du facteur de couplage :

Dans l'ordre de concevoir un coupleur bicouche avec des slots elliptiques caractérisé par un facteur de couplage de 3 dB, nous fixons dans un premier temps la longueur des deux slots (L) à la valeur 20 mm et ensuite nous allons varier la largeur de deux slots (H) entre 3 et 6 mm. L'évolution du facteur de couplage du coupleur bicouche conçu avec des slots elliptiques en fonction de la fréquence pour différentes largeur (H) est présentée à la figure 4.18 a. D'après cette figure, nous observons que le facteur de couplage croit lorsque la largeur (H) augmente de 3 à 5 mm. Au-delà de la largeur de 5 mm, le facteur de couplage est presque inchangé. Notons que le facteur de couplage obtenu pour une largeur des slots elliptiques de 4 mm est alentour de 4 dB. Dans l'ordre d'avoir un facteur de couplage de 3 dB, nous fixons la largeur des slots à 4 mm, et ensuite nous changeons la longueur (L) des deux slots elliptiques de 18 à 26 mm. Les résultats obtenus sont présentés dans la figure 4.18 b. Cette figure montre que le coupleur conçu avec une longueur de deux slots de 22 mm est caractérisé par un niveau de couplage alentour de 3.9 dB dans la bande de fréquence [8.7 à 10.25] GHz, et à la fréquence 8.3 GHz le couplage égale 3 dB.

4.4.2 Propagation du champ électromagnétique :

La figure 4.19 présente la propagation de l'onde du champ électromagnétique dans les ports de la structure proposée. A partir cette figure, nous observons que la majorité de puissance incidente au port (1) est couplée au port (2), et au port (3). Le port (4) est le port d'isolation.

4.4.3 Paramètres S :

L'évolution des paramètres S et de la directivité de coupleur directionnel bicouche 3dB/90° conçu avec des slots elliptiques en fonction de la fréquence sont présentés par les figures 4.20 et 4.21, respectivement. Nous remarquons une faible perte de réflexion alentour

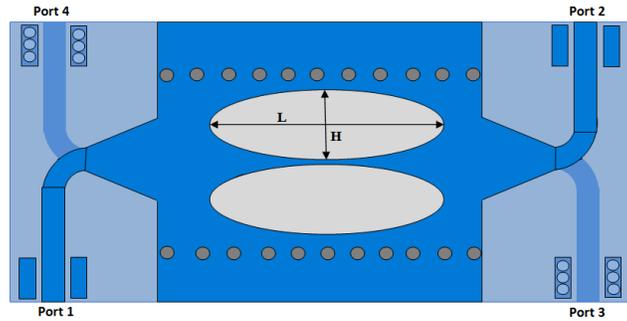


FIGURE 4.17: Structure du coupleur directionnel bicouche avec des slots elliptiques.

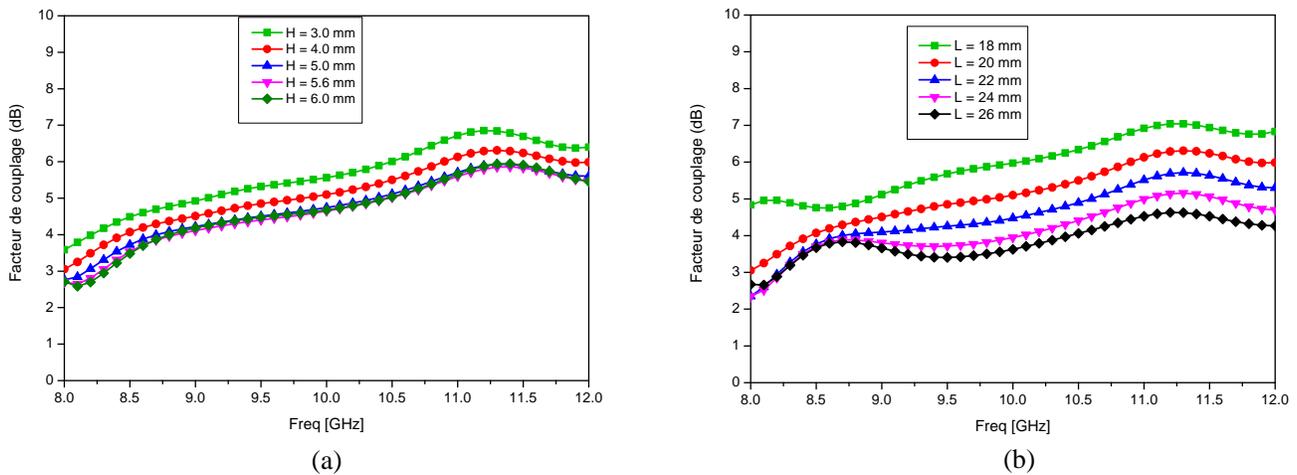


FIGURE 4.18: Variation du facteur de couplage en fonction de la fréquence pour : (a) différentes largeurs (H). (b) différentes longueurs (L) des slots elliptiques.

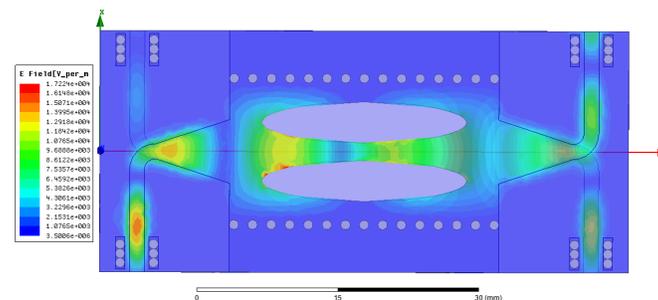


FIGURE 4.19: Distribution du champ TEM dans les quatre portes de coupleur directionnel bicouche avec des slots elliptiques.

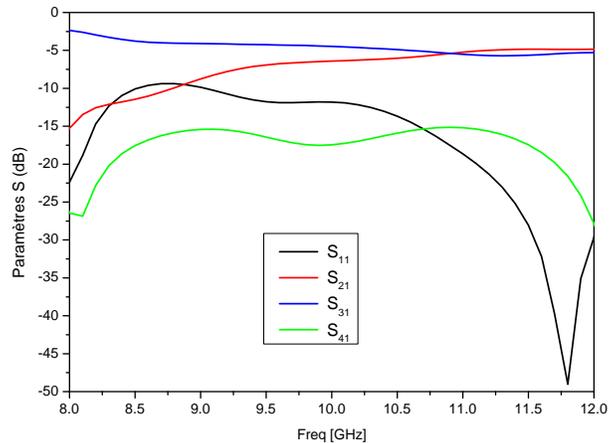


FIGURE 4.20: Différents paramètres S de coupleur directionnel bicouche avec des slots elliptiques en fonction de fréquence.

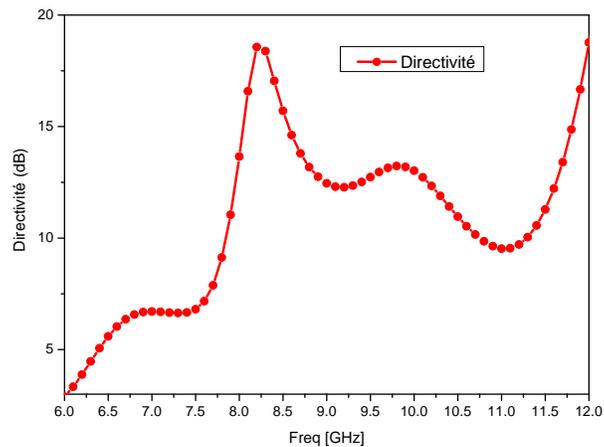


FIGURE 4.21: Directivité du coupleur directionnel bicouche avec des slots elliptiques en fonction de fréquence.

de -49 dB dans la fréquence 11.8 GHz, et une meilleure isolation inférieure à -15 dB au le port 4 dans la bande de fréquence X, avec un pic qui atteint jusqu'à -28 dB à la fréquence 12 GHz. De plus, ce coupleur offre une directivité au-delà 18.5 dB dans la fréquence 8.19 GHz, et caractérisé par un coefficient de couplage environ de 3 dB dans la fréquence 8.25 GHz.

4.4.4 Différence de phase

La variation de la différence de phase entre le port direct (2) et le port couplé (3) en fonction de la fréquence est illustrée dans la figure 4.22. Cette figure indique bien que la différence de phase entre ces ports est d'environ de 94.2 degrés dans la gamme de fréquence de 8.3 GHz à 10.1 GHz et alentour de 92 degrés dans la gamme de 10.80 GHz à 12 GHz.

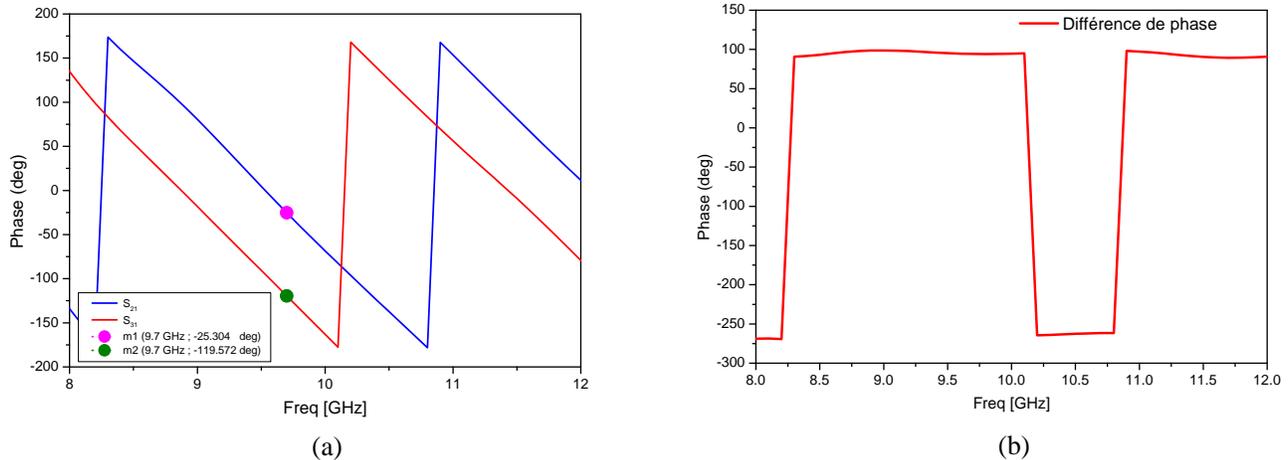


FIGURE 4.22: Évolution de la différence de phase entre les ports (2) et (3) en fonction de la fréquence du coupleur directionnel bicouche 3 dB/90° conçu avec des slots elliptiques. (a) Paramètres S_{21} et S_{31} . (b) Différence de phase entre S_{21} et S_{31} .

4.5 Conception d'un coupleur bicouche avec des fentes rectangulaires

Nous allons concevoir une autre nouvelle structure d'un coupleur directif bicouche 3 dB/90°. Maintenant, en remplaçant les six fentes circulaires du coupleur par des fentes en forme rectangulaire caractérisés par son largeurs L_0 , L_1 et la distance D , comme montre dans la figure 4.23. Nous allons varier les paramètres (L_0 , L_1) pour optimiser les performances de ce coupleur. Le tableau 4.2 présente les paramètres finaux de ce coupleur.

4.5.1 Propagation du champs TEM

A partir la figure 4.24 de l'onde du champ électromagnétique dans les quatre ports du coupleur directionnel bicouche conçu, nous remarquons que la majorité de puissance de l'onde incidente au port (1) est couplée au port (2), au port (3). Le port (4) est le port d'isolation.

4.5.2 Paramètres S

Les figures 4.25 et 4.26 indiquent respectivement l'évolution des paramètres S et la directivité du coupleur proposé en fonction de la fréquence. D'après ces figures, nous observons une perte de réflexion faible alentour de -21 dB à la fréquence 9.5 GHz, une meilleure isolation au-delà de -34.4 dB à la fréquence 9.7 GHz, ainsi que une directivité de 31.4 dB à la fréquence 9.7 GHz. Ce coupleur offre un facteur de couplage autour de 3 dB dans la plage de fréquence de 9.6 à 10 GHz comme montre la figure 4.27.

TABLE 4.2: Paramètres finaux du coupleur directionnel bicouche avec six fentes rectangulaires

L_0	L_1	D
6 mm	5.4 mm	6 mm

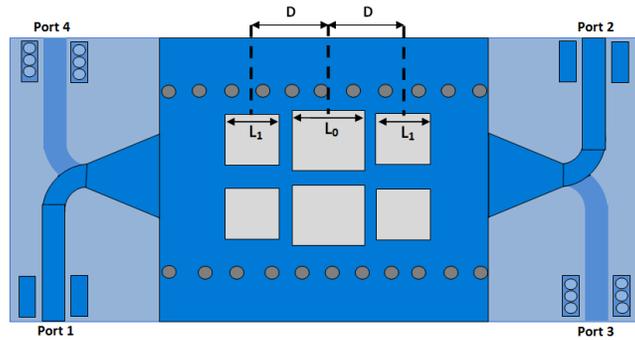


FIGURE 4.23: Structure du coupleur bicouche avec six fentes rectangulaires.

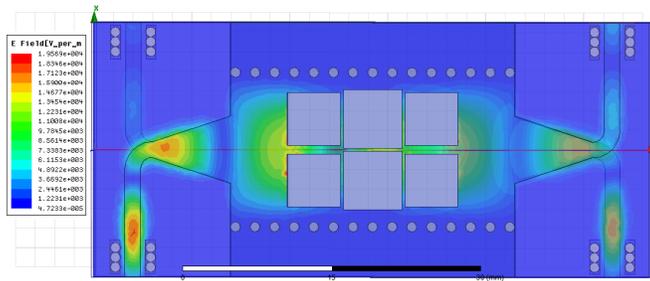


FIGURE 4.24: Propagation du champs TEM dans les quatre ports de coupleur directionnel bicouche avec six fentes rectangulaires.

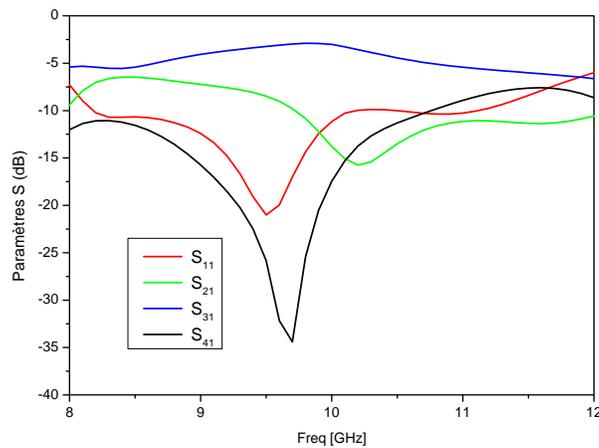


FIGURE 4.25: Évolution des paramètres S en fonction de la fréquence du coupleur bicouche avec six fentes rectangulaires.

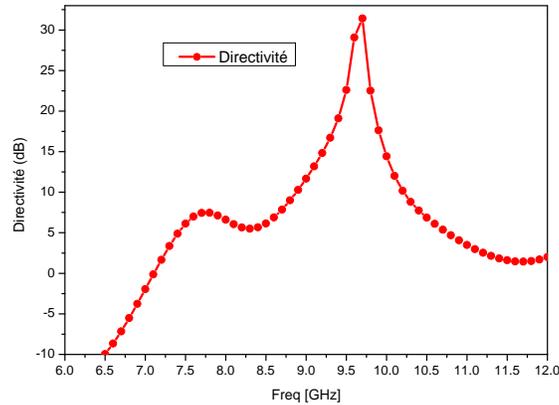


FIGURE 4.26: Directivité en fonction de la fréquence du coupleur bicouche avec six fentes rectangulaires.

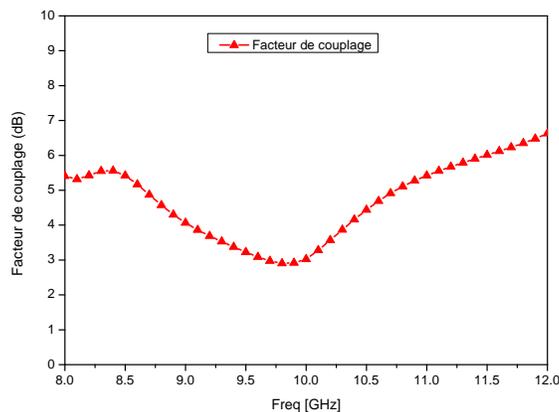


FIGURE 4.27: Facteur de couplage en fonction de la fréquence du coupleur bicouche avec six fentes rectangulaires.

4.5.3 Différence de phase

La figure 4.28 représente la variation de la différence de phase entre les ports direct et couplé du coupleur bicouche avec six fentes rectangulaires en fonction de la fréquence. Cette figure montre bien que la différence de phase entre ces deux ports du coupleur directionnel bicouche est d'environ de 92.24 degrés dans la bande de fréquence allant de 8.4 à 9.9 GHz.

4.6 Paramètres finaux des coupleurs bicouche 3 dB/90° développés

Les paramètres finaux des coupleurs directionnels bicouche 3 dB/90° conçus sont regroupés dans le tableau 4.3.

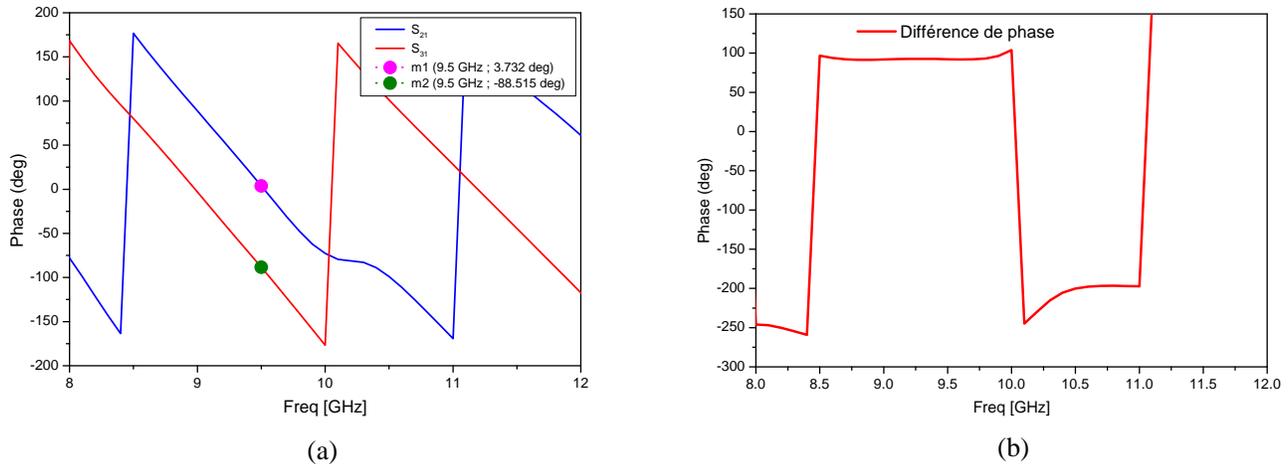


FIGURE 4.28: Évolution de la différence de phase entre les ports (2) et (3) en fonction de la fréquence du coupleur directionnel bicouche conçu. (a) Paramètres S_{21} et S_{31} . (b) Différence de phase entre S_{21} et S_{31} .

TABLE 4.3: Dimensions optimales des paramètres physiques des différents coupleurs SIW bicouche développés.

Coupleur SIW conçu avec des fentes circulaires	Coupleur SIW conçu avec des slots elliptiques	Coupleur SIW conçu avec des fentes rectangulaires
$R_0 = 3.1$ mm	$L = 22$ mm	$L_0 = 6$ mm
$R_1 = 2.8$ mm	$H = 4$ mm	$L_1 = 5.4$ mm
$S = 3.846$ mm	$S = 3.846$ mm	$S = 3.846$ mm
$D = 6$ mm		$D = 6$ mm

4.7 Comparaison des différents résultats obtenus

Nous réalisons dans le tableau 4.4, une comparaison entre les coupleurs proposés dans notre travail basés sur la technologie SIW et le coupleur directionnel présenté dans la littérature [39]. En termes de pertes de réflexion, couplage, isolation et largeur de bande passante.

Dans ce tableau, nous constatons clairement une bonne amélioration dans les performances des trois coupleurs proposés avec des dimensions réduits par rapport aux résultats présentés dans la littérature [39]. Telles que :

- Une bonne amélioration de perte de réflexion dans le cas d'un coupleur SIW conçu avec des slots elliptiques.
- Une isolation élevée dans les deux cas : coupleur SIW conçu avec des fentes circulaires et le coupleur conçu avec des fentes rectangulaires.
- Un facteur de couplage plus élevée dans les trois cas (les trois coupleurs SIW proposés).
- Une bande passante plus large dans les trois cas par rapport à la bande passante du travail [39].

TABLE 4.4: Comparaison entre les résultats trouvés dans notre simulation avec des travaux publiés dans la littérature [39]

structure de coupleur SIW	Couplage par des fentes circulaires	Couplage par des slots elliptiques	Couplage par des fentes rectangulaires	Travail [39]
couplage en (dB)	3.4	3	3	6.37
isolation en (dB)	-34.5	-28	-34.4	-34.16
pert de réflexion en (dB)	-22.5	-49	-21	-31.87
Bande passante en (GHz)	1.6	3	1.5	0.3
Dimensions (mm x mm) $W_{SIW} \times L_{SIW}$	15.77 x 29	15.77 x 29	15.77 x 29	21.7 x 40

4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé premièrement quelques paramètres initiaux de coupleur directionnel bicouche à l'aide de formules mathématiques. Puis, nous avons présenté les résultats de simulation de différents coupleurs bicouche proposés. Dans le cas d'une seule fente circulaire, nous n'avons pas atteint le facteur de couplage désiré. Même si nous avons essayé d'augmenter le rayon de la fente ce sera impliqué un chevauchement entre ce dernière et les rivets de connections. Donc, nous avons proposé un concept de 3 fentes en série qui permet l'augmentation de coefficient de couplage de 15 à 12 dB. Afin d'obtenir un couplage de 3 dB nous avons proposé un coupleur conçu avec six fentes parallèle par rapport la symétrie de la structure.

Le coupleur conçu avec des fentes circulaires a présenté des résultats plus performants tels que, un facteur de couplage plus élevé d'environ de 3.4 dB, une bande passante de 1.6 GHz et une bonne isolation alentour de -34.5 dB.

Ensuite, nous avons proposé une nouvelle structure avec conçue ajouté des slots elliptiques dans l'ordre d'améliorer davantage le facteur de couplage et la bande passante du coupleur SIW bicouche 3 dB /90°. Cette nouvelle structure offre des bonnes performances en terme de facteur de couplage d'environ 3 dB, d'isolation d'environ de -28 dB, la bande de fréquence égale à 3 GHz et en terme de la directivité de 18.5 dB.

Enfin, nous avons conçu des coupleurs directionnels bicouche avec six fentes rectangulaires. Ce coupleur a donné des bonnes résultats tel que le facteur de couplage (3 dB), l'isolation (-34.4 dB), la directivité (31.4 dB) et la bande passante (1.5 GHz).

Conclusion générale

Conclusion générale

Les travaux effectués dans ce mémoire sont consistés autour de la conception et de simulation des nouvelles configurations des coupleurs directionnel 3 dB/90° bicouche à base de la technologie SIW dans la bande de fréquence X en utilisant le simulateur HFSS. La technologie SIW offre une multitude d'avantages par rapport aux structures volumiques (par exemple les guides d'onde classiques) tel que : miniaturisation de la taille des dispositifs conçus, réduction des coûts et la facilité de fabrication. De plus, cette technologie peut être utilisée dans le domaine des micro-ondes (comme le RADAR) et les circuits millimétriques.

Les coupleurs sont largement utilisés dans les capteurs RADAR pour obtenir des signaux différentiels en quadrature, et d'améliorer l'adaptation sur toute la bande passante, en tant qu'un moyen de partage de puissance entre les différents ports de coupleurs. Les coupleurs à fentes sont constitués de deux guides d'ondes parallèles partageant la puissance entre eux par l'intermédiaire de trois paires de fentes circulaires. Ce type de coupleur autre les capteurs radar sont largement utilisées dans d'autres circuits micro-ondes et millimétriques comme le diviseur de puissance.

Dans l'ordre de développer une plateforme pour concevoir le coupleur bicouche à fentes à base de la technologie SIW, nous avons inséré un dispositif de transition pour adapter les impédances à 50 Ω entre la structure SIW et la ligne micro-ruban. Une optimisation a été faite également pour améliorer les coefficients de transmission ($T_{optimale} = -1.64$ dB) et de réflexion ($R_{optimale} = -64.04$ dB) en fonction des dimensions des paramètres W_T et L_T de la transition micro-ruban. Enfin, nous avons conçu une structure SIW avec un point d'arc entre la transition et ligne micro-ruban pour simplifier la conception de notre coupleur bicouche. Dans le deuxième volet, nous avons ajouté les rivètes de connexion pour faciliter les mesures des paramètres S après la fabrication des prototypes dans les travaux futures et de réduire les pertes de réflexion.

Afin d'avoir un coupleur à fentes d'un facteur de couplage de 3 dB et d'une différence de phase de 90° avec des bonnes performances en termes couplage, bande passante, isolation et pertes de réflexion, nous avons proposé et étudié plusieurs structures de ce type de coupleur dans la bande de fréquence X.

La simulation de la structure du coupleur bicouche SIW avec une seule fente dans la bande de fréquence X a montré un facteur de couplage très faible alentour de 15 dB. Afin d'augmenter ce facteur, nous avons ajouté deux autres fentes aux voisinages de la première fente ce qui nous a permis d'avoir un coupleur SIW avec trois fentes de forme circulaires placées en série. Cette augmentation dans le nombre des fentes nous a permis d'améliorer fortement le facteur de couplage du coupleur bicouche, par un pourcentage de 25% (12 dB). La troisième conception a proposé une structure du coupleur bicouche avec six fentes en parallèle par rapport la symétrie de la structure. Les résultats de simulation de cette structure nous a permis d'avoir un facteur de couplage alentour de 3.4 dB, avec une augmentation de 75 % et d'une différence de phase alentour de 91°. Ce coupleur a exhibé également des bonnes performances avec une isolation élevée alentour de -34.5 dB, une faible perte de réflexion d'environ de -22.5 dB, une directivité alentour de 30 dB et une bande passante de 1.6 GHz.

Les résultats obtenus ont montré aussi que l'augmentation des rayons des différentes fentes du coupleur bicouche a permis d'augmenter considérablement le facteur de couplage. La diminution du paramètre D a permis de réduire les pertes de réflexion et d'augmenter la

valeur de directivité.

Une nouvelle structure du coupleur bicouche 3 dB / 90° à fentes basé sur la technologie SIW a été conçue, en proposant des fentes de couplage sous forme des slots elliptiques, pour remplacer les fentes circulaires en tant que dispositifs de couplage. Les résultats de simulation de cette nouvelle conception sont caractérisés par des bonnes performances telles que une large bande passante alentour de 3 GHz, d'un facteur de couplage d'environ de 3 dB, d'une isolation élevée d'environ - 28 dB, d'une faible perte de réflexion alentour de -49 dB et d'un directivité alentour de 18.5 dB.

Une structure d'un coupleur directionnel bicouche 3 dB / 90° avec des fentes rectangulaires a été aussi proposée. Cette nouvelle structure offre des bonnes performances en terme de facteur de couplage d'environ de 3 dB, d'isolation d'environ de -34.4 dB, de perte de réflexion autour de -21 dB, de bande fréquentielle égale à 1.5 GHz et en terme de la directivité de 31.4 dB.

Pour améliorer ce travail, nous proposons les perspectives suivantes :

- Nous fabriquons des prototypes des structures développées des coupleurs SIW bicouche 3 dB/ 90° fentes circulaires, slots elliptiques et fentes rectangulaires.
- Nous réalisons la partie expérimentale en mesurant les paramètres S, facteur de couplage, pertes d'insertion des prototypes fabriqués.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] A. Ismail Ahzzoury, "Contribution à la modélisation des structures SIW et SINRD pour application micro-ondes et télécommunication ", Thèse de doctorat, Université de Toulouse, mardi 25 juin 2013.
- [2] M. A.Rabah, " Contribution à la Conception et à la Réalisation des Composants Micro-ondes Compacts en Technologie Guides d'Ondes Intégrés aux Substrats : Modélisation par la Méthode des Eléments Finis 2D",Thèse de doctorat, Université Abou bakr Belkaïd de Tlemcen, Février 2017.
- [3] M. Boulesbaa, R. Mahamdi, L. Saci, "Design and simulation of SiOxNy thin films based planar optical waveguide for integrated optics", 2013 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 2013.
- [4] A. Djebbari, D.Barkat, "Conception des coupleurs en anneau de type rat-race 0°, 180° miniaturise demi-modes en technologie SIW operant en bande C et S pour les applications spatiales", Université de Tlemcen, Mai 2016.
- [5] R. C Daniels, R. W Heath, " 60 GHz wireless communications : emerging requirements and design recommendations ", IEEE Veh. Technol. Mag. 2007, 2,(3), pp. 41 -50.
- [6] D. Deslandes, "Étude et développement du guide d'ondes intégré au substrat pour la conception de système en ondes millimétriques", Thèse de doctorat, Université de Montréal, 2005.
- [7] I. Boudreau, "Etude d'un déphaseur large bande en technologie des guides d'ondes intégré au substrat", Université De Montréal, Avril 2012.
- [8] M. Mbaye, "Conception d'un réseau d'antennes multifaisceaux avec la technologie GIS (GUIDE INTÉGRÉ AU SUBSTRAT)", Thèse de doctorat, Université de Québec en Outaoua, 2013.
- [9] 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.
- [10] N. Boughrara, "Modelisation et caractérisation de circulateurs en technologie SIW (SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE) pour applications hautes fréquences en télécommunications (WIRELESS SYSTEMS)", Université Abou bakr Belkaïd Tlemcen, 09/2017.

-
- [11] B. Rahali, "Contribution à la Modélisation Electromagnétique des structures Complexes Hyperfréquences en Technologie SIW", Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, Mai 2001.
- [12] T. 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.
- [13] D. Deslandes, "Design Equations for Tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide Transitions", Department of Computer Science, University du Quebec a Montreal, H2X 3Y7, Canada.
- [14] D. Deslandes, K. Wu, Fellow, IEEE "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, VOL. 11, NO. 2, February 2001.
- [15] Y. Chourak, M. Zeggai, "Optimisation et conception des coupleurs directifs -3 db demi-mode en technologie SIW opérant en bande S et C pour les applications spatiales", Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, Mai 2016.
- [16] E. Rius, "Modélisation de la technologie uniplanaire par la méthode des différences finies : Application au couplage et au filtrage", Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale Brest, N° d'ordre 324, décembre 1994.
- [17] K. Wu, "Substrate Integrated Circuits (SICs) for GHz and THz Electronics and Photonics : Current Status and Future Outlook", German Microwave Conference , pp. 292-295, 2010.
- [18] M. Georgiadis, A. Wu, "Bozzi, Review of substrate integrated waveguide circuits and antennas, Microwaves ", Antennas and Propagation, IET, vol. 5, no. 8, pp. 909-920, June 2011.
- [19] Y. Liu, X. Tang, T. Wu, L. Wang, F. Xiao, "A SIW-based concurrent dual-band oscillator," Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), vol. 1, pp. 1-4, May 2012.
- [20] J. Wu, K. Xu, "A subharmonic self-oscillating mixer using substrate integrated waveguide cavity for millimeter-wave application," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp, pp. 1-4, June 2005.
- [21] M. Shahabadi, M. Abdolhamidi, "X-Band Substrate Integrated Waveguide Amplifier", Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, vol. 18, no. 12, pp. 815-817, Dec 2008.
- [22] K. Becharef, A. Benzai, "Analyse et conception d'un diviseur de Wilkinson en technologie micro-ruban sous ADS", spécialité : Technologie de Communications, Université de Saida, 2012.
- [23] A. Lallam, "Conception, simulation et réalisation de coupleurs pour des applications RF et micro-onde", Thèse de doctorat, spécialité : Electronique, université Aboubakr Belkaid telemcen, Mars 2019.
- [24] N. Kobbi, F. Lehouedj, "Conception et simulation d'un coupleur optique à base de la technologie SIW", Systèmes des télécommunications, Université kasdi Merbah Ouargla, Juin 2019.
-

-
- [25] O. Losito, L. Mescia, M. A. Chiapperino, T. Castellano, G. Venanzoni, D. Mencarelli, G. Angeloni, P. Carta, E. M. Starace, et F. Prudenzeno, "X-band SIW cavity-backed patch antenna for radar applications", European Microwave Conference 2013, pp. 199-202, 2013.
- [26] P. Tarlchuk, P. Munina, "Broad band small-size LTCC directional couplers", Microwave Conference (EuMC), 2010 European, pp.1162-1165, sept. 2010.
- [27] C. Wang, W. Che, C. Li et P. Russer, "Multi-way Microwave Power Dividing/Combining Network Based on Substrate Integrated Waveguide (SIW) Directional Couplers", ICMMT 2008 Proceedings, 2008.
- [28] A. Mohamad, "Modélisation des micro-plasmas, conception des circuits micro-ondes, Coupleur Directionnel Hybride pour Mesures et des applications en Télécommunication", Université de Toulouse, 25 juillet 2013.
- [29] B. Kada, B. Amina, "Contribution d'un coupleur directif en technologie SIW dans la Band X ", Mémoire de fin d'étude, Technologie des communications ,Université Dr. tahar Moulay-Saida, juin 2014 .
- [30] F. Tefiku, E. Yamashita, J. Funada, " Novel Directional Couplers Using Broadside Coupled Coplanar waveguides for Double-Sided Printed Antennas", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 44(2), 275-281.e
- [31] M. Bona, L. Manholm, J.P.Satarski, B.Svensson, " Low-Loss Compact Butler Matrix for a Microstrip Antenna", IEEE Trans, on Microwave Theory and Tech, 50(9).
- [32] B. Lakhdar, "Etude et conception d'un coupleur directionnel", Mémoire 2015/2016.
- [33] D. M. Pozar, "Microwave Engineering : J. Wiley", 2005
- [34] F. Z. Agueb, A. Dejahadi, "Nouvelle Topologies des coupleurs -3 dB/180° en topologie SIW pour télécommunication spatiales", Système de télécommunication, Université Abou bakr Belkaïd Tlemcen, juin 2018.
- [35] R. Levy, "Analysis and synthesis of waveguide multi-aperture directional couplers".
- [36] H. A. salmanabadi, "Capteur radars haute précision en ondes Millimétrique", Thèse de doctorat, Université du Québec, en 2018.
- [37] S. O. Tatu, B. Boukari, E. Moldovan, R. G. Bosisio, K. Wu, "Millimeter wave multi port Radar sensor with integrated receiver front end for automotive applications", 2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1 3, 2012.
- [38] R. E. Collin, "Foundations for Microwave Engineering", New York McGraw Hill, 2001.
- [39] T. H. C. Bouazza, K. Nouri, B. S. Bouazza, M. Damou, K. Becharef, "Multilayer Substrate Integrated Waveguide Directional Coupler", International journal of microwave and optical technology, Vol.11, No.4, July 2016
- [40] M. Boulesbaa, T. Djerafi, A. Bouchekhlal, B. Mekimah, "Design of a Directional Coupler Based on SIW Technology for X Band Applications", 2020 1st International Conference on Communications, Control Systems and Signal Processing (CCSSP), Mai 2020.

Annexe

Pertes

Les principaux types d'atténuations existent dans les guides d'ondes étant :

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

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

Présentation du logiciel HFSS

HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un logiciel commercial qui calcule les champs électromagnétiques, les diagrammes de rayonnement, les paramètres S, etc..., dans le domaine fréquentiel, et permet de concevoir des structures passives et tridimensionnelles en 3D, et d'analyser le comportement électromagnétique de ces structures en détails. Il effectue une modélisation électromagnétique par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis. La version utilisée dans mes applications est la version 15.

Méthode des éléments finis (FEM)

La méthode des éléments finis (FEM) est une technique répandue dans de nombreux domaines de la physique pour trouver des solutions décrits par des équations aux dérivées partielles (EDP) et des équations intégrales, elle utilise par HFSS.

Elle utilise aussi un maillage adaptatif et du graphisme superbe qui s'apprête à tous les problèmes électromagnétiques 3D. Ansoft HFSS peuvent être utilisés pour calculer des paramètres tels que les paramètres S, Y, Z, la fréquence de résonance et les champs rayonnés.

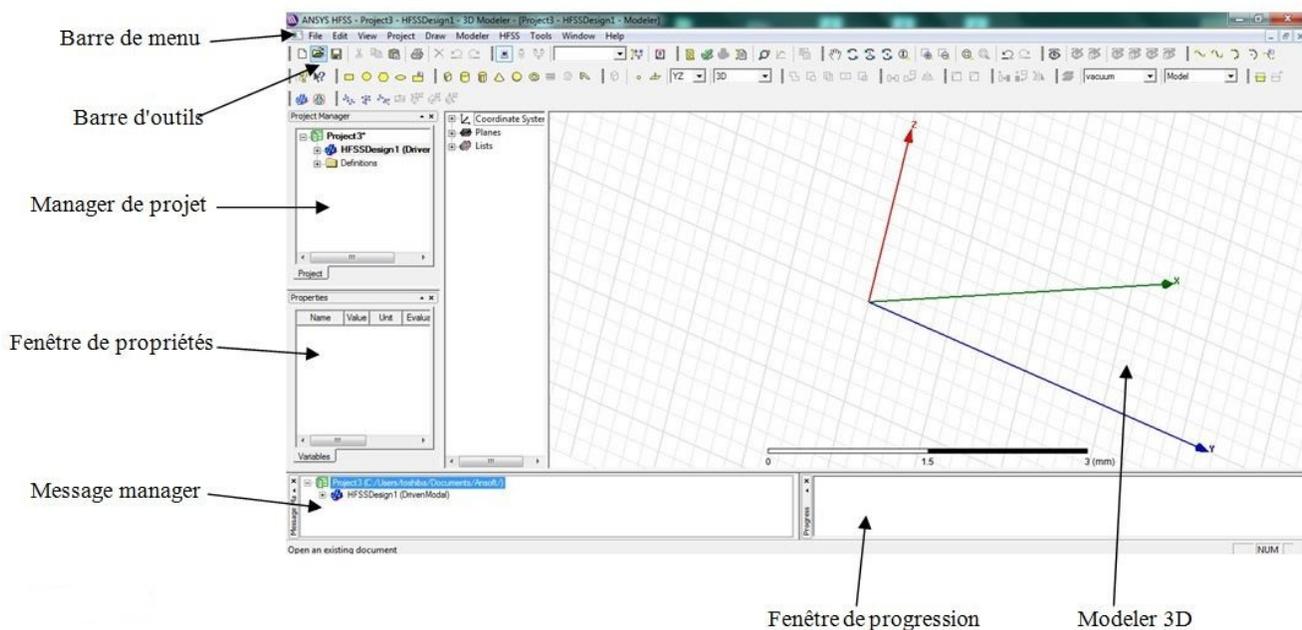


FIGURE 4.29: Fenêtre HFSS.

La fenêtre HFSS

La fenêtre d'Ansoft HFSS contient plusieurs panneaux facultatifs :

Manager de Project : contient un arbre de conception qui énumère la structure du projet.
Le Message Manager : permet d'afficher tous les erreurs avant de commencer la simulation.

La fenêtre de Propriétés : pour les affichages et permet de changer les paramètres des attributs du modèle.

La fenêtre de Progression : affiche les progressions de la solution.

La fenêtre de 3D Modeler : contient le modèle et son arbre pour la conception active.

Procédure en HFSS

La réalisation des dessins et des modèles, nécessite les éléments suivants :

- **Parametric model generation** : création de la géométrie, des frontières, et des excitations.
- **Analysis setup** : définition des fréquences de balayage.
- **Results** : création des rapports des plans en 2D.
- **Solve loop** : solution du processus est entièrement automatisée.

L'organigramme suivant résume les étapes à suivre :

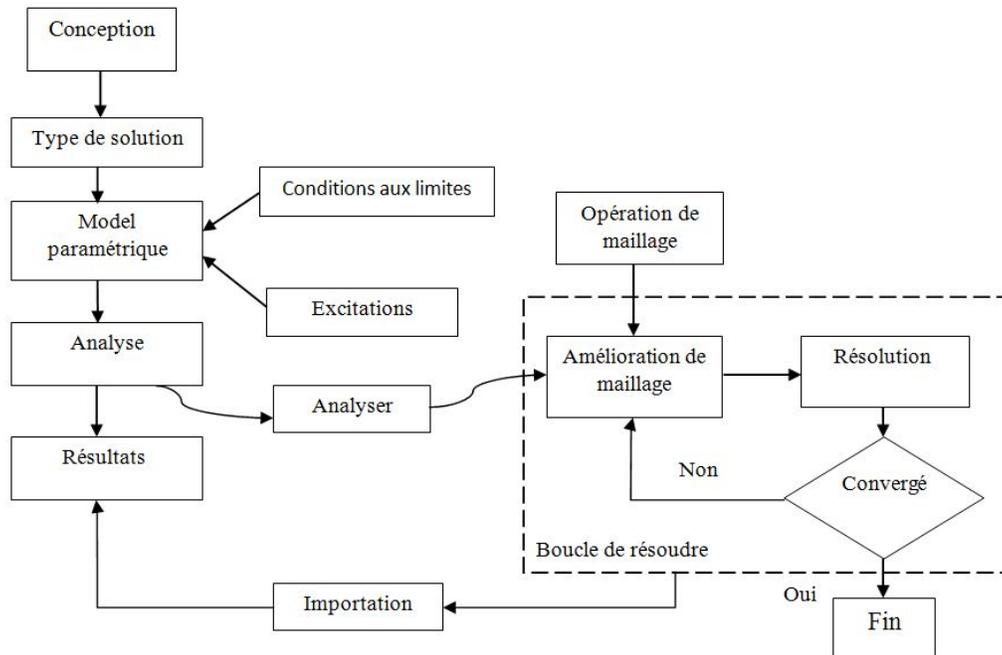


FIGURE 4.30: Procédure en HFSS.

Assigner une excitation

Les excitations sont utilisées pour spécifier la source des champs électromagnétiques, des courants ou des tensions pour les objets. Les différents types d'excitation sont :

- **Wave Port** : représente la surface par laquelle un signal entre ou sort de la géométrie.
- **Lumped Port** : représente une surface interne par laquelle un signal entre ou sort de la structure.
- **Incident Wave** : représente un onde propageant impactant sur la structure.
- **Magnetic Bias** : utilisé pour définir le champ intérieur net qui influe sur un objet de matériau ferromagnétique en 3D.
- **Volotage** : représente un champ électrique constant à travers les points d'une alimentation.
- **Current** : représente un courant électrique constant à travers les points d'excitation

Assigner les conditions aux limites

Une fois le modèle a été créé, on doit assigner les conditions aux limites de la structure.

Dans le HFSS, des frontières rayonnantes sont utilisées pour simuler les problèmes à structure ouverte qui permettent une propagation infiniment lointaine dans l'espace. HFSS absorbe ondes aux frontières rayonnant, en considérant essentiellement une sphère de rayon infini autour de la structure. Dans notre cas, on utilison les frontières de rayonnement "Radiation Boundaries"

Résumé

Ce mémoire traite la conception des coupleurs directionnels bicouche 3 dB/90° à base de la technologie SIW. Pour cela, nous commençons en premier temps à la conception et l'optimisation du guide d'onde intégré au substrat avec la transition conique pour adapter le guide d'onde à la ligne de transmission. Ensuite, nous concevons des coupleurs directionnels bicouche avec fentes circulaires. Les résultats obtenus montrent des bonnes performances en termes de couplage (3.4 dB), d'isolation (-34.5 dB), directivité (30 dB), et bande passante (1.6 GHz). Ensuite, une structure d'un coupleur directionnel bicouche avec des slots elliptiques a été aussi proposée. Ce nouveau coupleur caractérise par un facteur de couplage d'environ de 3 dB, une isolation de -28 dB, une directivité jusqu'à 18.5 dB, et une bande passante de 3 GHz. Enfin, nous concevons et simulons une nouvelle structure d'un coupleur directionnel bicouche avec six fentes rectangulaires. Cette structure présente des meilleurs résultats avec un facteur de couplage d'environ de 3 dB, une isolation de -34.4 dB, une directivité au-delà de 31.4 dB, et une bande passante de 1.5 GHz. Ces structures ont été réalisées avec succès. La simulation est effectuée grâce au logiciel HFSS dans la bande de fréquence X. Les coupleurs directionnels bicouche proposés sont des composants importants dans les systèmes radar et dans les réseaux d'antennes à multifaisceaux. Le guide d'onde intégré au substrat est une technologie très performante qui permet d'utiliser les avantages des guides d'ondes classiques et des lignes de transmission planaires pour la réalisation des circuits micro-ondes et millimétriques.

Mots clés : Guide d'onde GIS, Transition micro-ruban, Coupleur bicouche, Bande fréquentielle X, logiciel HFSS.

Abstract

In this thesis, we have developed the novel designs of dual-layered directional 3 dB/90° couplers based on SIW technology. For this, we first started with the design and optimization of the micro-strip conical transition in order to adapt the substrate integrated waveguide device to the transmission micro-strip line. Then, we designed a structure of dual-layered directional 3 dB/90° coupler with circular slots. The results obtained showed good performance in terms of coupling (3.4 dB), insulation (-34.5 dB), directivity (30 dB), and bandwidth (1.6 GHz). Then, a new structure of directional coupler with elliptical slots was also proposed. This coupler is characterized by a coupling factor equal to 3 dB, insulation around -28 dB, a directivity up to 18.5 dB, and bandwidth of approximately 3 GHz. Finally, we designed and simulated a new structure of a dual-layered directional coupler with rectangular slots. This structure provided the best results with a coupling factor of 3 dB, a insulation of -34.4 dB, a directivity of 31.4 dB, and a bandwidth of approximately 1.5 GHz. These structures have been successfully completed. Simulation is performed using HFSS software in the X frequency band. The proposed two-layer directional couplers are important components in radar systems and in multi-beam antenna arrays. The waveguide integrated into the substrate is a very high performance technology which allows the advantages of conventional waveguides and planar transmission lines to be used for the

creation of microwave and millimeter circuits.

Keywords : GIS waveguide, Microstrip transition, dual-layered coupler, X frequency band, HFSS software.

ملخص

تتناول هذه المذكرة تصميم المقرنات الاتجاهية ثنائية الطبقات 3 ديسيبل \ 90 درجة باستخدام تقنية SIW. لهذا ، نبدأ أولاً بتصميم وتحسين الدليل الموجي المدمج في الركيزة مع الانتقال المخروطي لتكييف الدليل الموجي مع خط النقل. بعد ذلك ، نقوم بتصميم قارنات التوصيل الاتجاهية ذات الطبقتين بفتحات دائرية. تظهر النتائج التي تم الحصول عليها أداءً جيداً من حيث الاقتران (3.4 ديسيبل) والعزل (34.5- ديسيبل) والاتجاهية (30 ديسيبل) وعرض النطاق (1.6 جيجا هرتز). بعد ذلك ، تم أيضاً اقتراح هيكل لمقرن اتجاهي ثنائي الطبقات مع فتحات بيضاوية الشكل . يتميز هذا المقرن الجديد بعامل اقتران يبلغ حوالي 3 ديسيبل وعزل 28- ديسيبل واتجاهية تصل إلى 18.5 ديسيبل وعرض نطاق يبلغ 3 جيجا هرتز. في الأخير ، نقوم بتصميم ومحاكاة هيكل جديد لمقرن اتجاهي ثنائي الطبقات بفتحات مستطيلة. اظهر هذا المقرن نتائج جيدة من حيث عامل اقتران الذي يبلغ حوالي 3 ديسيبل ، وعزل قدره 34.4- ديسيبل ، واتجاهية تصل الى 31.4 ديسيبل ، وعرض نطاق يبلغ 1.5 جيجا هرتز. تم تصميم هذه الهياكل بنجاح. تم إجراء المحاكاة باستخدام برنامج HFSS في نطاق التردد X. تعتبر قارنات الاتجاه ثنائية الطبقة المقترحة مكونات مهمة في أنظمة الرادار و في الهوائيات متعددة الحزم. إن الدليل الموجي المدمج في الركيزة عبارة عن تقنية عالية الأداء تتيح استخدام مزايا أدلة الموجات التقليدية وخطوط النقل المستوية لتحقيق دوائر الموجات الدقيقة والمليمترية.

الكلمات الاستدلالية: الدليل الموجي GIS ، الانتقال ، خط النقل ، قارن ثنائية الطبقة ، نطاق X ، برنامج HFSS.