

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : Télécommunications

Spécialité : Réseaux Mobiles et Services de Télécommunications

Par : BOUGHRARA Nesrine

Sujet

**MODELISATION ET CARACTERISATION DE CIRCULATEURS EN
TECHNOLOGIE SIW (SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE)
POUR APPLICATIONS HAUTES FREQUENCES EN
TELECOMMUNICATIONS (WIRELESS SYSTEMS)**

Soutenu publiquement, le 26 / 09 /2017, devant le jury composé de :

M. KAMECHE.S	MCA	Univ. Tlemcen	Président
M. BENMOSTEFA.N	MCB	Univ. Tlemcen	Examinatrice
M. RAHALI.B	MCA	Univ. Tlemcen	Encadreuse



Remerciement

Au nom d'Allah le Très Miséricordieux, le Tout Miséricordieux, à qui on doit tout

Je voudrais, tout d'abord, exprimer ma profonde gratitude envers le bon Dieu, le tout puissant de m' avoir donné le courage et la volonté de parvenir à la fin de mon parcours universitaire..

*Au nom de la science, de la technologie, de l'esprit scientifique, de la vertu du travail, de l'esprit d'élévation de la connaissance, je saisis cette occasion pour adresser mes remerciements à mon encadreuse Madame **RAHALI Bouchra** Maître de Conférence classe « A » à la faculté de technologie de l'université de Tlemcen d'avoir accepté de diriger mon travail, ses conseils bienveillant, et pour la confiance qu'elle m'a accordé ce qui m'a encourager à fournir plus d'efforts pour être à la hauteur de leur attente.*

*Je tiens à exprimer mes gratitudes à tous mes enseignants, surtout les membres de jury Monsieur **KAMECHE Samir** Maître de Conférence classe « A » à la faculté de technologie de l'université de Tlemcen et Madame **BENMOSTEFA Naima** Maître de Conférence classe « B » à la faculté de technologie de l'université de Tlemcen, pour l'honneur qu'ils nous font de participer à cette soutenance et pour le temps sacrifié à l'évaluation de ce travail.*

Je tiens aussi à exprimer toute mes reconnaissances à ma famille pour leur soutien et encouragements, rien n'aurait été possible sans le soutien de nos proches.

Que toute personne ayant participé de près ou de loin à la réalisation de ce projet par une quelconque forme de contribution.

*A toute mes amies **Meriem, Assia, Widud** et **Nadjet** merci pour toutes vos qualités humaines.*

À tous, merci beaucoup ! Merci d'avoir cru que c'était possible !

Dédicaces

أَعُوذُ بِاللَّهِ مِنَ الشَّيْطَانِ الرَّجِيمِ

❖ وَقَضَىٰ رَبُّكَ أَلَّا تَعْبُدُوا إِلَّا إِيَّاهُ وَبِالْوَالِدَيْنِ إِحْسَانًا إِمَّا يَبُلُغَنَّ
عِنْدَكَ الْكِبَرَ أَحَدُهُمَا أَوْ كِلَاهُمَا فَلَا تَقُلْ لَهُمَا أَمْرًا فِی وَلَا
نَهْرَهُمَا وَقُلْ لَهُمَا قَوْلًا كَرِيمًا ﴿٢٣﴾

A la lumière de ma vie, mes très chers parents, tous les mots du monde ne sauraient exprimer la profonde gratitude et l'immense amour que je vous porte, c'est les sacrifices que vous n'avez jamais cessé de convertir pour mon instruction et mon bien-être qui m'a permis de vivre ce jour, j'espère avoir répondu aux espoirs que vous avez fondus pour moi et que vous serez toujours fière de moi.

*A mes très chères sœurs et leurs époux **Nachida, Hassiba, Nassima et Nabila** pour leurs précieux conseils, leur indéfectible patience, leur croyance en moi, leurs encouragements.*

*A mon très cher frère **Sofiane** et son épouse **Sihem**.*

A la mémoire de mon grand-père.

A ma chère grand-mère.

A mes tantes et mes oncles.

A mes cousins et cousines.

*A mes neveux **Rami, Yasser, Imran, Djawed, Racim** et **Djad** et mes nièces **Oumaima Meriem** et **Imène***

Que ce modeste travail soit un témoignage de l'attachement et de l'affection que je porte pour vous, pour votre soutien pendant ces années d'études malgré la distance géographique qui nous sépare.

A tous ceux qui m'ont aidée, soutenue, et encouragée pour la réalisation de ce modeste travail.

*Spécialement, à **Kehli, Hadbi, Benramdane, Benzair, Moussaoui, Temmar, Serdoun, et Saidi** en témoignage de l'amitié qui nous a unis et des souvenirs de tous les moments que nous avons passé ensemble.*

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
-----------------------------------	----------

CHPITRE I : GUIDE D'ONDES RECTANGULAIRES METALLIQUES

I.1-Introduction	5
I.2-Guide d'onde rectangulaire	5
I.2.1- Equations de Maxwell.....	6
I.2.2- Equations de propagation	8
I.2.3- Propagations dans les guides d'ondes rectangulaires.....	8
I.2.4- Caractéristiques de dispersion	11
I.2.5- Lignes de champ	12
I.3-Propriétés de la matrice de répartition	13
I.3.1- Puissance et Matrice.....	13
I.4- Applications.....	15
I.4.1- HFSS (High Frequency Simulation Software)	15
I.4.2- Simulation de Guide d'ondes rectangulaires :	16
I.5-Conclusion	17
Bibliographie	18

CHAPITRE II : LA TECHNOLOGIE SIW

II.1-Introduction.....	20
II.2-Caractéristiques du guide d'ondes en technologie SIW	20
II.3-Equivalence entre guide d'ondes et guide RSIW	23
II.4-Applications	27
II.5-Adaptation du Guide d'Ondes en Technologie SIW	30
II.5.1- Applications.....	33
II.5.1.1- La bande X [8-12] GHz.....	33
II.5.1.2- La bande K [18-26.5] GHz.....	34
II.6 Conclusion.....	35
Bibliographie	36

CHAPITRE III :LES CIRCULATEURS EN TECHNOLOGIE SIW

III.1 Introduction.....	38
III.2 Circulateurs.....	38
III.3 Circulateur à guides d'ondes équivalents.....	42
III.4 Conception de Circulateurs en technologie SIW.....	43
III.4.1 La bande [4-6.5] GHz.....	43
III.4.2 La bande [18-26.5] GHz.....	46
III.5. Conclusion	48
Bibliographie	Error! Bookmark not defined.
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	50

Liste des figures

Figure I.1: La forme d'un guide d'onde rectangulaire	06
Figure I.2: Ordre d'apparition des modes TE_{mn} dans un guide d'onde rectangulaire ($a \times b$) avec $a > b$	10
Figure I.3: Caractéristiques de dispersion du guide d'ondes ($a=7.12\text{mm}$ et $b=3.56\text{mm}$) pour les deux modes TE_{10} et TE_{20}	12
Figure I.4: Lignes de champ électrique du mode TE_{10} a) et TE_{20} b) de WR 28 dans la bande Ka [26.5-40] GHz ($a=7.12\text{mm}$ et $b=3.56\text{mm}$).....	12
Figure I.5: Magnitude du champ électrique du mode TE_{10} a) et TE_{20} b) de WR 28 dans la bande Ka [26.5-40] GHz ($a=7.12\text{mm}$ et $b=3.56\text{mm}$)	13
Figure I.6: Coefficients de transmission S_{21} et de réflexion S_{11} de WR 28.....	16
Figure I.7: Coefficients de transmission S_{21} et de réflexion S_{11} de WR 42.....	17
Figure II.1: Comparaison entre un guide d'onde rectangulaire et un guide d'onde intégré dans un substrat diélectrique (SIW)	21
Figure II.2: Guide d'onde rectangulaire équivalent et le RSIW.....	23
Figure II.3: La magnitude a), la distribution du champ électrique b), du mode TE_{10} pour le guide équivalent.....	24
Figure II.4: La magnitude a), la distribution du champ électrique b), du mode TE_{10} pour le RSIW	25
Figure II.5: Caractéristiques de dispersion.....	25
Figure II.6: Paramètres S_{11} et S_{21} du guide équivalent dans la bande [26.5-40] GHz	26
Figure II.7: Paramètres S_{11} et S_{21} du guide RSIW dans la bande [26.5-40] GHz	26
Figure II.7: Distribution du champ électrique du mode TE_{10} dans le guide d'onde rectangulaire équivalent à la fréquence $f=10\text{GHz}$ de WR90	27
Figure II.8: Distribution du champ électrique du mode TE_{10} du RSIW à $f=10\text{GHz}$	27
Figure II.9: Paramètres S_{11} et S_{21} de structure SIW dans la bande [8-12] GHz	28
Figure II.10: Distribution du champ électrique de RSIW.....	28
Figure II.11: Paramètres S_{11} et S_{21} de RSIW dans la bande [8-12] GHz.....	29
Figure II.12: Distribution du champ électrique du RSIW	29
Figure II.13: Paramètres S_{11} et S_{21} de structure SIW dans la bande [18-26.5] GHz.....	29
Figure II.14: Distribution du champ électrique de RSIW.....	30
Figure II.15: Paramètres S_{11} et S_{21} de RSIW dans la bande K.....	30
Figure II.16: Configuration de la transition proposée de la ligne micro ruban à guide d'onde rectangulaire sur le même substrat	31

Figure II.17: Lignes de champs dans un guide d'ondes rectangulaire et dans une ligne Micro-ruban.....	31
Figure II.18: Distribution du champ électrique du mode TE ₁₀ à f= 9.8 GHz dans le guide RSIW adapté avec taper.....	33
Figure II.19: Coefficients de transmission S ₂₁ et de réflexion S ₁₁ du RSIW avec taper	34
Figure II.20: Distribution du champ électrique du mode TE ₁₀ à f= 22 GHz dans le guide RSIW adapté de WR62	34
Figure II.21: Coefficients de transmission S ₂₁ et de réflexion S ₁₁ du RSIW avec taper	35
Figure III.1: Circulateur à guide d'ondes.....	38
Figure III.2: Schéma de principe d'un circulateur à 3 ports	39
Figure III.3: Schéma de fonctionnement d'un duplexeur dans un circuit radar	41
Figure III.4: a,b) Circulateur et Distribution du champ électrique mode TE ₁₀ c) Paramètres S _{ij}	42
Figure III.5: Circulateur SIW.....	44
Figure III.6: Distribution du champ électrique du mode TE ₁₀ du circulateur SIW à f=5.5 GHz	45
Figure III.7: Paramètres S _{ij} du circulateur en technologie SIW.....	46
Figure III.8: Distribution du champ électrique du mode TE ₁₀ du circulateur SIW à f=24 GHz	47
Figure III.9: Paramètres S _{ij} du circulateur SIW	47

Liste des tableaux

<i>Tableau II.1 : Paramètres caractéristiques</i>	21
<i>Tableau III.1: Paramètres caractéristiques</i>	40
<i>Tableau III.1: Paramètres caractéristiques</i>	42

INTRODUCTION GENERALE

Les dispositifs et les circuits électroniques connaissent un développement considérable grâce de leurs fonctions dans le transfert des données. Les lignes de transmission et la technologie de fabrication de ces lignes offrent des nouvelles perspectives pour l'amélioration des télécommunications en général.

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. Malheureusement la technologie des lignes micro-ruban souffre des interférences et des pertes de puissance. Pour pallier ces problèmes, la technologie volumique représentée par la technologie des guides d'ondes rectangulaires classiques propose un facteur important de qualité et on peut construire à base de ces guides d'autres composants comme les coupleurs, les filtres,...etc.

Cependant, leurs fabrications sont limitées par la fréquence utilisée et par conséquent leurs tailles et leurs poids affectent l'exploitation de ces guides dans les circuits micro-ondes.

Une technologie résumant les avantages des guides d'ondes classiques et les lignes micro-ruban est appelée la technologie guide d'ondes intégrée au substrat GIS ou SIW (Substrat Integrated Waveguide). 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 est l'un des secrets de popularité de cette technologie dans ces dernières années.

La fabrication d'un guide GIS (Guide Intégrés aux Substrats) nécessite une intégration d'un diélectrique de permittivité entre deux plaques métalliques et afin d'avoir un guidage du signal, une rangée des vias métalliques est introduite sur les deux côtés; une propagation du signal au niveau de ce type des guides demande une adaptation de ce guide sur les deux ports.

Les avantages de la technologie des guides GIS requièrent le développement des méthodes numériques pour une simulation plus efficace, en effet pour la conception des composants SIW (Substrat Integrated Waveguide), l'ingénierie moderne requise sur l'utilisation des logiciels CAO (Conception assistée par ordinateur), qui sont des outils informatiques basés

sur des méthodes d'analyse et de calcul tel que la méthode des éléments finis, la méthode d'intégrations finies, la méthode des moments,...etc. Afin de résoudre spécifiquement le problème lié à des phénomènes électromagnétiques, ce qui aide progressivement au développement des systèmes de télécommunications hautes fréquences.

Le manuscrit est divisé en trois chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à la présentation d'une description détaillée sur les guides d'ondes métalliques rectangulaires classiques tels que : les équations de propagation, les caractéristiques de dispersion ainsi que la matrice de répartition [S] , nous présentons aussi l'outil de simulation HFSS (High Frequency Simulation Software) que nous avons employé dans notre travail et qui est basé sur la méthode de éléments finis et qui nous a permis de visualiser la distribution du champ électrique et sa magnitude ainsi que le tracé des paramètres S_{ij} .

Le deuxième chapitre porte en premier lieu un bref historique sur la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) avec des applications puis l'analyse de techniques d'adaptation des guides d'ondes en technologie SIW dans plusieurs bandes de fréquence.

Dans le troisième chapitre, on s'est intéressé au composant passif non réciproque, très convoité dans les circuits hyperfréquences c'est à dire le CIRCULATEUR en technologie SIW dans plusieurs bandes de fréquences.

Enfin, nous terminons ce mémoire par une conclusion générale.

CHAPITRE I

GUIDES D'ONDES RECTANGULAIRES METTALIQUES

I.1 Introduction

Le guide d'ondes est une forme particulière de la ligne de transmission utilisée pour les applications micro-ondes. Il s'agit de tubes métalliques fait de matériaux de haute qualité (cuivre et laiton - partiellement argenté ou même plaqué or). Dans la technologie récente, ces guides sont composés de cuivre plaqué électriquement d'une mince couche de fibres de carbone. Un guide d'ondes peut avoir une section transversale rectangulaire, circulaire ou elliptique, la section rectangulaire étant la plus couramment utilisée pour les connexions relativement courtes. Les guides d'onde ont plusieurs avantages par rapport à la transmission par fils et lignes coaxiales. Le principal avantage est la minimisation de la perte lors de la transmission. Les champs électriques et magnétiques, qui sont utilisés pour le transport de l'énergie, sont égaux à zéro dans les surfaces métalliques. Par conséquent, ces champs sont confinés à l'espace interne du guide ce qui minimise les pertes. Ils sont de plus complètement blindés ce qui entraîne une bonne immunité des très faibles signaux transmis aux interférences externes.

Dans ce chapitre, nous étudions d'abord le guide d'ondes rectangulaires à parois métalliques en déterminant ses caractéristiques de propagations. Nous analysons les modes de propagations de type TE_{mn} regroupant le mode fondamental et les modes supérieurs qui apparaissent au niveau des discontinuités. Nous nous intéressons enfin aux jonctions multiports constituées de plusieurs guides rectangulaires et caractérisées par la matrice de répartition en puissance [S].

I.2 Guide d'onde rectangulaire

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

Un guide d'onde rectangulaire prend en charge les modes TM et TE, sa forme est comme indiqué ci-dessous Figure I.1. Un matériau avec permittivité ϵ et perméabilité μ remplit l'intérieur du conducteur.

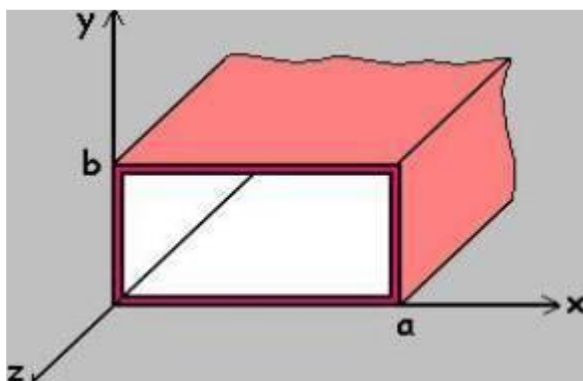


Figure I.1: La forme d'un guide d'onde rectangulaire [1]

I.2.1 Equations de Maxwell

Nous supposons, que le guide d'onde métallique rectangulaire de section transversale de dimensions (axb) illustré sur la Figure I.1 est uniforme dans la direction oz de propagation, nous admettrons aussi que le milieu de propagation est homogène isotrope et que ϵ, μ, σ ne dépendent ni de la position considérée dans le guide, ni de l'amplitude des signaux.

Nous supposons enfin, que le conducteur utilisé est parfait et qu'il entoure des milieux sans charge et sans courants. Les équations de Maxwell [2][3] de l'électrostatique et de la magnéto-statique dans le vide peuvent se mettre sous la forme :

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

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H} = \vec{J} - \frac{\partial\vec{D}}{\partial t} = -j\omega\epsilon\vec{H} \quad (\text{I.2})$$

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

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

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

$$\nabla^2\vec{E} + \omega^2\epsilon\mu\vec{E} = 0 \quad (\text{I.5})$$

$$\nabla^2\vec{H} + \omega^2\epsilon\mu\vec{H} = 0 \quad (\text{I.6})$$

La pulsation de l'onde est:

$$\omega = 2\pi f \quad (\text{I.7})$$

Les solutions des équations de propagation (I.5) et (I.6), suivant l'axe oz d'une onde électromagnétique, peuvent être écrites dans le système des coordonnées cartésiennes en fonction des composantes transversales suivant ox et oy .

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, y)e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.8})$$

$$\vec{H}(x, y, z, t) = \vec{H}(x, y)e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.9})$$

$$\gamma = \alpha + j\beta_g \quad (\text{I.10})$$

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

$$k^2 = \omega^2 \varepsilon \mu \quad (\text{I.11})$$

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

$$v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r \varepsilon_0 \mu_0}} \quad (\text{I.12})$$

$$c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \cong 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad (\text{I.13})$$

Les équations (I.8) et (I.9) injectées respectivement dans (I.5) et (I.6) donnent:

$$\nabla_t^2 \vec{E} + (k^2 + \gamma^2) \vec{E} = 0 \quad (\text{I.14})$$

$$\nabla_t^2 \vec{H} + (k^2 + \gamma^2) \vec{H} = 0 \quad (\text{I.15})$$

Sachant que ∇_t^2 traduit le Laplacien transverse déduit de

$$\nabla^2 = \nabla_t^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad \text{et} \quad k_c^2 = k^2 + \gamma^2 \quad (\text{I.16})$$

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

I.2.2 Equations de propagation

Par combinaison des équations de Maxwell on obtient deux équations du second ordre auxquelles satisfont les champs \vec{E} et \vec{B} . [4]

Dans le vide :

$$\Delta(\vec{E}) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2(\vec{E})}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial \vec{j}}{\partial t} + \frac{1}{\varepsilon_0} \overrightarrow{\text{grad}}(\rho) \quad (\text{I.17})$$

$$\Delta(\vec{E}) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2(\vec{E})}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{I.18})$$

Avec $c^2 = 1/\varepsilon_0\mu_0$

Et

$$\Delta(\vec{B}) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2(\vec{B})}{\partial t^2} = -\mu_0 \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{j}) \quad (\text{I.19})$$

$$\Delta(\vec{B}) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2(\vec{B})}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{I.20})$$

Qui suggèrent la propagation d'une onde électromagnétique à la vitesse c .

I.2.3 Propagations dans les guides d'ondes rectangulaires

La description de n'importe quel guide d'ondes comprend, sa fréquence de coupure, sa constante de propagation, son impédance, sa puissance, son atténuation, et sa configuration des champs électromagnétiques. Les champs dans ce type de guide d'ondes sont habituellement déduits en obtenant une solution pour les champs E_z ou le H_z ou les deux; tout en satisfaisant l'équation d'ondes. Les autres composantes du champ sont alors obtenues en utilisant les équations de Maxwell [5].

La caractéristique principale d'un guide d'ondes est que les composantes transversales des champs électromagnétiques peuvent être décomposées en composantes longitudinales. Ils s'écrivent, en coordonnées cartésiennes, selon les formules suivantes :

$$H_x = -\frac{\gamma}{k_c^2} \left(\frac{\partial H_z}{\partial x} \right) + \frac{j\omega\varepsilon_0}{k_c^2} \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (\text{I.21})$$

$$H_y = -\frac{\gamma}{k_c^2} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} \right) - \frac{j\omega\varepsilon_0}{k_c^2} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} \right) \quad (\text{I.22})$$

$$E_x = -\frac{j\omega\varepsilon\mu_0}{k_c^2} \left(\frac{\partial H_z}{\partial x} \right) - \frac{\gamma}{k_c^2} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} \right) \quad (\text{I.23})$$

$$E_y = \frac{j\omega\varepsilon\mu_0}{k_c^2} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} \right) - \frac{\gamma}{k_c^2} \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (\text{I.24})$$

Les champs E_z et H_z remplissent les conditions de l'équation d'ondes et les conditions aux limites d'une région donnée par les formules suivantes :

$$(\nabla_t^2 + k_c^2)H_z = 0 \quad (\text{I.25})$$

$$(\nabla_t^2 + k_c^2)E_z = 0 \quad (\text{I.26})$$

La solution dans ce type de problème est de trouver l'équation E_z ou H_z (ou les deux) qui satisfait l'équation d'ondes et les conditions aux limites, et ensuite de déduire les autres composantes du champ. Les modes dans n'importe quel guide d'ondes sont donnés dans TE et TM selon les composantes E_z , H_z qui existent [5][6].

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

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{I.27})$$

$$k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (\text{I.28})$$

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

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

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

$$E_y(x, y) = -H_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{I.30})$$

$$E_z(x, y) = 0 \quad (\text{I.31})$$

$$H_x(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{I.32})$$

$$H_y(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{I.33})$$

$$H_z(x, y) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{I.34})$$

$$k_c^2 = \left(\frac{\omega}{v}\right)^2 + \gamma^2 \quad (\text{I.35})$$

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

$$f_{c_{mn}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{I.36})$$

Cette fréquence de coupure dépend non seulement du diélectrique qui se trouve dans le guide rectangulaire mais également des dimensions a et b du guide. [7]

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

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

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

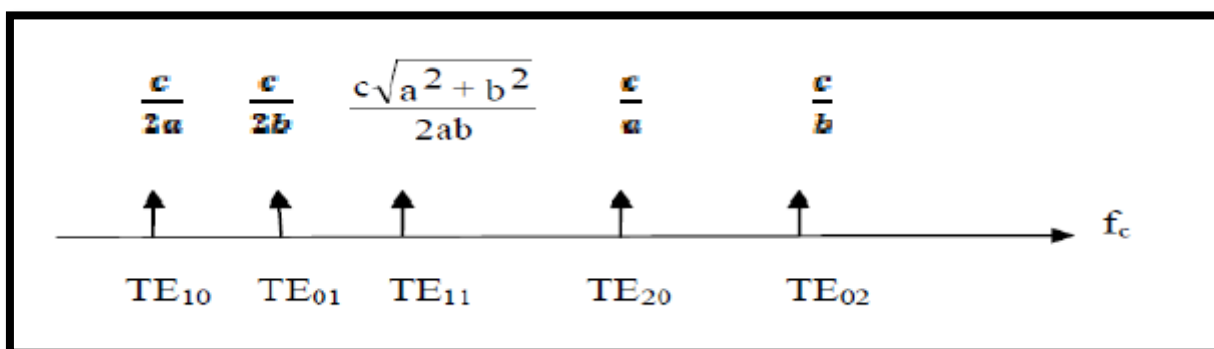


Figure I.2 : Ordre d'apparition des modes TE_{mn} dans un guide d'onde rectangulaire ($a \times b$) avec $a > b$. [7]

La taille exacte du guide d'onde est sélectionnée en fonction de la fréquence de fonctionnement souhaitée. La taille du guide d'onde est choisie de sorte que sa largeur rectangulaire soit supérieure à la moitié de la longueur d'onde mais inférieure à la longueur d'onde à la fréquence de fonctionnement. Cela donne une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de fonctionnement, assurant ainsi que le signal se propage sur la ligne.

Les modes TE et TM ont une fréquence en dessous de laquelle ils ne se propagent pas : une fréquence de coupure. En fait, ils se propagent sur une très courte distance ; il y a une très grande atténuation. La fréquence de coupure dépend de la géométrie du guide et des propriétés physiques du milieu entre les conducteurs.

I.2.4 Caractéristiques de dispersion

Elle s'obtient en traçant pour chaque mode la constante de propagation guidée β_g en fonction de la fréquence f . Dans un guide d'onde sans pertes, la constante de propagation est purement imaginaire.

$$\gamma = j\beta_g = \sqrt{k_c^2 - \left(\frac{\omega}{v}\right)^2} \quad (\text{I.37})$$

$$\beta_g(TE_{mn}) = \sqrt{\left(\frac{\omega}{v}\right)^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{I.38})$$

La propagation d'un signal de fréquence f par un mode donné [3][8] s'effectue lorsque cette fréquence est supérieure à la fréquence de coupure de ce mode. Dans la pratique, il existe sur des catalogues, toute une gamme de guides d'ondes métalliques référencés par leurs bandes de fréquence $[f_{min} - f_{max}]$ pour un fonctionnement monomodal c'est-à-dire où seul le mode dominant se propage tel que $f_{min} = 1.25 f_c$ et $f_{max} = 1.9 f_c$ [9].

La Figure I.3 illustre les caractéristiques de dispersion de modes TE_{10} du guide d'ondes rectangulaire WR 28 dans la bande Ka [26.5-40]GHz caractérisé par une section transversale de dimensions $a=7.12\text{mm}$ et $b=3.56\text{mm}$.

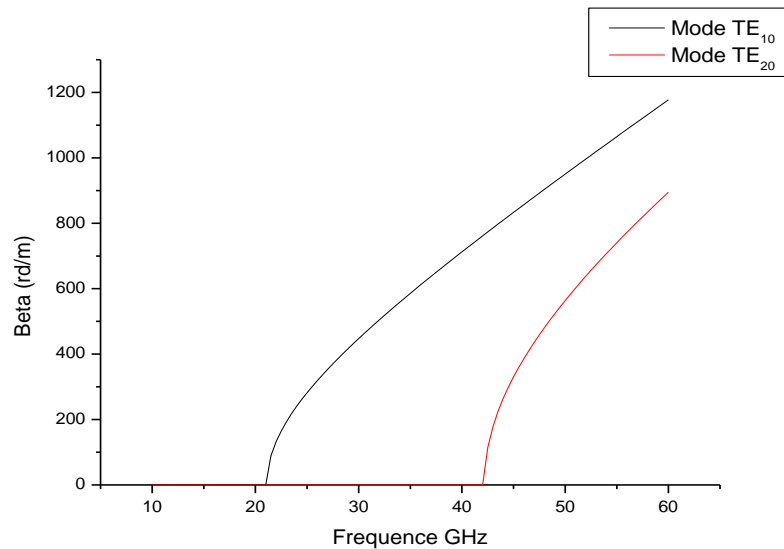


Figure I.3: Caractéristiques de dispersion du guide d'ondes ($a=7.12\text{mm}$ et $b=3.56\text{mm}$) pour les deux modes TE_{10} et TE_{20}

I.2.5 Lignes de champ

Les lignes de champ permettent de visualiser la variation et la distribution du champ électromagnétique dans le guide d'ondes. Les Figures I.4 et I.5 traduisent la cartographie du champ électromagnétique des deux modes du guide d'onde rectangulaire vide WR 28 dans la bande Ka [26.5-40]GHz caractérisé par une section transversale de dimensions $a=7.12\text{mm}$ et $b=3.56\text{mm}$.

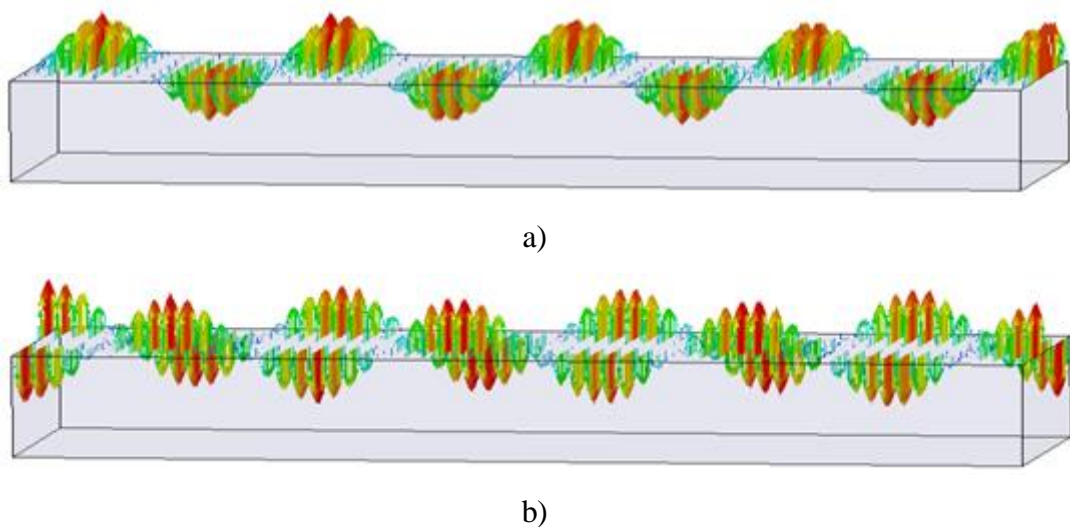
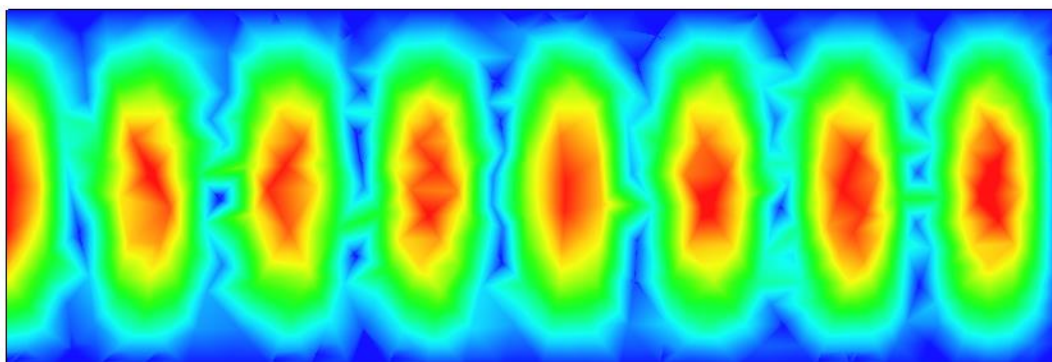
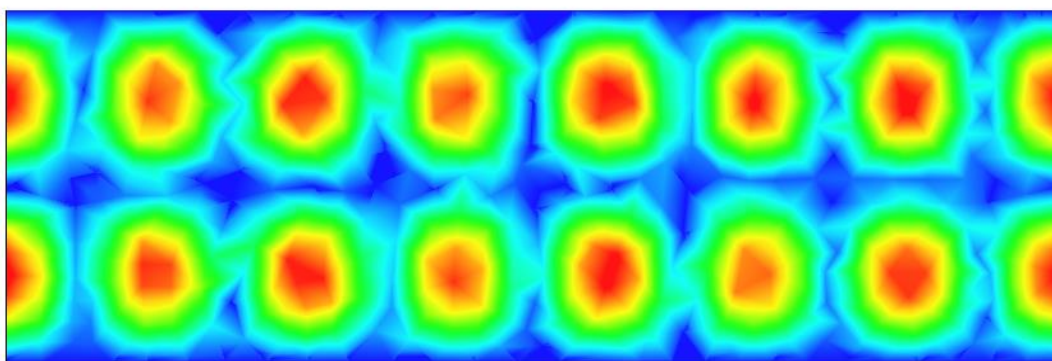


Figure I.4 : Lignes de champ électrique du mode TE_{10} a) et TE_{20} b) de WR 28 dans la bande Ka [26.5-40] GHz ($a=7.12\text{mm}$ et $b=3.56\text{mm}$).



a)



b)

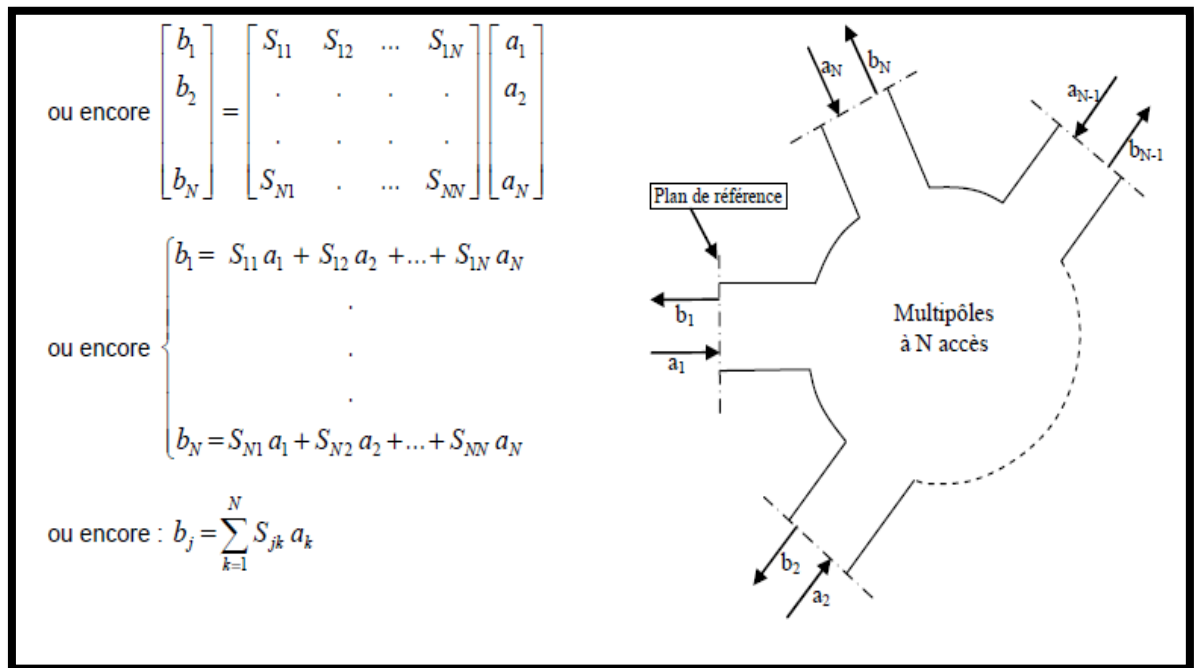
Figure I.5 : Magnitude du champ électrique du mode TE₁₀ a) et TE₂₀ b) de WR 28 dans la bande Ka [26.5-40] GHz ($a=7.12\text{mm}$ et $b=3.56\text{mm}$).

I.3 Propriétés de la matrice de répartition [S]

I.3.1 Puissance et Matrice [S]

Un certain nombre de supports de transmission comme les guides d'ondes rectangulaires convergent en concrétisant des multiports ou des jonctions, c'est-à-dire des dispositifs à plusieurs accès. Ainsi, tout dispositif microonde linéaire peut être caractérisé par une matrice particulière [3][8][10], appelée matrice de répartition en puissance ou encore matrice [s].

Soit un multiport d'ordre n , de matrice [s], de vecteur d'ondes incidentes (a) et de vecteur d'ondes réfléchies (b) tel que :



La puissance véhiculée par les ondes entrantes est

$$p_{in} = \sum_{j=1}^n \frac{a_j a_j^*}{2} = \frac{1}{2} (a_1^* \dots a_n^*) \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} = \frac{1}{2} (a)^+ (a). \quad \text{(I.39)}$$

La puissance véhiculée par les ondes sortantes est

$$p_{out} = \sum_{j=1}^n \frac{b_j b_j^*}{2} = \frac{1}{2} (b_1^* \dots b_n^*) \begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \frac{1}{2} (b)^+ (b). \quad \text{(I.40)}$$

La puissance active consommée par le multiports s'écrit

$$p = p_{in} - p_{out} = \frac{1}{2} ((a)^+ (a) - (b)^+ (b)). \quad \text{(I.41)}$$

Si le multiport est sans pertes alors

$$(a)^+ (a) = (b)^+ (b), \text{ or comme } (b) = [s] (a)$$

$$(a)^+ (a) = ([s] (a))^+ ([s] (a)) = (a)^+ [s]^+ [s] (a).$$

Par conséquent

$$[s]^+ [s] = 1 \quad \text{(I.42)}$$

La matrice inverse de $[S]$ est donc sa transposée conjuguée. Une autre conséquence importante est qu'alors le module de son déterminant est 1.

Si le multiport est réciproque, alors $S_{ij} = S_{ji}$ $i, j \in [1, n]$, et la matrice est symétrique par rapport à la diagonale.[11]

I.4 Applications

Grâce à des moyens de calcul puissants diverses techniques électromagnétiques d'analyse et de conception ont été utilisées pour des applications dans le domaine des microondes et des ondes millimétriques, permettant de réduire les coûts de fabrication d'un point de vue industriel et d'obtenir un modèle électromagnétique assez précis permettant une réalisation pratique par la suite.

En effet, dans le cadre de ce manuscrit nous avons analysé les différents exemples de jonctions en utilisant le logiciel de simulation HFSS [12] (High Frequency Structure Simulator).

I.4.1 HFSS (High Frequency Simulation Software)[13]

HFSS est un simulateur électromagnétique de haute performance pour les problèmes en 3D. Il intègre des simulations, des visualisations et une interface automatisée facile à utiliser pour résoudre rapidement et de façon efficace les problèmes électromagnétiques en 3D. Son code de calcul est basé sur la méthode des éléments finis (méthode fréquentielle) capable de résoudre les équations de Maxwell dans un volume donné.

HFSS peut être utilisé pour calculer des paramètres tels que les paramètres S, les fréquences de résonance et représenter les champs. C'est un outil permettant le calcul du comportement électromagnétique d'une structure. Le simulateur possède des outils de post traitement pour une analyse plus détaillée. Il permet le calcul des :

- Quantités de base : E, J, λ ,...
- Impédances caractéristiques des ports et les constantes de propagation des lignes
- Les paramètres S normalisés par rapport à une impédance de port spécifique.

De plus, HFSS permet aux utilisateurs de caractériser et d'obtenir les performances optimales des différentes jonctions à base de guide d'ondes comme les circulateurs, les coupleurs, les filtres..... avec la combinaison d'Optimetrics (un moteur paramétrique, d'optimisation et de sensibilité). Il permet aux utilisateurs d'étudier finement la sensibilité des résultats aux différentes variations des dimensions physiques de la structure.

Nous avons donc choisi d'utiliser HFSS pour mener à bien notre mémoire de fin d'études puisque nos structures sont soit des guides d'ondes pleins d'air (chapitre I) ou en technologie SIW (chapitre II et III).

I.4-2 Simulation de Guide d'ondes rectangulaires :

En utilisant HFSS [12], on s'est intéressé à la visualisation du champ électrique et sa magnitude Figures I.4-I.5, aussi nous avons tracé les réponses fréquentielles Figures I.6-I.7 des guides d'ondes rectangulaires WR 28 dans la bande Ka [26.5-40] GHz caractérisé par une section transversale de dimensions $a=7.12\text{mm}$ et $b=3.56\text{mm}$ et WR42 dans la bande fréquentielle K [18-26.5]GHz avec $a=10.65\text{mm}$ et $b=4.32\text{mm}$.

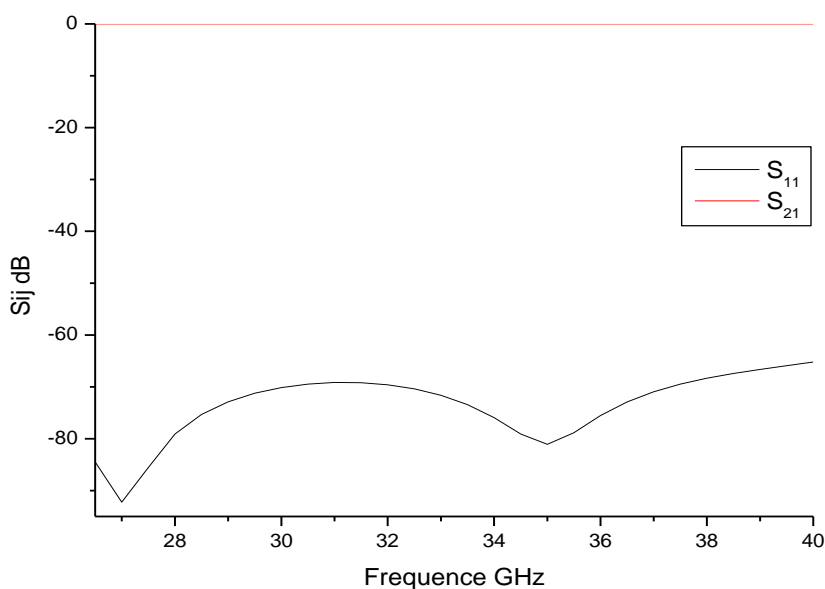


Figure I.6: Coefficients de transmission S_{21} et de réflexion S_{11} de WR 28

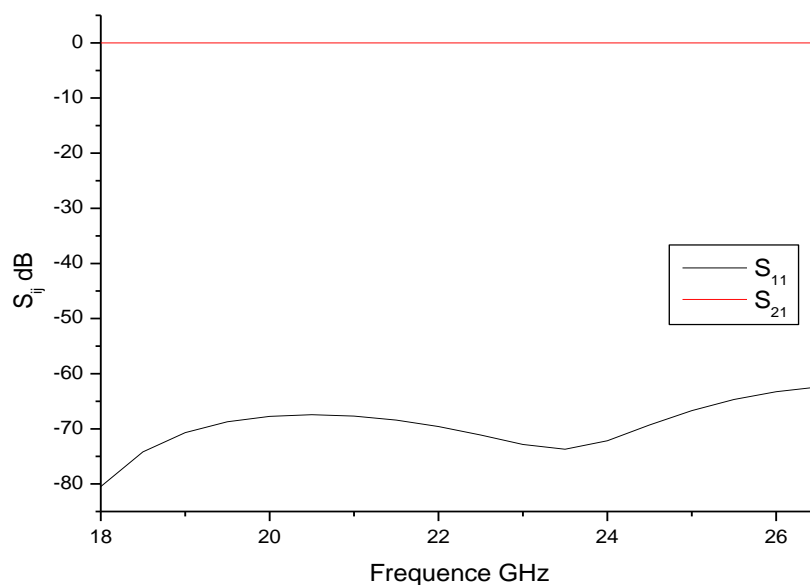


Figure I.7: Coefficients de transmission S_{21} et de réflexion S_{11} de WR 42

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons évoqué les caractéristiques d'un guide d'onde rectangulaire métallique ainsi que ses paramètres théoriques. La méthode des éléments finis sur laquelle est basé le logiciel HFSS a été exploitée pour les analyser et déterminer leurs matrices de répartition S ont été calculées.

La technologie traditionnelle, qu'elle soit planaire ou pas, est incapable de fournir toutes les caractéristiques à la fois : faible coût et faible pertes. Les guides d'ondes rectangulaires ont de faibles pertes, mais sont coûteux à fabriquer et leur intégration est difficile avec des circuits planaires. Les circuits planaires possèdent un faible facteur de qualité, mais un poids négligeable et de faibles coûts de fabrication. Ces contraintes antagonistes nous ont conduits à utiliser la technologie SIW afin de combiner les avantages respectifs des technologies citées auparavant.

Nous nous intéressons dans le chapitre suivant à la conception de guides d'ondes rectangulaires en bandes millimétriques à l'aide de la technologie émergente SIW (Substrate Integrated Waveguide) c'est-à-dire des guides d'ondes intégrés dans un substrat exploitant des tiges métalliques cylindriques.

Bibliographie

- [1] <http://kilyos.ee.bilkent.edu.tr/~microwave/programs/magnetic/rect/info.htm>
- [2] A. Bououden, "Etude de structures planaires avec substrat composite diélectrique ferrite par la méthode des moindres carrés modifiée", Thèse de Magister en Electronique hyperfréquence, Université de Constantine, 2011.
- [3] K. Nouri, "Contribution à l'analyse des discontinuités en guides d'ondes rectangulaires par la méthode des éléments finis et conception des filtres microondes", Thèse de Magister en Electronique, Université de Tlemcen, 2002.
- [4] Guillaume Brotons, "Propagation des ondes électromagnétiques en radioélectricité et guidage des hyperfréquences (micro-ondes)" Université du Maine - Faculté des Sciences, Département de Physique
- [5] S.F.Mahmoud, « *Electromagnetic waveguides: Theory and Applications* », IEE, 1991, ISBN 0-86341-232-7.
- [6] Sorrentino, Roberto; Bianchi, Giovanni, « *Microwave and RF Engineering* », John Wiley & Sons, 2010 ISBN 0-470-66021-X.
- [7] MOURAD ADOU, "Caractérisation électromagnétique des matériaux traités de génie civil dans la bande de fréquence 50 MHz-13 GHz", pp.15, Université de Nantes, Octobre 2006.
- [8] Rahali Bouchra "Contribution à la Modélisation Electromagnétique des structures Complexes Hyperfréquences en Technologie SIW", Thèse de doctorat, Département de Génie Electrique et Electronique, Faculté de Technologie, Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen Algérie Mai 2013.
- [9] M.Laib Salaheddine, "Caractérisation de la ligne coplanaire à micro ruban volumique", Thèse en Electronique, Université Ferhat Abbas Setif, 2012.
- [10] Paul F. Combes, «Lignes, guides et cavités», édition Dunod 2006, collection sciences sup.
- [11] Laurent Chusseau. Paramètres S - Antennes. DEA. De 2001 à 2005 à l'Université Montpellier 2, 2005, pp.107.
- [12] HFSS (High Frequency Simulation Software)
- [13] Ismail Alhzzoury Ahmad "Contribution à la modélisation des structures SIW et SINRD pour application micro-ondes et télécommunication" Ecole Doctorale Génie Electrique, Electronique et Télécommunications (GEET), Université De Toulouse, mardi 25 juin 2013

CHAPITRE II

LA TECHNOLOGIE SIW

II.1 Introduction

Les développements récents des systèmes de communication RF, micro-ondes et sans fils sont caractérisés par des hautes vitesses de transfert de données et nécessitent des substrats diélectriques à faible pertes, où l'intégration est facile et avec de faibles coûts de fabrication, ce qui peut être assuré par la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide). Cette technique hérite à la fois du bien fonder des techniques micro-ruban pour la compacité et la facilité d'intégration, et du guide d'ondes pour les faibles pertes de rayonnement, ce qui ouvre une nouvelle voie à la conception de circuits micro-ondes à faible coût .

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

L'appariement des composants planaires et les guides d'ondes sur le même substrat est difficile et assez couteux. Afin d'obtenir les avantages des guides d'ondes rectangulaires tout en restant dans les profils planaires, la technologie SIW est intéressante. Le guide d'onde en technologie SIW [1] est en effet un compromis entre les deux, il présente des caractéristiques intéressantes en termes de facilité d'intégration tout en offrant des composants à facteur de qualité élevé.

Depuis le début des années 2000, un intérêt pour la technologie SIW a été effectué de manière intensive par l'équipe dirigée par le Professeur Ke Wu (Polygrames Research Centers). En 2001, le travail de Dominic Deslandes [2][3] a porté sur la transition de la ligne micro ruban au guide d'ondes SIW, et est devenu en fait l'une des références les plus citées dans les travaux sur SIW employant des excitations planes. La plupart des composants microondes ont été modélisés dans la technologie SIW, comme les filtres, les coupleurs, les duplexeurs, les six ports.... Partant d'une couche de substrat diélectrique comprise entre deux plans métalliques, deux rangées de trous sont percées et métallisés, faisant ainsi contact entre les deux plans métalliques du substrat. Le diamètre d des trous (tiges), p l'espacement entre les trous et W_{siw} l'espacement entre les deux rangées de trous sont des paramètres physiques nécessaires pour la conception de RSIW. La période p doit rester faible pour réduire les pertes de fuite entre les cylindres adjacents. Le choix de d est également soumis au problème de pertes. Les rangées de trous métallisés en contact avec les plans conducteurs du substrat définissent une région de propagation d'ondes électromagnétiques semblable à un guide d'onde rectangulaire métallique comme illustré sur la Figure II.1.

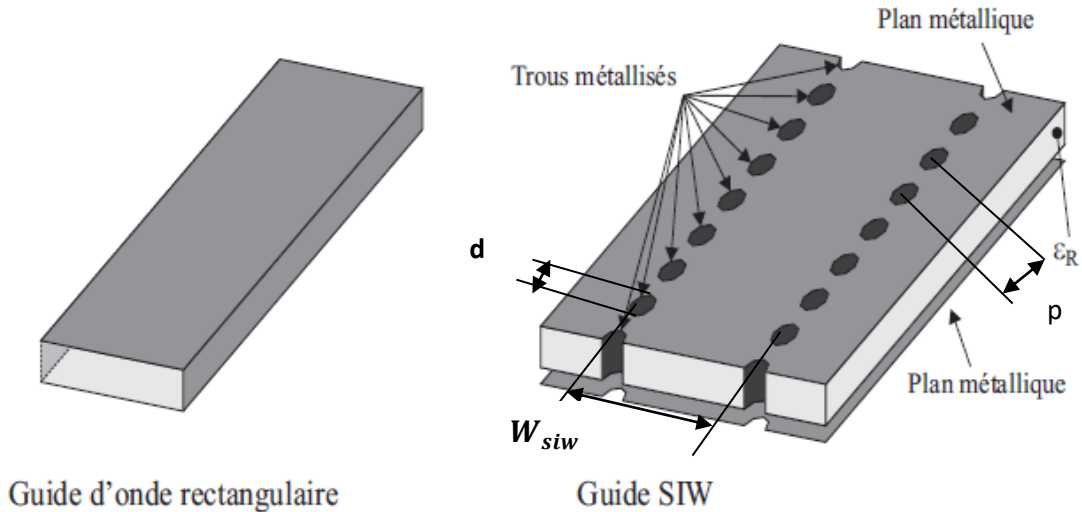


Figure II.1: Comparaison entre un guide d’onde rectangulaire et un guide d’onde intégré dans un substrat diélectrique (SIW).

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

$$\begin{aligned}
 W_{siw} &= W_{eq} + \frac{d^2}{0.95p} \\
 L_{siw} &= L_{eq} + \frac{d^2}{0.95p}
 \end{aligned}
 \tag{II.1}$$

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

$$\begin{aligned}
 P &< \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\epsilon_r} \\
 P &< 4d \\
 \lambda_0 &= \frac{c}{f}
 \end{aligned}
 \tag{II.2}$$

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

$$W_{eq} = W_{siw} \left(\xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}} \right)
 \tag{II.3}$$

$$\begin{aligned}
\xi_1 &= 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{W_{siw}}{P} - 1.0684} \\
\xi_2 &= -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{W_{siw}}{P} - 1.2010} \\
\xi_3 &= 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{W_{siw}}{P} + 0.2052}
\end{aligned} \tag{II.4}$$

Il est à noter que, les formules données par les équations (II.1), (II.3) et (II.4) sont généralement utilisées pour obtenir des valeurs initiales de W_{siw} , optimisées par la suite par HFSS [5] afin d'avoir le diagramme de dispersion du guide d'onde équivalent similaire à celui du RSIW.

La région d'intérêt est définie par l'ensemble des valeurs des diamètres des cylindres et des longueurs de période qui donnent un SIW adapté à la conception de composants passifs. Pour les composants SIW avec des formes plus généralisées, deux règles de conception de base liées au diamètre d du trou métallisé et à la taille du pas p , sont utilisées pour négliger les pertes par rayonnement. Ces deux règles sont suffisantes mais pas toujours nécessaires, les deux conditions sont données par :

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad \text{et} \quad p \leq 2d \tag{II.5}$$

Où λ_g est la longueur de l'onde guidée.

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

La fréquence de coupure pour un guide d'ondes rectangulaire classique solide RWG avec un remplissage diélectrique est donnée par l'équation (II.6), où a , b sont respectivement la largeur et la hauteur, du guide d'ondes.

$$f_{c_{mn}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \tag{II.6}$$

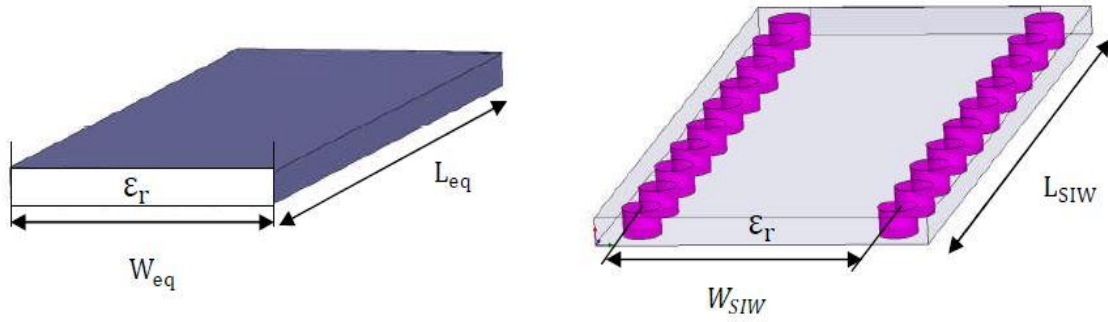


Figure II.2: Guide d'onde rectangulaire équivalent et le RSIW

On a montré que le guide RSIW avec des parois latérales conçues de cylindres métallisés est presque identique à un guide d'onde solide rectangulaire RWG de largeur similaire W_{eq} Figure II.2.

$$f_{c_{10}} = \frac{c}{2W_{eq}\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} = \frac{c}{2W_{siw} \times \left(\xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}} \right) \sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \quad (II.7)$$

A partir d'un programme basé sur les équations (II.1)-(II.7) conçu sur Maple [7], 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.

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

Afin de montrer l'équivalence entre guide d'ondes et guide RSIW, on a étudié les caractéristiques du guide d'ondes rectangulaire intégré dans le substrat, dans la bande Ka [26.5-40] GHz synthétisant le guide classique WR28 ayant les dimensions $a=7.12\text{mm}$ et $b=3.56\text{mm}$, dans cet exemple, le guide d'onde équivalent a été conçu à base d'un substrat de permittivité $\epsilon_r=2.2$, de hauteur $h=0.508\text{mm}$ [7].

Pour un fonctionnement monomodal du guide d'ondes rectangulaire métallique vide, on exploite sa bande pratique monomodale, soit $[1.25f_{c_{10}} - 1.9f_{c_{10}}]$ correspondant à la bande de fréquence Ka [26.5-40] GHz. On pose $1.9 f_{c_{10}} = 40 \text{ GHz}$ et l'on déduit la fréquence de coupure $f_{c_{10}}$ du mode fondamental TE_{10} , soit $f_{c_{10}} = 21.06\text{GHz}$. En exploitant la relation (II.7) et connaissant $f_{c_{10}}$, on déduit $W_{eq}=4.795 \text{ mm}$ et par la suite W_{siw} à partir des relations (II.3),

(II.4). Après optimisation de la valeur W_{siw} , on trouve $W_{siw} = 5.237\text{mm}$ indiquant l'espacement entre les deux rangées de tiges dans le RSIW, les cylindres sont en cuivre tels que $p=1.6\text{mm}$, $d=0.8\text{mm}$ p , d sont respectivement la distance entre deux cylindres et le diamètre du cylindre Tableau II.1

Guide d'onde classique	Guide équivalent	Guide RSIW
WR28, $a=7.12\text{mm}$, $b=3.56\text{mm}$, $\epsilon_r=1$	$\epsilon_r=2.2, h=0.508\text{mm}$, $f_c=21.06\text{GHz}$, $W_{eq}=4.79\text{mm}$	$\epsilon_r=2.2, h=0.508\text{mm}$, $p=1.6\text{mm}$, $d=0.8\text{mm}$, $W_{SIW}=5.237\text{mm}$

Tableau II.1 : Paramètres caractéristiques

L'analyse de ces structures par [5] a permis le tracé de la cartographie du champ électromagnétique du mode TE_{10} et son diagramme de dispersion. Les Figures II.3 et II.4 montrent la similitude de la distribution du champ électromagnétique du mode TE_{10} guidé dans le guide RSIW et son équivalent en technologie guide d'ondes. La Figure II.5 démontre également la cohérence des caractéristiques de dispersion entre ces deux guides équivalents. Il est à noter que cette similitude de propagation reste valable pour tous les modes TE_{n0} .

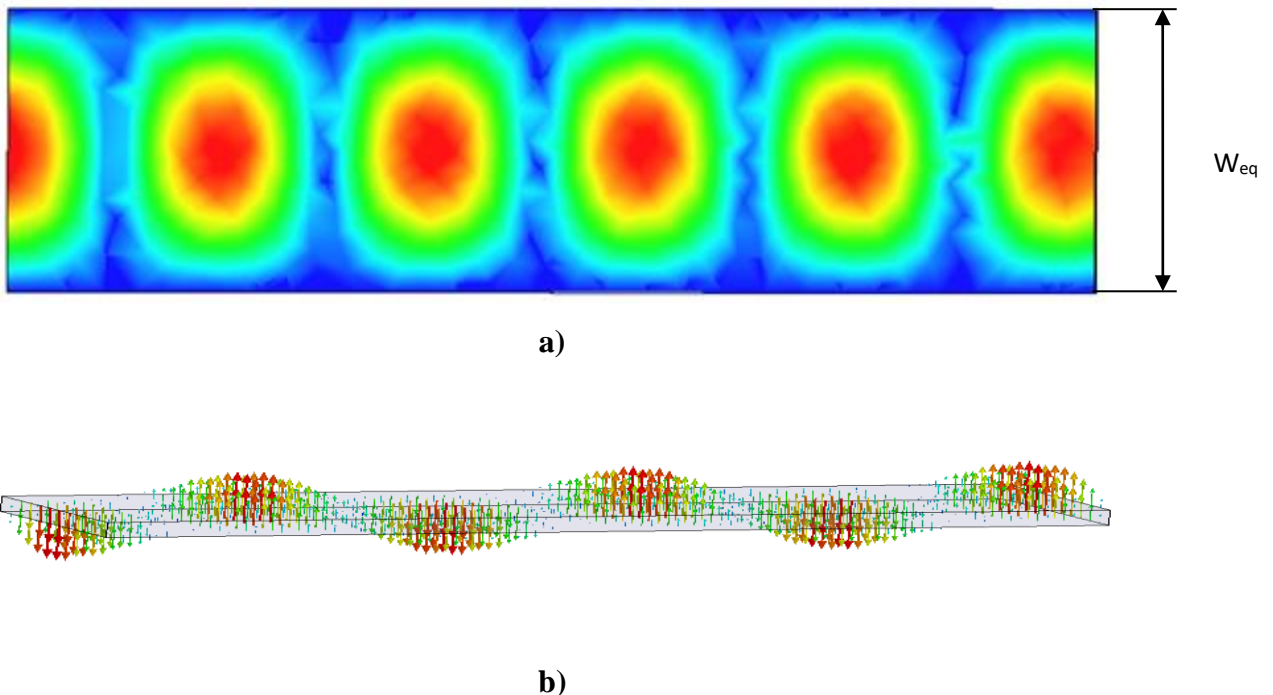
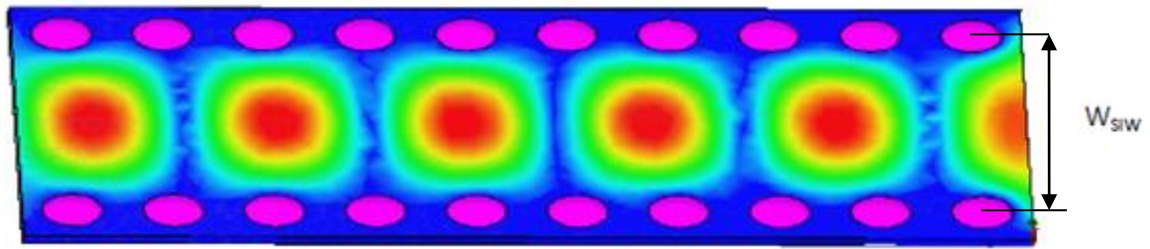
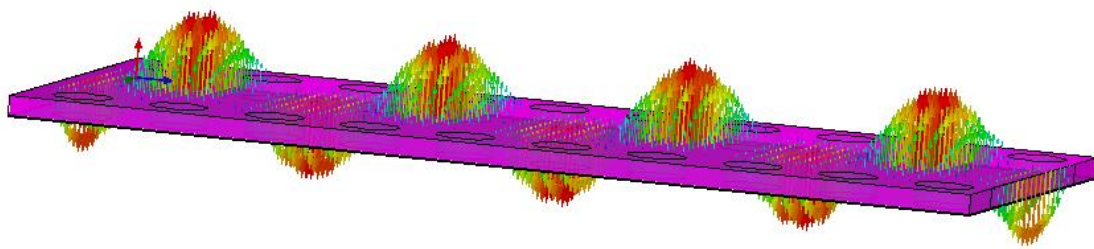


Figure II.3 : La magnitude a), la distribution du champ électrique b), du mode TE_{10} pour le guide équivalent [5]



a)



b)

Figure II.4: La magnitude a), la distribution du champ électrique b), du mode TE_{10} pour le RSIW [5]

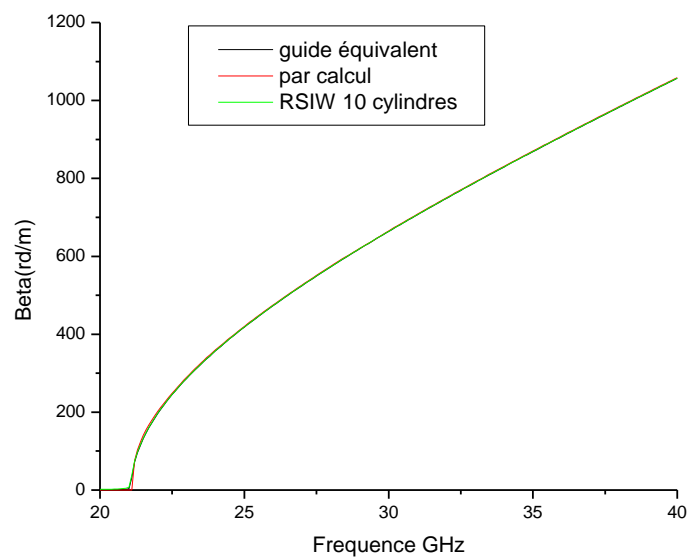


Figure II.5: Caractéristiques de dispersion.

Les Figures II.6-7 illustrent les réponses fréquentielles respectivement du guide équivalent et du RSIW dans la bande Ka [26.5-40] GHz en simulant avec [5]. On remarque que les coefficients de transmission S_{21} sont de l'ordre de -0.06dB et les coefficients de réflexion S_{11} sont en dessous de -15 dB sur toute la bande de fréquence.

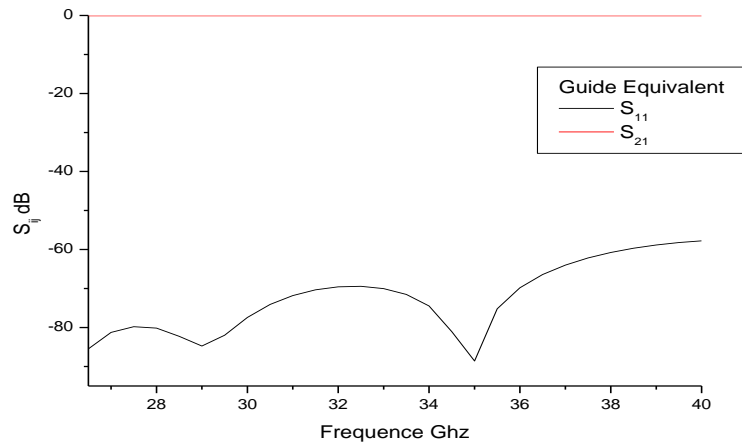


Figure II.6 : Paramètres S_{11} et S_{21} du guide équivalent dans la bande [26.5-40] GHz avec [5]

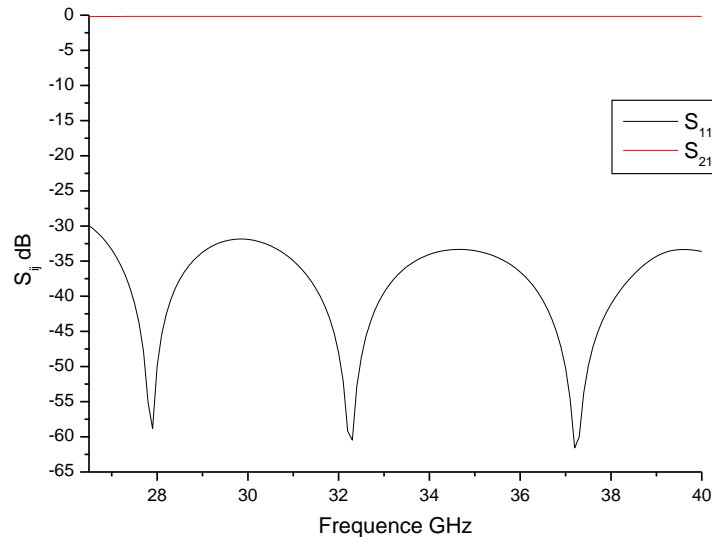


Figure II.7 : Paramètres S_{11} et S_{21} du guide RSIW dans la bande [26.5-40] GHz avec [5]

II.4 Applications

Dans cette section on s'est intéressé à d'autres conceptions de RSIW dans différentes bandes de fréquences, aussi les parois de trous métallisés de section circulaire ont été remplacées par des sections carrées [7].

En premier on conçoit un RSIW dans la bande de fréquences X [8-12] GHz dont les Figures II.7-8 indiquent respectivement la cartographie du champ électrique du mode TE_{10} pour le guide équivalent au WR90, à base substrat de permittivité ϵ_r [7] de hauteur h , et celle du RSIW dont les parois sont constituées de trous métallisés de sections circulaires.

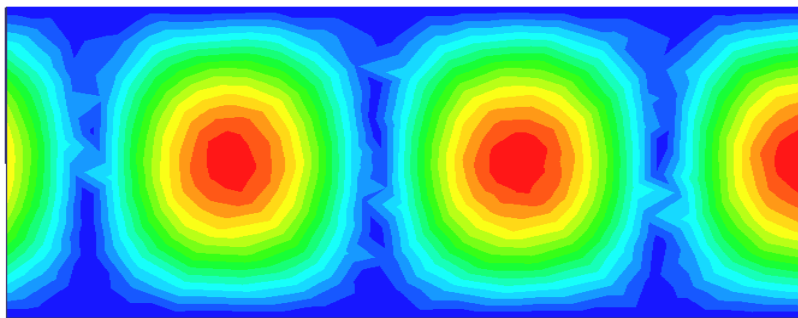


Figure II.7: Distribution du champ électrique du mode TE_{10} dans le guide d'onde rectangulaire équivalent à la fréquence $f=10\text{GHz}$ de WR90 [5]

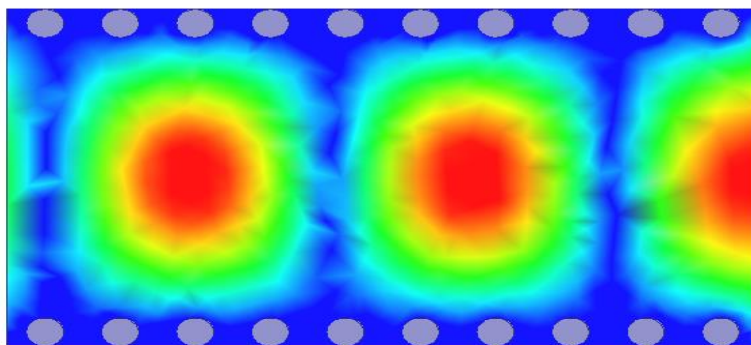


Figure II.8 : Distribution du champ électrique du mode TE_{10} du RSIW à $f=10\text{GHz}$

Les réponses fréquentielles utilisant [5] sur la Figure II.9, indiquent les coefficients de réflexion S_{11} en dessous de -15 dB et les coefficients de transmission de l'ordre de -0.29dB sur toute la bande de fréquences.

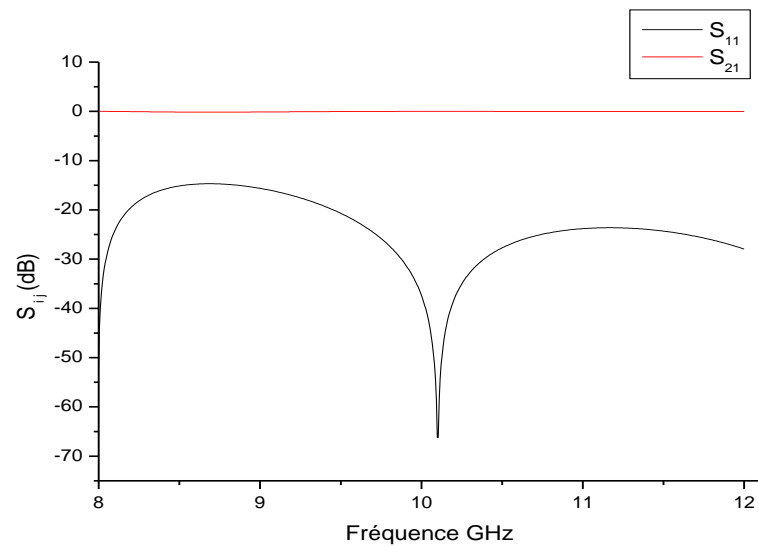


Figure II.9 : Paramètres S_{11} et S_{21} de structure SIW dans la bande [8-12] GHz [5]

Aussi nous avons simulé le RSIW avec des trous métallisés de section carrée dans la bande [8-12] GHz, la Figure II.10 montre la distribution du champ électrique dans le RSIW qui ne dépend pas de la forme des trous.

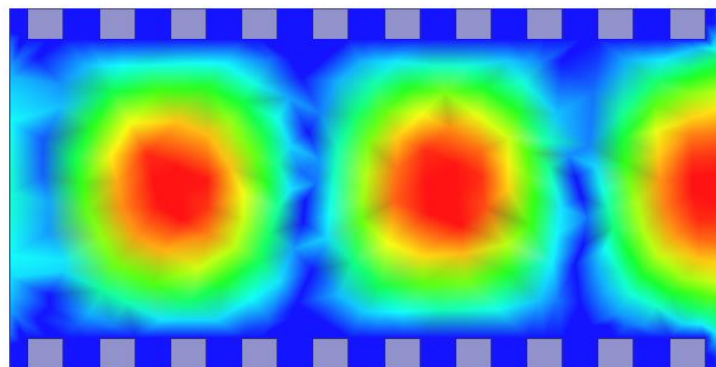


Figure II.10 : Distribution du champ électrique de RSIW [5]

Les réponses fréquentielles utilisant [5] de la Figure II.11, sont similaires à celle de la Figure II.9



Figure II.11 : Paramètres S_{11} et S_{21} de RSIW dans la bande [8-12] GHz [5]

Aussi dans la bande K on a conçu et simulé avec [5] le RSIW, on a tracé ses réponses fréquentielles respectivement avec des trous de section circulaire et carrée Figures II.12- 15. On remarque similarité de cartographie et de paramètres S_{ij} .

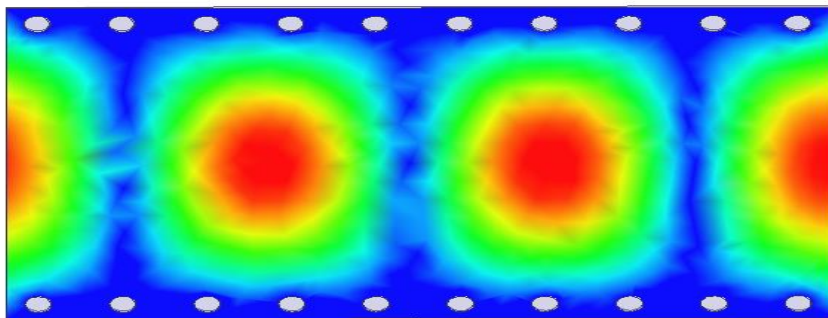


Figure II.12 : Distribution du champ électrique du RSIW [5]

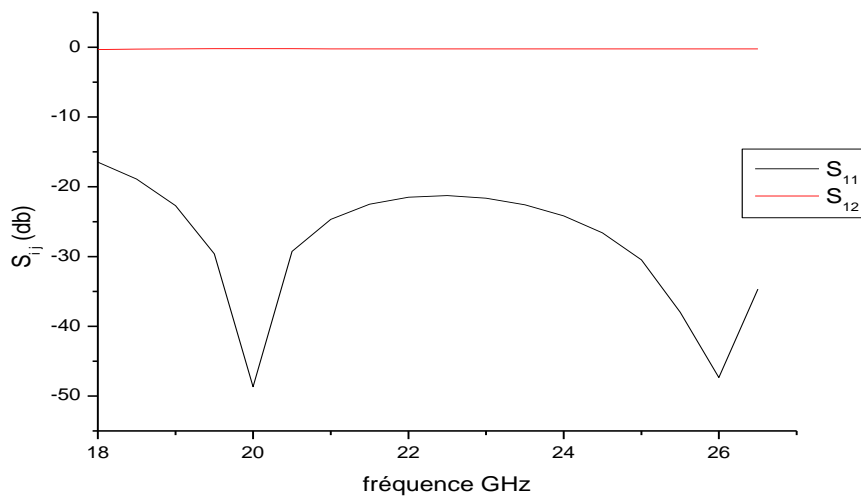


Figure II.13 : Paramètres S_{11} et S_{21} de structure SIW dans la bande [18-26.5] GHz [5]

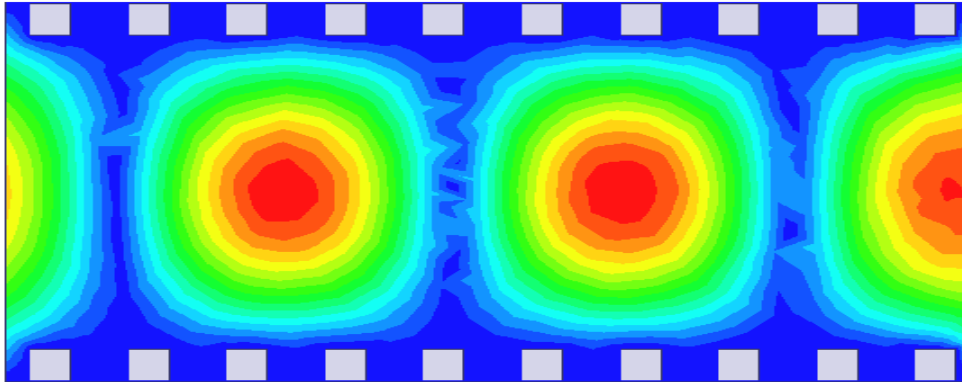


Figure II.14: Distribution du champ électrique de RSIW [5]

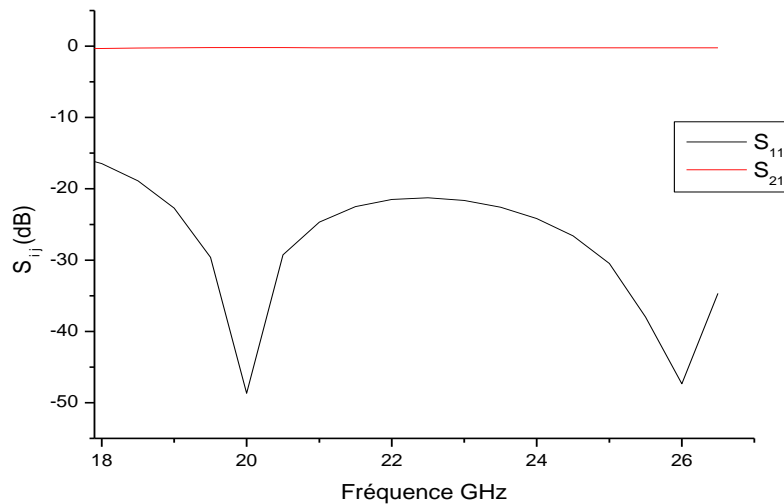


Figure II.15 : Paramètres S_{11} et S_{21} de RSIW dans la bande K [5]

Les résultats sous HFSS sont proches des résultats expérimentaux [2][3][4] avec plus de perspicacité dans la structure disponible.

II.5 Adaptation du Guide d'Ondes en Technologie SIW

La nécessité de combiner la technologie planaire et SIW (Substrate Integrated Wavguide) ensemble, impose de dépasser les dissimilarités physiques et électromagnétiques de ces supports de transmission, et d'imaginer un mécanisme par lequel une onde électromagnétique se propage dans une ligne de transmission et un milieu donné (ex. une

onde TE dans un guide d'onde) soit couplée à une autre ligne de transmission et un autre milieu (**ex.** une onde quasi-TEM dans une ligne micro-ruban) tout en respectant les conditions aux limites de cette dernière. On appelle ceci une Transition Micro-onde.

La transition Taper Micro-Strip entre la technologie planaire et SIW a été développée dans [6][7][8][9]. Cette dernière est basée sur une ligne planaire [2][3] qui augmente de largeur progressivement Figure II.16, sur un même substrat pour les deux technologies [6]. Récemment, des équations ont été proposées pour une mise en œuvre rapide d'une telle transition [3].

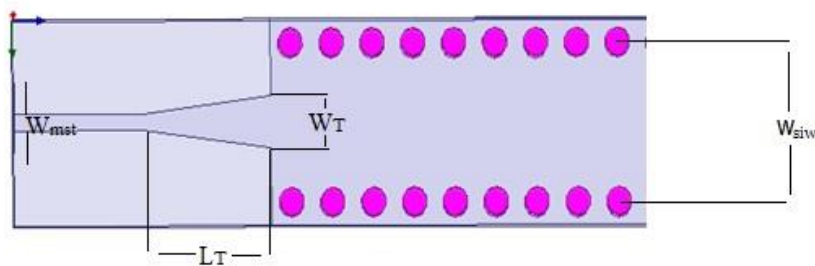
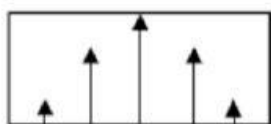
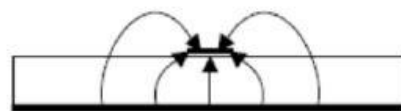


Figure II.16 : Configuration de la transition proposée de la ligne micro ruban à guide d'onde rectangulaire sur le même substrat.

Cette transition doit permettre d'adapter en impédance le mode fondamental du guide TE_{10} sur le mode quasi-TEM de la ligne micro-ruban. Une transition doit être simple à réaliser, engendrer un minimum de pertes et l'adaptation doit donc être optimale. Vu que l'impédance au niveau du guide est beaucoup plus importante que celle de la ligne micro-ruban (généralement de 50Ω dans la gamme des microondes), la conception d'un tel dispositif reste assez compliquée. Les dimensions de cette transition sont optimisées pour fonctionner dans une bande de fréquences donnée [9].



Guide d'ondes rectangulaire



Ligne microruban

Figure II.17: Lignes de champs dans un guide d'ondes rectangulaire et dans une ligne Micro-ruban

La technique de taper micro ruban proposée comme solution à la transformation sans pertes du mode de propagation quasi-TEM dans la ligne micro-ruban Figure II.17 au mode fondamental transverse électrique TE₁₀ du guide d'onde, est une transition coplanaire très efficace et à large bande.

Le dispositif de transition selon cette étude comporte un substrat diélectrique mince unique dans lequel sont intégrés une ligne micro-ruban, un guide d'onde rectangulaire et un transformateur de mode planaire entre la ligne et le guide d'onde.

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

La transition micro-ruban conique est couramment utilisée entre la ligne micro-ruban et les composants SIW, elle est reliée directement à la paroi supérieure du SIW.

Le procédé de conception de cette transition nécessite plusieurs simulations parce qu'une optimisation est nécessaire pour résoudre ce problème. La longueur L_T et la largeur W_T du taper Figure II.16, doivent être modélisées et optimisées dans la bande de fréquence désirée.

Dans ce travail, on exploite HFSS comme outil efficace de conception de guides d'ondes Rectangulaires intégrés au substrat RSIW. Une fois la valeur de la largeur de la ligne Micro-ruban W_{mst} fixée, Il est alors possible d'estimer les valeurs initiales de W_T et de L_T .

Suite à plusieurs exemples testés dans [6], il s'avère que l'on peut considérer que les valeurs initiales vérifient la relation $W_T = 0.4 (W_{siw} - d)$ et $\frac{\lambda}{2} < L_T < \lambda$; où λ est la longueur d'onde du mode quasi-TEM dans la ligne micro-ruban.

Il n'y a eu aucune proposition d'équations analytiques afin d'accélérer le processus de conception de cette transition. Jusqu'à tout récemment, en 2010, les auteurs [2][3] ont proposé une étude permettant de déterminer la largeur initiale W_T du taper reliant une ligne micro ruban à un guide d'ondes rectangulaire à partir des équations analytiques suivantes :

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

$$\frac{1}{W_{eff}} = \frac{4.38}{W_{eq}} e^{\frac{-0.672\varepsilon_r}{\frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \sqrt{1+\frac{12h}{W_T}}}} \quad (\text{II.9})$$

$$\eta = \frac{\mu_0}{\varepsilon_0} = 120$$

Le taper micro-ruban est utilisé pour ramener la largeur optimale W_T , trouvée à partir des équations précédentes (II.8), (II.9), à W_{mst} de la ligne micro-ruban.

Ainsi cette technique [2][6] peut être exploitée pour trouver une valeur initiale de W_T à optimiser à l'aide de HFSS en minimisant le coefficient de réflexion S_{11} au niveau de la ligne micro-ruban.

II.5.1 Applications

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

A titre d'application de la méthode de conception de transition conique pour adapter des guides en technologie SIW.

II.5.1.1 La bande X [8-12] GHz

La première application concerne l'utilisation du guide RSIW fonctionnant dans la bande [8-12] GHz, analysé précédemment. En effet, en exploitant les relations (II.8), (II.9) introduites au sein du programme Maple [6][8][9] et après optimisation [5], les Figures II.18-19 indiquent une bonne adaptation.

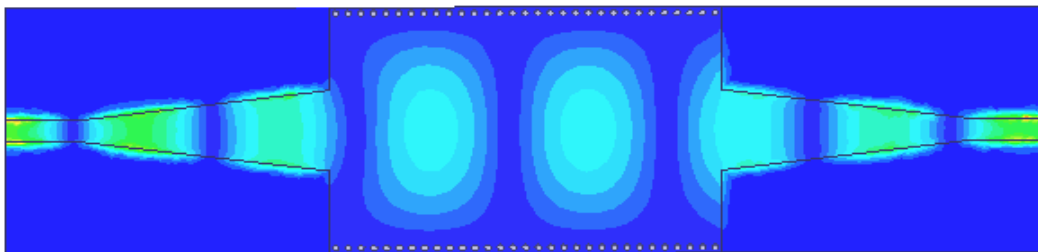


Figure II.18 : Distribution du champ électrique du mode TE_{10} à $f= 9.8$ GHz dans le guide RSIW adapté avec taper [5]

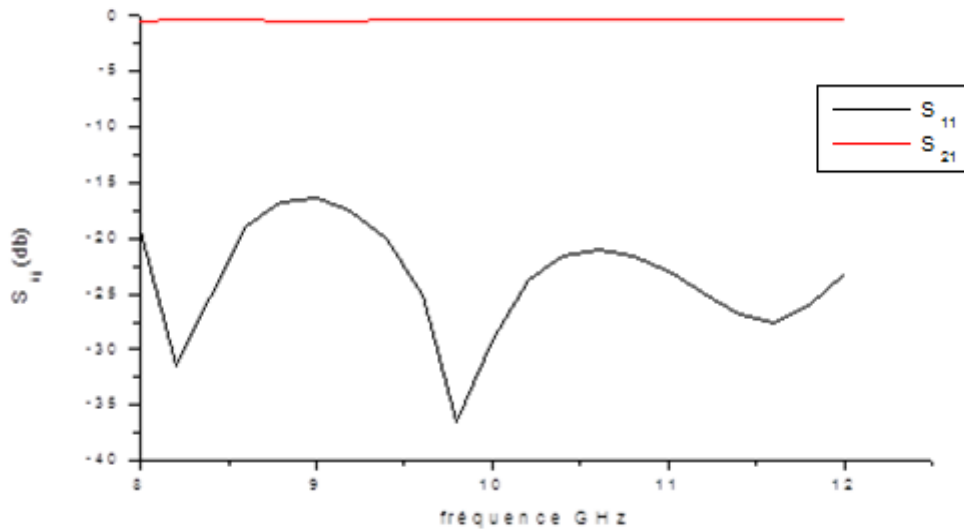


Figure II.19 : Coefficients de transmission S_{21} et de réflexion S_{11} du RSIW avec taper [5]

La Figure II.19 indique que le module de S_{11} reste inférieur à -15dB sur plus de 17.86% de la bande de fréquence et le module du coefficient de transmission S_{21} est de l'ordre de -2 dB sur toute la bande.

II.5.1.2 La bande K [18-26.5] GHz

La seconde application concerne l'utilisation du guide RSIW fonctionnant dans la bande K [18-26.5] GHz, analysé précédemment. En exploitant le programme Maple [6] et [5], on a optimisé les dimensions de la transition taper reliant le RSIW à la ligne micro ruban Figure II.20.

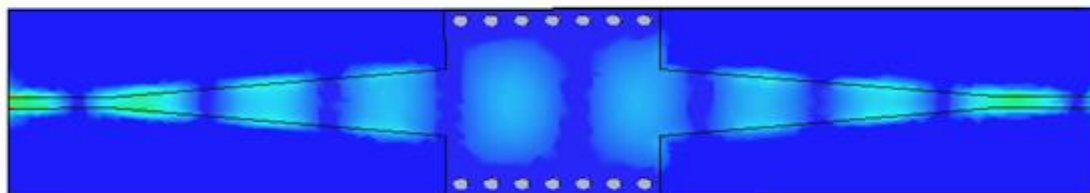


Figure II.20 : Distribution du champ électrique du mode TE_{10} à $f=22$ GHz dans le guide RSIW adapté de WR62 [5]

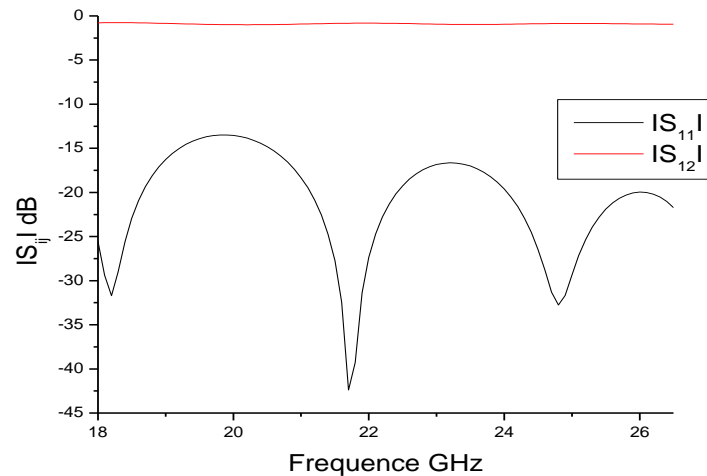


Figure II.21 : Coefficients de transmission S_{21} et de réflexion S_{11} du RSIW avec taper [5]

La Figure II.21 indique que le module de S_{11} reste inférieur à -15dB et le module du coefficient de transmission S_{12} est de l'ordre de -2.25 dB sur toute la bande.

II.6 Conclusion

La pratique de guides intégrés au substrat SIW fournit une grande flexibilité de conception, car plusieurs types de guides d'ondes peuvent être combinés sur le même support en ralliant les avantages des technologies planaires et des technologies guides d'ondes.

Dans ce chapitre nous avons modélisé plusieurs guides RSIW dans plusieurs bandes fréquentielles. On a déterminé les coefficients de transmission S_{21} et de réflexion S_{11} et on a tracé la cartographie du champ électrique pour le mode TE_{10} . Aussi nous avons présenté la démarche à suivre pour la conception d'un guide d'ondes en technologie SIW, adapté à ses deux extrémités à l'aide de transition conique (taper). Cette étude repose sur la détermination de paramètres initiaux du taper à partir de plusieurs formules citées, puis une optimisation de ces paramètres à l'aide du logiciel HFSS. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de cette solution et démontrent que cette démarche constitue un outil approprié de conception de circuit intégré en technologie SIW complètement planaire sur le même substrat sans assemblage mécanique.

Bibliographie

- [1] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, G. Conciauro, "Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguide" *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, Vol. 12, No. 9, pp. 333-335, 2002
- [2] Dominic Deslandes "Design Equations for Tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide Transitions" Department of Computer Science, University du Quebec a Montreal, Montreal, Quebec, H2X 3Y7, Canada.
- [3] Dominic Deslandes and Ke Wu, *Fellow, IEEE* "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form" *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, VOL. 11, NO. 2, February 2001
- [4] Laribi Mejdî "Conception d'une Antenne Cornet -SIW a Gain Variable" Comme Exigence Partielle de la Maîtrise en Ingénierie, université du québec en abitibi-témiscamingue avril 2014
- [5] HFSS (High Frequency Simulation Software)
- [6] Rahali Bouchra "Contribution à la Modélisation Electromagnétique des structures Complexes Hyperfréquences en Technologie SIW", Thèse de doctorat, Département de Génie Electrique et Electronique, Faculté de Technologie, Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen Algérie Mai 2013.
- [7] Ismail Alhzzoury Ahmad "Contribution à la modélisation des structures SIW et SINRD pour application micro-ondes et télécommunication" Ecole Doctorale Génie Electrique, Electronique et Télécommunications (GEET), Université De Toulouse, mardi 25 juin 2013.
- [8] D. Deslandes and Ke. 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.
- [9] Teis Coenen, "Analysis and Design of Post Wall Waveguides for Applications in SIW", the Telecommunication Engineering group of the Faculty of Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science of the University of Twente Enschede, The Netherlands.

CHAPITRE III

LES CIRCULATEURS EN TECHNOLOGIE SIW

III.1 Introduction

Les dispositifs hyperfréquences à base de ferrite (isolateurs, circulateurs, certains déphaseurs, etc.) sont confrontés aujourd'hui, à une profonde mutation d'ordre technologique. En effet, pour les nouvelles applications du secteur des télécommunications civiles, environnementales ou militaires, la taille et le coût de fabrication des objets communicants deviennent des critères aussi importants que les performances électromagnétiques. Or, les matériaux conventionnels et les méthodes courantes d'assemblage des différents éléments des dispositifs ont atteint leurs limites. Dans ces conditions, les gains en volume et en coût ne pourront être obtenus qu'en utilisant de nouveaux matériaux et de nouvelles techniques de fabrication des circuits et des matériaux associés.

Récemment, une pratique intéressante de procéder à l'intégration planaire appelée guide d'ondes intégré au substrat SIW a suscité beaucoup d'intérêt. Dans ce présent manuscrit nous nous intéressons à la modélisation, simulation et optimisation de circulateurs en technologie SIW dans différentes bandes de fréquences.

III.2 Circulateurs

Le circulateur à jonction Y [1] en guide d'ondes Figure III.1 comporte trois voies à 120° les unes des autres autour d'un corps central où se trouve l'élément en ferrite qui confère au circulateur sa non-réciprocité.

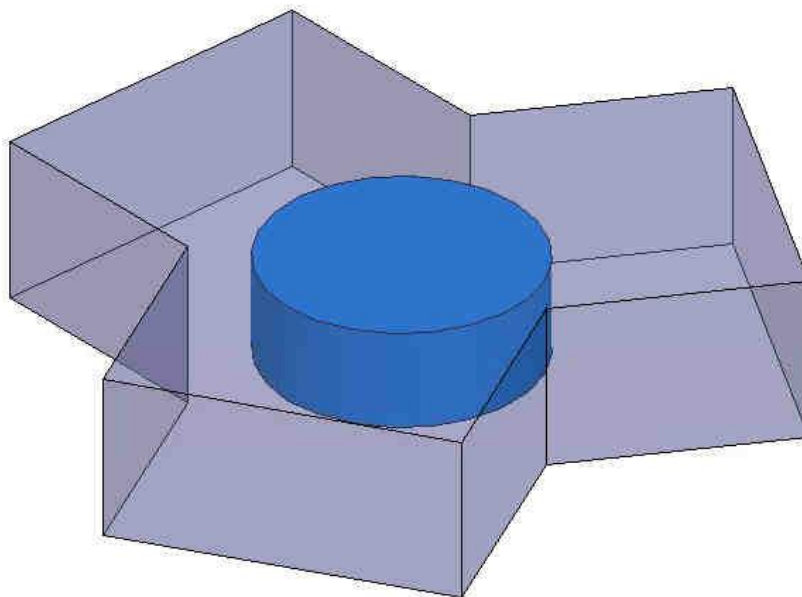


Figure III.1. Circulateur à guide d'ondes.

Le circulateur, véritable carrefour à ondes électromagnétiques, se présente généralement sous la forme d'un boîtier équipé de trois connecteurs servant d'entrée-sortie. La Figure III.2 donne la représentation d'un circulateur (en Y) à trois voies tel que lorsqu'un champ magnétique statique est appliqué sur la pastille cylindrique de ferrite, un champ interne apparait. Ce champ interne, si son intensité est suffisante, oriente les moments magnétiques dans une direction particulière de façon à optimiser l'interaction avec le signal haute fréquence en faisant apparaître de manière uniforme dans tout le ferrite le phénomène de précession gyromagnétique. Ce phénomène permet à une onde entrant par les voies 1, 2 ou 3 de ne pouvoir ressortir que respectivement par les voies 2, 3 ou 1.

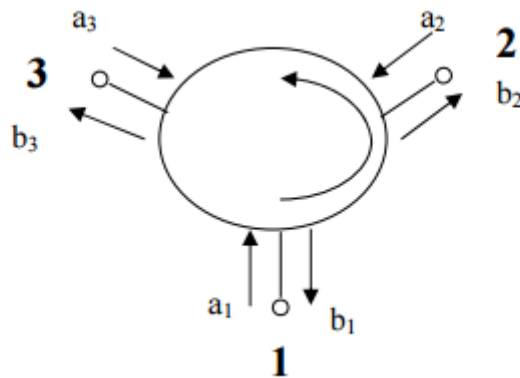


Figure III.2 : Schéma de principe d'un circulateur à 3 ports

Lorsque l'échantillon de ferrite est aimanté perpendiculairement à son plan principal à l'aide d'un aimant permanent, l'anisotropie du ferrite dégénère le mode principal de résonance de telle manière à ce que les deux modes dégénérés, excités au niveau de l'entrée (port 1), se recomposent de façon constructive sur l'un des deux accès de sortie (port 2) et de manière destructive sur l'autre accès de sortie (port 3).

Notons que a_1 , a_2 et a_3 sont les amplitudes des ondes incidentes dans le circulateur Y à trois voies et b_1 , b_2 et b_3 sont les amplitudes des ondes réfléchies au niveau des trois ports.

Un tel dispositif est essentiellement utilisé pour deux fonctions au sein des systèmes de télécommunications :

- Il permet de jouer le rôle d'aiguilleur du signal radiofréquence dans tous les systèmes où la séparation des voies d'émission et de réception est importante (radars, transmissions par satellite, téléphonie mobile, ...).

- Ou encore, il permet l'isolation inter-étages pour masquer une désadaptation entre deux éléments successifs dans une chaîne d'émission. Pour réaliser cette fonction, il suffit d'isoler un des ports en le reliant à une charge adaptée.

Les trois caractéristiques grandeurs les plus importantes pour un circulateur sont :

- les pertes d'insertion qui doivent être les plus faibles possibles (< 1 dB),
- une bonne isolation (- 20 dB)
- et une bonne adaptation (- 20 dB)

Ces structures sont utilisées dans des systèmes tels que les radars, la téléphonie mobile ou les liaisons satellitaires.

Le circulateur se caractérise par sa matrice de paramètres S ou matrice de dispersion qui s'écrit :

$$S_{ij} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$$

Notons que :

- Les paramètres S_{21} , S_{32} et S_{13} sont les coefficients de transmission, dits en anglais « insertion loss »; ce sont eux qui renseignent sur les pertes d'insertion et illustrent le bon fonctionnement du dispositif.

- Les paramètres S_{12} , S_{23} et S_{31} sont des coefficients d'isolation ; ils rendent compte des défauts d'aiguillage de la puissance dans le circulateur.

- Les autres paramètres S_{11} , S_{22} et S_{33} sont des coefficients de réflexion, en anglais « return loss », au niveau des ports 1, 2 et 3 ; ils permettent d'évaluer les problèmes de désadaptation de la structure.

Le circulateur idéal est donc un hexapôle adapté qui serait capable d'aiguiller toute l'énergie vers l'accès suivant, le troisième étant isolé. Sa matrice S idéale serait donc la suivante :

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{j\varphi} \\ e^{j\varphi} & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\varphi} & 0 \end{bmatrix}$$

où φ représente le déphasage lié à la transmission d'un port vers le port suivant.

La non-symétrie de cette matrice traduit clairement la non-réciprocité du composant. C'est cette non-réciprocité qui fait tout l'intérêt du dispositif et qui explique que cette fonction peut servir dans de nombreuses applications en télécommunications comme le duplexeur dans un module d'émission/réception Figure III.3. Le circulateur joue le rôle de séparateur des canaux émission et réception, il oriente les signaux de l'émetteur vers l'antenne sans aucun parasitage avec le récepteur (voie isolée).

Dans le domaine des micro-ondes, où la puissance peut être très élevée, il est nécessaire de protéger la source contre l'énergie réfléchiée en utilisant un isolateur. Les concepteurs emploient souvent les circulateurs comme des isolateurs, le troisième port étant relié à une charge adaptée qui absorbe l'énergie réfléchiée Figure III.3.

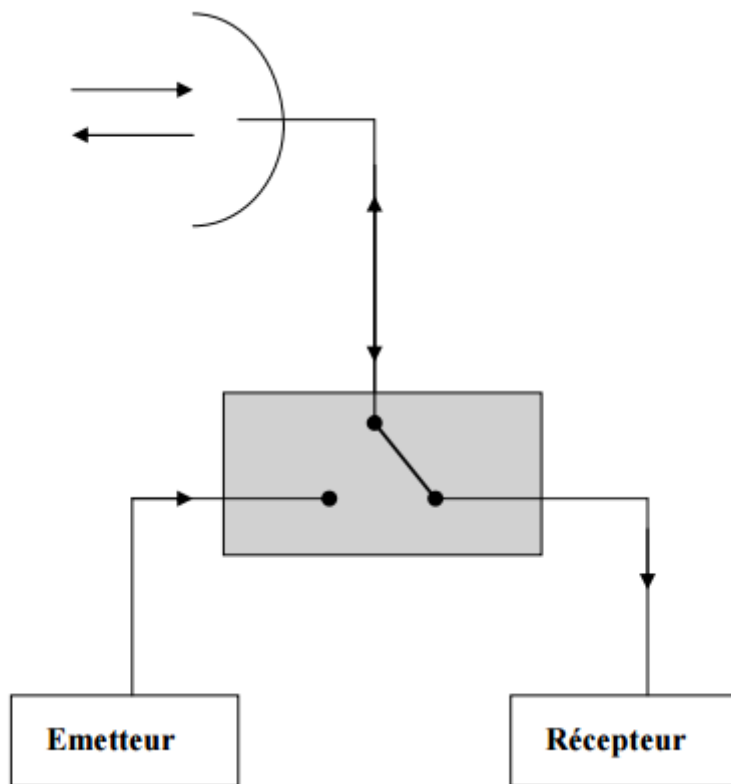


Figure III.3. Schéma de fonctionnement d'un duplexeur dans un circuit radar

III.3 Circulateur à guides d'ondes équivalents

On a modélisé et optimisé [2] le circulateur équivalent [3] dans la bande de fréquences K[18-26.5] en exploitant les paramètres de conception mentionnés précédemment à base de substrat de hauteur $h=0.254\text{mm}$ et de permittivité $\epsilon_r = 9.9$ sachant que $W_{eq}=3.39\text{mm}$.

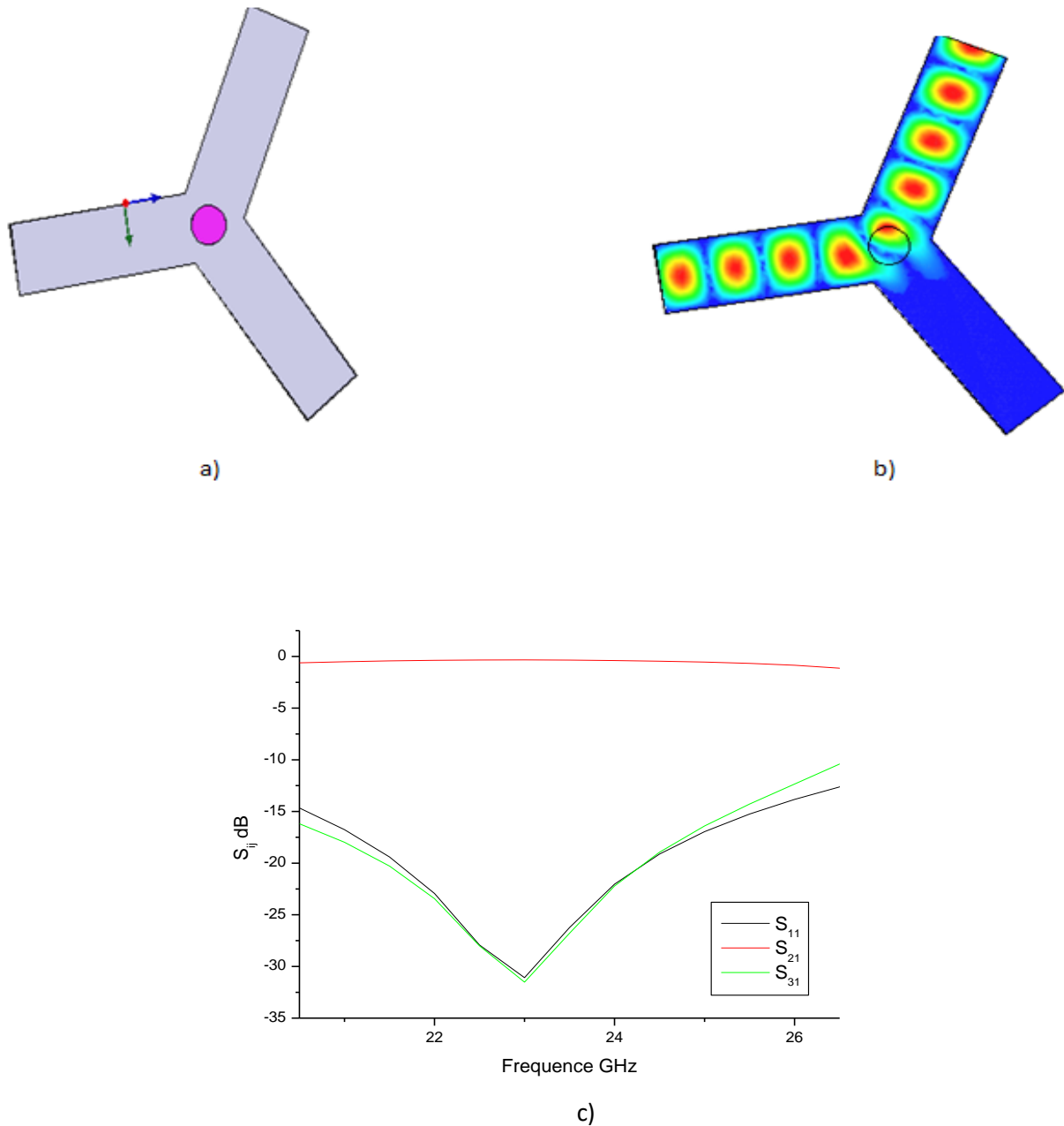


Figure III.4: a,b) Circulateur et Distribution du champ électrique mode TE_{10}
c) Paramètres S_{ij}

La cartographie du champ électrique du mode TE_{10} du circulateur à base de guides équivalents c'est-à-dire à base de substrat dans la bande K et les modules des coefficients de réflexion S_{11} , de transmission S_{21} , et d'isolation S_{31} sont représentées dans les Figures III.4 (a,b,c).

Cette topologie simple confirme le caractère de non réciprocity du circulateur, en effet l'injection d'un signal dans le port 1, engendre sa transmission uniquement à l'accès 2 l'accès 3 reste isolé. La Figure III.4 c montre que les pertes par réflexion relatives à S_{11} , en dessous de -15dB, occupent plus de 21.03 % de la bande passante, par contre les pertes d'insertion (S_{21}) sont de l'ordre de - 0.25dB et le maximum de l'isolation (S_{31}) est de -30.54dB. Le phénomène de circulation est confirmé par la cartographie, du champ électrique du mode TE_{10} , tracée à la fréquence 23 GHz.

III.4 Conception de Circulateurs en technologie SIW

Récemment, le concept de guide d'ondes intégrés dans un substrat [4] c'est-à-dire la technologie (SIW) a été introduite, elle consiste en un type de guide d'ondes rectangulaire qui peut être synthétisé dans un plan substrat avec des parois latérales à base de trous métallisés [3] [4] qui relient les deux plans de masse, au-dessus et au-dessous du substrat diélectrique [5][6]. Ces guides ont des caractéristiques presque identiques à ceux de même hauteur, remplis de diélectrique de largeur équivalente w_{eq} [7].

Des circulateurs en technologies SIW ont été conçus et analysés [7][8] dans plusieurs bandes de fréquences [4-6] GHz et [18-26.5] GHz.

III.4.1 La bande [4-6.5] GHz

Nous avons conçu et analysé dans la bande [4-6.5] GHz un circulateur en technologie SIW [9][10] par la jonction de trois guides RSIW adaptés, formant entre eux des angles de 120° conformément à la Figure III.5. Les paramètres caractéristiques de ces guides sont mentionnés dans le tableau III.1 avec $L=10.5\text{mm}$.

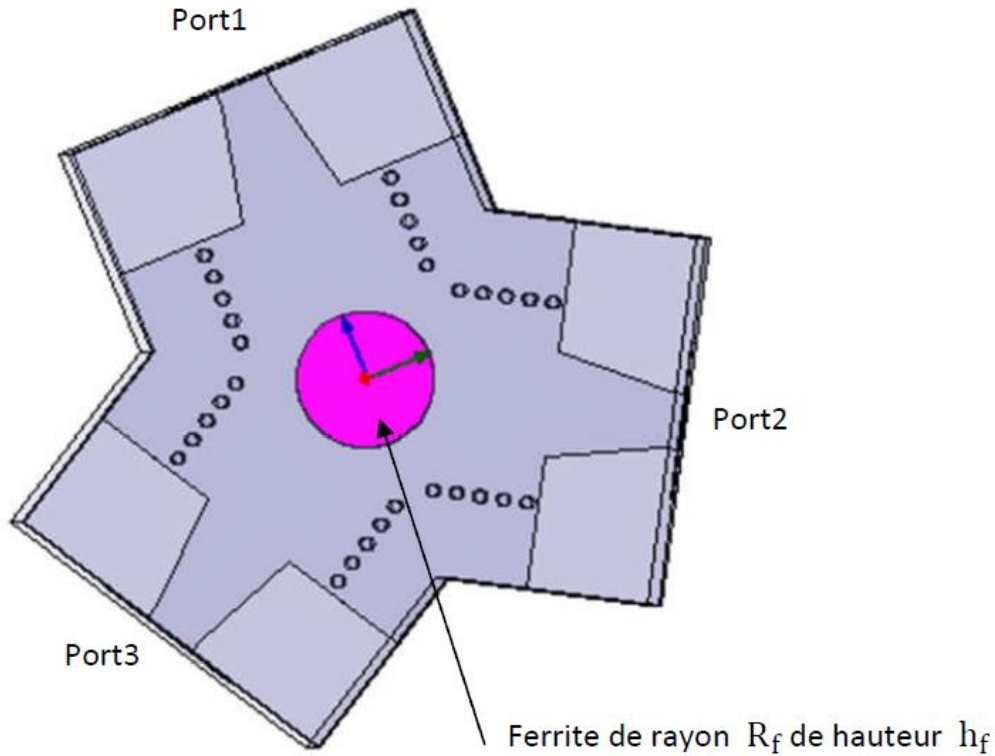


Figure III.5 : Circulateur SIW [7]

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

Tableau III.1: Paramètres caractéristiques

Nous avons ensuite considéré au centre de la jonction un matériau ferrite [11][12], de forme cylindrique et admettant une aimantation de saturation $4\pi M_s = 5000$ Gauss. Sa constante diélectrique est $\epsilon_f = 13.7$ et son rayon est calculé par $R_f = \frac{1.84 c}{\omega_0 \sqrt{\epsilon_f}}$, où c est la vitesse de la lumière dans l'espace libre, ω_0 est la fréquence de fonctionnement. Les dimensions du matériau ferrite, traduites par son rayon R_f et sa hauteur h_f , ont été optimisées par HFSS afin d'avoir la meilleure réponse fréquentielle du circulateur [13][14]. Ainsi les valeurs optimales de ces grandeurs sont $R_f=6.5\text{mm}$ et $h_f=0.4\text{mm}$.

Les Figures III.6 et III.7 illustrent respectivement la distribution du champ électrique du mode TE_{10} du circulateur dans la bande [4-6.5] GHz et les coefficients de transmission S_{21} , de réflexion S_{11} et d'isolation S_{31} .

La Figure III.7 montre que les pertes par réflexion relatives à S_{11} , en dessous de -15dB, occupent plus de 26.78 % de la bande passante, par contre les pertes d'insertion (S_{21}) sont de l'ordre de 0.54dB et le maximum de l'isolation (S_{31}) est de -30.16dB. Le phénomène de circulation [15][16] est confirmé par la cartographie, du champ électrique du mode TE_{10} , tracée à la fréquence 5.5 GHz. En effet, à cette fréquence nous avons les coefficients S_{21} maximum, S_{11} et S_{31} minimums. Ainsi à cette fréquence, un signal entrant par l'accès 1 est dirigé vers l'accès 2, tandis que l'accès 3 est isolé (Figure III.6).

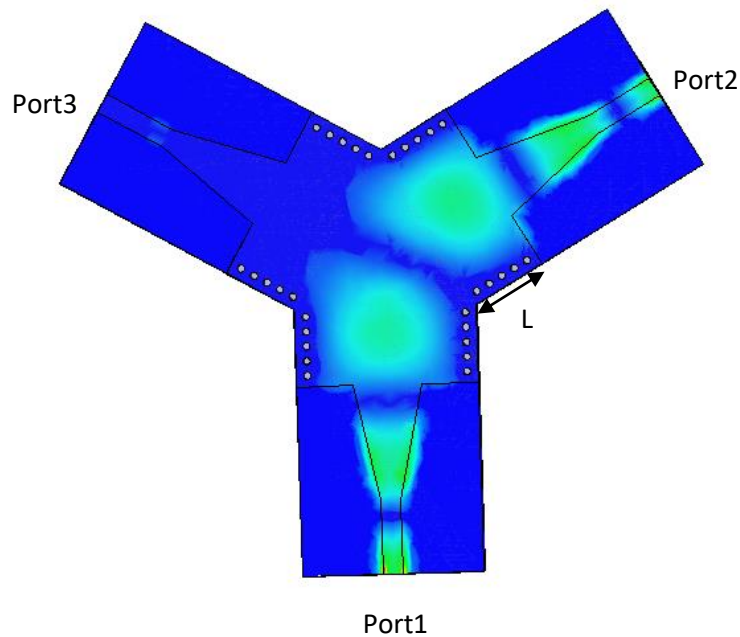


Figure III.6: Distribution du champ électrique du mode TE_{10} du circulateur SIW à $f=5.5$ GHz

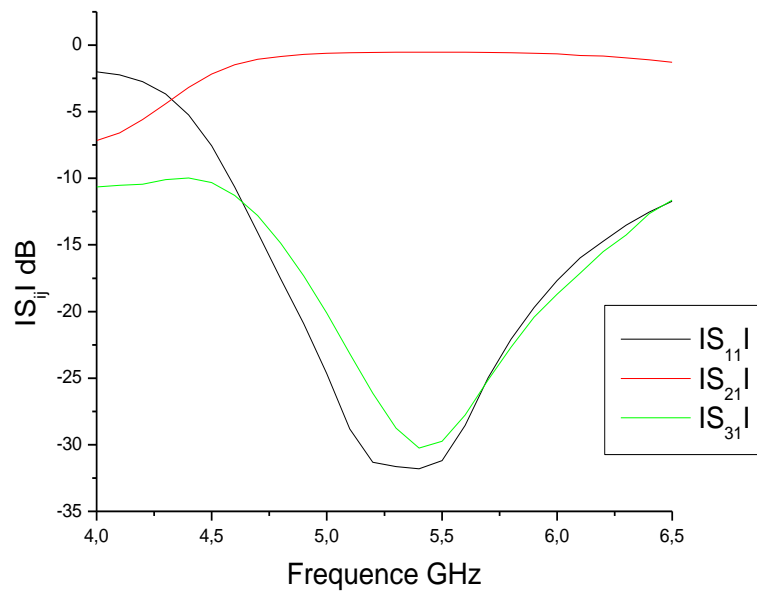


Figure III.7: Paramètres S_{ij} du circulateur en technologie SIW

III.4.2 La bande [18-26.5] GHz

Aussi le circulateur dans la bande de fréquences K [18-26.5] GHz a été conçu [17][18] à base de tiges de section carré, en suivant la même démarche exposée dans l'exemple précédent en exploitant les paramètres de conception mentionnés dans le tableau III.2.

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

Tableau III.1: Paramètres caractéristiques

Le matériau de ferrite utilisé admet une aimantation de saturation $4\pi M_s = 5000$ Gauss, une constante diélectrique $\epsilon_f = 13.7$ et une forme cylindrique de rayon $R_f=1.1\text{mm}$ et de hauteur $h_f=0.254\text{mm}$ [17][18].

Les Figures III.8 et III.9 illustrent respectivement la distribution du champ électrique du mode TE₁₀ dans la bande [18-26.5] GHz et les coefficients de transmission S_{21} , de réflexion S_{11} et d'isolation S_{31} .

L'analyse des résultats de cette étude montre que les pertes par réflexion (S_{11}) en dessous de -15dB occupent plus de 21.75% de la bande passante, par contre les pertes d'insertion (S_{21}) sont de l'ordre de -0.65dB, alors que le maximum de l'isolation (S_{31}) est de -38.11dB. A la fréquence de 24 GHz, les deux Figures III.8 et III.9 confirment la propriété de circulation de ce dispositif.

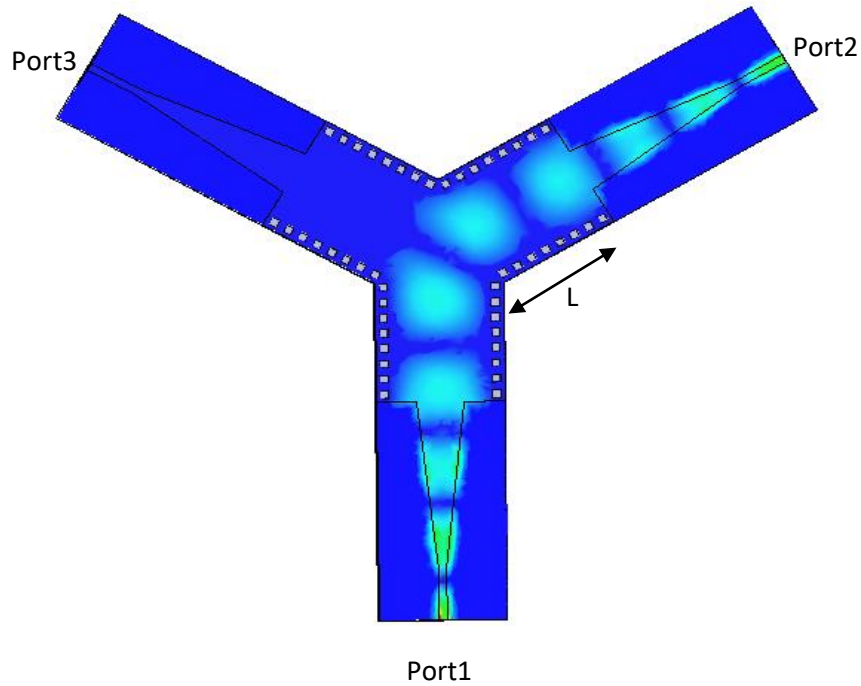


Figure III.8: Distribution du champ électrique du mode TE_{10} du circulateur SIW à $f=24$ GHz

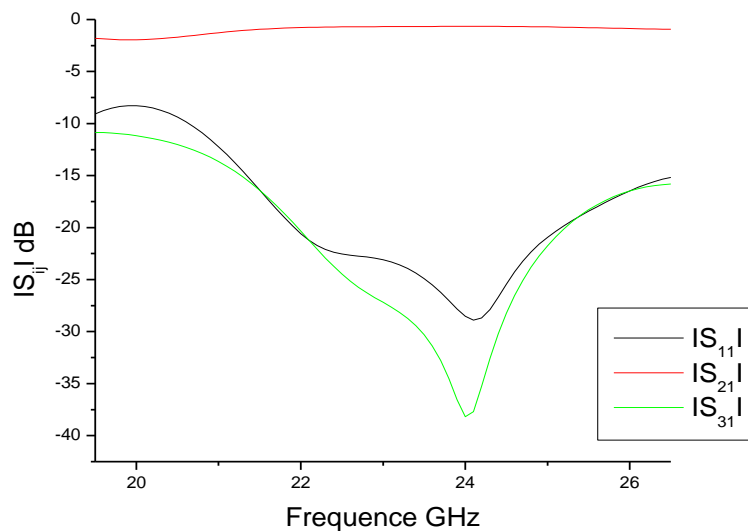


Figure III.9: Paramètres S_{ij} du circulateur SIW

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre les circulateurs sont conçus dans différentes bandes de fréquences en utilisant le simulateur HFSS [2], la valeur optimisée a été trouvée et la performance correspondante a été simulée et montrée. Ces circulateurs en technologie SIW, traduisant des jonctions à trois ports, ont été analysés, leurs coefficients de réflexion, d'insertion et d'isolation de ces composants ont été déduits et validés. La non-symétrie de la matrice de répartition des circulateurs à base de RSIW développés, traduit clairement la non-réciprocité du composant. C'est cette non-réciprocité qui fait tout l'intérêt du dispositif et qui explique que cette fonction peut servir dans de nombreuses applications en télécommunications comme le duplexeur dans un module d'émission/réception. En effet la modélisation de ces circulateurs dans les grandes largeurs de bande de fonctionnement a illustré leurs très bonnes performances.

Bibliographie

- [1] H.Mahfoud “ Conception d’un circulateur hyperfréquence à 3 voies en technologie guide d’onde magnétique au delà de la ligne de Kittel “, Maîtrise ès sciences appliquées
- [2] HFSS (High Frequency Simulation Software)
- [3] D. Deslandes and K. Wu, “Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components,” Europ. Microw. Conf., pp.1-4, Oct. 2002.
- [4] Y. Cassivi, L. Perregri, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, G. Conciauro “Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguide” Microwave and Wireless Components Letters, IEEE ,Vol. 12, No. 9, pp. 333-335, 2002.
- [5] Tarik Djerafi, Etude et Réalisation de Matrices à Commutation de Faisceaux en Technologie Guide D’ondes Intégrée au Substrat”, These de ph. D Génie Electrique, Département de Génie Electrique Ecole Polytechnique de Montreal, avril 2011
- [6] 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.
- [7] Rahali Bouchra “Contribution à la Modélisation Electromagnétique des structures Complexes Hyperfréquences en Technologie SIW”, Thèse de doctorat, Département de Génie Electrique et Electronique, Faculté de Technologie, Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen Algérie Mai 2013.
- [8] Rahali Bouchra , Feham mohammed and Junwu Tao,”Analysis of S-Band Substrate Integrated Waveguide Power Divider, Circulator and Coupler” IJCSEA International Journal of Computer Science, Engineering and Applications, Vol. 4, No. 2, April 2014 ISSN (Online): 2230-9616 www.IJCSEA.org .
- [9] Z. C. Hao, W. Hong, J. X. Chen, X. P. Chen, K. Wu“Planar diplexer for microwave integrated circuits“ Microwaves, Antennas and Propagation, IEE ,pp.455-459,2005
- [10] Zhongli Shi, Zhenhai Shao, “Design of Ka-Band Substrate Integrated Waveguide Circulator”, Computational Problem-Solving (ICCP), 2010, pp.260-262
- [11] Jin Li Tianlin Dong “Design of a Substrate Integrated Waveguide Power Divider that Uses a Neural Network “, Computer Engineering and Technology International Conference, Vol.7, pp.448-452, 2010
- [12] Kheireddine Sellal, Larbi Talbi, Tayeb Denidni , Jules Lebel “A New Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter”, Microwave Conference,2006,36th European, pp.72-75
- [13] Wenquan Che , Dapeng Wang , Kuan Deng , Lei Xu , and Y. L. Chow , ”Characteristics of H-Plane Rectangular Waveguide Bends Integrated into Thin Substrate”. Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE, p1969-p1972
- [16] B. Rahali, M. Feham, J.Tao, "Design of Chamfered Bends by Movable Metal Grid", International Conférence on Electrical Engineering ,Electronics and Automatics ICEEA'10, University of Bejaia, novembre2010, Algeria, www.univ-bejaia.dz .
- [17] Rahali Bochra, Feham Mohammed, Junwu TAO, “Design of optimal chamfered bends in Rectangular Substrate Integrated Waveguide”, IJCSI, International Journal of Computer Science Issues, Vol. 8, Issue 4, No 2, July 2011.
- [18] Rahali Bouchra , Feham mohammed and Junwu Tao,” Design of Ka-band substrate integrated waveguide bend, power divider and circulator “IJITEE International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering ISSN: 2278-3075, Volume-5 Issue-7, December 2015 www.IJITEE.org

CONCLUSION GENERALE

La technologie des circuits intégrés au substrat offre l'opportunité de développer des composants passifs et actifs puisque l'ingénierie moderne consiste à déployer des composants électriques et électroniques efficaces en matière de gain et d'utilité.

Ce mémoire a présenté une contribution originale pour l'analyse des structures à base de la technologie des guides d'ondes intégrés aux substrats en utilisant le logiciel HFSS (High Frequency Simulation Software) basé sur une méthode rigoureuse qui est la méthode des éléments finis, qui nous a permis de simuler, de visualiser la distribution du champ électrique et sa magnitude ainsi que le tracé des paramètres S_{ij} .

Ce mémoire a été réparti en trois chapitres. Le premier chapitre a été réservé à la présentation des guides d'ondes rectangulaires classiques dans différentes bandes de fréquences.

Le second chapitre a été dédié à la présentation de la technologie SIW puis l'analyse de techniques d'adaptation des guides d'ondes SIW, et ceci pour les différentes bandes de fréquences à savoir les bandes X, K et Ka.

Enfin la conception et l'analyse d'un circulateur à base de guides d'onde rectangulaire puis un circulateur SIW fonctionnant dans la bande K, a fait l'objet du troisième chapitre qui est l'essentiel de notre contribution de recherche dans la technologie SIW. Les résultats obtenus nous ont montré une excellente cohérence avec les études faites dans plusieurs ouvrages cités dans notre bibliographie.

Résumé

Récemment, il y a de plus en plus d'intérêt pour une nouvelle technologie qui est la technologie des guides d'ondes intégrés aux substrats (SIW). C'est une technique très prometteuse résumant les avantages des guides d'ondes classiques et les lignes micro-ruban qui permet de réduire significativement les coûts de production et le poids. Notre travail présenté dans ce mémoire de fin d'études apporte une contribution importante au développement de nouvelles familles de composants passifs notamment les circulateurs en se basant sur la technologie SIW.

En effet en utilisant le logiciel HFSS nous avons présenté l'équivalence entre le guide d'onde rectangulaire équivalent à base de substrat et le guide rectangulaire en technologie Substrate Integrated Waveguide RSIW pour les différentes bandes de fréquence. Aussi on a utilisé les programmes MAPLE afin de déterminer les paramètres de la transition conique (taper) la plus adéquate pour l'adaptation de ces RSIW dans plusieurs bandes fréquentielles. L'essentiel de notre contribution de recherche dans la technologie SIW a été de modéliser et d'optimiser, à partir de circulateurs conçus à base de guides d'onde rectangulaire standard, des circulateurs SIW et de visualiser la distribution du champ électrique, les réponses fréquentielles dans différentes bandes de fréquences.

Mots clés : guides d'ondes rectangulaires, technologie SIW, Circulateur, simulation, HFSS.

Abstract

Recently, there has been an increasing interest in a new technology, the SIW (Substrate Integrated Waveguide) technology. This is a very promising technique summarizing the advantages of conventional waveguides and microstrip lines that significantly reduce production costs and weight. Our work presented in this final dissertation makes an important contribution to the development of new families of passive components including circulators based on SIW technology.

Indeed, using the HFSS software we have presented the equivalence between the equivalent rectangular waveguide based on the substrate and the rectangular waveguide in the Substrate Integrated Waveguide RSIW technology for the different frequency bands. The MAPLE programs were used to determine the parameters of the most suitable transition (taper) for the adaptation of these RSIWs in several frequency bands. Most of our research contribution in SIW technology has been to model and optimize SIW circulators from circulating pumps based on standard rectangular waveguides and to visualize the distribution of the electric field, frequency responses in different frequency bands.

Keywords: rectangular waveguides, SIW technology, circulator, HFSS, simulation