

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب بليدة  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك  
Département d'Électronique



## Mémoire de Master

Filière Télécommunication  
Spécialité Réseaux & Télécommunications

Présenté par:

***BOUSLIMANI Abdelhak***

***Etude et conception d'un diviseur de  
puissance basé sur la technologie des guides  
d'ondes intégrés au substrat***

Proposé par : Dr.Rédha BENDOUMIA

## ***REMERCIEMENT***

*Nous remercions ALLAH le tout-puissant de nous avoir donné le courage , la volonté et la patience de mener à terme le présent travail.*

*Nous adressons toutes nos profondes gratitudee et nos remerciements les plus sincères à notre encadreur le Monsieur Rédha Bendoumia, pour proposer et 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 jury d'avoir accepté d'examiner et de juger notre travail de master.*

*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.*

## Dédicace

Je dédie ce travail ...✍️

*A ma chère mère*

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

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

*A mon père*

*A mes sœurs*

*A mes frères*

*A tous Ma famille*

*A mon promoteur Bendoumia Rédha*

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

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

## Table of Contents

<i>Introduction générale:</i> .....	9
<i>Chapitre I : Technologie des guides d'ondes</i> .....	10
1.1 Introduction .....	1
1.2 Technologie volumique des guides d'ondes.....	1
1.2.1 Guide d'ondes rectangulaire .....	2
1.2.2 Equations de propagation .....	2
1.2.3 Modes de propagation et fréquence de coupure .....	3
1.2.4 Guide d'ondes circulaire.....	4
1.2.5 Atténuation .....	4
1.2.6 Impédance d'onde .....	5
1.3 Technologie planaires .....	5
1.3.1 Technologie coplanaire .....	6
1.3.2 Technologie tri-plaque .....	7
1.3.3 Technologie micro-ruban .....	9
1.4 Technologie des guides d'ondes intégrés au substrat .....	10
1.4.1 Présentation des SIW .....	11
1.4.2 Conception des SIW .....	12
1.4.3 Transition des micro-rubans aux SIW .....	14
1.5 Conclusion.....	15
<i>Chapitre II : Diviseurs de puissance</i> .....	16
2.1 Introduction .....	17
2.2 Techniques de Division et Combineur de puissance .....	17
2.2.1 Généralités sur les diviseurs de puissance .....	19
2.2.2 Théorie.....	20
2.2.3 Pertes d'insertion .....	21

2.2.4 Quelques des diviseurs de puissance.....	21
2.2.5 Diviseur résistif adapté.....	22
2.2.6 Diviseur de Wilkinson (WPD : Wilkinson Power Divider) .....	23
2.2.7 Diviseur de Gysel (GPD : Gysel Power Divider) .....	23
2.3 Conclusion .....	24
<b>Chapitre III : Conception d'un diviseur de puissance SIW.....</b>	<b>25</b>
3.1 Introduction .....	26
3.2.1 Logiciel de simulation HFSS .....	26
3.2.2 Présentation du logiciel .....	26
3.2.3 Méthode des éléments finis (FEM).....	27
3.2.5 Interface HFSS.....	27
3.2.5 Processus de fonctionnement de HFSS :.....	28
3.3 Simulation d'un Guide d'ondes en SIW : .....	29
3.4 Conception d'un diviseur de puissance basé sur la technologie les guides d'ondes SIW sans Transition : .....	31
3.5 Ligne de transition micro ruban d'un diviseur SIW .....	32
3.6 Conception d'un diviseur de puissance SIW : .....	34
3.6.1 Simulation de la structure a : .....	34
3.6.2 Simulation de la structure b : .....	36
3.7 Conclusion : .....	38
<b>Conclusion générale:.....</b>	<b>39</b>
<b>Bibliographie :.....</b>	<b>40</b>

## *Liste de Figures*

<b>Figure I.1</b> Guide d'onde rectangulaire.....	2
<b>Figure I.2</b> Guide d'ondes circulaire.....	4
<b>Figure I.3</b> Ligne coplanaire, (a) vue d'en haut et (b) vue en coupe.....	6
<b>Figure I.4</b> Structure d'une ligne Tri-plaques.....	8
<b>Figure I.5</b> Une section transversale d'une ligne tri-plaque.....	8
<b>Figure I.6</b> Exemple d'une ligne micro-ruban.....	9
<b>Figure I.7</b> Exemple d'une structure SIW.....	11
<b>Figure I.8</b> Structure de guide d'onde intégré au substrat.....	12
<b>Figure I.9</b> Guide d'onde basé sur la technologie SIW .....	14
<b>Figure I.10</b> Transition d'un SIW vers une ligne micro ruban.....	14
<b>Figure II.1</b> Schéma bloc d'un Diviseur/Combineur de puissance.....	18
<b>Figure II.2</b> Schéma bloc d'un Diviseur/Combineur spatiale de puissance.....	18
<b>Figure II.3</b> Circuits de division et addition de puissance.....	19
<b>Figure II.4</b> Diviseur de puissance résistif adapté.....	22
<b>Figure II.5</b> Un diviseur de de Wilkinson à deux voies de puissances égales.....	23
<b>Figure II.6</b> Un diviseur de puissance de Gysel bidirectionnel .....	24
<b>Figure III.1</b> Fenêtre d'installation du HFSS.....	27
<b>Figure III.2</b> L'arbre de gestion d'une structure sous HFSS.....	28
<b>Figure III.3</b> Processus HFSS.....	29
<b>Figure III.4</b> : Guide d'ondes en SIW sous HFSS.....	29
<b>Figure III.5</b> Distribution du champ électromagnétique dans le guide d'onde SIW.....	30
<b>Figure III.6</b> Paramètres du guide d'ondes SIW.....	30
<b>Figure III.7</b> Diviseur de puissance SIW sans Transition.....	31
<b>Figure III.8</b> Distribution du champ électromagnétique dans diviseur de puissance SIW sans Transition.....	32

<b>Figure III.9</b> Paramètres d'un diviseur de puissance SIW sans Transition.....	32
<b>Figure III.10</b> : Transition du micro-ruban vers le guide d'ondes SIW.....	33
<b>Figure III.11.</b> Diviseur de puissance SIW(a).....	34
<b>Figure III.12.</b> Distribution du champ électromagnétique dans le diviseur de puissance SIW.....	35
<b>Figure III.13.</b> Paramètres du diviseur de puissance SIW (a) .....	35
<b>Figure III.14</b> .Diviseur de puissance SIW (b) .....	36
<b>Figure III.15</b> Distribution du champ électromagnétique dans le diviseur de puissance SIW (b).....	37
<b>Figure III.16</b> Paramètres du diviseur de puissance SIW (b).....	37

## Liste des tableaux

<b>Tableau 1:</b> Structure du guide d'onde SIW.....	30
<b>Tableau 2:</b> Structure du diviseur de puissance SIW sans Transition.....	31
<b>Tableau 3:</b> Structure du diviseur de puissance SIW (a).....	34
<b>Tableau 4</b> : Structure du diviseur de puissance SIW (b).....	36

## Listes des acronymes et abréviations

- $\varepsilon$  : Permittivité diélectrique.
- $\mu$  : Perméabilité magnétique.
- $\omega$  : Pulsation de l'onde.
- $\rho$  : Densité volumique de charge électrique.
- $k$  : Constante de propagation.
- $\vec{E}$  : Vecteur d'intensité du champ électrique.
- $\vec{B}$  : Vecteur d'intensité du champ magnétique.
- $\vec{H}$  : Vecteur d'intensité du champ magnétique.
- $Div$  : Opérateur de divergence.
- $rot$  : Opérateur rotationnel.
- $A$  : Coefficient d'atténuation.
- $\Delta$  : Opérateur Laplacien vectoriel.
- $\mu$  : Perméabilité magnétique.
- $\mu_r$  : Perméabilité relative.
- $C$  : Vitesse de la lumière.
- $f_c$  : Fréquence de coupure.
- $\lambda$  : Longueur d'onde.
- $\lambda_c$  : Longueur d'onde correspond à la fréquence de coupure.
- $\lambda_g$  : La longueur d'onde du guide.
- $S$  : Paramètres S (scattering paramètres).
- $TE$  : Transverse électrique
- $TM$  : Transverse magnétique.
- $TEM$  : Transverse électromagnétique.
- $Tan\delta$  : Tangente de pertes.
- $CSRR$  : Complementary Split Ring Resonator
- $TPG$  : Temps de propagation de groupe.
- $SIW$  : Substrat Integrated Waveguide.
- $GHz$  : Giga Hertz.
- $HFSS$  : High Frequency Structure Simulator
- $dB$  : déciBel.



# Introduction générale:

En théorie de l'information, un canal de communication ou canal de transmission est un support permettant la transmission d'une certaine quantité d'informations, depuis une source (ou émetteur) vers un destinataire (ou récepteur). Souvent, le canal altère l'information transmise, par exemple en ajoutant un bruit aléatoire.

Dans ces dernières années, le besoin pour le transfert rapide de données et informations a fortement augmenté par introduction de nouvelles applications comme le réseau mondial. Couramment, le guide d'onde est une ligne de transmission spécifique très utilisée. Un guide d'ondes est un dispositif métallique, qui permet la propagation d'ondes par réflexions multiples, telles que les ondes électromagnétiques ou le son, avec une perte d'énergie minimale en limitant la transmission d'énergie à une direction.

Aujourd'hui, les guides d'ondes rectangulaires et circulaires sont utilisés pour connecter les alimentations des paraboles à leur électronique, que ce soit des récepteurs à faible bruit ou des amplificateurs / émetteurs de puissance.

L'objectif de ce mémoire est de proposer une structure d'un diviseur de puissance réalisé sur la base de cavités des guides d'onde intégrés au substrat qui pourraient être utilisés pour les applications de la télécommunication en hautes fréquences.

Le manuscrit est organisé en trois chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à la présentation d'une description détaillée sur les guides d'ondes tels que : la théorie de la propagation de la lumière, les différents types des guides d'ondes.

Nous allons présenter dans le deuxième chapitre, les différents types de diviseur de puissance.

Dans le troisième chapitre, nous présentons l'outil de simulation HFSS que nous avons employé dans notre travail. Comme nous allons présenter aussi la théorie de la structure proposée d'un diviseur de puissance à base de la technologie SIW et les différents résultats de simulation obtenus.

Finalement, nous allons présenter une conclusion générale de ce travail.

# **Chapitre I : Technologie des guides d'ondes**

## 1.1 Introduction

Ces dernières années, les télécommunications ont vu l'émergence d'équipements de plus en plus compacts et performants, fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées. Cependant, la mise en œuvre pratique de ces dispositifs est coûteuse en raison de l'importance du poids et du volume. Parmi ces avancées, les guides d'ondes ont été les plus favorisés [1].

Ce premier chapitre débute par une introduction aux concepts de technologie volumique. La deuxième partie présente la technologie planaire, en incluant les différentes variations telles que les lignes coplanaires, les structures tri-plaques et les lignes micro-rubans. Dans la troisième partie, nous abordons la technologie SIW en commençant par sa définition et en mettant en avant ses avantages. Nous expliquons ensuite les règles de conception spécifiques aux guides SIW. Enfin, nous examinons la transition des lignes micro-rubans vers les guides SIW, en décrivant les techniques et les structures utilisées pour assurer une transition efficace entre les deux types de guides d'ondes.

## 1.2 Technologie volumique des guides d'ondes

Un guide d'ondes est une ligne de transmission utilisée pour acheminer l'énergie électromagnétique d'un point à un autre dans les systèmes de communication par micro-ondes, de radiodiffusion et de radar. Il est généralement constitué d'un tube ou d'un tuyau métallique de forme rectangulaire ou cylindrique. En mode TE (Transverse Electric), les lignes de flux électriques sont perpendiculaires à l'axe du guide d'ondes. On distingue principalement deux grandes familles de technologies pour la fabrication des guides d'ondes : la technologie volumique et la technologie planaire [2].

La technologie volumique est l'une des plus anciennes en matière d'hyperfréquences. Elle repose sur l'utilisation de guides d'ondes pour sa mise en œuvre. On peut identifier deux types de guides d'ondes utilisés dans la technologie volumique : les guides d'ondes rectangulaires et les guides d'ondes circulaires.

# Chapitre I Technologie des guides d'ondes

## 1.2.1 Guide d'ondes rectangulaire

Un guide d'ondes rectangulaire est l'un des premiers types de lignes de transmission. Il prend en charge les modes TM (Transverse Magnetic) et TE (Transverse Electric), mais pas les modes TEM (Transverse Electro-Magnetic). La forme d'un guide d'ondes rectangulaire est la suivante :

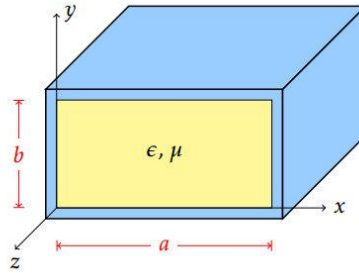


Figure I.1. : Guide d'onde rectangulaire [1]

## 1.2.2 Equations de propagation

Les expressions du champ électromagnétique sont données à partir des équations de Maxwell qui s'écrivent sous la forme suivante [4]:

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

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{B} = \mu_0\vec{J} + \mu_0\epsilon_0\frac{\partial\vec{E}}{\partial t} \quad (\text{I.2})$$

$$\text{div}\vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (\text{I.3})$$

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

$\epsilon$  : permittivité diélectrique du matériau.

$\mu$  : Perméabilité magnétique du matériau.

$\rho$ : Densité volumique de charge électrique.

$J$  : Densité de courant.

$E$ : Vecteur d'intensité du champ électrique.

$B$  : Vecteur d'intensité du champ magnétique

Les deux équations de champ électrique et magnétique sont données par :

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

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

La pulsation de l'onde est :

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

Les solutions des équations de propagation de champs électrique et magnétique suivant l'axe Oz dans les coordonnées cartésiennes sont données sous les formes suivantes

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

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

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

Où:

$\gamma$ : Coefficient de propagation

$\alpha$  : Coefficient d'atténuation

$B_g$  : Constante de propagation.

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

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

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \epsilon_0 \mu_0 \mu_r}} \quad (\text{I.12})$$

$c$  est la vitesse de la lumière dans l'air qui est donnée par :

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \cong 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad (\text{I.13})$$

### 1.2.3 Modes de propagation et fréquence de coupure

En général, il existe trois types de modes de propagation dans les guides d'ondes :

(i) Mode TE (Transverse Electric) : Ce mode est caractérisé par des indices  $m$  et  $n$  qui sont des entiers positifs ou nuls, à l'exception du cas où  $m = 0$ . Chaque mode TE a une fréquence de coupure spécifique qui dépend de la géométrie du guide et des propriétés physiques du milieu entre les conducteurs.

(ii) Mode TM (Transverse Magnetic) : Ce mode est également caractérisé par des indices  $m$  et  $n$  qui sont des entiers positifs ou nuls. Chaque mode TM a également une fréquence de coupure spécifique déterminée par la géométrie du guide et les propriétés du milieu entre les conducteurs.

(iii) Le mode TEM (Transverse Electro-Magnetic) : Ce mode ne peut pas exister dans un guide fermé en raison des parois du guide qui forment une équipotentielle dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation.

La fréquence de coupure,  $f_c$ , est la fréquence à laquelle le guide d'ondes ne permet plus la propagation d'un mode spécifique. Elle est influencée par la géométrie du guide et les propriétés du milieu entre les conducteurs.

$$f_c = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (I.14)$$

$a, b$  : Dimensions du guide.

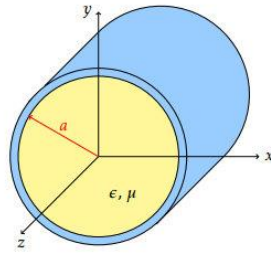
$m, n$  : Les numéros de mode

La pulsation de coupure en mode  $TE_{mn}$  est donnée par :

$$w_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (I.15)$$

### 1.2.4 Guide d'ondes circulaire

Un exemple d'un guide d'ondes circulaire est donné par la figure I.2. Les modes de propagation possibles dans ce type de guide peuvent être le mode TE ou le mode TM. Le fonctionnement de ces modes est similaire à celui du guide d'ondes rectangulaire.



**Figure I.2.** Guide d'ondes circulaire [2]

### 1.2.5 Atténuation

Chaque guide, à moins d'avoir  $\sigma = 0$ , possède des pertes, ou atténuation  $\alpha$  [8].

L'atténuation provient de 2 sources :

- (i) Conducteur ( $\alpha_c$ ) : Dépend de la géométrie.
- (ii) Diélectrique ( $\alpha_d$ ) : Dépend du diélectrique entre les 2 conducteurs. Ne dépend pas de la géométrie.

L'atténuation totale est  $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$  (I.16)

Pour une onde TEM:  $\alpha_d = \frac{k \tan(\delta)}{2} [Np/m]$  (I.17)

Pour une onde TE ou TM:

$$\alpha_d = \frac{k^2 \tan(\delta)}{2\beta} [Np/m] \quad (I.18)$$

Rappel :

$$k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_r \epsilon_0} \quad (I.19)$$

### 1.2.6 Impédance d'onde

Par analogie avec l'impédance caractéristique d'une ligne ,on définit l'impédance caractéristique d'un guide à l'aide du rapport entre les champs électriques et magnétiques [8].

Il est souvent utile d'introduire l'impédance de l'onde résultante. C'est le rapport des champs :

$$Z = E / H \quad (I.20)$$

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

$$Z_{TE} = \frac{E_y}{H_x} = \frac{E_0}{H_0} \left( \frac{1}{\cos(\alpha)} \right) \quad (I.21)$$

Pour l'onde TM on obtient :

$$Z_{TM} = \frac{-E_x}{H_y} = \frac{E_0}{H_0} (\cos(\alpha)) \quad (I.22)$$

### 1.3 Technologie planaires

Les structures planaires de propagation d'ondes électromagnétiques sont aujourd'hui essentielles dans la conception des dispositifs électroniques micro-ondes. Les chercheurs ont envisagé plusieurs types de structures, mais la technologie planaire reste la plus utilisée en raison de sa capacité à intégrer les composants de manière plus efficace, ce qui permet de réduire l'encombrement des dispositifs. Cette partie se concentre sur l'étude des différentes technologies utilisées dans le domaine du filtrage planaire.

Les technologies planaires reposent principalement sur l'utilisation d'un substrat diélectrique et une ou deux couches métalliques qui sont déposées sur le dessus, le dessous ou les deux. Le choix du substrat diélectrique est basé sur ses propriétés électriques, mécaniques et thermiques. Les couches métalliques sont composées de métaux à haute conductivité tels que l'argent, l'or ou le cuivre. Des techniques telles que la sérigraphie et l'électrolyse sont utilisées pour déposer les couches métalliques sur le substrat.

## Chapitre I Technologie des guides d'ondes

Enfin, la structure planaire est mise en œuvre en utilisant des méthodes de gravure telles que la lithographie, le traitement par soustraction et addition, ainsi que le perçage de vias à l'aide de forets mécaniques ou laser, en fonction du matériau du substrat.

### 1.3.1 Technologie coplanaire

La ligne coplanaire a été inventée en 1969 par Cheng P.wen ,principalement en tant que moyen permettant d'incorporer des composants non réciproques tels que des gyrateurs, et des isolateurs dans des circuits de lignes de transmissions planes. Il existe 2 types principaux de lignes coplanaires.

La ligne coplanaire est une structure de guide d'onde utilisée dans les circuits intégrés. Elle est représentée sur la figure I.3 et se compose d'une ligne de bande centrale séparée par deux plans de masse par des intervalles. Cette technologie offre une plus grande flexibilité dans la conception en ajustant les espaces selon la largeur de la ligne de signal. De plus, tous les conducteurs sont situés sur la même couche, ce qui élimine la nécessité de connexions à la terre par des trous traversants.

Cependant, la ligne coplanaire présente des pertes diélectriques et peut être difficile et coûteuse à mettre en œuvre. Son principal inconvénient réside dans la difficulté de maintenir un mode TE dominant sur l'ensemble du circuit. En effet, la présence de deux plans de masse et d'un conducteur dans cette technologie peut engendrer deux modes de propagation possibles, dont le mode quasi-TE qui est généralement recherché [5].

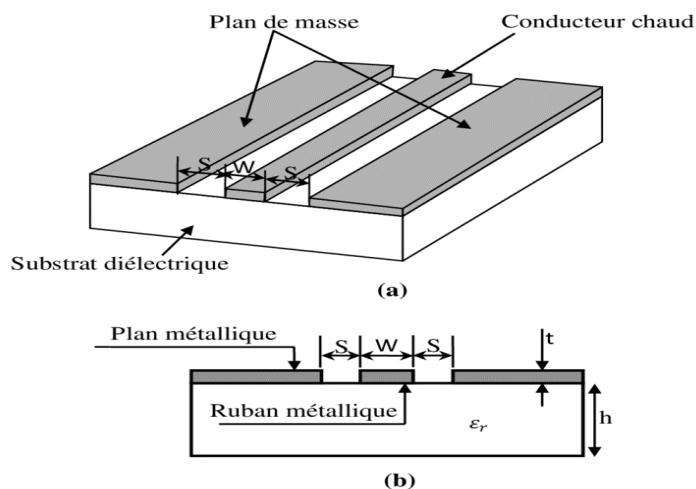


Figure I.3 : Ligne coplanaire, (a) vue d'en haut et (b) vue en coupe [3]



Dans le guide d'onde coplanaire, l'énergie électromagnétique est concentrée dans le diélectrique. La fuite de l'énergie électromagnétique dans l'air peut être contrôlée en ayant une hauteur ( $h$ ) deux fois supérieure à celle de la largeur ( $S$ ).

Différentes méthodes quasi-statiques ont été utilisées pour étudier les lignes à micro-ruban. Ces méthodes impliquent l'utilisation de transformations conformes qui permettent de calculer différentes caractéristiques de la ligne, telles que la capacité quasi-statique et l'impédance caractéristique, pour différentes valeurs de la largeur ( $w$ ) et de l'espace ( $S$ ) de la ligne.

Ces méthodes reposent également sur l'utilisation de l'impédance de surface pour décrire le comportement de ce type de lignes, en particulier en ce qui concerne les pertes. Il convient de noter que l'impédance caractéristique de la ligne n'est pas affectée par son épaisseur, mais dépend uniquement de la largeur et de l'espace entre les conducteurs [10].

### **Avantage :**

- ✓ Faible dispersion.
- ✓ Réalisation simple due à la gravure d'un côté.

### **Inconvénients :**

- ✓ La fabrication d'un guide d'onde coplanaire est plus coûteuse. Des rubans d'or sont nécessaires pour supprimer les modes d'ordre élevé quart de longueur d'onde.
- ✓ Des substrats relativement épais sont nécessaires.

### **1.3.2 Technologie tri-plaque**

La ligne tri-plaque utilise un ruban métallique intégré dans un substrat avec les deux faces métallisées. Cette technologie peut être symétrique, où la ligne de transmission est située à égale distance des deux plans de masse, ou asymétrique, où le ruban est plus proche d'un des plans de masse que de l'autre. Elle permet de réaliser des circuits compacts en raison de la permittivité élevée sur l'ensemble de la structure [6].

Cependant, la ligne tri-plaque présente des inconvénients majeurs. Tout d'abord, il peut y avoir des dispersions technologiques, ce qui signifie que les performances des composants peuvent varier d'un lot à l'autre. De plus, cette technologie a des coûts de réalisation élevés par rapport à d'autres technologies planaires en raison de la difficulté de

réalisation des composants ajoutés. Il peut être nécessaire de réaliser des connexions supplémentaires entre les plans de masse pour empêcher l'installation d'un mode parasite, ce qui ajoute à la complexité et aux coûts de fabrication [7].

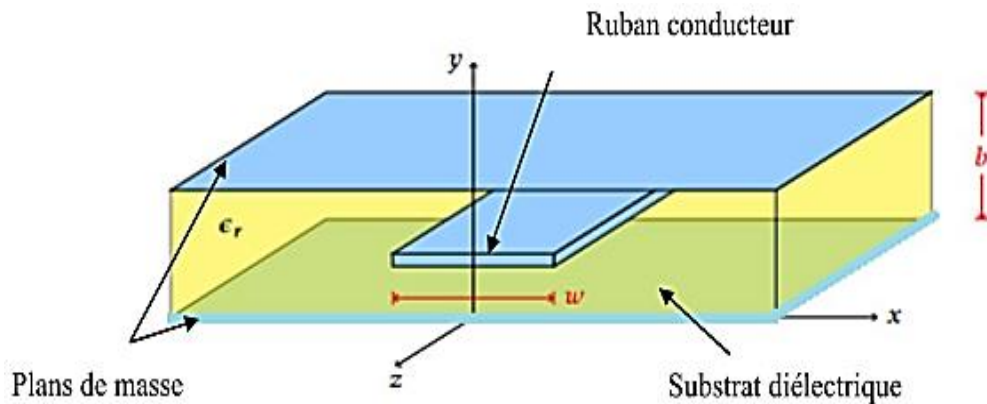


Figure I.4. Structure d'une ligne Tri-plaques [4]

Dans le cas générale ,le matériau diélectrique peut être différent au-dessus et au-dessous du conducteur central

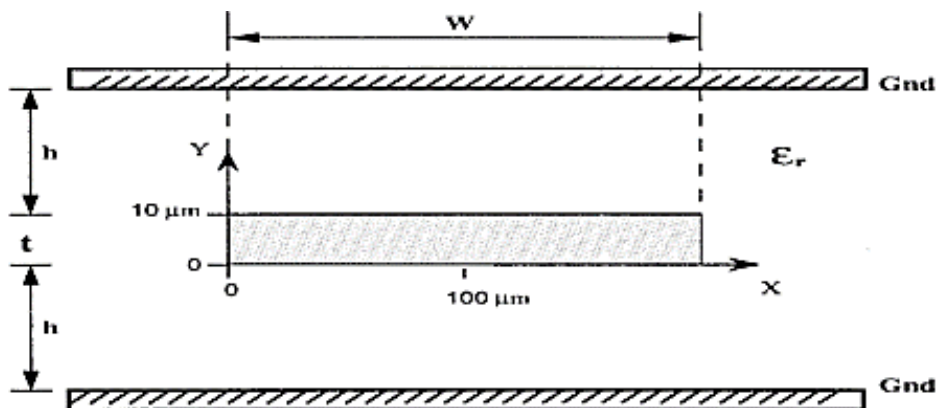


Figure I.5. Une section transversale d'une ligne tri-plaque [5]

Avec :

$W$  est la largeur du conducteur central.

$\epsilon_r$  est la permittivité relative de diélectrique.

$t$  est l'épaisseur du conducteur central.

$h$  est la distance entre le conducteur et le plan de masse

La structure tri-plaque comporte trois conducteurs et peut donc supporter deux modes de propagation .Par contre seul le mode fondamental TEM est exploité .Ce mode est obtenu lorsque les deux plans de masse sont mis au même potentiel et il entoure le conducteur de la bande centrale.

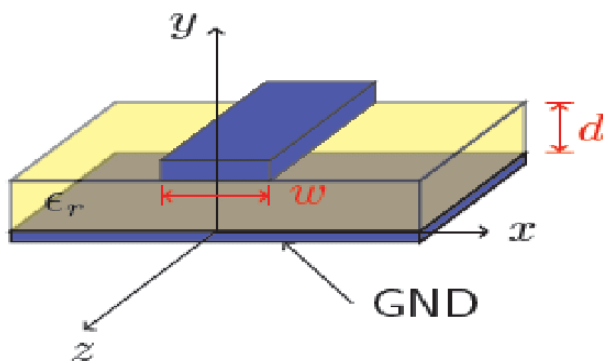
Pour éviter la propagation des modes non désirés, les deux plans de masse doivent être court-circuit ensemble. Ceci est généralement réalisé par une rangée de vias parallèles à la bande chaque côté [11].

L'impédance caractéristique d'une ligne de transmission est déterminée en fonction de la largeur de la bande ( $W$ ), de l'épaisseur du substrat ( $t$ ) et de la permittivité relative du substrat. Cette impédance peut être calculée à l'aide d'un ensemble d'équations analytiques utilisant la méthode des intégrales elliptiques complètes.

L'équation de l'impédance caractéristique dépend de la géométrie de la ligne. Dans le cas des lignes tri-plaques, où la constante diélectrique effective est égale à la constante diélectrique relative du matériau diélectrique utilisé, tous les champs électriques sont confinés dans le même diélectrique pour la ligne tri-plaques en suspension. Dans ce cas, il est nécessaire de calculer la constante diélectrique effective. Cependant, si la ligne est principalement en air, la constante diélectrique effective sera proche de 1 [12].

### 1.3.3 Technologie micro-ruban

Les lignes micro-ruban, illustrées dans la Figure I.6, sont des circuits imprimés compacts qui peuvent être directement adaptés à la technologie des transistors conventionnels. Dans cette technologie, un ruban métallique est situé sur une face du substrat, tandis que le plan de masse est déposé sur l'autre face [5].



**Figure I.6.** Exemple d'une ligne micro-ruban [6]

Cette technologie est largement utilisée dans la conception de circuits imprimés à haute fréquence, car elle offre une grande souplesse topologique. Contrairement aux lignes de

transmission conventionnelles, qui subissent d'importantes pertes dans la plage des ondes millimétriques, les lignes micro-ruban permettent de limiter ces pertes.

Un micro-ruban est également caractérisé par son atténuation, qui dépend de la géométrie du micro-ruban, des propriétés électriques du substrat diélectrique et des conducteurs, ainsi que de la fréquence. Il existe trois types de pertes dans une ligne à micro-ruban, comme illustré dans la figure suivante : les pertes par rayonnement, les pertes diélectriques dans le substrat et les pertes ohmiques de peau dans les conducteurs.

Ces pertes peuvent être exprimées en termes de facteur d'atténuation, qui représente les pertes par unité de longueur le long de la ligne [9].

### **Avantages :**

- ✓ Les pertes diélectriques sont moindres (en utilisant des matériaux identiques).
- ✓ Moins cher et plus facile à fabriquer.

### **Inconvénients :**

- ✓ Rayonnement non désiré dans une configuration à base de micro-ruban non recouverte.
- ✓ Mauvaise isolation entre les lignes adjacentes

### ***1.4 Technologie des guides d'ondes intégrés au substrat***

Le secteur des télécommunications a récemment connu d'importants progrès dans la miniaturisation et l'intégration des équipements, permettant la réalisation de dispositifs performants, peu coûteux, compacts et légers [13].

Les équipements haute fréquence tels que les filtres, coupleurs, guides, antennes et oscillateurs exigent généralement un volume et un poids considérables.

Pendant longtemps, le guide d'ondes rectangulaire a été largement utilisé dans les systèmes à ondes millimétriques et à micro-ondes en raison de son efficacité en tant que ligne de transmission. Cependant, sa structure encombrante rendait sa fabrication peu économique et son intégration dans des structures planes difficile [14].

Heureusement, les chercheurs ont résolu ce problème grâce aux avancées du guide d'ondes intégré au substrat (SIW), une nouvelle technologie de guides d'ondes. Le SIW est désormais une technologie mature offrant de nombreux avantages, notamment la fabrication de composants peu coûteux, compacts, à faible perte et faciles à intégrer [1].

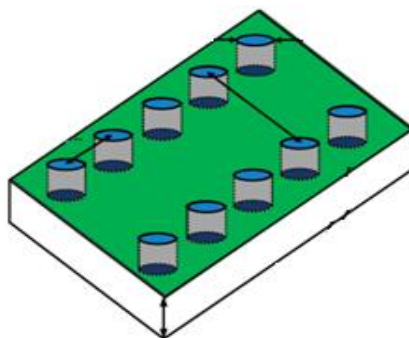
Les technologies SIW sont largement utilisées pour la conception de divers composants destinés aux systèmes à micro-ondes [15], tels que :

- (i) Les antennes cornet SIW à large bande,
- (ii) Les antennes à ondes de fuite,
- (iii) Les antennes antipodales,
- (iv) Les antennes WIFI,
- (v) Les filtres passe-bande.

En 1997, la technologie SIW a été utilisée pour la première fois dans des antennes millimétriques. En 2001, un travail a été publié sur l'excitation par ligne micro-ruban en tant que transition vers une topologie SIW, devenant ainsi la référence pour les excitations de circuits SIW [16].

### 1.4.1 Présentation des SIW

Les guides d'ondes intégrés au substrat sont des guides d'ondes rectangulaires constitués de deux plans conducteurs solides séparés par un substrat diélectrique, avec des parois latérales simulées par des rangées de vias métallisés traversant le substrat. Une autre variante consiste à former les parois latérales du SIW en pulvérisant du cuivre sur des creux coupés au laser dans le substrat [25]. Les parois latérales de via sont des structures périodiques à une dimension (1-d) qui peuvent être décomposées en une connexion en série de cellules unitaires pour faciliter l'analyse



**Figure I.7.** Exemple d'une structure SIW [7]

La structure SIW est conçue en espaçant de manière appropriée les Vias , de même diamètre, afin de permettre une propagation d'ondes guidées avec un minimum de pertes de rayonnement .L'espacement entre les Vias contrôle la quantité de champ qui fuit du

guide d'ondes. Si les Vias sont trop éloignés les uns des autres, les propriétés d'isolation du SIW seront compromises.

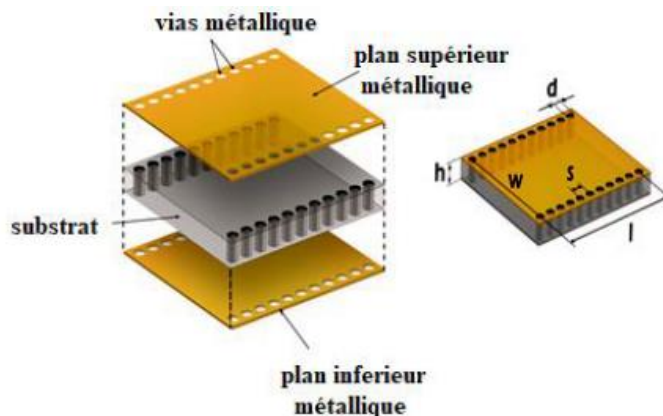
Les guides d'ondes intégrées au substrat montrent des avantages tels que :

- Faible couts de réalisation
- Faibles pertes
- Un facteur de qualité élevé
- Taille réduite
- Facilité d'intégration avec d'autres systèmes

### 1.4.2 Conception des SIW

Pour concevoir une structure SIW efficace, plusieurs étapes de conception doivent être suivies. La réalisation d'un guide SIW, comme illustré dans la figure I.8, repose sur l'utilisation d'un substrat diélectrique comportant des vias métalliques qui sont soudés aux deux couches conductrices supérieure et inférieure.

Cette configuration permet de confiner le champ électrique à l'intérieur du guide d'ondes. Les grandeurs  $d$  et  $s$  correspondent respectivement au diamètre des vias métalliques et à la distance entre les vias.



**Figure I.8.** Structure de guide d'onde intégré au substrat [8]

La première étape de construction d'une structure SIW consiste à placer les vias métalliques. Pour éviter tout chevauchement entre les vias, la distance  $s$  doit être supérieure au diamètre du via  $d$ . Étant donné que les vias métalliques jouent le rôle de parois métalliques, ils doivent être aussi rapprochés que possible. Cependant, si les vias sont trop proches les uns des autres, le circuit devient fragile et sujet aux dommages mécaniques. En revanche, s'ils sont trop espacés, les pertes par rayonnement peuvent

## Chapitre I Technologie des guides d'ondes

---

devenir trop élevées. Le diamètre  $d$  a également un impact sur les pertes et doit être

optimisé par rapport à la distance  $s$ . Si  $s = 2 \times d$  (23), on peut considérer que les pertes par rayonnement sont négligeables par rapport aux autres pertes.

$$s \leq 2d \quad (\text{I.24})$$

$$d \leq \frac{\lambda_g}{5} \quad (\text{I.25})$$

Où,  $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée donnée par:

$$\lambda_g = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (\text{I.26})$$

Un autre paramètre important est la distance entre les deux rangées de vias, qui définit la largeur du guide SIW. Cette distance est représentée par le paramètre  $as$  dans la figure I.11. Elle est déterminée à partir des équations de conception d'un guide d'onde rectangulaire.

La fréquence de coupure d'un guide d'onde rectangulaire en mode fondamental est la même que celle d'un guide d'onde intégré au substrat, et elle est donnée par :

$$f_{c_{mn}} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{I.27})$$

Où :

$c$  représente la vitesse de la lumière,

$m$  et  $n$  sont les indices de mode,

$a$  et  $b$  sont les dimensions du guide d'ondes.

Pour un guide d'onde intégré au substrat, il est considéré comme un guide d'onde conventionnel rempli par un diélectrique RWG.

La dimension  $a_d$  du guide d'ondes est calculée à l'aide de l'équation suivante, en utilisant la même fréquence de coupure que le mode fondamental TE<sub>10</sub>.

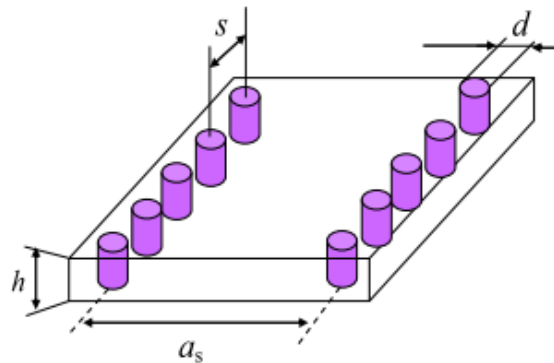
$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.28})$$

$$f_c = \frac{c}{a} \quad (\text{I.29})$$

## Chapitre I Technologie des guides d'ondes

La largeur de guide d'onde SIW est donnée par:

$$a_s = a_d + \frac{a^2}{0.95 s} \quad (\text{I.30})$$

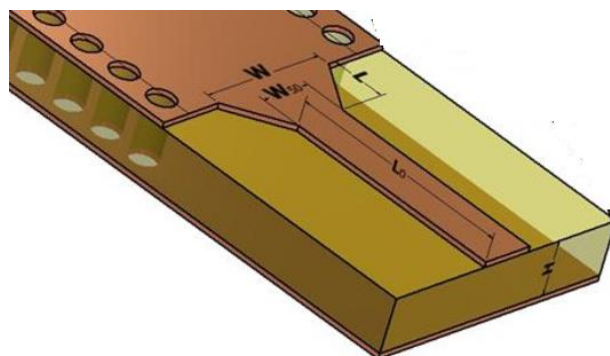


**Figure I.9.** Guide d'onde basé sur la technologie SIW [9]

### 1.4.3 Transition des micro-rubans aux SIW

La transition des lignes micro-rubans aux guides d'ondes intégrés au substrat se fait généralement à l'aide de différentes techniques et structures. Une méthode courante consiste à utiliser une transition en ligne d'alimentation ou une transition en coupleur entre le micro-ruban et le guide d'ondes intégré au substrat. Cela permet de connecter de manière efficace et sans pertes les deux types de guides d'ondes.

L'objectif de cette transition est d'assurer une transmission efficace du signal entre les deux types de guides d'ondes, tout en minimisant les pertes et les réflexions. Les techniques utilisées dépendent des spécifications du système et des contraintes de conception.



**Figure I.10.** Transition d'un SIW vers une ligne micro ruban [10]



### *1.5 Conclusion*

Dans ce chapitre, nous avons présenté une synthèse des propriétés des guides d'ondes, ainsi que leurs technologies comme la SIW (Substrate Integrated Waveguide) qui utilise des tiges métalliques cylindriques au lieu de plaques métalliques.

La technologie SIW combine la facilité de fabrication et d'intégration des structures planaires avec les performances des filtres volumiques. Elle offre ainsi un compromis optimal entre intégration et performance, permettant de bénéficier des avantages des deux approches. De plus, la technologie SIW présente des coûts de fabrication réduits, ce qui en fait une solution attractive sur le plan économique.

En résumé, la technologie SIW offre une alternative prometteuse dans la conception et la fabrication de composants et circuits micro-ondes, permettant d'obtenir des performances élevées tout en simplifiant le processus de fabrication et en réduisant les coûts.

## **Chapitre II : Diviseurs de puissance**

### **2.1 Introduction**

Dans la communauté RF et micro-ondes, les diviseurs de puissance ont joué un rôle essentiel pendant de nombreuses années. La principale fonction d'un diviseur de puissance est de diviser un signal d'entrée en deux signaux ou plus, selon les besoins du circuit ou du système. Un exemple courant d'utilisation d'un diviseur de puissance est de diviser un signal pour alimenter plusieurs amplificateurs de faible puissance, puis de combiner à nouveau les signaux amplifiés en une sortie à haute puissance.

Un autre exemple d'application des diviseurs de puissance, se trouve dans les systèmes de réseau d'antennes phasées . Dans ces systèmes, un signal est acheminé à travers un diviseur de puissance à répartition égale avec un nombre spécifique de ports de sortie, ou à travers une série de diviseurs de puissance à répartition égale. Les signaux divisés sont ensuite envoyés à travers des déphaseurs, puis distribués à un réseau d'antennes d'émission.

Ces applications illustrent l'importance des diviseurs de puissance dans les systèmes RF et micro-ondes, où ils permettent une répartition précise du signal d'entrée vers plusieurs voies ou éléments du système, pour un fonctionnement efficace et optimal.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la technique de diviseur et combineur de puissance, Généralités sur les diviseurs de puissance et quelques exemples des diviseurs de puissances les plus utilisés dans le domaine de télécommunication comme le diviseur résistif adapté et deux autres types, Wilkinson et Gysel

### **2.2 Techniques de Division et Combineur de puissance**

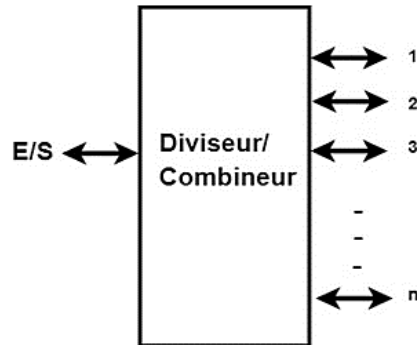
Les techniques de division et de combinaison de puissance sont essentielles dans le domaine des micro-ondes pour obtenir des niveaux de puissance adéquats, étant donné que la puissance disponible des composants diminue avec l'augmentation de la fréquence. Il existe de nombreuses techniques disponibles pour la conception de composants tels que les combineurs, les diviseurs et les multiplexeurs.

L'opération de division et de combinaison de puissance pour créer des circuits de

## Chapitre II Diviseurs de puissance

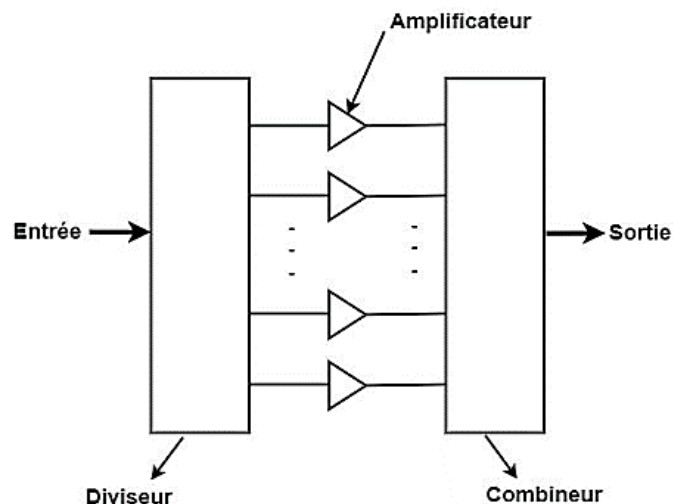
---

diviseurs/combineurs de puissance en micro-ondes peut être réalisée de différentes manières, mais elles peuvent être généralisées sous la forme d'un schéma bloc diagramme, comme illustré dans la figure II.1. Ce circuit est réciproque et fonctionne comme un combineur dans le sens inverse.



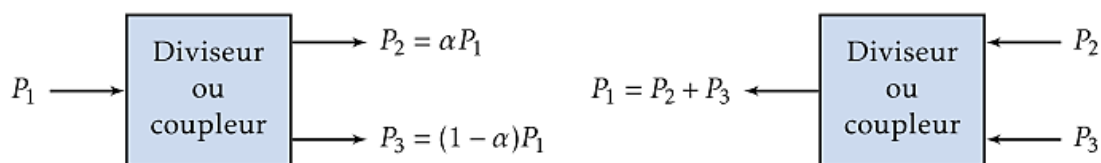
**Figure II.1.**Schéma bloc d'un Diviseur/Combineur de puissance [11]

Pour le cas des diviseurs de puissances spatiale la structure sera représentée selon le schéma bloc illustré sur la figure II.2. Une seule source de faible puissance est divisée et appliquée aux entrées des amplificateurs. Les sorties de ces amplificateurs sont ensuite combinées dans un port commun pour produire une source plus puissante. Dans ce cas, l'association des circuits de division et de combinaison est utilisée pour obtenir la combinaison de puissance. Cette structure est réciproque, ce qui signifie que les mêmes circuits peuvent également être considérés comme des combineurs de puissance ou des diviseurs de puissance, en fonction de la désignation de leurs ports d'entrée et de sortie.



**Figure II.2.**Schéma bloc d'un Diviseur/Combineur spatiale de puissance [12]

Les diviseurs de puissance et les coupleurs directionnels sont des composants utilisés pour combiner ou diviser de la puissance, comme indiqué dans la figure II.3. Lorsqu'on divise la puissance, un signal d'entrée est séparé en deux (ou plus) composantes de puissance plus faible. Généralement, la division de puissance est égale (-3 dB) de chaque côté. Un coupleur est un élément à trois ou quatre ports, qui peut avoir des pertes ou non. Les coupleurs peuvent également introduire un déphasage de  $90^\circ$  ou  $180^\circ$ .



**Figure II.3.** Circuits de division et addition de puissance [13]

Dans la suite de ce chapitre, nous allons présenter seulement une étude sur les diviseurs de puissance qui sont utilisés dans les applications de la télécommunication.

### 2.2.1 Généralités sur les diviseurs de puissance

Le diviseur de puissance est un périphérique crucial pour les applications micro-ondes et radiofréquences (RF). Il possède trois ports et est largement utilisé dans les amplificateurs de puissance équilibrés, les systèmes radar et les déphaseurs.

Le diviseur le plus connu est celui développé par Wilkinson, qui porte son nom [17]. Ce diviseur est composé de deux lignes d'une longueur de  $\lambda/4$  (quart d'onde) et fonctionne sur une seule bande de fréquence ( $f=c/\lambda$ ).

Différents efforts ont été déployés pour améliorer ses performances, notamment avec le diviseur de Wilkinson à ultra-large ou large bande [18], le diviseur de Gysel [19], les diviseurs à double bande avec isolation optionnelle utilisant une ligne de connexion parallèle et des tronçons ouverts, les lignes de transmission compactes couplées et les diviseurs de Wilkinson à impédance progressive bi-bande, et le diviseur de Wilkinson inégal sur deux bandes utilisant une ligne couplée asymétrique [20].

D'autres types de diviseurs de puissance prometteurs font l'objet de recherches, tels que le diviseur de puissance de Bagley [21].

Ce dernier ne nécessite pas d'éléments localisés tels que des résistances et peut être facilement étendu à un nombre quelconque de ports de sortie. Une conception générale de diviseurs planaires multivoies basée sur des diviseurs de puissance de Bagleya été introduite dans [22].

De plus, un diviseur planaire à deux fréquences utilisant des lignes de transmission composites droite/gauche a été implémenté dans [23].

### 2.2.2 Théorie

Les diviseurs de puissance sont des dispositifs passifs utilisés dans les micro-ondes. Ils sont généralement composés de guides d'ondes rectangulaires qui supportent le mode fondamental. Les deux types les plus couramment utilisés sont les diviseurs en T et en Y, qui permettent de distribuer des copies d'un signal dans un système. Dans cette application, nous nous concentrons sur les diviseurs de puissance à trois ports qui offrent une répartition égale de la puissance, où la moitié (-3 dB) de la puissance d'un signal d'entrée est transférée à chacun des deux ports de sortie. On peut considérer la matrice  $S$  pour un réseau à trois ports, comme indiqué dans l'équation.

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Étant donné que le diviseur de puissance est un dispositif passif et ne contient pas de matériaux anisotropes tels que la ferrite, la matrice  $[S]$  est symétrique le long de la diagonale, ce qui indique que le dispositif est réciproque. Pour assurer une transmission de puissance maximale, le dispositif doit être sans pertes et les trois ports doivent être adaptés.

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Effectivement, un diviseur de puissance à trois ports réciproque et sans pertes ne peut pas être adapté aux trois ports simultanément. C'est une limitation inhérente dans la conception de ces dispositifs. Pour créer un diviseur de puissance physiquement réalisable à trois ports, il est nécessaire de relâcher l'une des conditions. Cette notion est souvent abordée dans la conception pratique des diviseurs de puissance.

### 2.2.3 Pertes d'insertion

Les pertes de puissance dans un signal, au sein d'une ligne de transmission, à cause de l'insertion d'un dispositif sont connues par les pertes d'insertion et généralement exprimées en décibels (dB). Comme tout élément microonde, l'insertion d'un diviseur de puissance dans une matrice d'alimentation va atténuer le signal transmis à l'antenne. Cette atténuation a deux origines :

- (i) Des pertes, de même nature que celles introduites par un connecteur, par exemple (rayonnement par fuite, résistance des contacts, défaut d'isolation, ...). Si la ligne de transmission a ses deux extrémités en l'air, ces pertes ont une certaine valeur de l'ordre de 0.1 dB.
- (ii) La puissance réfléchie et du couplage. Pour un diviseur de puissance dont le facteur de couplage est de 10 dB, ce prélèvement est de 10%, la puissance en sortie sera égale à 90% de la puissance en entrée, ce qui correspondra à une perte de 0.45 dB entre les deux ports P1 et P2. Les pertes d'insertion sont définies comme un rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée

$$I = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P_s}{P_e} \right) \quad (\text{II.3})$$

Avec  $P_e$  et  $P_s$  sont les puissances d'entrée et de sortie, respectivement.

### 2.2.4 Quelques types de diviseurs de puissance

Les diviseurs de puissance se divisent en deux principales catégories : réactives et résistives, et chacune peut être conçue pour des applications spécifiques. Parmi les trois types de diviseurs de puissance, on trouve le diviseur de puissance à jonction T, le diviseur de puissance résistif et le diviseur de puissance de Wilkinson. Le diviseur de puissance de Wilkinson est largement utilisé pour assurer une adaptation parfaite et une isolation élevée entre les ports de sortie. Le diviseur de puissance résistif est couramment utilisé dans les instruments en raison de son fonctionnement à large bande, malgré la perte de puissance délivrée.

D'autre part, un combinateur de puissance accepte deux signaux d'entrée ou plus et les combine en un seul signal de sortie. Les dispositifs de combinaison et de division de puissance sont généralement considérés comme des réseaux à trois ports, prenant la forme de jonctions en T et d'autres diviseurs de puissance. Les diviseurs de puissance

## Chapitre II Diviseurs de puissance

---

fournissent généralement des signaux de sortie en phase avec des amplitudes identiques. Les diviseurs de puissance peuvent être conçus avec différentes sections de lignes de transmission, telles que des éléments trip-laques et du micro-ruban.

### 2.2.5 Diviseur résistif adapté

Un diviseur de puissance résistif adapté est réalisé en plaçant des résistances dans les trois accès comme celle illustré dans la figure suivante :

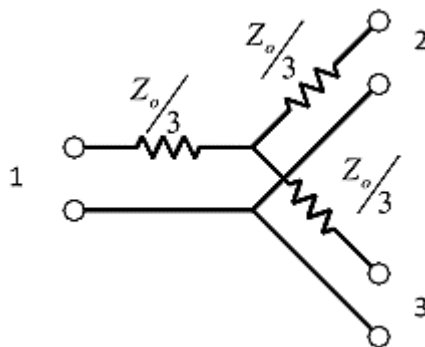


Figure II.4. Diviseur de puissance résistif adapté [14].

La matrice de répartition est alors :

$$\bar{S} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Le diviseur de puissance à large bande réalisé avec des sections de lignes de transmission ne dépendant pas de la fréquence peut couvrir une large gamme de fréquences. Cependant, ce type de diviseur présente une perte d'insertion plus élevée de 6 dB au lieu des 3 dB typiques du diviseur de Wilkinson.

De plus, l'isolation entre les ports 2 et 3 est pratiquement inexistante, car une désadaptation au port 2, par exemple, affectera directement l'adaptation aux deux autres ports. Cela signifie que des perturbations sur un port peuvent se propager aux autres ports, réduisant ainsi l'isolation entre eux.



## Chapitre II Diviseurs de puissance

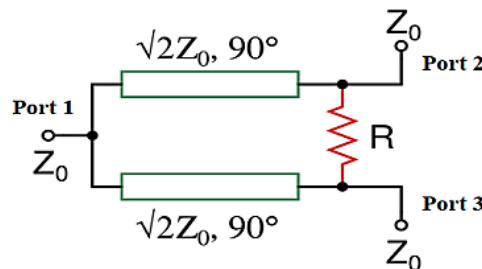
---

### 2.2.6 Diviseur de Wilkinson (WPD : Wilkinson Power Divider)

Le diviseur de puissance de Wilkinson (WPD) est un réseau à trois ports avec pertes, on suppose que tous les ports sont adaptés, avec une bonne isolation entre les deux ports de sortie [17].

Il comprend deux lignes de transmission dont la longueur est égale au quart de la longueur d'ondes  $L=\lambda/4$  (36), avec  $\lambda$  est la longueur d'onde. Chaque ligne ayant une impédance caractéristique de  $(2Z_0)^{1/2}$  et une résistance d'isolement

$$R = 2Z_0. \quad (\text{II.5})$$



**Figure II.5.** Un diviseur de de Wilkinson à deux voies de puissances égales. [15]

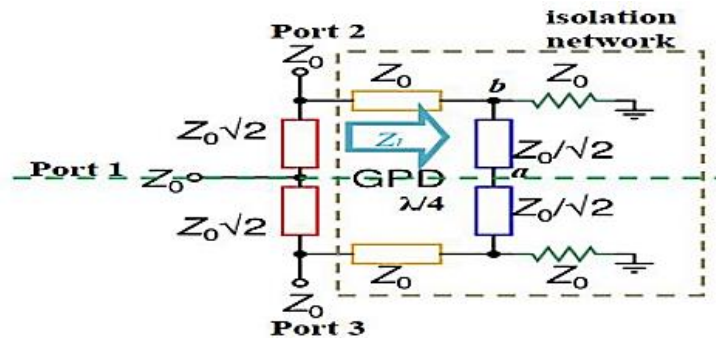
Lorsqu'un signal entre dans le port 1, il se divise en sortie à deux signaux de même amplitudes et de même phases aux ports 2 et 3. En raison de la symétrie, chaque borne de la résistance d'isolement a même potentiel que l'autre, aucun courant ne la traverse et la résistance est donc découplée de l'entrée. Ainsi, l'opération se résume à l'adéquation de  $R=2Z_0$  à  $Z_0$ , car les deux branches sont en parallèle. La propriété de  $\lambda/4$  facilite cette transformation d'impédance et les impédances caractéristiques de ces deux lignes doivent être égales à  $1.414Z_0$ .

### 2.2.7 Diviseur de Gysel (GPD : Gysel Power Divider)

Un diviseur de puissance de Gysel est également un réseau à trois ports, comme le diviseur de Wilkinson, mais il possède deux résistances d'isolement dont leurs autres bornes sont connectées à la masse comme il est montré dans la Figure II.6 [19].

## Chapitre II Diviseurs de puissance

L'avantage principale du GPD réside dans sa capacité de dissiper la chaleur. Lorsqu'on prend le WPD montré précédemment sur la Figure II.5, il n'y a pas de connexion directe à la masse et la résistance se trouve sur le plan supérieur. En revanche, dans un GPD, les deux résistances doivent être connectées au plan de masse ce qui permet d'avoir une bonne dissipation de la chaleur [19].



**Figure II.6.** Diviseur de puissance de Gysel bidirectionnel [16]

Une comparaison entre les deux diviseurs montrés dans les figures Figure II.5 et Figure II.6 révèle que la résistance d'isolement trouvée dans le WPD est remplacée par un réseau d'isolation. Ce réseau est composé des lignes de transmission et des résistances connectées à la masse.

De même que le WPD, le GPD a une structure symétrique ; alors l'analyse en mode pair-impair peut être utilisé pour caractériser ce réseau. En plus, on prend que la partie de GPD mentionnée par une zone pointillée dans la Figure II.6 (réseau d'isolation) est équivalente à la résistance d'isolement dans le WPD pendant l'analyse en mode pair-impair.

### 2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur les diviseurs et les combineurs de puissance dans les systèmes de communication. En particulier, les diviseurs de puissance résistif adapté, Wilkinson et Gysel.

# **Chapitre III: Conception d'un diviseur de puissance SIW**

### **3.1 Introduction**

Ce chapitre présente les différents aspects de mise en oeuvre d'un projet HFSS depuis le dessin de la structure à étudier jusqu'à l'exécution "Analyze". Les menus et les projets présentés dans ce mémoire sont réalisés dans la version 13 de HFSS (High Frequency Structure Simulation).

HFSS est un logiciel de modélisation électromagnétique, il analyse des circuits passifs et les structures tridimensionnels. Il aide le concepteur à observer et analyser les diverses propriétés électromagnétiques de la structure tels que les caractéristiques de rayonnement et de la dispersion [25].

Il est important de comprendre chaque étape du processus de modélisation en détail afin d'obtenir des résultats fiables. Dans ce qui suit, nous présentons la structure physique de diviseur de puissance à étudier et le projet HFSS correspondant avec quelques illustrations graphiques.

#### **3.2.1 Logiciel de simulation HFSS**

##### **3.2.2 Présentation du logiciel**

HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un logiciel qui calcule les champs électromagnétiques dans le domaine fréquentiel, et permet d'analyser le comportement électromagnétique d'une structure, pour analyser ce comportement en détails, le logiciel met à notre disposition des outils d'interprétation post-traitement. Il effectue une modélisation électromagnétique par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis. Cette dernière est basée sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode [12].

Un projet HFSS est un dossier qui contient un ou plusieurs modèles appelés design, chaque modèle contient une structure géométrique, ses conditions aux limites et les matériaux utilisés, ainsi que les solutions de champs électromagnétiques et les interprétations post traitement. Tous ces composants peuvent être atteints par la fenêtre Project Manager dans l'environnement HFSS.

### 3.2.3 Méthode des éléments finis(FEM)

HFSS utilise La méthode des éléments finis (FEM),cette méthode (parfois appelé aussi l' analyse par élément finis) est une technique numérique pour trouver des solutions par approximation des équations aux dérivées partielles (EDP), ainsi que des équations intégrales. Elle utilise aussi un maillage adaptatif et du graphisme superbe qui s'apprête à tous les problèmes électromagnétiques 3D.Ansoft HFSS peuvent être utilisé pour calculer des paramètres tels que les paramètres S Y ,Z ,la fréquence de résonance et les champs rayonnés [26].

### 3.2.5 Interface HFSS

L'interface et l'arbre HFSS sont présentés respectivement sur les figures III.1 et III.2

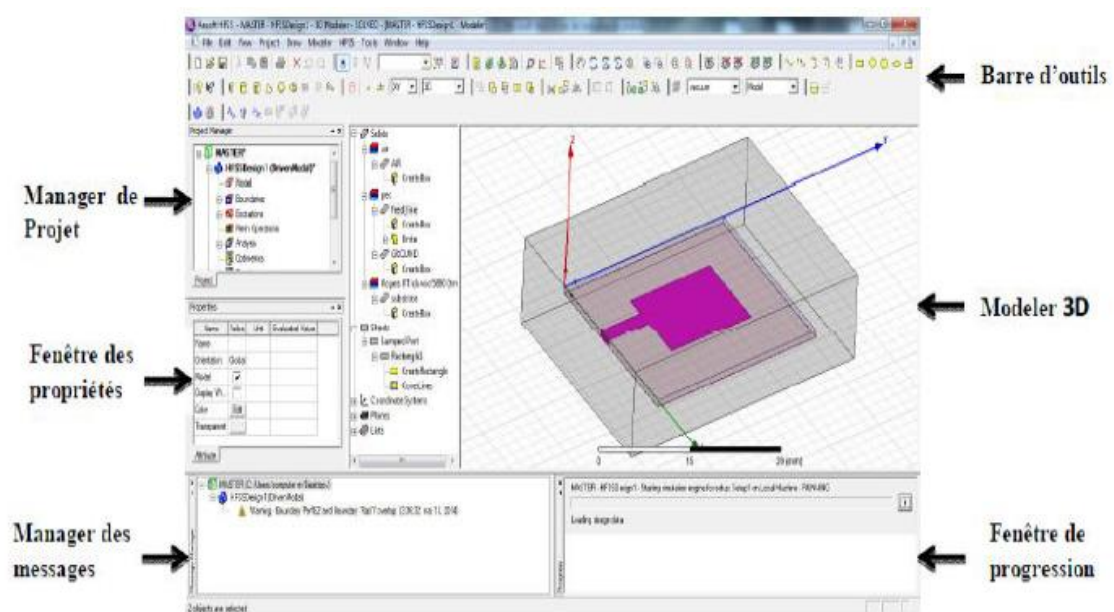


Figure III.1: Interface HFSS

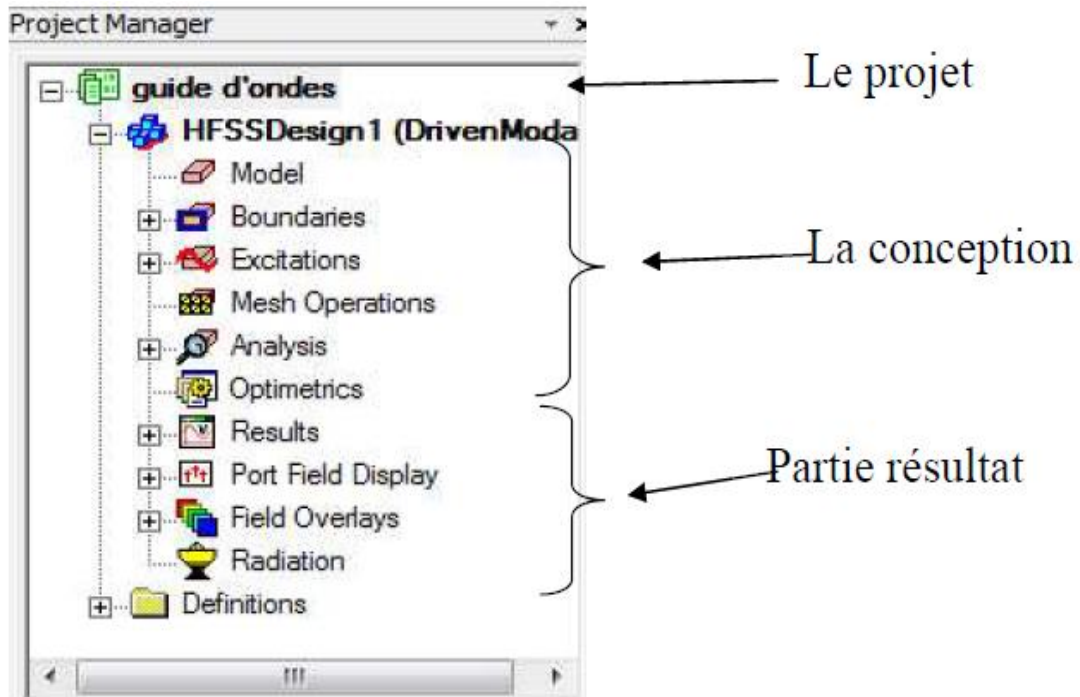


Figure III.2 : L'arbre de gestion d'une structure sous HFSS.

- **Le Project Manager** : 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 Progress** : affiche les progressions de la solution.
- **La fenêtre de 3D Modeler** : contient le modèle et son arbre pour la conception active.

### 3.2.5 Processus de fonctionnement de HFSS :

Le processus HFSS se déroule comme suit (figure III.3).

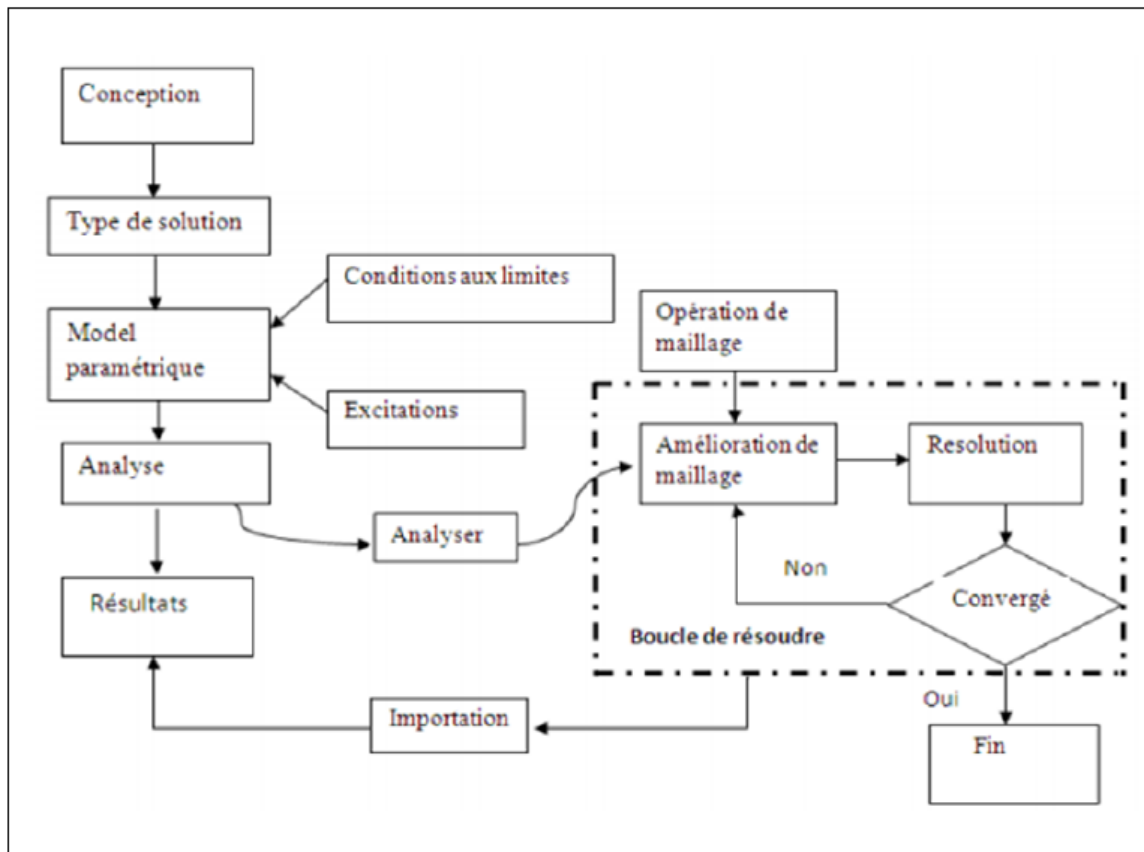


Figure III.3 : Processus HFSS.

3.3 Simulation d'un Guide d'ondes en SIW :

Figure III.5 montre la structure du guide d'onde simuler sous le logiciel HFSS. Le tableau 1 montre les différents paramètres du guide d'ondes. Ces paramètres sont calculés en fonction de la fréquence 10GHz.

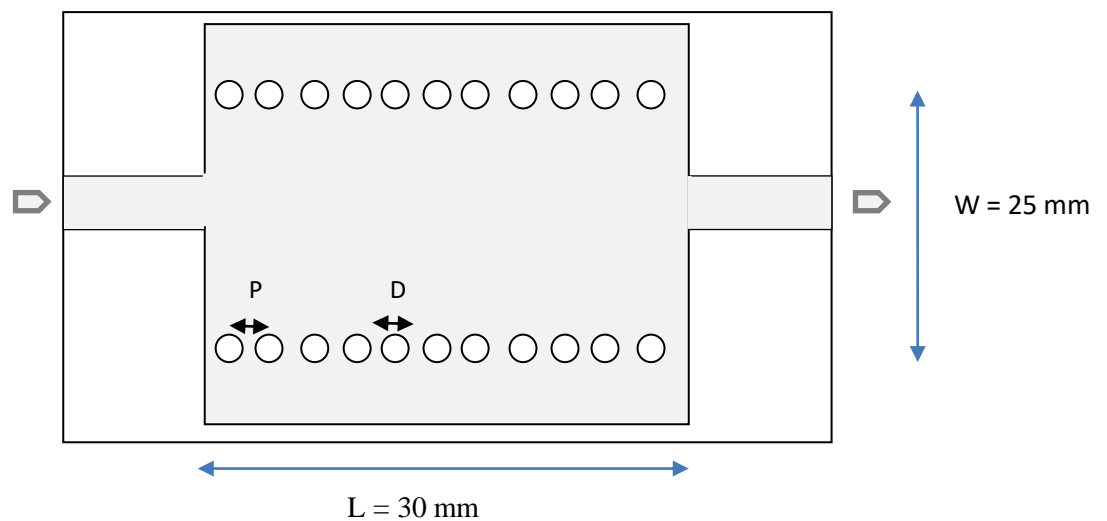
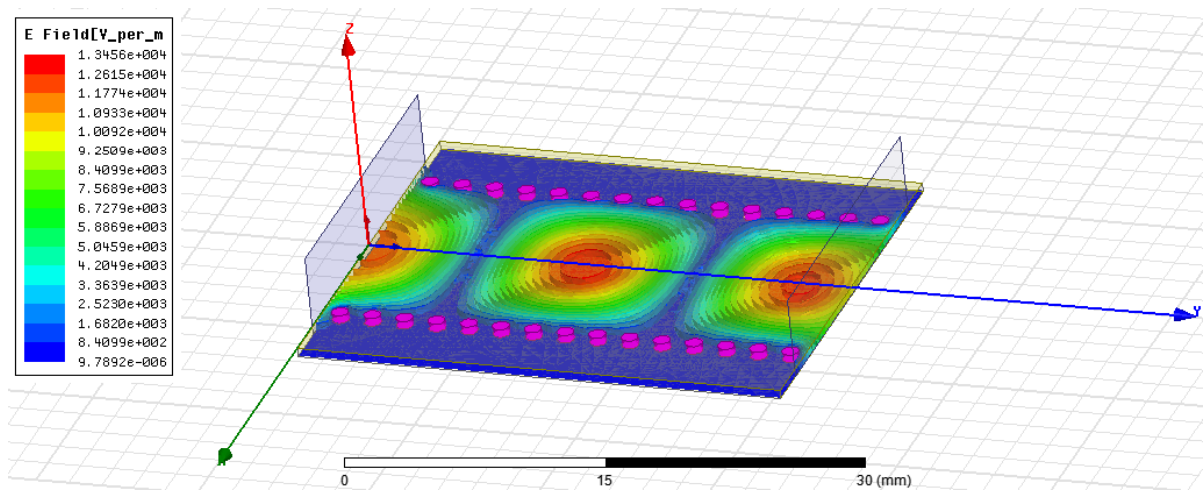


Figure III.4 : Guide d'ondes en SIW sous HFSS

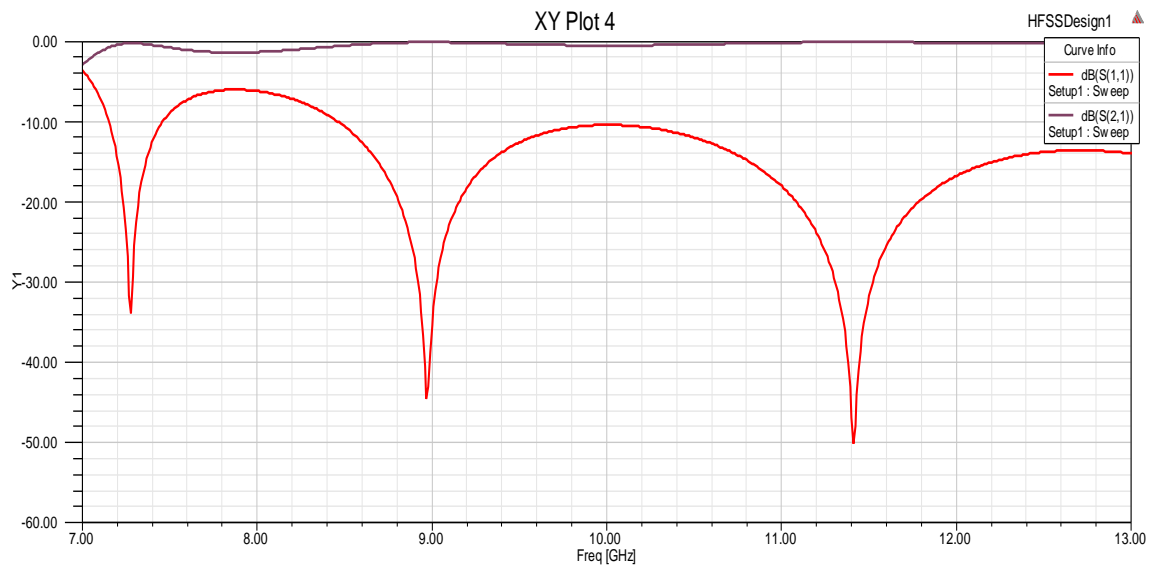
Paramètres	Dimensions
$f_c$	10 GHZ
$h$	0.017mm
$W$	25mm
$L$	30mm
$D$	1mm
$P$	2mm

**Tableau 1:** Structure du guide d'onde siw

Les figures 5 et 6 montrent respectivement la distribution du champ électrique du guide d'ondes pour le mode  $TE_{10}$  à la fréquence 10GHz et les modules des coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$  simulé sous le logiciel HFSS.



**Figure III.5** Distribution du champ électromagnétique dans le guide d'onde SIW



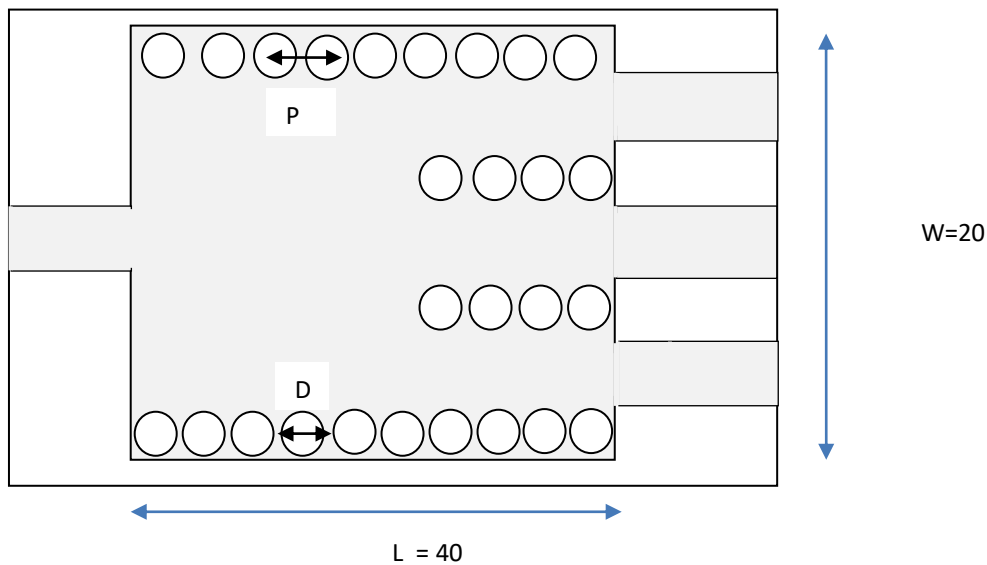
**Figure III.6** Paramètres du guide d'ondes SIW



La figure III.6 représente le coefficient de transmission  $S_{21}$  et de réflexion  $S_{11}$  de guide SIW. Nous observons qu'il y a une bonne transmission qui atteint -3 dB, ainsi que plusieurs pics de résonance se figurent avec des niveaux qui atteignent jusqu'à -50 dB.

**3.4 Conception d'un diviseur de puissance basé sur la technologie des guides d'ondes SIW sans Transition :**

Figure III.8 montre la structure d'un diviseur simulé sous le logiciel HFSS. Le tableau 2 montre les différents paramètres du guide d'ondes. Ces paramètres sont calculés en fonction de la fréquence 20 GHz.



**Figure III.7** Diviseur de puissance SIW sans Transition

Paramètres	Dimensions
$f_c$	3.5 GHZ
$h$	0.8 mm
$W$	20 mm
$L$	40 mm
$D$	1 mm
$P$	2 mm

**Tableau 2:** Structure du diviseur de puissance SIW sans Transition

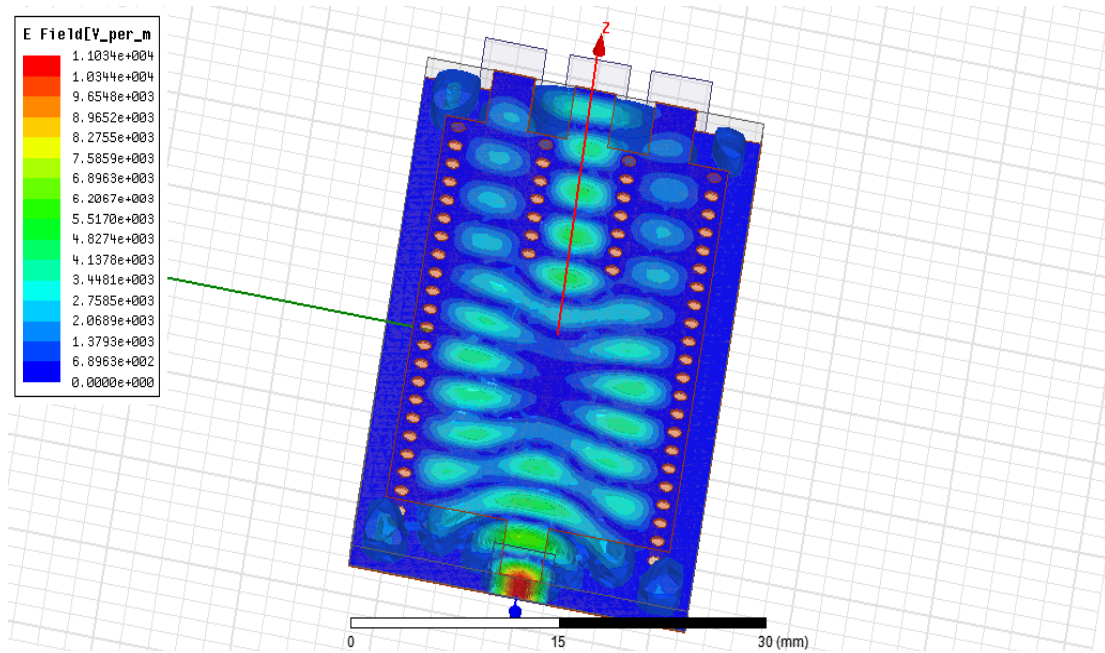


Figure III.8 Distribution du champ électromagnétique dans diviseur de puissance SIW sans Transition

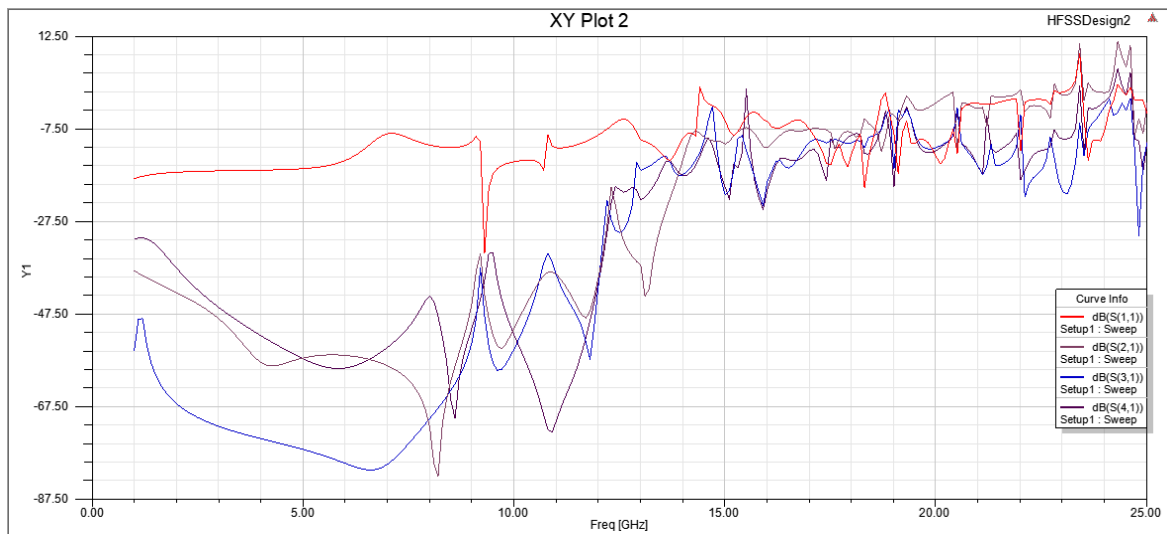


Figure III.9. Paramètres d'un diviseur de puissance SIW sans Transition

On remarque sur les deux figures 8 et 9 que l'onde électromagnétique est passée après avoir augmenté la fréquence 20Ghz. Sans transition l'onde électromagnétique ne passe pas a fréquence 3.5Ghz. Pour éviter ce problème, il est très important d'utiliser la ligne de transition à l'entrée et à la sortie de diviseur de puissance.

### 3.5 Ligne de transition micro ruban d'un diviseur SIW

Le signal traversant le guide d'onde nécessite une transmission intermédiaire pour établir une liaison entre le circuit plan, en technologie micro ruban, et le guide d'onde. Cette transition adapte l'impédance en mode de base TE<sub>10</sub> du guide d'onde au mode

TEM de la ligne micro ruban, ce qui facilite sa mise en œuvre et réduit ainsi les pertes. La conception d'un tel dispositif est très difficile et complexe, ses dimensions sont donc optimisées pour fonctionner dans une certaine gamme de fréquences [27]. Différentes transmissions efficaces ont été proposées, pour s'adapter aux guides d'onde avec les circuits plaaires, puisque les composants SIW peuvent être combinés avec ces circuits sur un même substrat, car cette combinaison nécessite de s'affranchir des différences physiques et électromagnétiques des supports de transmission [28].

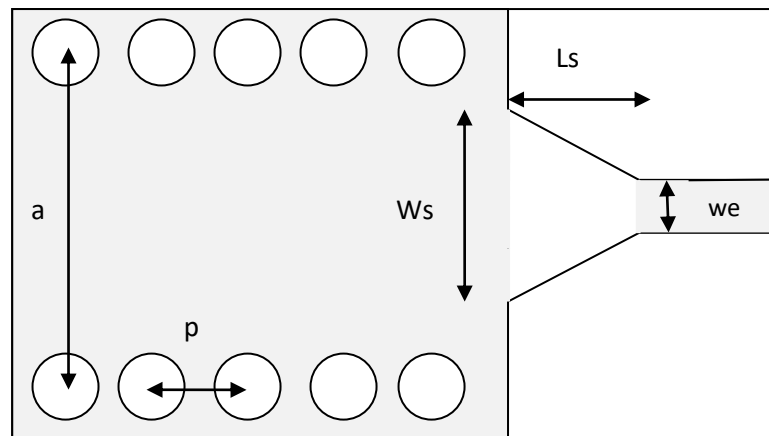


Figure III.10 : Transition du micro-ruban vers le guide d'ondes SIW

La largeur initiale de la ligne micro-ruban  $W_{in}$  est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de  $Z_0 = 50 \Omega$ . Le calcul du rapport se fait par la formule suivante :

$$\frac{W_{in}}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{A-1}} & \text{pour } \frac{W_{in}}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{pour } \frac{W_{in}}{d} > 2 \end{cases} \quad (III.1)$$

Pour le paramètre  $L$ , la longueur optimum peut être obtenue en choisissant la largeur médiane entre la ligne micro-ruban et la fin de transition, donc en prenant :

$$W_{millieu} = W_{out} + \frac{W_{in}}{2} \quad (III.2)$$

Il faut commencer par trouver la constante diélectrique effective pour cette largeur de ligne micro-ruban. Il suffit de calculer la longueur d'onde pour cette largeur ( $W_{millieu}$ ) et de fixer la longueur à un quart de cette longueur d'onde [29]:

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} + \frac{1}{\sqrt{1 + 2d/W_{millieu}}} \quad (II.3)$$

Il faudra calculer par la suite le en utilisant l'équation suivante :

$$\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\epsilon_0 \mu_0 \epsilon_r}} \tag{III.4}$$

Ces équations régissent la théorie de conception des guides en technologie SIW [29].

**3.5 Conception d'un diviseur de puissance SIW :**

**3.5.1 Simulation de la structure a :**

Figure III.11 montre la structure du guide d'onde proposé simuler sous le logiciel HFSS. Le tableau 3 montre les différents paramètres du guide d'ondes. Ces paramètres sont calculés en fonction de la fréquence 4.4GHz.

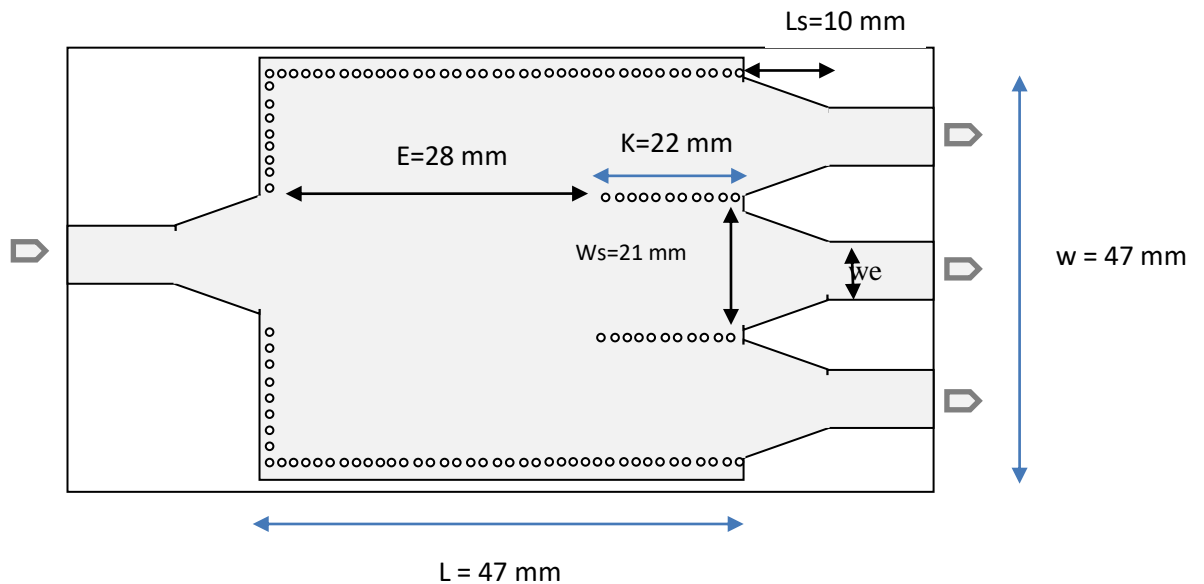


Figure III.11.Diviseur de puissance SIW(a)

Paramètres	Dimensions
$f_c$	4.4 GHZ
$h$	0.8 mm
$W$	47mm
$L$	47mm
$D$	1mm
$P$	2mm
$L_s$	10 mm
$W_e$	3 mm
$W_s$	21 mm

Tableau 3: Structure du diviseur de puissance SIW (a)

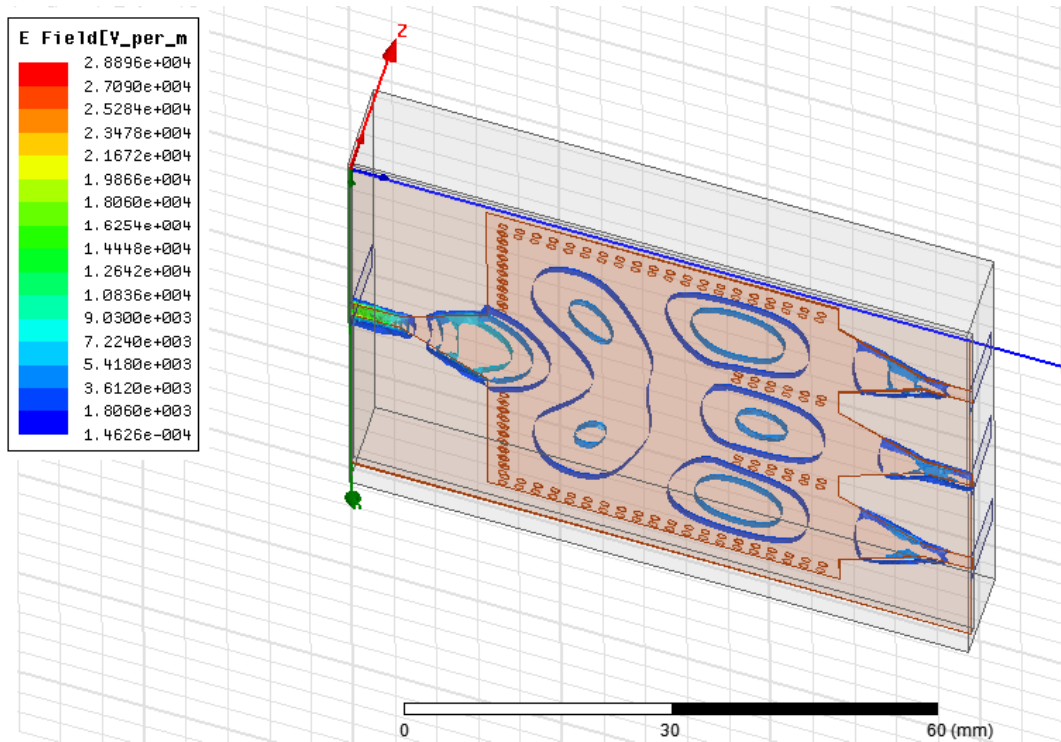


Figure III.12. Distribution du champ électromagnétique dans le diviseur de puissance SIW (a)

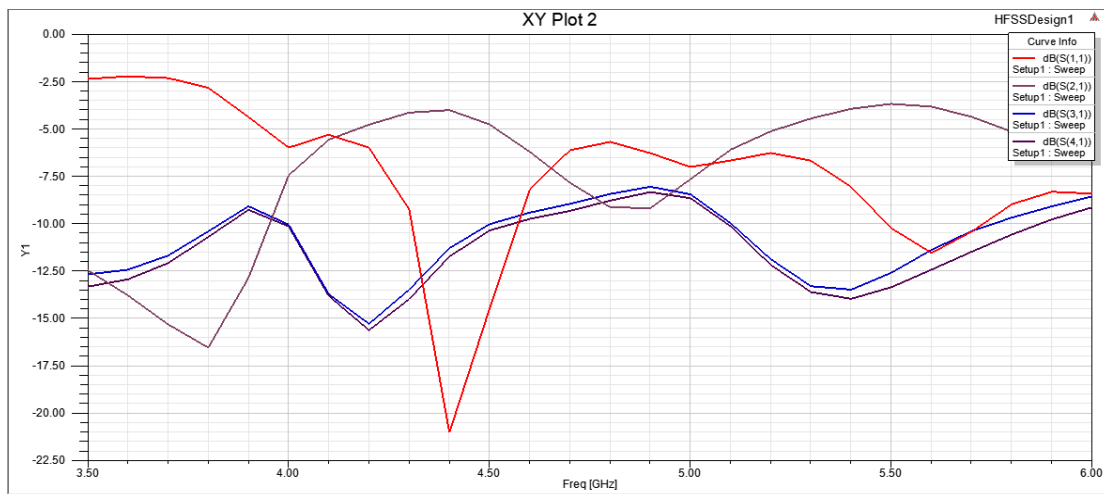


Figure III.13. Paramètres du diviseur de puissance SIW (a)

Nous voyons dans la figure III.14 une adaptation acceptable qui couvre un peu de la bande fréquentielle comprise entre 4.3 GHz et 4.6 GHz, avec une transmission maximale de presque -4 dB et un coefficient de réflexion S11 inférieur à -20 dB dans la bande [4.3 GHz et 4.6 GHz].

3.5.2 Simulation de la structure b :

Figure III.15 montre la deuxième structure du diviseur de puissance SIW proposé et simulé sous le logiciel HFSS. Le tableau 3 montre les différents paramètres du guide d'ondes. Ces paramètres sont calculés en fonction de la fréquence 4.4GHz.

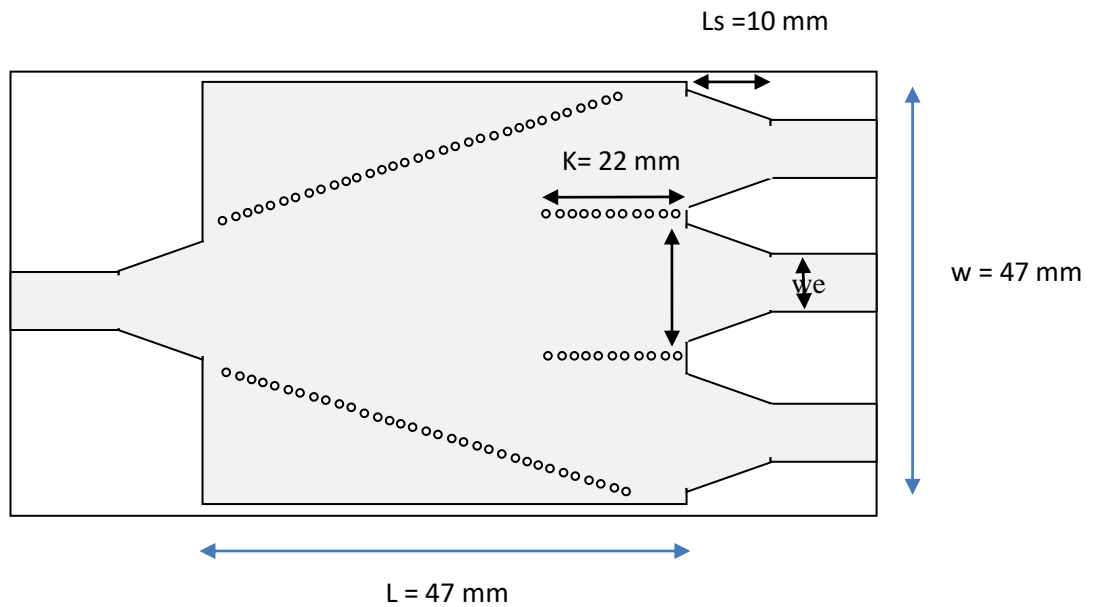


Figure III.14 .Diviseur de puissance SIW (b)

Paramètres	Dimensions
$f_c$	4.4 GHZ
$h$	0.8 mm
$W$	47 mm
$L$	47 mm
$D$	1 mm
$P$	2 mm
$L_s$	10 mm
$W_e$	3 mm
$W_s$	21 mm

Tableau 4 : Structure du diviseur de puissance SIW (b)

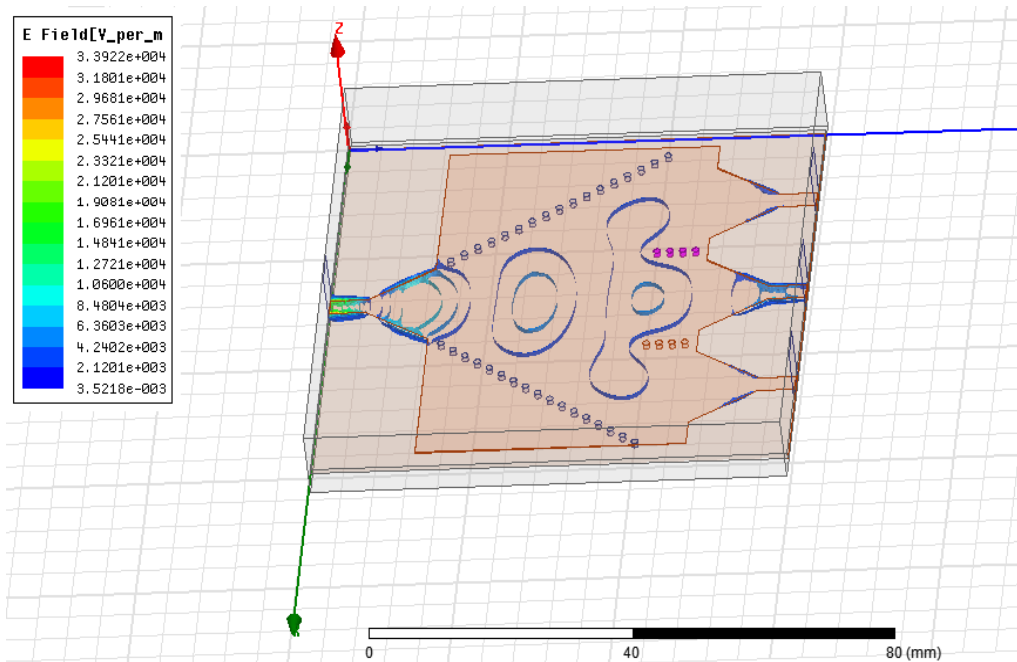


Figure III.15 .Distribution du champ électromagnétique dans le diviseur de puissance SIW (b)

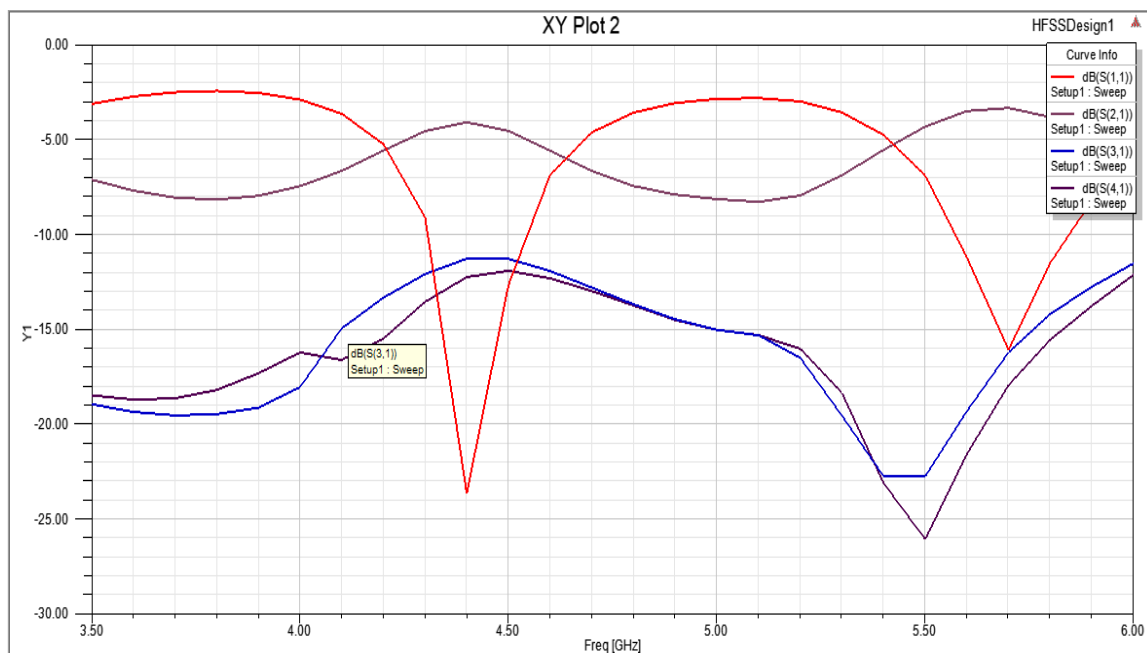


Figure III.16 Paramètres du diviseur de puissance SIW (b)

Nous voyons dans la figure III.16 et III.17 une adaptation acceptable qui couvre un peu de la bande fréquentielle comprise entre 4.3 GHz et 4.6 GHz, avec une transmission maximale de presque -4 dB et un coefficient de réflexion S11 inférieur à -24 dB dans la bande [4.3 GHz et 4.6 GHz].

**3.6 Conclusion :**

Dans ce chapitre, tout d'abord, nous avons fourni un aperçu du programme de simulation HFSS, et les fenêtres les plus importantes qui le composent et des tâches les plus importantes que nous utilisons dans les simulations.

Deuxièmement, nous avons fait une conception d'un guide d'onde SIW sur le programme HFSS. Enfin, nous avons fait une conception d'un diviseur de puissance SIW sans transition et avec transition avec deux autres structures améliorées.



## Conclusion générale:

Le travail effectué dans ce mémoire consiste en la conception et la simulation de diviseur de puissance basé sur la technologie les guides d'ondes ingérées au substrat , qui a des coûts simples, une petite taille et une intégration facile.

Ce travail comprend trois sections principales organisées comme suit :

Le premier chapitre donne un aperçu des Technologie des guides d'ondes, leurs avantages, leurs inconvénients et leurs applications dans divers systèmes.

Dans le deuxième chapitre, nous avons vu les diviseurs de puissance et leurs différents types et leurs utilisations

Le troisième chapitre est la partie la plus importante de notre mémoire, car il présente les résultats obtenus en détail à l'aide du programme HFSS, et quelques modifications sur les différents paramètres géométriques du diviseur de puissance SIW, où il a été constaté que la réponse est optimale lorsque : la longueur et largeur du filtre 47 mm et 47 mm respectivement, diamètre des via 1 mm et l'espacement entre Vias à 2 mm, et hauteur substrat 0.8 mm avec l'utilisation des lignes de transition.

Nous espérons que cette étude inspirera d'autres étudiants à poursuivre ce travail, et à améliorer nos résultats et atteindre le meilleur, explorer d'autres structures de diviseur de puissance et des règles plus précises pour faciliter les processus de conception.

## Bibliographie :

- [1] F. Benzarga , "étude et conception des réseaux d'antennes à ouverture progressive pour l'imagerie passive et la technologie SIW Modélisation par la méthode des éléments finis 2D " , Ph .D dissertation. Faculté de technologie, université de Tlemcen, 2016.
- [2] Paul F. Combes, " Micro-ondes Vol. 1 : Lignes, guides et cavités " ,Dunod Paris,1997.
- [3] M. A. Rabah, M. Abri, H. A .Badaoui, J. Tao, T-H. Vuong. (2016, February).  
" Compact miniaturized half-mode wave guide/high pass-filter design base don SIW technology screens transmit-IEEE C-band signals " . Microwave and Optical Technology Letters. Volume.58, Issue.2, pp. 414–418.
- [4] J. Quinet "Théorie et pratique électronique amplificateur .Ligne .Electrique . eq de Mawelle " , édition Dunod , collection science sup. 2006.
- [5] E. Pucci "Gap Waveguide Technology for Millimeter Wave Applications and Integration with Antennas,"Ph.Ddissertation.Dept of Signals and Systems Chalmers,University of Technology G'oteborg, Sweden,2013.
- [6] J. Garreau "Étude de filtres hyperfréquence SIW et hybride-planaire SIW en technologie LTCC," Ph.D dissertation, Université de Bretagne occidentale - Brest, 2012.
- [7] B.Amanaet J.L.Lemaire,"Propagation d'ondes EM dans un guide à section rectangulaire," Licence de Physique - Université. de Cergy-Pontoise.2014..
- [8] Gabriel Cormier, «Guides d'onde » Université de Moncton. Automne 2010, Ph. D., ing.
- [9] Rashmi Pathak . " C HARACTE RIZING LOSSES IN MICROSTRIP TRANSMISSION LINES " , Master of Science ( Electrical and Computer Engineering ) at the University of WISCONSIN-MADISON, Summer 2005.

- [10] Yannick ROELENS. " Etude et caractérisations microondes en basses températures de résonateurs coplanaires supraconducteurs et de transistors en vue de réaliser des dispositifs micro-électroniques ", Pour obtention le titre de DOCTEUR DE L'UNIVERSITE , en Electronique.
- [11] Frank Gustrau . " RF and Microwave Engineering: Fundamentals of Wireless Communications ", Microstrip Line, 4.3 Microstrip Line. 4.4. Stripline .
- [12] Tarek Djerafi, Ali Doghri and KeWu . " Substrate Integrated Waveguide Antennas " , Poly-Grames Research Center, École Polytechnique de Montréal, Montreal, QC, Canada , January 2015.
- [13] S. Didouh, M. Abri, H. A. Badaoui.(2015,December). " A new C and Ku-band logarithmically periodic linear bowtie antennas array design using lumped-element equivalent schematic model AEU "- International Journal of Electronics and Communications, Vol. 69,pp. 1766-1772.
- [14] K.Dong, J.Mo, Y.He, Z.Ma, X.Yang.(2016, October). " design of a millimeter-wave wideband band pass filter with novel-slotted substrate integrated waveguide ". Microwave and optical technology letters.Vol. 58, No. 10.
- [15] M.reza, F.Ehsan, Z.Jahromi, R.Basiri .(2018, August). " A compact semi-open wideband SIW horn antenna for K/Ku band applications ". AEU - International Journal of Electronics and Communications.Vol.92, pp. 15-20.
- [16] D. Deslandes and K. Wu. (2001). " Integrated Micro strip and Rectangular Waveguide in Planar ". Microwave and Wireless Components Letters IEEE.pp.68- 70.
- [17] E. J. Wilkinson, "An N-way hybrid power divider," Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions on, vol. 8, no. 1, pp. 16- 18, 1960.

- [18] M. M. Honari, L.Mirzavand, R.Mirzavand, A.Abdipour, and P. Mousavi, "Theoretical design of broadband multi section Wilkinson power dividers with arbitrary power split ratio," IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 6, no. 4, pp.605-612, 2016.
- [19] U. H. Gysel, "A new N-way power divider/combiner suitable for high-power applications," in Microwave Symposium, 1975 IEEE-MTT-S International. IEEE, 1975, pp. 116-118.
- [20] Y. Wu and Y. Liu, "Compact 3-11 GHz UWB planar unequal power divider using two-section asymmetric coupled transmission lines and non-uniform microstrip," Electronics Letters, vol. 49, no. 16, pp. 1002-1003, 2013.
- [21] Wuren, T., K. Taniya, I.Sakagami, and M. Tahara, "Miniaturization of 3- and 5-way Bagley polygon power dividers," Asia-Pacific Microwave Conference (APMC) Proceedings, Vol. 4, Dec. 2005.
- [22] Sakagami, I., T. Wuren, M.Fujii, and M. Tahara, "Compact multi-way power dividers similar to the Bagley polygon," IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium (IMS), 419-422, 2007.
- [23] Elles, D.and Y.-K. Yoon, "Compact dual band three way bagley polygon power divider using composite right/left handed (CRLH) transmission lines," IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium (IMS), 485-488, 2009.
- [24] David Pozar, "microwave engineering" fourth edition, Wiley & son, Edition 2012.
- [25] Daouia BELGUELLAOUI : " Analyse et conception des antennes micro ruban alimentées par guide d'onde coplanaire ":MEMOIRE DE MASTER : UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

- [26] J. R. Mosig, F. Gardiol, "Technique analytique et numériques dans l'analyse des Antennes micro ruban ", ANN .Télécom, 40, n°7-8, 1985
- [27] Mme rahali, Saker Bouchra, "contribution a la modélisation électromagnétique des structures complexes hyper frequences en technologie SIW", thèse de doctorat, l'universite de tlemcen, p63, mai 2013.
- [28] E. Benotmane, Y. Chikh, " Conception des filtres opérants en bande s et c en technologie guides d'ondes intégrés aux substrats", universite aboubekr belkaid – tlemcen, p22, juin 2014.