

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
وزارة التعليم العالي و البحث 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** : Systèmes des Télécommunications

**Par** : AICHI Salah et BENMOSTEFA Amine

### **Sujet**

**Simulation et Conception des Coupleurs SIW 90°, 180° :  
Application dans la bande S**

Soutenu publiquement, le 19/06/2024, devant le jury composé de :

Mme. MELIANI Maghnia  
Mr. KAMECHE Samir  
Mr. ABRI Mehadji

Professeur  
Professeur  
Professeur

Université de Tlemcen  
Université de Tlemcen  
Université de Tlemcen

Présidente  
Examineur  
Encadrant

Année universitaire : 2023/2024

## **Dédicace :**

*A mes très chers parents, pour leur présence, pour leur encouragement.*

*A ma très chère épouse Bouhassane Nadia pour sa présence, pour son soutien constant, et pour sa confiance en moi*

*A mon petit trésor, mon bijou : Lydia Rawane qui a donné à ma vie un nouveau sens et une nouvelle couleur.*

*A mes sœurs, A tous ce qui me sont chers*

*Benmostefa amine*

*Avec un énorme plaisir, un cœur ouvert, et une immense joie, que je dédie ce modeste travail à :*

*Mon père, qui a toujours été à mes côtés pour son soutien et son encouragement*

*Ma mère qui n'a jamais cessé de m'encourager et me motiver dans mes études.*

*Ma femme et ma fille ilef, et mes sœurs imene, Soulef et chaima.*

*A mademoiselle BOUAZA Radja qui m'a aidée beaucoup dans ce travail et tous les amis de la promo.*

*Aichi Salah*

## ***Remerciements***

Ce travail a été réalisé au département de Télécommunication faculté de Technologie de l'Université Abou Bakr Belkaid, Tlemcen, Algérie, sous la direction de monsieur ABRI Mehadji , professeur à l'université de Tlemcen, Nous vous prions de trouver ici l'expression de nos sincères et profonds remerciements pour nous avoir encadrés et dirigés. On tient à le remercier aussi, pour sa patience et ses judicieux conseils, qui ont contribué énormément à la progression de notre travail.

On tient à exprimer notre gratitude envers le professeur MELIANI Maghnia professeur à l'Université de Tlemcen d'avoir accepté de présider le jury qui évaluera notre mémoire de master. Sa contribution en tant qu'expert est inestimable, nous sommes honorés de bénéficier de ses connaissances et de son expérience.

Nous sommes extrêmement reconnaissants monsieur KAMECHE Samir professeur à l'Université de Tlemcen d'avoir accepté d'expertiser notre travail. Sa contribution en tant qu'expert est d'une grande valeur pour nous, et nous nous sentons privilégiés de pouvoir bénéficier de son expertise et de ses conseils pour améliorer notre travail de recherche.

Un grand remerciement aussi pour nos enseignants des deux départements, électronique et télécommunications et aux responsable du master : Systèmes des Télécommunications qui ont déployés tant d'efforts pour assurer notre formation.

On exprime aussi notre plus profonde gratitude pour mademoiselle Bouazza Radjae pour son aide, sa fluidité et surtout sa bonne humeur.

Un mot de remerciement et de louange pour madame Benmostefa Nadia née Bouhassane, maitre-assistant à l'université de Tlemcen, pour tous qu'elle nous a offert : connaissances et savoir-faire. Ce travail n'aurait pas été le même sans votre soutien et vos conseils.

Un remerciement particulier pour mademoiselle Moussaoui Hanaa, pour son aide, merci exceptionnellement pour tout le temps que vous avez donné pour faire de ce travail un succès

Nos remerciements s'adressent également aux :

Monsieur Bendaoud Mouhamed, pour son aide, et sa générosité et ses conseils.

Monsieur Cherif Nabil enseignant chercheur à l'Université des Sciences et Technologies Mohamed Boudiaf , Oran USTO-MB. Pour sa présence et ses conseils.

On tient à exprimer notre gratitude à toute personne qui a contribué à la réalisation et la perfection de ce modeste travail.

# Sommaire

|                              |      |
|------------------------------|------|
| Dédicace .....               | I    |
| Remerciement .....           | II   |
| Sommaire .....               | IV   |
| Liste des figures .....      | VII  |
| Liste des tableaux.....      | X    |
| Liste des abréviations ..... | XI   |
| Résumer .....                | XIII |
| Introduction générale .....  | 1    |

## Chapitre I : Guide D'ondes Intégré au Substrat SIW

|                                                                                   |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------|----|
| I.1. Les Guides d'Ondes et technologie SIW ((Substrate Integrated Waveguide)..... | 3  |
| I.2. La Conception de Guide d'Onde de d'un système SIW.....                       | 4  |
| I.2.1. Conception de Guide d'Ondes.....                                           | 4  |
| I.2.2. Conception de système SIW.....                                             | 6  |
| I.3. Les modes de propagation dans un système SIW.....                            | 7  |
| I.3.1. Modes Transverses Électromagnétiques (TEM).....                            | 7  |
| I.3.2. Modes Transverses Magnétiques (TMM) .....                                  | 7  |
| I.3.3. Modes Transverses Électriques (TME).....                                   | 7  |
| I.3.4.1. Equation de Maxwell .....                                                | 8  |
| I.3.4.2. Equation générales .....                                                 | 8  |
| I.4. Les fondements d'adaptation de système SIW.....                              | 10 |
| I.4.1. La transmission dans un système SIW.....                                   | 10 |
| I.4.2. La ligne micro-ruban.....                                                  | 11 |
| I.5. Mécanismes de pertes dans un système SIW.....                                | 12 |
| I.6. Procédure de conception des circuits en systèmes SIW.....                    | 13 |
| I.7. La distribution du champ dans un système SIW.....                            | 15 |

|                                                                    |    |
|--------------------------------------------------------------------|----|
| I.8. Paramètres des guides d'ondes intégrés aux systèmes SIW ..... | 17 |
| I.8.1. Les paramètres des circuits passifs SIW .....               | 17 |
| I.8.2. Les paramètres des circuits actifs SIW .....                | 19 |
| I.9. Les avantages de la technologie SIW .....                     | 21 |
| I.10. Conclusion .....                                             | 22 |
| <b>Chapitre II : Notion des coupleurs</b>                          |    |
| II.1 Introduction .....                                            | 23 |
| II.2 Définition .....                                              | 23 |
| II.3 Principe des coupleurs directionnels .....                    | 23 |
| II.4 D'efférents types de coupleurs .....                          | 26 |
| II.4.1 Coupleur passif planaires .....                             | 26 |
| II.4.1.1 Avantage et inconvénients des lignes planaires .....      | 26 |
| II.4.2 Coupleur a ligne couplées .....                             | 27 |
| II.4.3 Coupleur de lange .....                                     | 27 |
| II.4.4 Coupleur a branches .....                                   | 29 |
| II.5 Coupleurs en technologie SIW .....                            | 30 |
| II.5.1 Coupleurs SIW a faible couplage .....                       | 30 |
| II.5.1.1 Coupleurs de Bethe .....                                  | 30 |
| II.5.1.2 Coupleurs bicouche a fente .....                          | 31 |
| II.5.2 Coupleurs SIW avec un couplage élevé .....                  | 32 |
| II.5.2.1 Coupleur -3dB SIW de type Riblet tridimensionnel .....    | 32 |
| II.6 Applications des Coupleurs 180 degrés .....                   | 33 |
| II.6.1. Coupleur Hybride à 180° .....                              | 33 |
| II.6.1. Coupleur wilkinson .....                                   | 34 |
| II.6.1. Coupleur schwinger .....                                   | 35 |
| II.7 conclusion .....                                              | 37 |

## **CHAPITRE III : RESULTATS & DISCUSSION : Simulation**

|                                                                                                            |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| III.1. Introduction.....                                                                                   | 38 |
| III.2. Conception du guide SIW opérant en bande S.....                                                     | 38 |
| III.2.1. Conception d'un guide d'onde SIW après l'adaptation.....                                          | 39 |
| III.2.2. Etude de structure half mode.....                                                                 | 41 |
| III.3. Conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande S.....                           | 44 |
| III.3.1. La représentation de propagation de champ.....                                                    | 46 |
| III.4. Conception du coupleur directif SIW demi mode (-3db) fonctionnant dans<br>la bande S.....           | 48 |
| III.5. Conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande S avec 180°<br>de déphasage..... | 50 |
| III.6. Conclusion.....                                                                                     | 55 |
| Conclusion général .....                                                                                   | 56 |
| REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....                                                                          | 57 |

## ***Listes des figures***

|                                                                                                                                                                                                                       |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figure 1</b> : Image de système SIW.....                                                                                                                                                                           | 3  |
| <b>Figure 2</b> : Système SIW (guide d'onde avec substrat). ....                                                                                                                                                      | 4  |
| <b>Figure 3</b> : Différents dispositifs de guide d'onde (a) guide d'onde à section rectangulaire, (b) guide d'onde à section circulaire, (c) câble coaxial, (d) ruban (stripline), (e) micro ruban (microstrip)..... | 5  |
| <b>Figure 4</b> : Illustration de ligne micro-ruban.....                                                                                                                                                              | 12 |
| <b>Figure 5</b> : Exemple de guide d'onde en transition avec la ligne micro- ruban. ....                                                                                                                              | 12 |
| <b>Figure 6</b> : Démonstration de pertes de fuite quand $P > 2d$ .....                                                                                                                                               | 13 |
| <b>Figure 7</b> : Image de coupleur SIW possédant quartes portes.....                                                                                                                                                 | 17 |
| <b>Figure 8</b> : Représentation de filtres SIW .....                                                                                                                                                                 | 18 |
| <b>Figure 9</b> : Image de résonateurs SIW .....                                                                                                                                                                      | 18 |
| <b>Figure 10</b> : Représentation d'antennes SIW. ....                                                                                                                                                                | 18 |
| <b>Figure 11</b> : Image de diviseur de puissance SIW. ....                                                                                                                                                           | 19 |
| <b>Figure 12</b> : Image de structure d'in amplificateur X-band.....                                                                                                                                                  | 19 |
| <b>Figure 13</b> : Image d'oscillateur SIW.....                                                                                                                                                                       | 20 |
| <b>Figure 14</b> : Image de modulateur SIW. ....                                                                                                                                                                      | 20 |
| <b>Figure 15</b> : Schéma de principe d'un coupleur directif.....                                                                                                                                                     | 23 |
| <b>Figure 16</b> : Schéma de fonctionnement d'un coupleur directif.....                                                                                                                                               | 24 |
| <b>Figure 17</b> : Les différents types des structures planaires.....                                                                                                                                                 | 26 |
| <b>Figure 18</b> : Coupleur à ligne couplée. ....                                                                                                                                                                     | 27 |
| <b>Figure 19</b> : Géométrie de coupleur de Lange.....                                                                                                                                                                | 28 |
| <b>Figure 20</b> : Coupleur de Lange, $N=4$ doigts.....                                                                                                                                                               | 29 |
| <b>Figure 21</b> : Coupleur en technologie micro-ruban à branche. ....                                                                                                                                                | 29 |
| <b>Figure 22</b> : a) Coupleur à branche de petite taille chargé de manière capacitive.....                                                                                                                           | 30 |
| <b>Figure 23</b> : Dans le guide, deux ondes de vitesse opposée et en phase sont excitées. ....                                                                                                                       | 30 |

|                                                                                                                                       |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figure 24 :</b> Image de deux ondes sont excitées en opposition de phase entre elles, et en quadrature avec l'onde incidente ..... | 31 |
| <b>Figure 25 :</b> Coupleur bicouche à fentes en technologie SIW.....                                                                 | 31 |
| <b>Figure 26 :</b> Coupleur 3 dB Riblet avec technologie SIW.....                                                                     | 32 |
| <b>Figure 27 :</b> a) Répartition du champ électrique à la fréquence de 35 GHz                                                        |    |
| b) photographie du coupleur de type Riblet 3 dB fabriqué.....                                                                         | 33 |
| <b>Figure 28:</b> Symbole d'une jonction hybride à 180°.....                                                                          | 33 |
| <b>Figure 29 :</b> Deux catégories de jonction 180° hybride planes.....                                                               | 34 |
| <b>Figure 30 :</b> Diviseur de puissance Wilkinson à double voie, avec une amplitude égale.....                                       | 35 |
| <b>Figure31:</b> Le fonctionnement du coupleur Schwingé.....                                                                          | 36 |
| <b>Figure 32 :</b> La répartition du champ simulé.....                                                                                | 37 |
| <b>Figure 33:</b> Coupleur Schwinger en technologie SIW Vue en 3-D. ....                                                              | 37 |
| <b>Figure 34 :</b> Structure du guide SIW opérant dans la bande S. (a) Vue face, (b) vue en perspective.....                          | 39 |
| <b>Figure 35 :</b> Coefficient de réflexion S 11 du guide SIW.....                                                                    | 39 |
| <b>Figure 36 :</b> Structure d'un taper.....                                                                                          | 40 |
| <b>Figure 37 :</b> Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande S, (a) Vue perspective, (b) Vue d'en face .....                  | 40 |
| <b>Figure 38 :</b> Coefficient de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW.....                                     | 41 |
| <b>Figure 39 :</b> Propagation du champ électrique dans le guide .....                                                                | 41 |
| <b>Figure 40 :</b> Structure de HMSIW (a), vu face, (b),vu perspective .....                                                          | 42 |
| <b>Figure 41 :</b> Résultat de S 11 après l'étude paramétrique .....                                                                  | 42 |
| <b>Figure 42 :</b> Paramètres [S] du HMSIW .....                                                                                      | 43 |
| <b>Figure 43 :</b> Propagation du champ électrique dans le guide HMSIW. ....                                                          | 43 |
| <b>Figure 44 :</b> Structure de coupleur après variation de paramètre « lin ».....                                                    | 44 |
| <b>Figure 45 :</b> Résultats des paramètres [S].....                                                                                  | 45 |
| <b>Figure 46 :</b> Structure de coupleur après la variation de « wout ».....                                                          | 45 |
| <b>Figure 47 :</b> Résultats des paramètres [S] .....                                                                                 | 45 |

|                                                                                      |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figure 48</b> : Résultats de déphasage .....                                      | 46 |
| <b>Figure 49</b> : Propagation de champ .....                                        | 46 |
| <b>Figure 50</b> : Structure de coupleur après la variation de « Wsiw » .....        | 47 |
| <b>Figure 51</b> : Résultats des paramètres [S] .....                                | 47 |
| <b>Figure 52</b> : Structure de coupleur demi-mode .....                             | 49 |
| <b>Figure 53</b> : Distribution de champ de coupleur demi-monde .....                | 49 |
| <b>Figure 54</b> : Résultat de simulation .....                                      | 50 |
| <b>Figure 55</b> : La différence de phase en fonction de S21 et S31 .....            | 50 |
| <b>Figure 56</b> : Structure de coupleur de 180° .....                               | 51 |
| <b>Figure 57</b> : Distribution de champ de coupleur 180° .....                      | 51 |
| <b>Figure 58</b> : Résultat de simulation .....                                      | 52 |
| <b>Figure 59</b> : Déférence de phase en fonction de S21 et S31 .....                | 52 |
| <b>Figure 60</b> : 2eme Structure de coupleur de 180°.....                           | 53 |
| <b>Figure 61</b> : Résultat de simulation de 2eme Structure de coupleur de 180°..... | 53 |
| <b>Figure 62</b> : Distribution de champ de 2eme Structure de coupleur de 180°.....  | 53 |

## Liste des tableaux

|                                                                                           |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Tableau 1</b> : Paramètres du guide SIW avec les caractéristiques du diélectrique..... | 38 |
|-------------------------------------------------------------------------------------------|----|

## ***Listes des acronymes et abréviations***

$f_c$  : Fréquence de coupure.

$\lambda_g$  : Longueur d'onde guidée.

$\lambda$  : Longueur d'onde.

$v_{pz}$  : Vitesse de Phase

$v_g$  : Vitesse de Groupe

$\varepsilon$  : Permittivité diélectrique.

$\omega$  : 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.

$\vec{H}$  : Intensité du champ magnétique.

$\vec{D}$  : Vecteur déplacement électrique.

$j$  : Courant de conduction.

$Z_{TM}$  : l'impédance d'onde du mode TM.

$\overrightarrow{Div}$  : Opérateur de divergence.

$\overrightarrow{rot}$  : Opérateur rotationnel.

$A$  : Coefficient d'atténuation.

$\Delta$  : Opérateur Laplacien vectoriel.

$\mu$  : Perméabilité magnétique.

$\mu_r$  : Perméabilité relative.

$C$  : Vitesse de la lumière.

$\lambda_c$  : Longueur d'onde correspond à la fréquence de coupure.

$S$  : La matrice de répartition.

$S_{Lange}$  : La matrice de répartition de coupleur lange.

$S_{Wilkinson}$  : La matrice  $S$  d'un coupleur de Wilkinson.

SIW : Substrate Integrated Waveguide.

CST : Computer Simulation Technology.

TEM : Transverse électrique magnétique.

TM : Le champ magnétique.

TE : Transverse électrique.

$P$  : Distance entre les vias

$t$  : Epaisseur de conducteur

$P$  : Epaisseur de substrat

$W_{siw}$  : Largeur de guide

$L$  : Longueur du guide d'onde SIW

$d$  : Diamètre des vias utilisés dans la structure SIW.

MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuit.

## RÉSUMÉ

Les développements technologiques en télécommunication tendent depuis plusieurs années vers la miniaturisation des circuits, une réduction des coûts, des masses et des pertes dans ces dispositifs. La technologie du guide d'ondes intégré au substrat SIW (***Substrate Integrated Waveguide***) représente une solution très prometteuse pour le développement de circuits et composants qui opèrent dans la bande millimétrique. Vu la ressemblance entre la structure **SIW** et le guide d'ondes classique, plusieurs circuits micro-ondes à base de la technologie guide d'onde ont été conçus et réalisés avec la structure SIW dont les coupleurs. Pour cela, nous avons envisagé la Nouvelles Topologies des Coupleurs 90° et 180° en technologie SIW pour les applications spatiales.

Ce projet de mémoire de fin d'étude vise alors à concevoir une nouvelle topologie des coupleurs directionnels à base de la technologie SIW opérant en **bande S** ont été conçues avec succès. Les résultats obtenus ont montré de bonnes performances en termes de couplage et d'adaptation. Les différentes simulations ont été achevées en utilisant le logiciel CST Microwave Studio.

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

## ABSTRACT

Technological developments in telecommunications microwave for several years tend to miniaturization of circuits, reduced costs, masses and losses in these devices. Substrate Integrated Waveguide (SIW) substrate waveguide technology represents a very promising solution for the development of circuits and components that operate in the millimeter band. Given the similarity between the SIW structure and the conventional waveguide, several waveguide-based microwave circuits have been designed and realized with the SIW structure including the couplers. For this, we have considered the New Topologies of 90° and 180 ° Couplers in SIW technology for space applications.

This project aims to design a new topology of directional couplers based on SIW technology operating in **S-bands** were successfully designed. The results obtained showed good performances in terms of coupling and adaptation. The various simulations were completed using the CST Microwave Studio software.

**Keywords:** Technolog SIW, couplers, S-band, simulation, CST microwave Studio.

## ملخص

اتجهت التطورات التكنولوجية في مجال الاتصالات منذ عدة سنوات نحو تصغير الدوائر و خفض التكاليف و الكتل و الخسائر في هذه الاجهزة .تمثل تقنية الدليل الموجي للدليل الموجي المدمج ( SIW ) حلا واعداداً جداً لتطوير الدوائر و المكونات التي تعمل في النطاق المليميترى . نظرا للتشابه بين الهيكل SIW و الدليل الموجي الكلاسيكي ، فقد تم تصميم و انتاج العديد من دوائر الميكروويف المعتمدة على تقنية الدليل الموجي باستخدام هيكل SIW بما في ذلك المقرنات .ولهذا لسبب ، قمنا بدراسة الهيكليات الجديدة لقارنات التوصيل 90 و 180 درجة تقنية SIW للتطبيقات الفضائية .

يهدف مشروع الاطروحة النهائية هذا الى تصميم طوبولوجيا جديدة للقارنات الانجائية القائمة على تقنية SIW العامة في النطاق S و قد تم تصميمها بنجاح . اظهرت النتائج المتحصل عليها اداء جيد من حيث الاقران و التكيف . تم الانتهاء من عمليات المحاكاة المختلفة باستخدام برامج CST Microwav Studi .

**الكلمات المفتاحية:** التكنولوجيا المتكاملة الدليل الموجي, مقرنة, النطاق S

## INTRODUCTION GENERALE

---

La communication et la télécommunication sont des domaines en perpétuelle évolution qui jouent un rôle crucial dans notre société moderne. Il est donc indispensable de rester à jour dans ce domaine pour garantir une communication fluide, efficace et sécurisée, que ce soit dans le cadre professionnel ou personnel.

Pour rester compétitif sur le marché mondial. La rapidité et la sécurité de transmission de l'information et des données est devenue un enjeu majeur pour les entreprises, les institutions et même les particuliers. Il est donc essentiel de s'adapter aux dernières avancées technologiques en matière de communication et de télécommunication pour assurer une compétitivité et une efficacité optimales.

Grâce aux progrès technologiques, les moyens de communication et de télécommunication ont évolué de manière exponentielle ces dernières années. Les réseaux sociaux, les smartphones, les applications de messagerie instantanée ou encore les visioconférences sont devenus des outils incontournables dans notre quotidien. Il est donc essentiel de maîtriser ces technologies pour rester connecté, informé et productif.

Le guide d'onde rectangulaire est une technologie mature dans les systèmes de télécommunication, car il a été utilisé pendant plusieurs décennies grâce aux nombreux avantages qu'il offre. Il présente de faibles pertes et permet d'avoir des composants avec un facteur de qualité élevé. Cependant, sa technique de fabrication et d'intégration demeure complexe et encombrante, car nécessitant une grande attention à la finition et à l'usinage. Il reste d'un part coûteux pour les ondes millimétriques.

Cependant, le SIW est un candidat potentiel permettant de fabriquer des composants à faible coût, de petites tailles présentant de faibles pertes et facilement intégrables. Le coût de fabrication, la miniaturisation et la performance des systèmes de télécommunications sans fil constituent trois défis majeurs dans la recherche. Face à cette situation, de nouvelles solutions technologiques demeurent nécessaires pour pouvoir répondre à ces défis. Nous spécifions, de ce qui suit, le choix porté sur le guide d'onde intégré au substrat (SIW) comme potentiel candidat à exploiter dans les réseaux de communication sans fil.

C'est ainsi que l'idée de guide d'onde intégré au substrat (SIW) a émergé comme une alternative intéressante en palliant les deux technologies. En fait, le SIW a commencé à gagner en popularité après la réalisation de certains circuits ayant une taille estimée très intéressante et un faible coût.

## INTRODUCTION GENERALE

---

Dans la bande des micro-ondes les coupleurs SIW prendre les propriétés d'une faible perte d'insertion, faible interférence, mais souffrent de la grande taille. Pour surmonter un tel inconvénient, une structure d'onde guidée améliorée appelée « Half Mode Substrat Integrated Waveguide (HMSIW) » est proposée, qui maintient la bonne performance des coupleurs SIW avec une réduction de près de la moitié de la taille.

L'objectif majeur envisagé dans ce travail de mémoire intitulé « **Simulation et Conception des Coupleur SIW 90° et 180° pour des Application en bande S** ». Est la conception et la caractérisation de deux coupleurs 90° et 180°, basé sur la technologie de simulation par le programme CST. Afin d'obtenir les meilleurs résultats qui permettent la réalisation de ces modèles sur le terrain. Notre travail de mémoire sera organisé en trois chapitres.

Dans le premier chapitre est consacré à un recueil bibliographique sur :

- Les guides d'ondes et leurs modes de propagations.
- Les guides d'ondes intégrés au substrat, (la technologie SIW).

Le deuxième chapitre de ce mémoire l'accent est mis sur les coupleurs :

- Notions sur les coupleurs.
- Principe de fonctionnement des coupleurs.
- Différents types de coupleurs.

Le dernier chapitre est consacré à la conception de deux modèles de coupleurs SIW 90° et 180° fonctionnant dans la bande S en s'appuyant sur la modélisation par le logiciel CST (Micro-Ondes), et la discussion des résultats obtenues de la simulation de ces derniers. Une étude paramétrique est effectuée dans le but d'amélioration de nos résultats en termes d'adaptation et de transmission.

# **CHAPITRE I : Guide d'ondes Intégré au Substrat SIW**

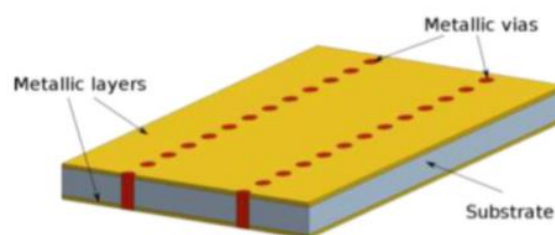
### -I.1. Les Guides d'Ondes et technologie SIW ((Substrate Integrated Waveguide)

Les circuits intégrés en technologie microstrip sont une solution efficace pour répondre aux défis de conception et de fabrication des circuits hyperfréquences en offrant une combinaison optimale de performances, de taille, de coût et de flexibilité qui permettent de réaliser des filtres, des amplificateurs et d'autres composants hyperfréquences avec des accomplissements élevés. [1]

La mise en évidence de la technologie des circuits intégrés en procédé microstrip permet de combiner les avantages des circuits intégrés en termes de taille réduite et de coût limité avec les performances élevées des circuits microstrip en termes de sélectivité et de faibles pertes d'insertion. [2]

Un guide d'ondes est une structure physique qui permet de guider et de propager des ondes électromagnétiques à travers un milieu spécifique, sur une certaine surface tel que l'air, le vide ou un matériau diélectrique. Il est généralement utilisé pour transporter des signaux radiofréquences ou micro-ondes sur de longues distances avec peu de pertes. Les guides d'ondes peuvent prendre différentes formes, telles que des cavités métalliques, des câbles coaxiaux ou des fibres optiques, et sont largement utilisés dans les domaines des télécommunications, de l'électronique et de la physique des ondes. [1,2]

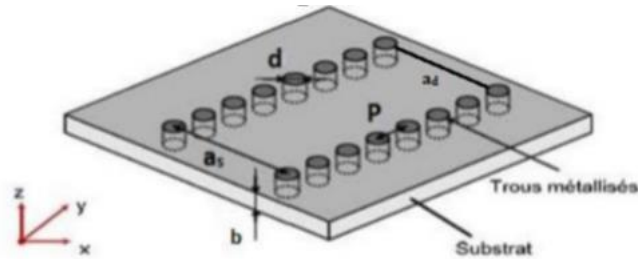
Le guide d'ondes intégré aux substrats (SIW) est une technologie prometteuse pour les réseaux d'alimentation des antennes en termes de faibles pertes de rayonnement et de transmission avec des interférences réduites entre les éléments de circuit SIW. [1,2]



**Figure 1** : Image de système SIW.

### I.2. La Conception de Guide d'Onde de d'un système SIW

La conception des cavités volumiques repose sur les principes des guides d'ondes classiques. Elles sont créées en utilisant des segments de guide d'onde auxquels de nouvelles conditions limites sont imposées pour contrôler la direction et la propagation des ondes électromagnétiques à l'intérieur de la cavité. Avant de concevoir un guide d'onde il est indispensable de comprendre son principe de fonctionnement. [3]

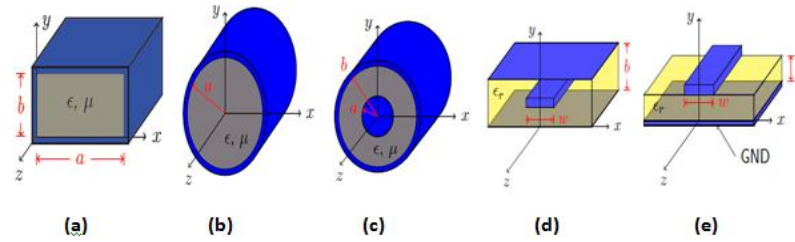


**Figure 2 :** Système SIW (guide d'onde avec substrat).

Le défi majeur lors de la conception de circuits SIW est de réduire au minimum les pertes. Afin d'y parvenir, certains paramètres géométriques doivent être ajustés, comme l'épaisseur du substrat ( $b$ ), le diamètre des vias métalliques ( $d$ ) et leur amplitude ( $p$ ). L'épaisseur du substrat ( $b$ ) est essentielle pour diminuer les pertes conductrices. Augmentation de cette épaisseur entraîne une augmentation du volume du substrat

#### I.2.1. Conception de Guide d'Ondes

Un guide d'onde est un dispositif qui permet de guider et de propager les ondes électromagnétiques à travers un milieu diélectrique ou conducteur. Il se compose généralement d'une structure creuse en forme de tube ou de cavité, avec des parois réfléchissantes qui confinent et dirigent les ondes à l'intérieur du guide. (Figure 1).



**Figure 3 :** Différents dispositifs de guide d'onde (a) guide d'onde à section rectangulaire, (b) guide d'onde à section circulaire, (c) câble coaxial, (d) ruban (stripline), (e) micro ruban (microstrip).

Un guide d'onde doit être conçu en respectant les paramètres suivants :

- ✓ Dimensions du guide d'onde : Les dimensions du guide d'onde, telles que la largeur, la hauteur et la forme de la section transversale, sont déterminantes pour les propriétés de propagation des ondes à l'intérieur du guide. Ces dimensions sont calculées en fonction de la fréquence de fonctionnement et des caractéristiques des ondes à propager. [4]

- ✓ Réflexion totale interne : Les guides d'ondes exploitent le phénomène de réflexion totale interne pour confiner et guider les ondes électromagnétiques à l'intérieur de la structure. Lorsque les ondes atteignent une interface entre deux milieux avec des indices de réfraction différents, elles peuvent être réfléchies totalement si l'angle d'incidence est supérieur à l'angle critique.

- ✓ Propagation des modes : Les guides d'ondes peuvent supporter différents modes de propagation, tels que les modes transverses électromagnétiques (TEM), les modes transverses magnétiques (TMN) et les modes transverses électriques (TNE). Chaque mode correspond à une configuration spécifique des champs électriques et magnétiques à l'intérieur du guide.

- ✓ Fréquence de coupure : Chaque guide d'onde a une fréquence de coupure spécifique, au-dessus de laquelle il peut guider les ondes électromagnétiques de manière efficace. La fréquence de coupure dépend des dimensions du guide d'onde et de la nature des ondes à propager.

- ✓ Pertes et réflexions : Les pertes d'insertion et les réflexions des ondes à l'intérieur du guide d'onde doivent être minimisées pour assurer une propagation efficace et une

transmission optimale des signaux. Cela peut être réalisé en concevant des parois réfléchissantes de haute qualité et en minimisant les pertes diélectriques et conductrices.

✓ Impédance caractéristique : Chaque guide d'onde a une impédance caractéristique spécifique, qui détermine la manière dont les ondes électromagnétiques se propagent à l'intérieur du guide. L'impédance caractéristique est généralement calculée en fonction des dimensions du guide d'onde et des propriétés du matériau utilisé.

En effet, il est souvent nécessaire de réaliser des simulations électromagnétiques et d'effectuer des ajustements itératifs pour obtenir la réponse optimale dans la création d'un guide d'onde et des filtres SIW. En respectant ces bases de conception, il est possible de concevoir des guides d'onde efficaces pour une large gamme d'applications en télécommunications, en radar, en instrumentation, en imagerie médicale, etc. [4,5]

### I.2.2. Conception de système SIW

Effectivement, comme mentionné précédemment, les filtres SIW sont créés à partir de tronçons de guide d'onde en utilisant des techniques de conception spécifiques pour obtenir les caractéristiques de filtrage souhaitées. En tenant compte de certains critères bien définis qui sont : [4]

- Choix du matériau : Le matériau utilisé pour la fabrication du guide d'onde et du SIW doit être choisi en fonction des performances recherchées, de la fréquence de fonctionnement et des contraintes de fabrication.
- Dimensions du guide d'onde et du SIW : Les dimensions du guide d'onde et du SIW doivent être soigneusement calculées en fonction de la fréquence de fonctionnement pour assurer une propagation efficace des ondes électromagnétiques.
- Design de la structure : La structure du guide d'onde et du SIW doit être conçue de manière à minimiser les pertes d'insertion et les réflexions, tout en assurant une bonne isolation entre les différentes sections du circuit.
- Placement des composants : Les composants actifs et passifs doivent être soigneusement positionnés dans le guide d'onde et le SIW pour assurer un fonctionnement optimal du circuit.

- Choix des techniques de fabrication : Les techniques de fabrication utilisées pour réaliser le guide d'onde et le SIW doivent être choisies en fonction des contraintes de coût, de fiabilité et de performance.

Avant la fabrication du guide d'onde et du SIW, il est recommandé de réaliser des simulations électromagnétiques pour vérifier les performances du circuit et de procéder à des tests de caractérisation pour valider les résultats obtenus. [4, 5, 6]

### I.3. Les modes de propagation dans un système SIW

Les systèmes SIW peuvent être conçus pour supporter un ou plusieurs de ces modes de propagation en fonction de l'application spécifique visée. Les propriétés électromagnétiques du substrat, la forme du guide d'onde et les dimensions géométriques joueront tous un rôle dans la détermination des modes de propagation supportés par le système SIW. Les modes de propagation dans un système SIW (Substrate Integrated Waveguide) dépendent de sa géométrie spécifique et des matériaux utilisés. Voici une explication détaillée des différents modes de propagation possibles dans un système SIW. [7]

**I.3.1. Modes Transverses Électromagnétiques (TEM) :** Dans un système SIW, les modes TEM sont les plus courants. Ils se caractérisent par des champs électriques et magnétiques transverses à la direction de propagation. Ces modes sont souvent utilisés pour le transport d'énergie à haute fréquence.

**I.3.2. Modes Transverses Magnétiques (TMM) :** Les modes TMM sont caractérisés par des champs magnétiques transverses à la direction de propagation et des champs électriques confinés dans la direction de propagation. Ces modes sont parfois rencontrés dans les structures SIW en fonction de la géométrie et des conditions de bord.

**I.3.3. Modes Transverses Électriques (TME) :** Les modes TME se caractérisent par des champs électriques transverses à la direction de propagation et des champs magnétiques confinés dans la direction de propagation. Ces modes peuvent également se produire dans les structures SIW en fonction de la configuration spécifique du guide d'onde. [8]

Les calculs de propagation dans un système SIW peuvent être réalisés à l'aide de différentes méthodes analytiques et numériques. Voici quelques approches couramment utilisées pour calculer la propagation des ondes dans un système SIW :

En effet les méthodes analytiques, qui reposent sur la résolution des équations de Maxwell pour les guides d'ondes spécifiques, peuvent être utilisées pour estimer les propriétés de propagation dans un système SIW. Ces méthodes peuvent donner des solutions précises pour des cas simples et des géométries de guide d'onde bien précise.

### I.3.4.1. Equation de Maxwell :

✓ Equation de maxwell-Gauss  $\overrightarrow{div}(E) = \frac{\rho}{\epsilon}$  (I.1)

✓ Equation de maxwell-Faraday  $\overrightarrow{Rot}(E) = -\frac{dB}{dt}$  (I.2)

✓ Equation de maxwell-Thomson  $\overrightarrow{div} B = 0$  (I.3)

✓ Equation de maxwell-Ampère  $\overrightarrow{Rot}(B) = \mu(j + \epsilon \frac{dE}{dt})$  (I.4)

Avec :

$\epsilon$  : permittivité diélectrique du matériau.

$\mu$  : la perméabilité magnétique du matériau.

$\rho$  : la densité volumique de charge électrique.

$j$  : la densité de courant de conducteur.

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

$\vec{B}$  : le vecteur d'intensité du champ magnétique. [8]

### I.3.4.2. Equation générales :

✓  $E(x, y, z, t) = EE_0(x, y)e^{-\gamma z}e^{j\omega t}$  (I.5)

✓  $H(x, y, z, t) = H_0(x, y)e^{\gamma z}e^{j\omega t}$  (I.6)

✓  $\gamma = \alpha + j\beta$  (I.7)

Avec :

$\gamma$  : la constante de propagation complexe.

$\alpha$  : la constante d'atténuation.

$\beta$  : la constante de propagation de phase.

Les méthodes numériques, telles que la méthode des éléments finis (FEM) ou la méthode des différences finies (FDTD), sont souvent utilisées pour modéliser numériquement la propagation des ondes dans les systèmes SIW complexes. Ces méthodes permettent de prendre en compte des géométries plus complexes et des conditions de frontières plus réalistes. [8]

Les logiciels de simulation électromagnétique spécialisés, tels que CST Microwave Studio, HFSS (High-Frequency Structural Simulator) d'Ansys, ou ADS (Advanced Design System) d'Keysight, sont largement utilisés pour modéliser et simuler la propagation des ondes dans les systèmes SIW. Ces outils permettent une analyse approfondie du comportement électromagnétique du système et des performances de propagation. [3]

En combinant ces approches analytiques et numériques, il est possible de calculer avec précision les propriétés de propagation des ondes électromagnétiques dans un système SIW et d'optimiser sa conception pour obtenir les performances souhaitées.

Du fait on peut citer à titre d'exemple un guide métallique rectangulaire, les guides métalliques rectangulaires sont parmi les types de guides d'ondes les plus courants, et ils sont souvent utilisés comme référence pour comparer les propriétés de propagation des différents types de guides d'ondes, y compris les guides SIW. [7]

Dans le cas où un guide d'ondes intégré sur substrat (GIS) et un guide métallique rectangulaire équivalent présentent la même constante de propagation, on peut alors établir une analogie entre les deux systèmes. La constante de propagation, notée  $\beta$ , est un paramètre important dans la caractérisation des modes de propagation d'un guide d'ondes. Elle est liée à la vitesse de propagation de l'onde à l'intérieur du guide et est souvent exprimée en termes de nombre d'ondes par unité de longueur.[9]

Lorsque deux guides d'ondes différents présentent la même constante de propagation pour un mode donné, cela signifie que les caractéristiques de propagation de ces deux guides sont équivalentes pour ce mode spécifique. [9]

La constante de propagation  $\beta_{GIS}$  est la constante de propagation d'un guide d'onde intégré sur substrat (GIS). Pour un mode spécifique, comme le mode TE<sub>10</sub> par exemple, la constante de propagation peut être déterminée à partir des résultats de simulations ou des mesures expérimentales sur la structure.[9]

En considérant les phases des paramètres de transmission de deux guides d'ondes de longueurs différentes ( $L_1$  et  $L_2$ ), il est possible de déduire la constante de propagation du mode TE<sub>10</sub> du guide d'onde intégré sur substrat. En utilisant les différences de phases entre les signaux transmis à travers les deux guides d'ondes de longueurs différentes, on peut extrapoler la constante de propagation du mode TE<sub>10</sub> du GIS. [9]

Cette méthode de comparaison des phases des paramètres de transmission entre différents guides d'ondes permet de déduire des informations sur la constante de propagation du mode dominant du GIS, en l'occurrence le mode TE<sub>10</sub>. Cela peut être utile pour caractériser et analyser les propriétés de propagation des guides d'ondes intégrés sur substrat, et permettre ainsi une meilleure compréhension de leur comportement électromagnétique. [9]

### **I.4. Les fondements d'adaptation de système SIW**

L'objectif principal de l'adaptation des systèmes SIW est en effet d'optimiser la transmission de l'énergie électromagnétique à travers le circuit en minimisant les pertes. L'adaptation vise à garantir une correspondance maximale entre les impédances des différents composants du système SIW afin de réduire les réflexions d'énergie et d'assurer une transition fluide de l'énergie électromagnétique, ce qui conduit à une transmission maximale du signal sans pertes significatives. [10]

Afin de bien adapter un système SIW de manière efficace, plusieurs techniques peuvent être utilisées, particulièrement l'utilisation de réseaux d'adaptation d'impédance, de composants d'adaptation de puissance, et de techniques de conception assistée par ordinateur (CAO) pour optimiser les paramètres du guide d'onde et des composants aux interfaces. L'adaptation adéquate d'un système SIW permet d'améliorer le rendement et la fiabilité du système, en réduisant les pertes d'énergie et en optimisant les performances électromagnétiques dans la bande de fréquence de fonctionnement. [10]

### I.4.1. La transmission dans un système SIW

La transmission fait référence à la propagation d'un signal électrique ou électromagnétique d'un point à un autre au sein d'un système de communication ou d'un circuit électronique. Dans le contexte des guides d'ondes intégrés sur substrat (SIW), la transmission se réfère à l'acheminement efficace de l'énergie électromagnétique à travers le guide d'onde et les composants du système, avec un minimum de pertes et de réflexions. [11]

Les antennes intelligentes reposent sur des réseaux d'antennes (linéaires, planaires, circulaires, etc.) qui peuvent être orientées dans des directions stratégiques afin de suivre une cible mobile. Cette capacité permet de réduire les niveaux de signaux parasites émis par d'autres appareils mobiles et d'améliorer la précision du ciblage des communications ou des radars. [11]

Les SIW représentent une solution efficace et prometteuse pour l'alimentation des antennes et des réseaux, en offrant des avantages tels que des pertes de rayonnement faibles, une transmission efficace et des interférences réduites entre les éléments du circuit SIW. Cette technologie est de plus en plus utilisée dans diverses applications de communication sans fil en raison de ses performances supérieures et de sa conception intégrée. [12]

### I.4.2. La ligne micro-ruban

La ligne micro-ruban est une structure de transmission largement utilisée en ingénierie des micro-ondes pour transmettre des signaux haute fréquence. Elle se compose généralement d'une piste conductrice métallique située au-dessus d'un substrat diélectrique. La géométrie et les paramètres de la ligne micro-ruban peuvent être ajustés pour obtenir une impédance caractéristique spécifique et une transmission optimale des signaux à haute fréquence. [11]

Pour l'adaptation des SIW en utilisant des lignes micro-ruban, une approche classique consiste à concevoir des transitions appropriées entre le SIW et la ligne micro-ruban pour optimiser l'adaptation des impédances et réduire les réflexions d'énergie. Des techniques de conception assistée par ordinateur (CAO) sont souvent utilisées pour concevoir et optimiser ces transitions, en prenant en compte les paramètres du guide d'onde intégré sur substrat et de la ligne micro-ruban pour assurer une transmission efficace du signal. [11]

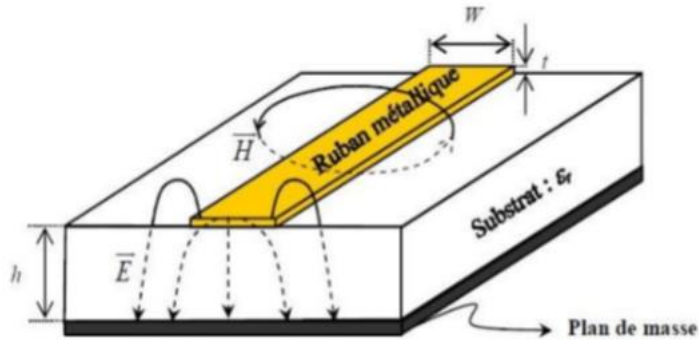


Figure 4 : Illustration de ligne micro-ruban.

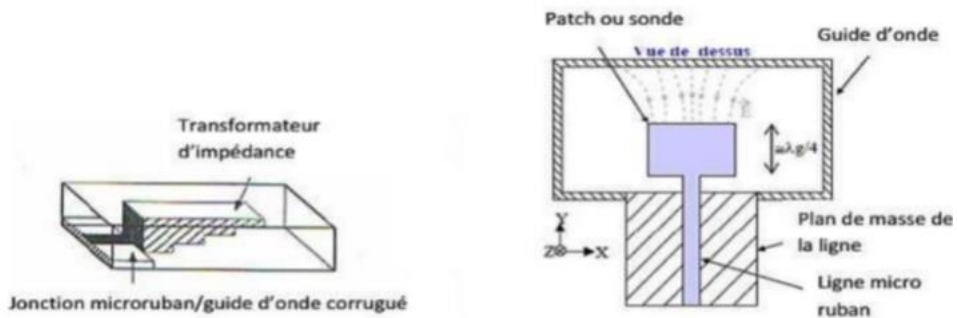


Figure 5 : Exemple de guide d'onde en transition avec la ligne micro- ruban.

### I.5. Mécanismes de pertes dans un système SIW

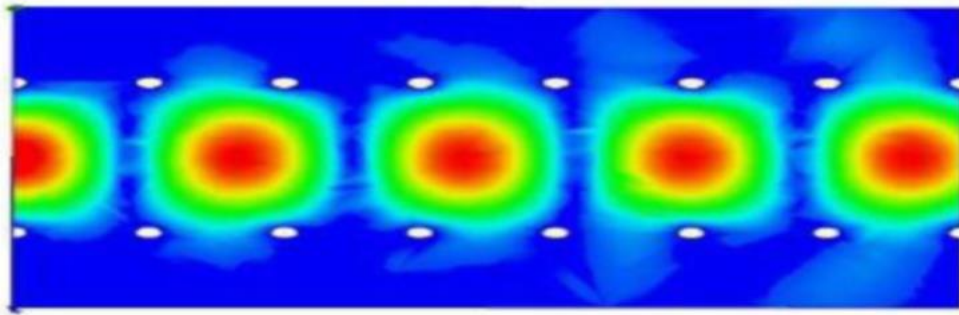
La réduction des pertes est en effet cruciale pour la technologie SIW, en particulier dans la bande millimétrique. Trois mécanismes de perte doivent être pris en compte lors de la conception d'un circuit utilisant la structure SIW : les pertes par conduction, les pertes dans le diélectrique et les pertes de rayonnement causées par la séparation entre les trous métallique. [13, 14, 15]

En ce qui concerne la conception d'une structure d'interconnexion en ligne micro ruban (SIW) et de la gestion des pertes associées, il est important à noter que, les pertes dans le conducteur et le diélectrique d'une structure SIW peuvent être comparables à celles d'un guide d'onde rectangulaire rempli de diélectrique. Selon les principes classiques, l'augmentation de l'épaisseur du substrat peut réduire significativement les pertes de conduction. [16, 17]

Les pertes dans le diélectrique dépendent principalement du matériau utilisé et non de la géométrie du guide d'ondes. En ce qui concerne les pertes de rayonnement, elles sont

généralement acceptables si le rapport  $s/d$  (espacement/diamètre des trous) est maintenu en dessous de certaines valeurs comme 2.5 ou idéalement 2. [18, 19]

Il est conseillé de respecter ces recommandations pour minimiser les pertes par rayonnement et garantir des performances optimales, surtout dans la bande millimétrique. [19]



**Figure 6 :** Démonstration de pertes de fuite quand  $P > 2d$ .

### I.6. Procédure de conception des circuits en systèmes SIW

La considération des contraintes de fabrication telles que les tolérances de dimensions et les capacités des équipements de fabrication, doivent également être prises en compte lors de la conception du composant. Il est important de s'assurer que le composant peut être fabriqué de manière fiable et efficace. [20]

D'abord il faut bien dimensionner le guide d'onde en fonction de la fréquence de fonctionnement du composant à implémenter. Il est important de respecter les dimensions spécifiques pour guider efficacement l'énergie électromagnétique. [20]

Ensuite la conception de la transition planaire/SIW. La transition entre la partie planaire et la partie SIW doit être soigneusement conçue pour assurer une bonne transmission du signal. Des formules spécifiques sont fournies dans l'article pour calculer les dimensions nécessaires. [20]

En dernier lieu il faut prendre en compte la Minimisation des pertes d'énergie lors de la conception du composant qui est un facteur essentiel. Cela peut être réalisé en choisissant des matériaux à faible perte et en optimisant les dimensions du guide d'onde. [20, 21]

## CHAPITRE I : Guide D'ondes Intégré au Substrat SIW

---

En pratique les paramètres à respecter afin de concevoir un système ou une série de systèmes SIW sont les suivants :

La fréquence de coupure  $f_c$  est en effet un paramètre crucial pour un guide d'onde, car elle détermine la plus basse fréquence à laquelle le mode fondamental peut se propager. Dans le cas du mode fondamental TE<sub>10</sub>, c'est en effet le mode le plus important et donc la fréquence de coupure pour ce mode doit être fixée. [7]

$$a = \frac{c}{2f_c\sqrt{\epsilon}}$$

Une fois que la fréquence de coupure pour le mode TE<sub>10</sub> est fixée, on peut utiliser la formule pour calculer la largeur du guide équivalent à la technologie SIW. Cette largeur est importante car elle influencera la propagation efficace du mode TE<sub>10</sub> à travers le guide d'onde.

Il est essentiel de bien calculer cette largeur pour garantir un fonctionnement optimal du guide d'onde en mode TE<sub>10</sub>. [7,9]

Il est effectivement crucial d'adapter la valeur du guide équivalent à la technologie SIW en déterminant les positions et les dimensions des vias. Les vias sont des éléments essentiels dans la conception de structures SIW, car ils permettent de connecter les différentes couches du circuit.

Pour les diamètres des vias, [20] présente plusieurs inégalités pour cette valeur. Une des inégalités courantes et simple à retenir est :

$$d \sim 0.1033 a \text{ ou}$$

$$d \geq (0.6 \times \lambda_g) + a$$

Où :

- D est le diamètre du via.
- $\lambda_g$  est la longueur d'onde dans le guide d'onde.
- a est un paramètre dépendant de la technologie SIW utilisée.

En respectant cette inégalité, on peut garantir une bonne connexion entre les différentes couches du circuit SIW et assurer une transmission efficace du signal à travers les vias. Il est donc important de bien calculer et dimensionner les vias en fonction des paramètres spécifiques à la technologie SIW choisie. [20]

Lors de la conception des structures SIW, il est important de déterminer avec précision l'espacement entre deux vias consécutives. En pratique, on peut souvent considérer que l'espacement  $s$  entre deux vias est approximativement égal à 2 fois le diamètre  $d$  des vias ( $s \approx 2d$ ). [20, 21]

Pour réduire les coûts de fabrication, on peut s'engager à augmenter les valeurs de  $d$  et  $s$ , cependant, cette augmentation est limitée par deux inégalités visant à minimiser les pertes par rayonnement entre les vias, ce qui est crucial pour assurer une transmission efficace du signal.

Ensuite, pour positionner les vias de manière optimale, il est nécessaire de déterminer la distance entre les deux rangées de vias. De plus, il faut également identifier la valeur qui caractérise le guide équivalent pour remonter à la technologie SIW en trouvant la valeur de  $w$ . L'équation présentée dans est une ressource importante pour calculer ce paramètre de manière précise. [20]

Pour réaliser une transition planaire-SIW, il est nécessaire de concevoir une ligne planaire avec une impédance caractéristique de 50 Ohms en optimisant la largeur  $W_{tap}$ . Indique que la valeur optimale pour une telle transition est donnée par :

$$W_{tap} = 0.5 (W - d).$$

Où :

- $W_{tap}$  est la largeur optimale de la ligne planaire
- $W$  est la largeur totale du guide d'onde SIW
- $d$  est le diamètre des vias utilisés dans la structure SIW.

### I.7. La distribution du champ dans un système SIW

Dans les circuits SIW (Substrate Integrated Waveguide), la distribution du champ électromagnétique est influencée par la structure spécifique du guide d'ondes intégré dans le

substrat. La distribution du champ électromagnétique dans un guide d'ondes SIW peut être analysée en utilisant les équations de Maxwell. Les équations de Maxwell décrivent le comportement des champs électromagnétiques dans un milieu donné. Dans le cas d'un guide d'ondes SIW, nous pouvons utiliser les équations de Maxwell citées au par avant pour les ondes planes [22], qui incluent :

1. Equation de Maxwell-Gauss pour le champ électrique : Dans un guide d'ondes SIW, le champ électrique est confiné à l'intérieur du substrat et est principalement orienté dans la direction de propagation de l'onde. La distribution du champ électrique varie en fonction de la géométrie du guide d'ondes SIW et des composants actifs intégrés.

2. Equation de Maxwell-Faraday pour le champ magnétique : Le champ magnétique associé au champ électrique interagit avec la structure du guide d'ondes SIW et contribue à la propagation de l'onde à travers le substrat. La distribution du champ magnétique dépend également de la fréquence de fonctionnement et des caractéristiques du guide d'ondes SIW.

3. Equations de Maxwell-Ampère pour les courants et les densités de courant.

Il peut exister d'autres phénomènes de distribution de champ électromagnétique dans un système SIW tel que :

4. Champ de surface : Les circuits SIW présentent souvent des champs de surface le long des parois internes du guide d'ondes, ce qui peut influencer les propriétés des composants actifs et passifs intégrés. Ces champs de surface peuvent être exploités pour concevoir des structures compactes et efficaces.

5. Couplage de champ : Dans les circuits SIW, le couplage de champ entre les composants actifs et passifs peut influencer la performance globale du circuit. La distribution du champ électromagnétique dans les régions proches des composants peut être optimisée pour garantir un couplage efficace et des pertes minimales. [22]

Il convient de noter que dans l'étude de distribution de champ, la résolution des équations de Maxwell doit se faire en tenant compte les conditions aux limites appropriées. Cela permet d'obtenir des informations sur les modes propres de propagation, les profils de champ électrique et magnétique, ainsi que les propriétés de guidage des ondes à différentes fréquences.

Autant que l'analyse de la distribution du champ dans un guide d'ondes SIW peut être approfondie en utilisant des outils de modélisation électromagnétique avancés. Ces

simulations permettent de visualiser les champs électromagnétiques et d'analyser le comportement des circuits SIW à différentes fréquences et configurations.

En comprenant la distribution du champ électromagnétique dans les circuits SIW, les concepteurs peuvent optimiser la conception des circuits pour obtenir des performances maximales en termes de perte, de bande passante, de couplage et d'efficacité. Une modélisation précise de la distribution du champ dans les circuits SIW est essentielle pour garantir des simulations et des analyses précises et pour optimiser les performances des circuits actifs et passifs intégrés. [23]

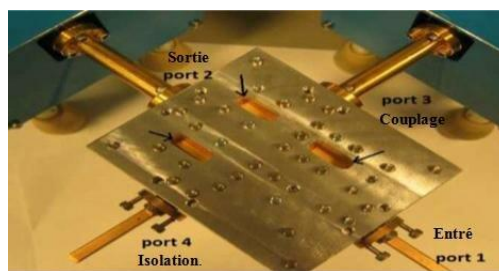
### I.8. Paramètres des guides d'ondes intégrés aux systèmes SIW

#### I.8.1. Les paramètres des circuits passifs SIW

Les circuits passifs de rangée d'ondes à isolation diélectrique (SIW) sont des composants fondamentaux de l'ingénierie des micro-ondes et des radiofréquences. Qui possèdent des paramètres clés comprennent : Impédance caractéristique ( $Z_0$ ), Fréquence de résonance, Pertes, Bande passante, le Q-factor, la Capacité, l'inductance et la résonance parasite. Ces paramètres sont importants pour comprendre les comportements électriques des composants passifs SIW. [24]

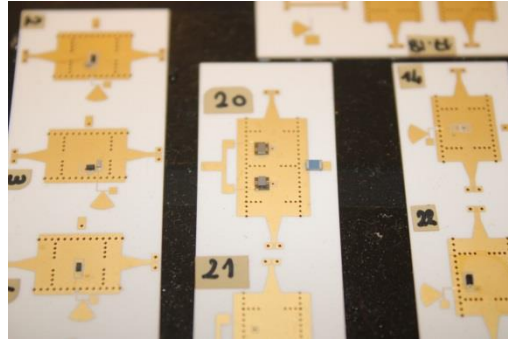
On peut citer comme exemples de circuits passifs :

❖ Les coupleurs SIW : Les coupleurs SIW sont des composants qui permettent de coupler des signaux de manière contrôlée dans les circuits RF et micro-ondes. [25]



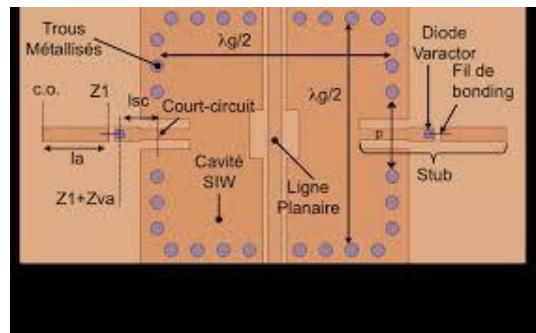
**Figure 7** : Image de coupleur SIW possédant quatre portes.

❖ Les filtres SIW : Les filtres SIW sont largement utilisés pour le filtrage des signaux à bande étroite ou large bande dans les applications RF et micro-ondes. [ 26]



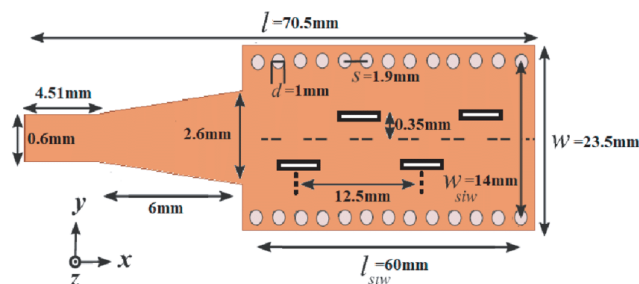
**Figure 8 :** Représentation de filtres SIW

❖ Les résonateurs SIW : Les résonateurs SIW sont des composants utilisés pour résonner à une fréquence spécifique et sont souvent utilisés dans les oscillateurs et les filtres. [27]



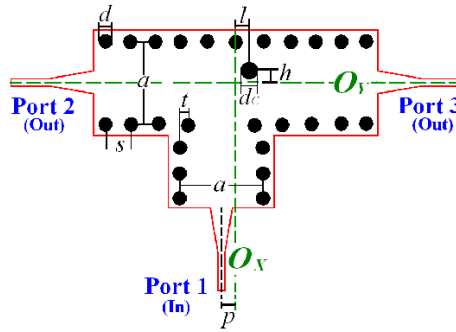
**Figure 9 :** Image de résonateurs SIW

❖ Les antennes SIW\_: Les antennes SIW sont des antennes réalisées en technologie SIW pour les applications de communication sans fil et de radar. [28]



**Figure 10 :** Représentation d'antennes SIW.

❖ Les diviseurs de puissance SIW : Les diviseurs de puissance SIW permettent de diviser efficacement la puissance d'un signal RF ou micro-onde en plusieurs voies. [29]



**Figure 11 :** Image de diviseur de puissance SIW.

Ces exemples illustrent la diversité des circuits passifs pouvant être réalisés en technologie SIW et leur importance dans les systèmes RF et micro-ondes modernes.

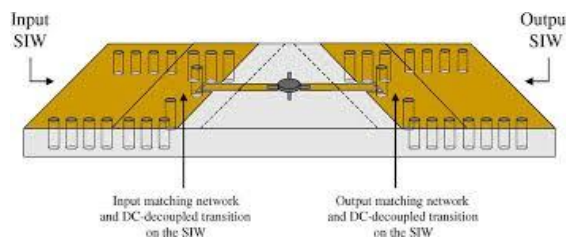
### I.8.2. Les paramètres des circuits actifs SIW

Les circuits actifs réalisés en technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) présentent des paramètres spécifiques qui doivent être pris en considération lors de leur conception et de leur analyse. Voici quelques-uns des principaux paramètres des circuits actifs SIW : Impédance d'entrée et de sortie, gain, linéarité, stabilité, Et le bruit. [30]

Ces paramètres sont cruciaux pour concevoir et optimiser les circuits actifs SIW utilisés dans les systèmes RF et micro-ondes. Ils contribuent à garantir des performances fiables et efficaces des circuits actifs SIW dans diverses applications. [31]

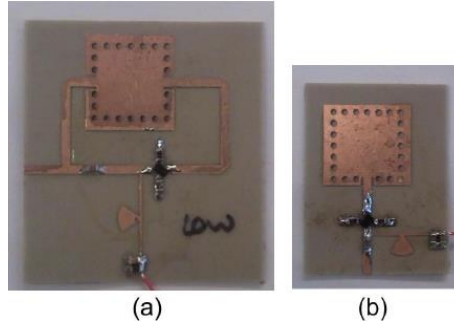
Voici quelques exemples de circuits actifs réalisés en technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) :

❖ Les amplificateurs SIW : Les amplificateurs SIW sont des circuits actifs qui utilisent des transistors pour amplifier un signal RF ou micro-ondes. Ils sont souvent utilisés dans les systèmes de communication sans fil et les radars.



**Figure 12 :** Image de structure d'in amplificateur X-band

❖ Les oscillateurs SIW : Les oscillateurs SIW sont des circuits actifs utilisés pour générer des signaux oscillants à une fréquence spécifique. Ces oscillateurs sont essentiels pour les systèmes de communication et de localisation.

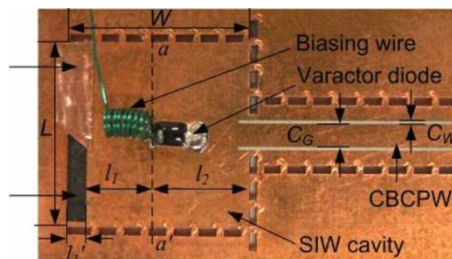


**Figure 13** : Image d'oscillateur SIW.

❖ Les mélangeurs SIW : Les mélangeurs SIW sont des circuits actifs utilisés pour effectuer des opérations de mélange de signaux RF ou micro-ondes. Ils sont couramment utilisés pour la conversion de fréquence dans les récepteurs radiofréquences.

❖ Les amplificateurs de puissance SIW : Les amplificateurs de puissance SIW sont des circuits actifs conçus pour fournir une amplification de puissance élevée à des fréquences RF ou micro-ondes. Ils sont utilisés dans les applications nécessitant des niveaux élevés de puissance de sortie.

❖ Les modulateurs SIW : Les modulateurs SIW sont des circuits actifs utilisés pour moduler un signal RF ou micro-ondes en fonction d'un signal de modulation. Ils sont essentiels pour les systèmes de communication numérique et les applications de modulation d'amplitude, de fréquence ou de phase.



**Figure 14** : Image de modulateur SIW.

Ces exemples illustrent la variété des circuits actifs qui peuvent être réalisés en technologie SIW et leur importance dans les systèmes RF et micro-ondes modernes. Les

circuits actifs SIW offrent des avantages tels qu'une intégration compacte, des performances robustes et une bonne compatibilité avec les substrats à base de micro-ondes, ce qui en fait un choix attrayant pour de nombreuses applications. [30]

### I.9. Les avantages de la technologie SIW

Effectivement, l'un des principaux inconvénients des guides d'ondes conventionnels est l'impossibilité d'intégrer directement des composants passifs traditionnels tels que des filtres, des diviseurs de puissance, des coupleurs, etc. Dans les structures de guides d'ondes classiques, l'ajout de tels composants nécessite des transitions complexes entre le guide d'onde et les composants, ce qui peut entraîner des pertes, des interférences et une complexité supplémentaire dans la conception et l'intégration des circuits. [32]

La technologie Substrate Integrated Waveguide (SIW) vient résoudre cette problématique en offrant la possibilité d'implémenter directement des composants passifs à l'intérieur de la structure SIW elle-même. Grâce à la conception encastrée des circuits SIW dans un substrat, il est possible d'intégrer des composants passifs directement sur le substrat sans nécessiter de transitions complexes. Cela permet d'optimiser l'intégration des composants passifs, réduisant ainsi les pertes, améliorant les performances globales du circuit et simplifiant la conception et la fabrication des dispositifs micro-ondes. [33]

La technologie SIW offre une combinaison d'avantages suivants en faisant un choix attrayant pour de nombreuses applications en micro-ondes et haute fréquence.

- ❖ Faible coût de fabrication : Les structures SIW peuvent être réalisées en utilisant des technologies de fabrication standard à faible coût, ce qui en fait une solution économique pour les applications de communication sans fil et de radar.
- ❖ Faible encombrement : Les circuits SIW sont encastrés dans un substrat, ce qui permet une intégration compacte des composants et une réduction significative de l'encombrement global du circuit.
- ❖ Bonne isolation : Les structures SIW offrent une bonne isolation entre les composants adjacents en raison de confinement des ondes électromagnétiques à l'intérieur du guide d'onde, réduisant ainsi les interférences et les pertes causées par le couplage entre les éléments du circuit.

- ❖ Faibles pertes : Les pertes de propagation dans les structures SIW sont généralement faibles, ce qui permet une transmission efficace des signaux sur de longues distances sans dégradation significative du signal.
- ❖ Large bande passante : Les guides d'ondes SIW peuvent être conçus pour supporter des bandes passantes larges, ce qui les rend adaptés aux applications à large bande passante telles que les systèmes de communication à haut débit.
- ❖ Facilité de conception et de simulation : Les outils de simulation et de modélisation dédiés aux structures SIW sont largement disponibles, ce qui facilite la conception et l'optimisation des circuits SIW pour répondre aux exigences spécifiques de l'application.

### I.10. Conclusion

Dans ce premier chapitre de notre travail on a exposé L'état de l'art de la conception en technologie Substrate Integrated Waveguide (SIW) qui englobe un large éventail de sujets et de défis, allant de la modélisation électromagnétique des structures SIW à la conception de circuits intégrés en passant par l'optimisation des performances des composants SIW. Les avancées récentes dans la technologie SIW ont permis de développer des solutions innovantes pour les composants passifs, actifs et les antennes, tout en abordant les problèmes liés à l'équivalence avec les guides d'ondes traditionnels et en proposant des approches efficaces pour la conception et la mise en œuvre de circuits et de composants en technologie SIW. [19]

Compte tenu de l'intérêt croissant de la technologie SIW, nous avons jugé important de mener une étude initiative sur les coupleurs directifs  $90^\circ$  et  $180^\circ$  fonctionnant à base de cette dernière.

## **CHAPITRE II : Notions sur les Coupleurs**

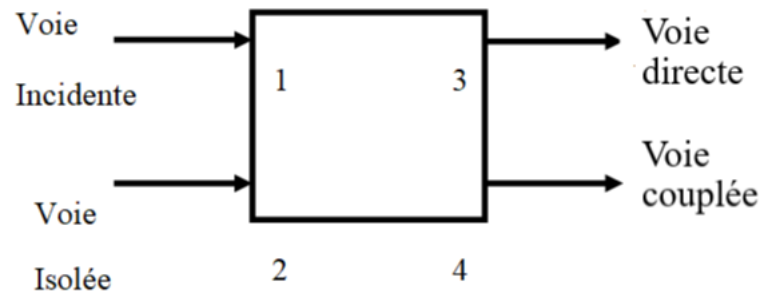
### II Notions sur Les Coupleurs

#### II.1. Introduction

Les coupleurs sont des éléments micro-ondes très pratiques et polyvalents, dont la fonction principale consiste à coupler ou à diviser le signal incident ou la puissance, dans des proportions égales ou disproportionnées. On les désigne sous le nom de diviseurs de puissance ou de coupleurs directionnels 3dB lorsqu'ils répartissent la puissance de manière égale. Les systèmes de télécommunications sans fil, les radars, Les systèmes de mesure et d'instrumentation comprennent des systèmes de test, des analyseurs vectoriels, des wattmètres, des contrôleurs de gain automatiques par boucles, des réflectomètres et des systèmes biomédicaux. Sont tous utilisés dans de nombreuses applications. [34]

#### II.2. Définition

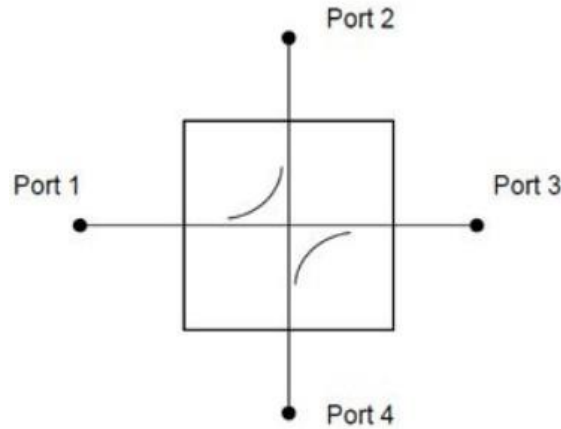
Un parfait coupleur directif est un composant passif à quatre ports sur un support isotrope qui ne subit aucune détérioration. Chaque port est configuré de manière spécifiée et la puissance injectée dans un port d'entrée (voie incidente) est répartie entre les deux ports de sortie (voie directe et voie couplée). L'autre partie du port est isolée, c'est-à-dire qu'aucune puissance ne lui est renvoyée. [35]



**Figure 15 :** Schéma de principe d'un coupleur directif.

#### II.3. Principe des coupleurs directionnels

Ces composants sont passifs et ne présentent aucune perte avec 4 ports : deux entrées et deux sorties. En général, ces éléments sont désignés sous le nom de coupleurs directionnels et peuvent être illustrés par le schéma fonctionnel présenté dans la (Figure 16). Les ports 1 et 4, représentent les entrées, tandis que les ports 2 et 3 représentent les sorties. [35]



**Figure 16 :** Schéma de fonctionnel d'un coupleur directif.

L'exemple illustré à la Figure II. 2 est l'exemple idéal d'un coupleur directionnel à quatre ports. Une vague incidente au port 1 est couplée aux ports 2 et 3, tandis que le port 4 est isolé. Une vague incidente au port 4 est couplée aux ports 2 et 3 uniquement. Les ports 1 et 4 ne sont pas couplés. S'il y a une vague sur les ports 2 ou 3, l'alimentation n'est disponible qu'aux port 1 et 4. Les ports sont adaptés. Une vague incidente dans le quatrième port ne serait pas réfléchié s'il y avait trois ports appropriés. [35]

Une matrice de répartition en puissance  $[S]$  est utilisée pour représenter un composant à quatre accès, comprenant 16 termes [36], Soit :

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{31} & S_{41} \\ 0 & 0 & S_{32} & S_{42} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & 0 \\ S_{41} & S_{42} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Un coupleur directif idéal est réciproque (II.1), adapté (II.2) et sans pertes.

$$S_{ij} \neq S_{ji} \text{ avec } i \neq j \quad (\text{II.1})$$

$$S_{jj} = 0 \quad (\text{II.2})$$

La matrice identité (conservation d'énergie) est le produit de la matrice  $S$  transposée et de la matrice  $S$  conjuguée.

$$[S]^t \cdot [S]^* = [I] \quad (II.3)$$

En utilisant la numérotation des ports comme illustré dans la Figure II.2, il est possible de définir les grandeurs suivantes [36] :

- **Couplage** ( $dB$ ) =  $20 \log|S_{41}|$  (II.4)

- **Affaiblissement** ( $dB$ ) =  $20 \log|S_{41}|$  (II.5)

Les grandeurs supplémentaires sont définies pour un coupleur directif réel:

- **Adaptation** ( $dB$ ) =  $20 \log|S_{11}|$  (II.6)

- **Isolation** ( $dB$ ) =  $20 \log|S_{21}|$  (II.7)

- **Directivité** ( $dB$ ) =  $20 \log|S_{42}| = \text{Couplage (dB)} - \text{Isolation (dB)}$  (II.8)

- **La bande passante relative** =  $\frac{F_2 - F_1}{F_0}$ . (II.9)

Les fréquences centrale, minimale et maximale de fonctionnement sont respectivement  $F_0$ ,  $F_1$  et  $F_2$ .

Les coupleurs 3 dB sont les éléments essentiels pour la création de circuits. Il y a égalité entre couplage et affaiblissement, ce qui signifie que la puissance incidente est égale entre la voie directe et la voie couplée.

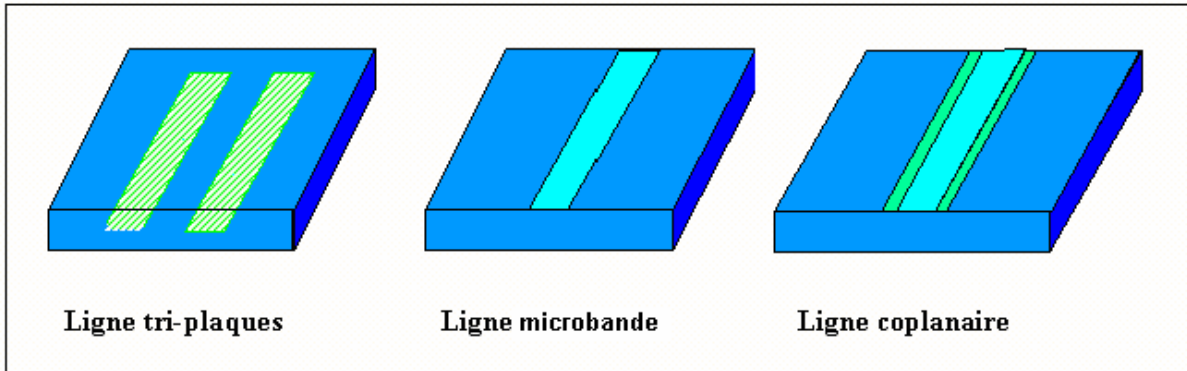
D'après sa matrice  $[S]$ , il est démontré qu'il n'y a que deux catégories de coupleurs 3dB : les coupleurs  $90^\circ$ , également connus sous le nom de "coupleurs en quadrature", et les coupleurs  $0-180^\circ$  [36].

### II.4. Les différents types de coupleurs

#### II.4.1. Coupleurs passifs planaires

L'ensemble des conducteurs situés sur l'une ou les deux faces d'une plaque de diélectrique est appelé ligne planaire. Ces structures sont constituées d'un mélange de rubans conducteurs et d'un substrat ; la partie inférieure de ce substrat, souvent métallisé, joue le rôle de plan de masse. Les dimensions de la ligne et la permittivité du substrat influencent les

caractéristiques de propagation [37, 38]. Exemples de quelques structures planaires sont présentées (Figure 17)



**Figure 17 : Les différents types des structures planaires.**

### II.4.1.1. Avantages et inconvénients des lignes planaires

Les structures planaires ont certaines privilégies comme :

- Faible coût.
- Un poids léger, de petite taille et léger.
- Compatibilité avec circuits intégrés.
- Des performances captivantes.
- Une fiabilité et une reproductibilité accrues.

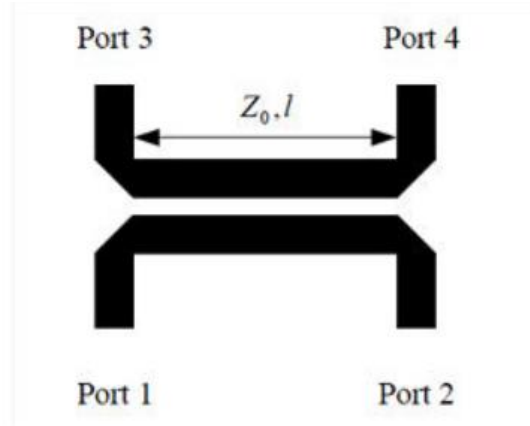
Il est possible d'ajouter des composants élémentaires aux circuits ; sa structure ouverte la rend particulièrement pratique pour l'utilisation des MICS.

Toutefois, les principaux désavantages de la topologie planaire sont sa faible résistance qui restreint son utilisation, ainsi que les ruptures qui engendrent des réflexions difficiles à éliminer. Étant donné que les structures planaires ne servent pas à transmettre des signaux à distance [39].

### II.4.2. Coupleurs à lignes couplées

Dans le domaine de la technologie imprimée, il est possible d'utiliser des lignes couplées, comme illustré dans la Figure II.4. Ce coupleur se distingue par l'organisation des ports, qui diffère d'un coupleur à branches. Effectivement. Le port couplé (port 3) se

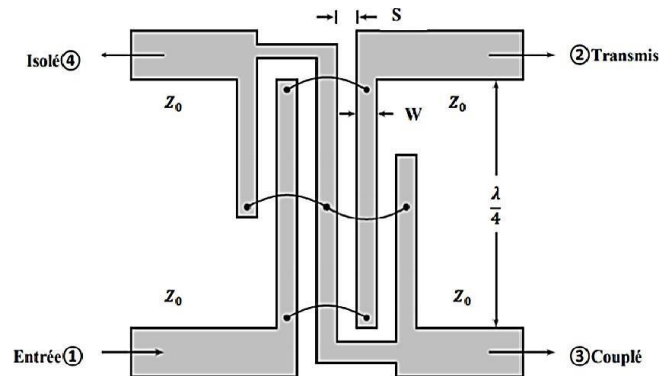
trouve du même côté que le port d'entrée (port 1) [40]



**Figure 18 :** Coupleur à ligne couplée.

### II.4.3. Coupleur de lange

En général, il est extrêmement compliqué d'obtenir un couplage de 3 dB ou 6 dB en utilisant des lignes couplées. Afin d'améliorer le couplage, plusieurs lignes parallèles sont utilisées, ce qui permet aux champs de frange de participer au couplage. Le coupleur le plus couramment employé est celui de Lange, illustré dans la (Figure 19). Quatre lignes couplées sont utilisées, avec des interconnexions, pour obtenir un couplage plus élevé. Il est possible d'obtenir un couplage de 3dB, avec une largeur de bande d'octave ou plus. Les coupleurs à haute fréquence de Lange exigent une précision extrême, car les lignes sont très fines et rapprochées [38].



**Figure 19 :** Géométrie de coupleur de Lange.

Si le facteur de couplage est :

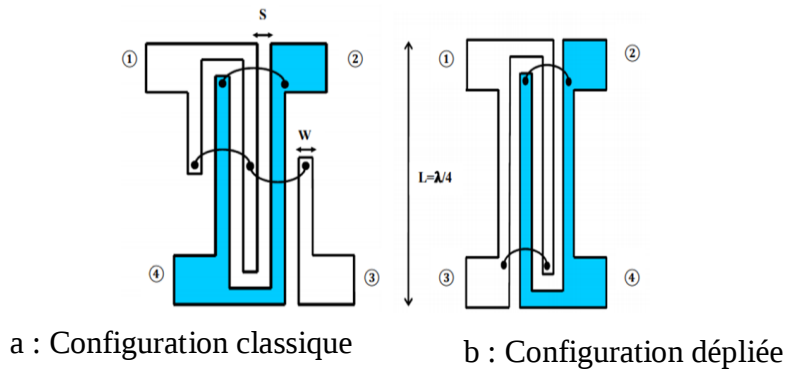
$$C = V_3/V_1$$

La matrice de répartition de ce coupleur est donnée par [39] : (II.14)

$$S_{Lange} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -j \\ -j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -j & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Les coupleurs de Lange sont réalisés en utilisant des lignes quarts d'onde couplées et inter digitées. Le plus souvent, ils ont quatre doigts. Les voies de sortie (voies directes et couplées) se trouvent du même côté de la structure dans la configuration classique

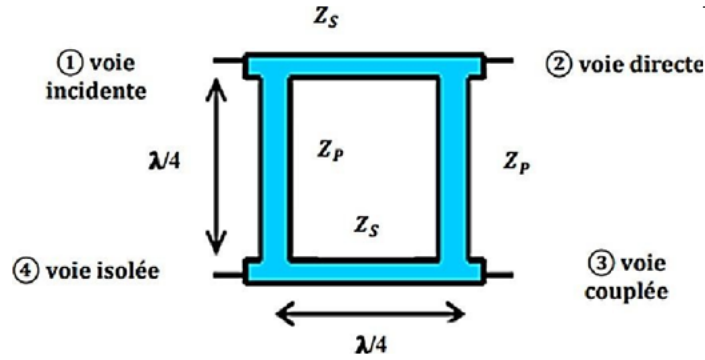
(**Figure 20.a**), contrairement à la configuration dépliée (**Figure 20.b**). Le choix de l'une ou l'autre des configurations offre une certaine flexibilité dans la disposition des circuits [38].



**Figure 20** : Coupleur de Lange, N=4 doigts.

#### II.4.4. Coupleur à branches

Le coupleur à branches (branch-line hybrid) est la principale alternative au coupleur de Lange pour réaliser un coupleur 3dB en quadrature. Cette base de coupleur est composée de deux lignes de transmission série de longueur  $\lambda/4$  qui sont transmises à la fréquence centrale, reliées par deux lignes de dérivation de longueur  $\lambda/4$ . Un coupleur intégré en technologie microstrip est décrit dans le schéma de la (**Figure 21**). [39]



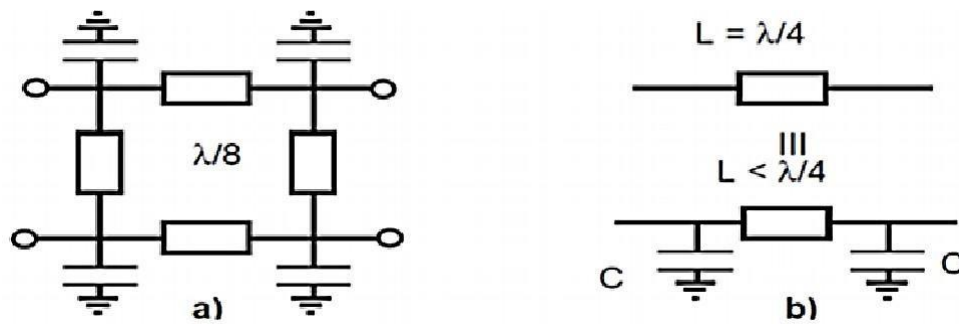
**Figure 21** : Coupleur en technologie micro-ruban à branche.

Avec :

$$Z_S = \frac{R_0}{\sqrt{2}}, \quad Z_P = R_0$$

- $R_0$  : est l'impédance d'accès.

Ce matériau convient spécialement à la création de circuits hybrides, car il est simple à utiliser et présente une sensibilité moindre que le coupleur de Lange. Effectivement, il ne nécessite ni fils d'interconnexion ni lignes d'impédances caractéristiques puissantes [37]. Néanmoins, la place qu'il occupe est conséquente. Dans la technologie MMIC, ce circuit est habituellement utilisé dans une version plus petite avec des composants localisés pour réduire son encombrement (**Figure 22 a**) La méthode de réduction de taille repose sur le remplacement des lignes quart d'onde par des lignes  $\lambda/8$  chargées capacitaire (**Figure 22b**) [38].



**Figure 22:** a) Coupleur à branche de petite taille chargé de manière capacitive,  
b) Réduction de taille des lignes  $\lambda/4$  par une technique localisée.

Les performances optimales ne sont obtenues dans un coupleur à branches qu'à la fréquence centrale, c'est-à-dire à la fréquence où les lignes ont une longueur électrique de  $90^\circ$ . Il est donc interdit d'utiliser ces coupleurs pour des applications à bande étroite qui ne requièrent pas plus de 10% de bande de fréquence.

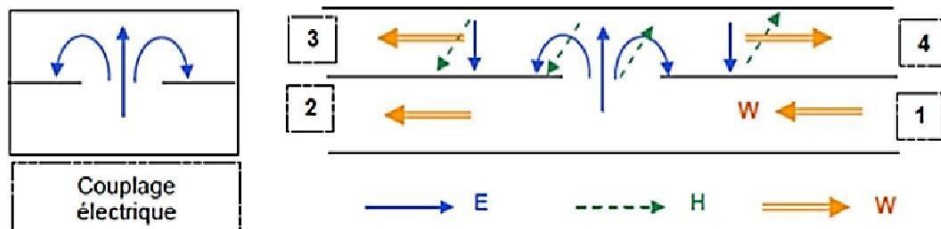
Étant donné que le coupleur  $0$ - $180^\circ$  en anneau repose également sur des lignes quarte d'onde, il présentera des contraintes similaires [37].

### II.5. Coupleurs En Technologie SIW

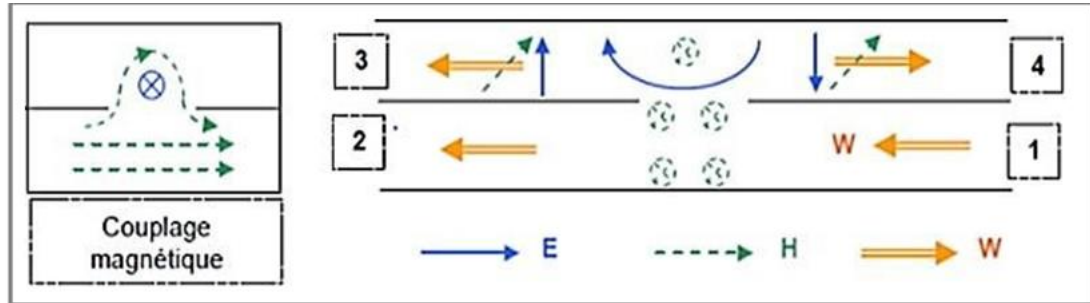
#### II.5.1. Coupleurs SIW à faible couplage

##### II.5.1.1. Coupleur de Bethe

Il y a deux guides d'ondes rectangulaires qui sont accolés de part et d'autre. La face commune présente un trou percé, ce qui permet le passage des champs magnétiques et électriques d'un guide à l'autre. Lorsqu'une onde de mode  $TE_{10}$  excite l'un des guides, le couplage se déroule conformément aux schémas ci-dessous [40].



**Figure 23 :** Dans le guide, deux ondes de vitesse opposée et en phase sont excitées.



**Figure 24 :** Image de deux ondes sont excitées en opposition de phase entre elles, et en quadrature avec l'onde incidente.

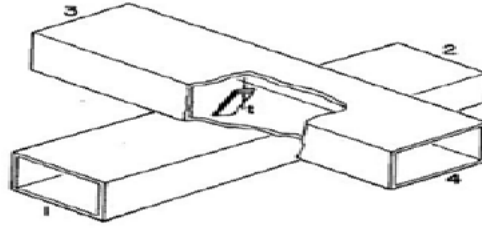
### II.5.1.2 Coupleurs bicouche à fente

Les coupleurs à fentes sont compacts, avec deux guides d'ondes qui partagent un espace commun. Une partie de l'onde se propage dans le guide d'onde vers le port 2, tandis qu'une autre partie est couplée vers le port 3 à partir des fentes présentes entre les deux guides. On utilise principalement ce genre de coupleur dans la technologie SIW afin de créer des matrices dans le domaine des réseaux d'antennes. La géométrie du coupleur bicouche à fentes en technologie SIW décrit dans le schéma de la (**Figure 25**). [41]

La géométrie de la zone de couplage par fente sélectionnée dans un coupleur directionnel a été proposée afin d'assurer une transition fluide et un bon couplage entre les lignes de transmission.

- Pour ce genre de coupleur, l'analyse numérique repose sur le mode de propagation pair et impair [41].

Quand les deux lignes couplées sont traversées par des courants de phase et d'ampleur égales, on obtient le mode pair, tandis que le mode impair est obtenu lorsque les phases sont opposées et les amplitudes des courants sont égales [41].

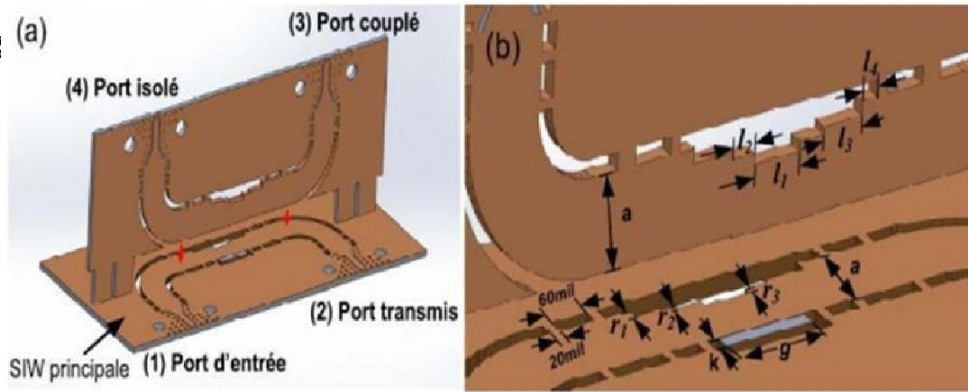


**Figure 25 :** Coupleur bicouche à fentes en technologie SIW.

### II.5.2. Coupleurs SIW avec un couplage élevé

#### II.5.2.1 Coupleur -3dB SIW de type Riblet tridimensionnel

En alignant deux lignes SIW, il sera possible de créer un coupleur Riblet qui garantit le couplage grâce à une courte fente située dans la partie commune de deux de leurs petites faces accolées. En contrôlant les dimensions de la zone de la fente, il sera possible d'ajuster le couplage (a) TE20 [37]



a) vue 3-D

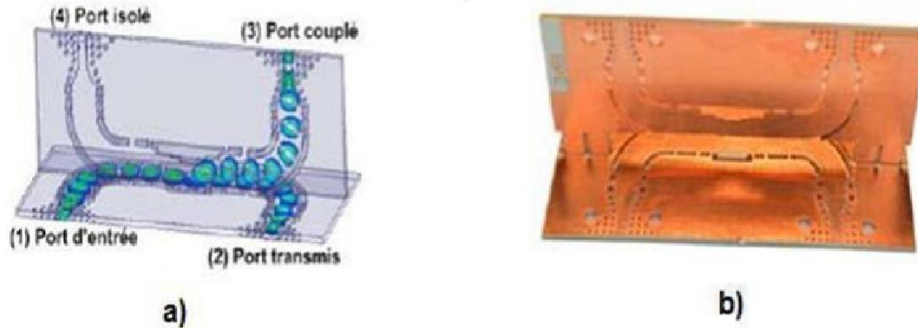
b) dimensions

**Figure 26 :** Coupleur 3 dB Riblet avec technologie SIW.

La configuration suggérée diffère de la structure traditionnelle en raison de la disposition perpendiculaire des deux guides d'ondes. Pour obtenir cette configuration, il était nécessaire de trouver un moyen de la réaliser. Nous avons également suggéré l'introduction de la ligne SIW pliée, ce qui a conféré à la région commune une apparence tridimensionnelle. Le coupleur est composé de deux PCB qui sont chacun équipés d'une ligne SIW. On insère une partie du PCB vertical dans le PCB horizontal afin de faciliter l'alignement. La (Figure 26) présente une vue en 3D.

Lorsque le port 1 est alimenté, la répartition du champ électrique est illustrée dans

la (Figure 27 a.b) présente la photographie du prototype en bande Ka. Il est composé d'un coupleur complet où des tubes à gaz sont installés dans l'ouverture [40].



**Figure 27 :** a) Répartition du champ électrique à la fréquence de 35 GHz.

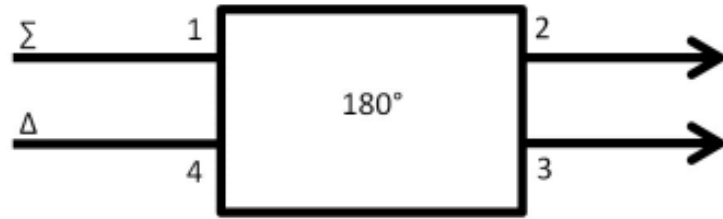
b) photographie du coupleur de type Riblet 3 dB fabriqué.

### II.6. Applications des Coupleurs 180 degrés

#### II.6.1. Coupleur Hybride à 180°

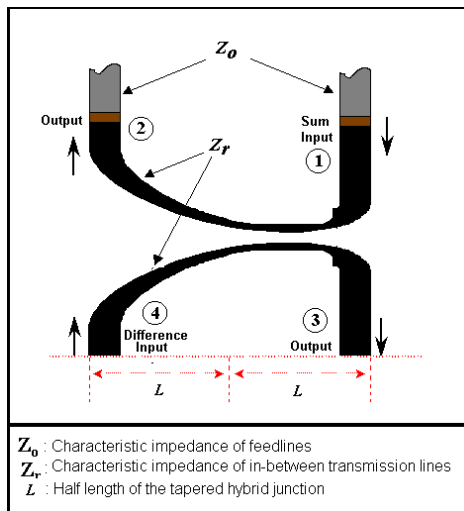
L'hybride à 180 ° est un composant crucial dans de nombreux systèmes de communication et de traitement du signal. En gros, il s'agit d'un réseau à quatre ports qui possède des propriétés intéressantes en termes de distribution et de combinaison des signaux. Lorsqu'un signal est appliqué à l'un des ports d'entrée (port 1 ou port 4), l'hybride distribue ce signal de manière spécifique aux deux ports de sortie (ports 1 et 3). Si le signal est appliqué au port 1, il est réparti uniformément entre les ports de sortie avec une phase identique. Si le signal est appliqué au port 4, il est également réparti uniformément entre les ports de sortie, mais avec une différence de phase de 180°. Lorsque l'hybride à 180 ° est utilisé en tant que combineur, il combine les signaux provenant des ports 2 et 3 pour produire une sortie combinée sur le port 1, tandis que la différence entre ces signaux apparaît sur le port 4.

En résumé, d'après la (Figure 28) les ports 1 et 4 sont souvent désignés respectivement comme ports de somme et de différence en raison de leur comportement lors de la distribution et de la combinaison des signaux. Ces propriétés en font un élément essentiel dans de nombreuses applications de traitement du signal et de télécommunications. [42].

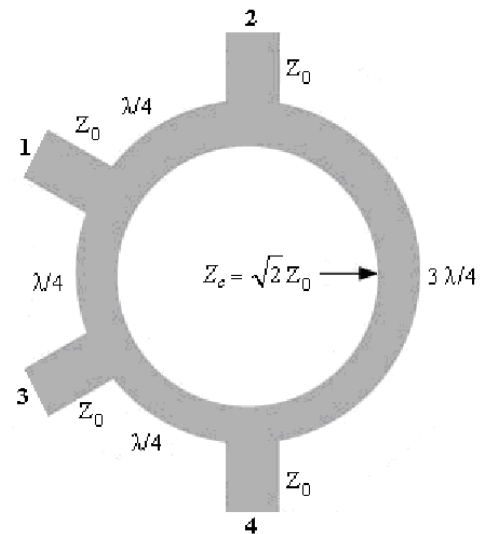


**Figure 28:** Symbole d'une jonction hybride à 180°.

Les hybrides 180 ° sont souvent réalisés sous la forme microruban ou stripline, à savoir l'hybride en anneau (ou race de rat) et la forme effilée, comme illustré dans la **(Figure 29)**. La bande passante de l'hybride en anneau est limitée par la dépendance en fréquence des longueurs d'anneau [42]. On peut augmenter la bande passante en ajoutant des sections supplémentaires ou en utilisant une structure différente. Les hybrides tandem à ligne conique sont fréquemment considérés comme une alternative large bande au coupleur de race de rat, cependant, ils présentent des problèmes de géométries multicouches grandes et complexes. [43] [44].



Hybride à ligne couplée conique.



Hybride en anneau ou race de rats

**Figure 29 :** Deux catégories de jonction 180° hybride planes.

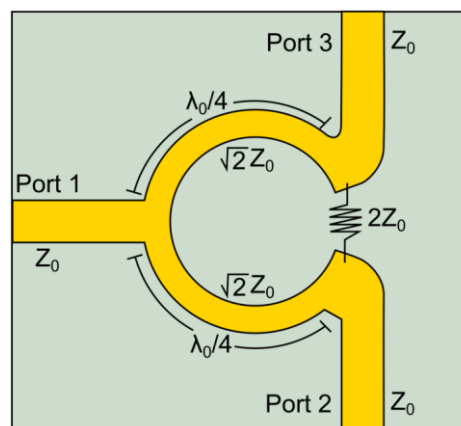
### II.6.2. Coupleur Wilkinson

Le coupleur de Wilkinson est en effet un dispositif bien connu dans le domaine des circuits RF et des micro-ondes. Il est couramment utilisé comme diviseur de puissance 3 dB en raison de ses excellentes propriétés de division de puissance et de son faible niveau de pertes, en particulier lorsqu'il est utilisé à des fréquences élevées. Comme vous l'avez mentionné, le coupleur de Wilkinson est un réseau à trois ports qui ne peut pas simultanément être sans perte, réciproque et apparié à tous les ports.

Cependant, en sacrifiant la réciprocité, on peut obtenir un coupleur de Wilkinson qui est à la fois apparié à tous les ports et sans perte lorsque les ports de sortie sont appariés. La clé de son fonctionnement est la résistance ajoutée entre les ports deux et trois, qui non seulement correspond les trois ports, mais isole complètement les ports deux et trois à la fréquence centrale. Cela permet au coupleur de fonctionner efficacement comme un diviseur de puissance tout en minimisant les pertes. En termes de conception, le coupleur de Wilkinson peut être configuré pour une division de puissance arbitraire ou une division égale à 3 dB, ce qui le rend très polyvalent pour différentes applications.

Il est souvent fabriqué en utilisant des technologies telles que le micro-ruban ou le strip-line, ce qui permet d'atteindre des performances élevées tout en conservant une taille compacte et une intégration facile dans les circuits RF. Pour augmenter la bande passante du coupleur de Wilkinson, une approche courante consiste à cascader plusieurs sections ensemble, ce qui permet d'étendre la plage de fréquences sur laquelle le

Coupleur fonctionne efficacement tout en maintenant de bonnes performances en termes de division de puissance et de pertes. Son principe est illustré à la (**Figure 30**) [45].



**Figure 30** : Diviseur de puissance Wilkinson à double voie, avec une amplitude égale.

### II.6.3. Coupleur Schwinger

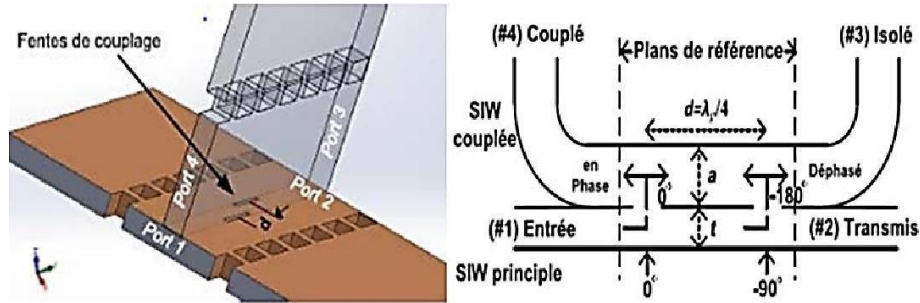
Elle est représentée par la (**Figure 31**), les lignes SIW qui se trouvent sur les côtés étroits, concernant le mode TE<sub>10</sub> dominant. Les champs magnétiques sont réduits lorsque les champs électriques sont nuls [7]. La ligne est donc disposée verticalement et il y a un couplage magnétique entre les deux sections (il n'y a pas de couplage électrique). La ligne SIW principale (celle à l'horizontal sur la **Figure 31**) Deux fentes sont installées sur les côtés opposés de la ligne SIW pour le couplage. Il est démontré dans la **Figure II.18** que ces deux fentes relient le dipôle magnétique avec une variation de phase de 180°, et que l'annulation se produit au niveau du port isolé. Ainsi, la fréquence n'est pas associée à l'isolation, car les trajectoires des deux fentes sont identiques à celles du port isolé [37] [40].

Lorsque le signal est couplé, il est déphasé de 180°. On obtient cela en élargissant les deux fentes d'une distance  $d$  qui est proportionnelle à un quart de la longueur d'onde guidée ( $\lambda_g/4$ ) selon la relation suivante :

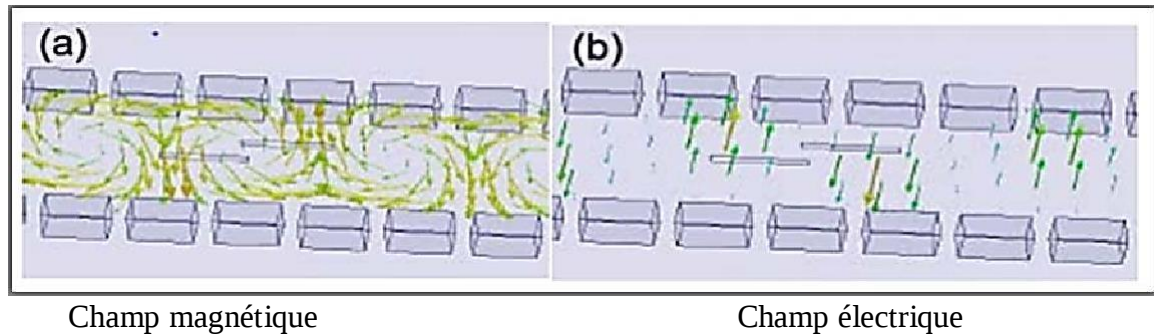
$$d = (2n + 1) \lambda_g/4 \quad (\text{II.19})$$

## CHAPITRE II : Notions sur Les Coupleurs

Où  $n$  est une valeur élémentaire positive. Étant donné que le port couplé est déterminé par la distance, le couplage est influencé par la fréquence.

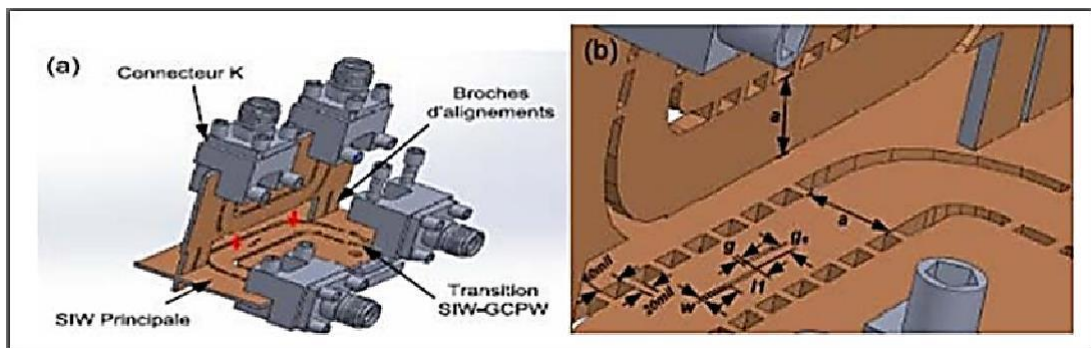


**Figure 31 :** Le fonctionnement du coupleur Schwinge.



**Figure 32 :** La répartition du champ simulé.

La technologie SIW proposée par le coupleur Schwinger est illustrée dans la (Figure 33) [40].



**Figure 33 :** Coupleur Schwinger en technologie SIW Vue en 3-D.

### II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploré en profondeur les coupleurs et leur pertinence dans le domaine des guides d'ondes SIW (Substrate Integrated Waveguides). Nous avons examiné les principes fondamentaux des coupleurs directifs, ainsi que les différents types disponibles, en mettant l'accent sur les coupleurs basés sur la technologie SIW.

En outre, nous avons examiné de près les coupleurs à déphasage de 180 degrés, soulignant leur rôle crucial dans de nombreuses applications pratiques. Ces coupleurs présentent des caractéristiques uniques qui permettent de décaler la phase de 180 degrés entre les signaux de sortie, ce qui les rend précieux dans des configurations telles que les circuits d'annulation de rétroaction et les circuits de réjection de mode commun.

Enfin, nous avons identifié le défi principal qui sera abordé dans le prochain chapitre : la conception d'une nouvelle structure de coupleurs directifs basée sur la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat, en utilisant la simulation par le programme CST.

## **CHAPITRE III : RESULTATS & DISCUSSION**

### III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons étudier et analyser les résultats de simulations des guides d'ondes à base de la technologie SIW, ainsi que le coupleur qui fonctionne dans la bande S [2-4 GHz], en utilisant le logiciel de simulation CST MICROWAVE STUDIO (compter simulation technologie).

### III.2. Conception du guide SIW opérant en bande S

#### III.2.1 Conception d'un guide d'onde SIW avant l'adaptation

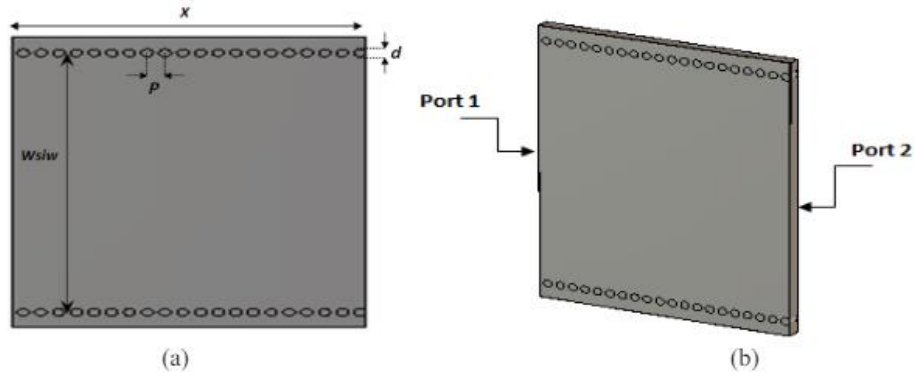
Nous présentons dans cette section les résultats de simulation d'un guide d'onde opérant dans la bande S [2-4] GHz. Afin de permettre un fonctionnement correct dans la bande précitée, la fréquence de coupure devra être  $f_c = 2$  GHz. Le guide SIW est conçu sur **Epoxy** avec pertes, les caractéristiques de diélectrique et les dimensions de notre guide d'onde SIW dans la bande sont bien écrites dans le tableau suivant :

**Tableau 1.** Paramètres du guide SIW avec les caractéristiques du diélectrique.

|                            |                                |              |
|----------------------------|--------------------------------|--------------|
| La longueur du guide       | <b>L</b>                       | <b>50</b>    |
| La largeur du guide        | <b>WSIW</b>                    | <b>37.5</b>  |
| Le diamètre des vias       | <b>d</b>                       | <b>1</b>     |
| La distance entre les vias | <b>P</b>                       | <b>1.1</b>   |
| L'épaisseur de substrat    | <b>h</b>                       | <b>1.59</b>  |
| L'épaisseur du conducteur  | <b>t</b>                       | <b>0.05</b>  |
| Permittivité relative      | <b><math>\epsilon_r</math></b> | <b>4.3</b>   |
| Tangente de pertes         | <b><math>\tan\delta</math></b> | <b>0.018</b> |
| La fréquence de résonance  | <b><math>f_c</math></b>        | <b>2</b>     |

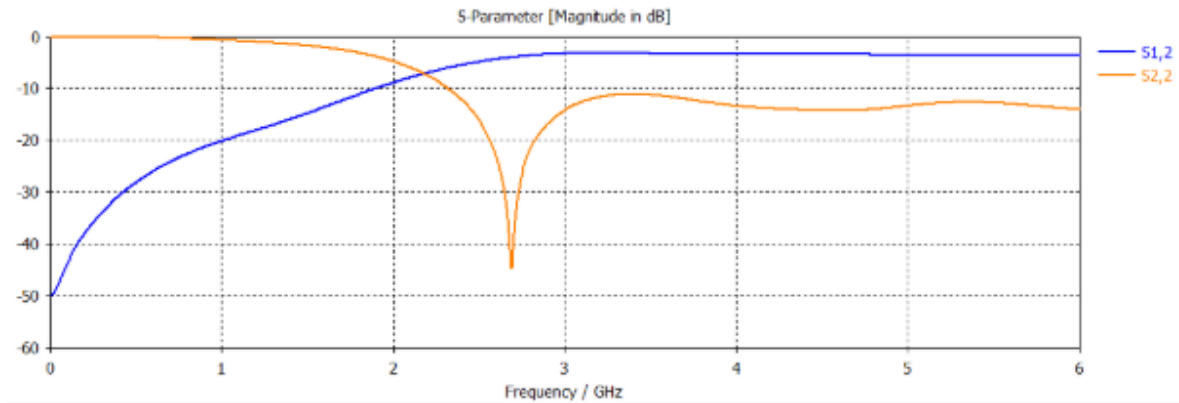
### CHAPITRE III : RESULTATS & DISCUSSION : Simulation

Après le calcul des dimensions du guide (les résultats sont présentés dans le tableau), nous avons simulé le guide SIW, la figure ci-dessous montre le modèle que nous avons conçu avec les dimensions précédentes (Les valeurs sont exprimées en mm).



**Figure 34** : Structure du guide SIW opérant dans la bande S. (a) Vue face, (b) vue en perspective.

Les résultats obtenus à d'après de CST sont illustrés dans la Figure 35.

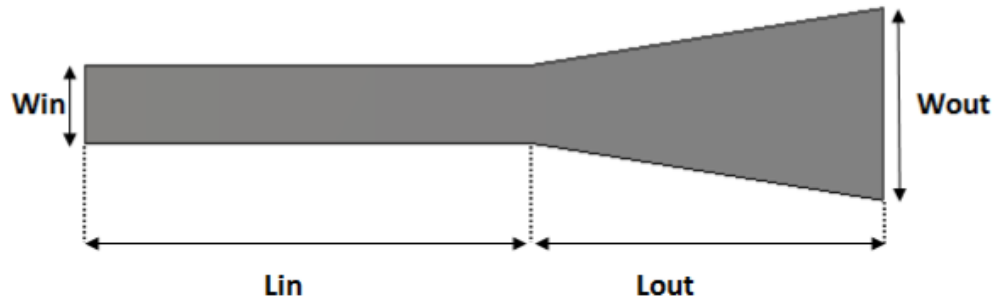


**Figure 35** : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  du guide SIW

D'après la figure ci-dessus nous constatons que dans l'intervalle [0-2GHz] le coefficient de transmission  $S_{12}$  est quasiment nul contrairement au coefficient de réflexion  $S_{11}$  qui est total. A partir de la fréquence de coupure  $f_c = 2$  GHz nous observons que la transmission est possible et reste constant dans toute la bande d'une part, d'autre part la réflexion est bonne et elle atteint - 45 dB à la fréquence 2.7 GHz.

### III.2.2. Conception d'un guide d'onde SIW après l'adaptation

Le taper micro-ruban est utilisé pour adapter l'impédance de sortie du guide SIW à l'impédance d'entrée de la ligne micro-ruban. On calcule les dimensions du taper  $L_{in}$ ,  $L_{out}$ ,  $W_{in}$  et  $W_{out}$  qui seront intégrées au guide d'onde SIW sous l'outil de simulation CST Studio.



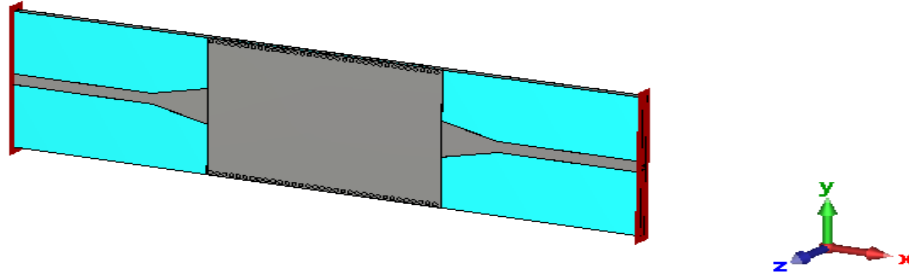
**Figure36 :** Structure d'un taper

Les dimensions du taper sont mentionnées ci-dessus

- ✓  $L_{in}$  : 12
- ✓  $L_{out}$  : 30
- ✓  $W_{in}$  : 3
- ✓  $W_{out}$  : 20

### CHAPITRE III : RESULTATS & DISCUSSION : Simulation

La topologie finale sera composée du guide d'onde SIW précédent et du taper que nous avons réalisé. Cette structure est représentée sur la figure 37.



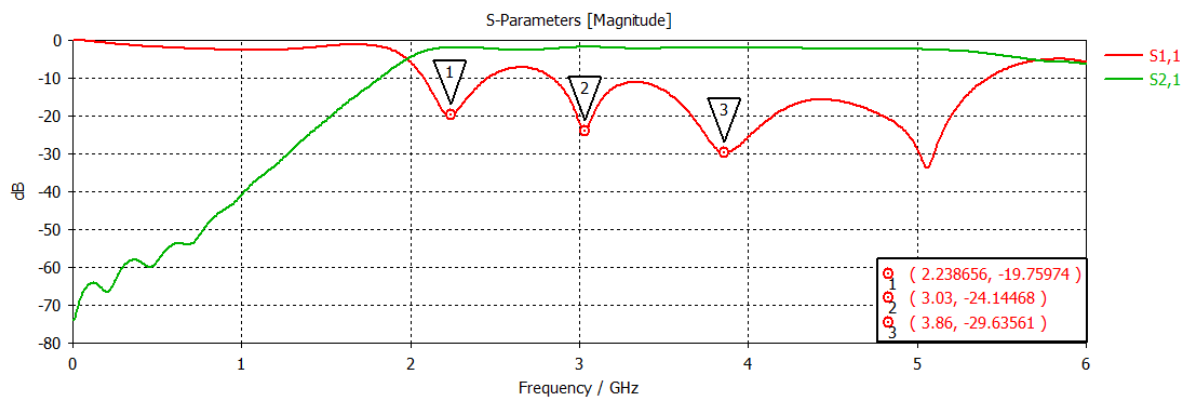
(a), vu perspective



(b) face

**Figure37** : Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande S, (a) Vue perspective, (b) Vue en face.

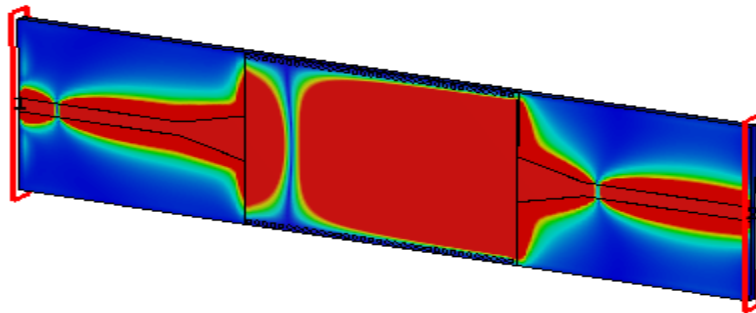
La simulation après adaptation a donné les coefficients de transmission et de réflexion représentée dans la figure 38.



**Figure 38** : Coefficient de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW.

Nous remarquons qu'il y a une amélioration dans les coefficients par rapport à la structure précédente, nous avons obtenus des pics inférieurs à -10 dB entre 2 et 4 GHz et un coefficient de transmission maximale qui atteint à 0 dB. Nous remarquons qu'aucune transmission n'est possible dans les fréquences inférieures à celle de coupure qui est de 2GHz.

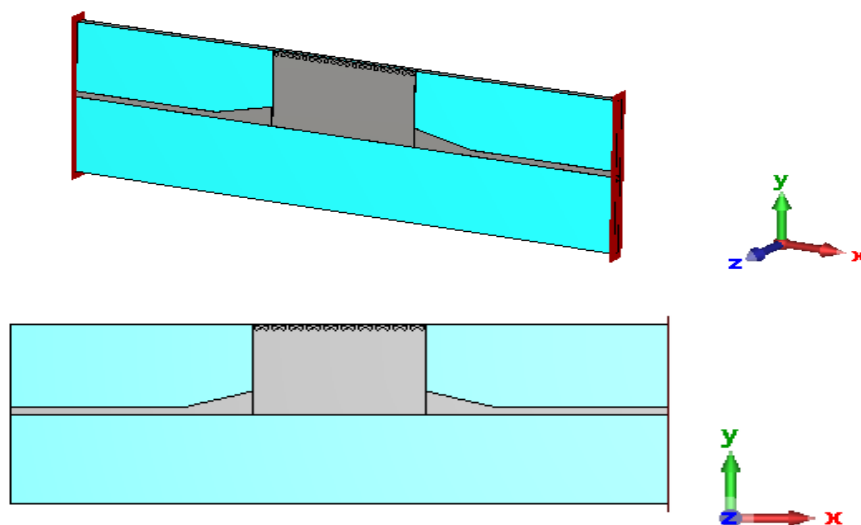
Dans la **Figure 39** nous observons d'une façon très claire la propagation du champ électrique à l'intérieur de notre structure à cause de la présence des vias métalliques dans les deux côtés latéraux.



**Figure 39 :** Propagation du champ électrique dans le guide

### III.2.2. Etude de structure half mode

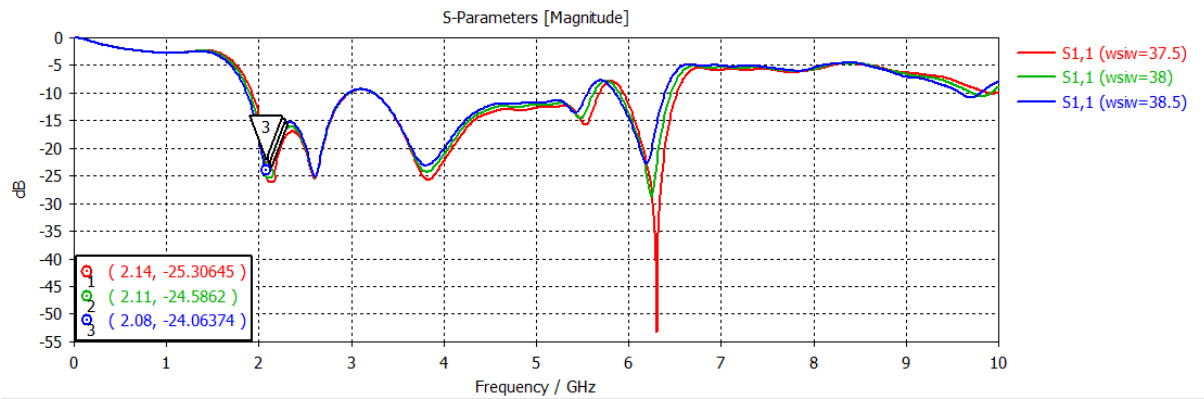
Maintenant nous avons coupé notre guide précédent en deux guides SIW, cette nouvelle structure réalisée dit HMSIW « half mode substrat integrated waveguide ». Qui a représenté sur la **Figure 40**.



**Figure 40 :** Structure de HMSIW (a), vu face, (b),vu perspective

## CHAPITRE III : RESULTATS & DISCUSSION : Simulation

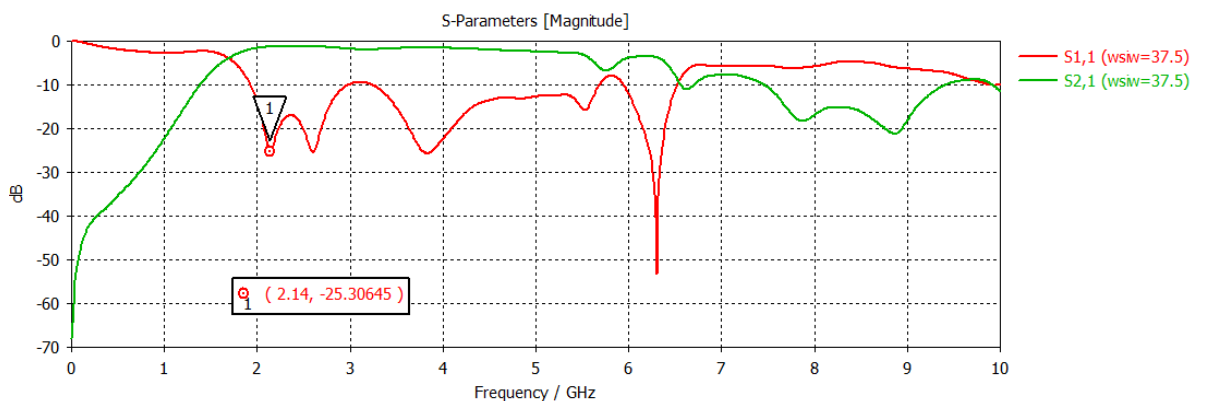
Dans cette partie, nous allons faire une étude paramétrique sur le half mode, on faisons varier le paramètre « Wsiw » du guide et on lance notre simulation les résultats de simulation sont illustrés dans la **Figure 41**.



**Figure41** : Résultat de  $S_{11}$  après l'étude paramétrique

Les courbes montrent le coefficient de réflexion  $S_{11}$  pour trois valeurs différentes de « Wsiw ». À environ 2.1 GHz, les valeurs de  $S_{11}$  pour les trois valeurs montrent une réflexion relativement basse, autour de -24 dB à -25 dB.

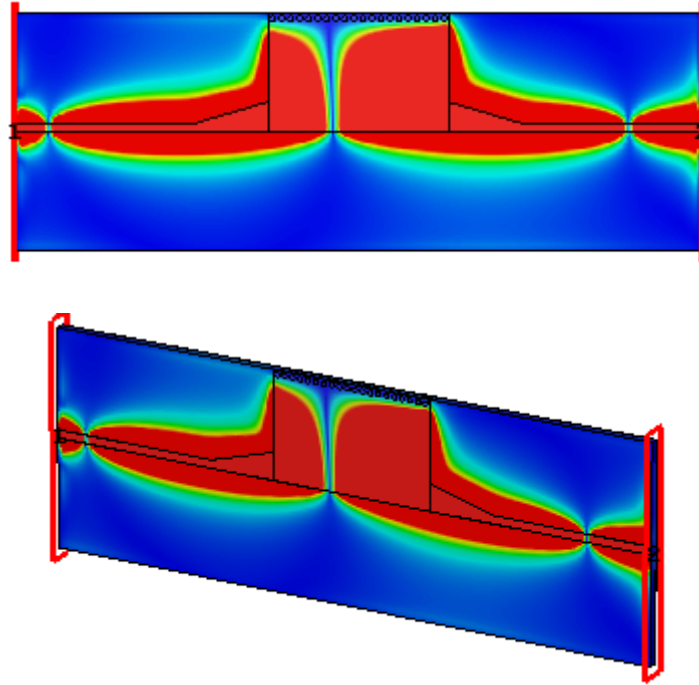
Cela indique une bonne adaptation de l'impédance à cette fréquence, avec des valeurs légèrement meilleures pour Wsiw=37.5.



**Figure 42** : Paramètres [S] du HMSIW

### CHAPITRE III : RESULTATS & DISCUSSION : Simulation

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inférieure à -20 dB avec des pics qui atteignent -25 dB a la fréquence 2.14 GHZ et une transmission maximale autour de -3 dB cela implique que la performance du guide HMSIW reste la même que celle de le guide d'onde standard.

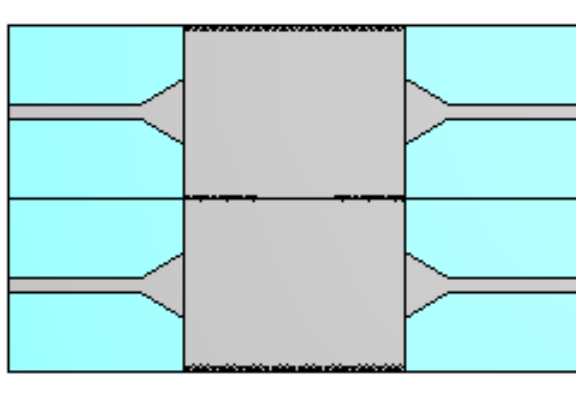


**Figure 43 :** Propagation du champ électrique dans le guide HMSIW.

Comme nous observons sur la figure précédente, le champ est bien distribué au niveau de HMSIW, donc la propagation guidée est inchangée lors de la coupe à travers la paroi magnétique.

### III.3. Conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande S

Dans cette section, nous avons analysé avec logiciel CST, un coupleur directif en technologie SIW, ce type de coupleur a bien été défini dans le deuxième chapitre, en résumé que le coupleur est constitué de deux guides d'ondes rectangulaires SIW connectés en parallèles, nous allons changer la largeur  $W_{siw}$  par injection des vias métalliques pour obtenir le couplage désiré dans notre guide.

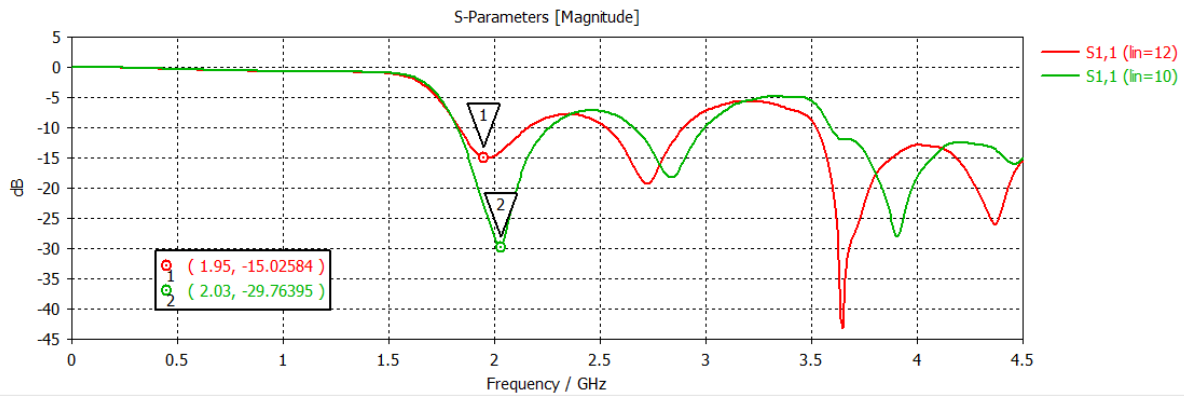


**Figure44** : Structure de coupleur après variation de paramètre « lin »

Les paramètres caractéristiques du coupleur directif SIW sont donnés en mm:

- ✓  $L_{in} = 10$ .
- ✓  $W_{in} = 3$
- ✓  $L_{out} = 30$ .
- ✓  $W_{out} = 30$ .
- ✓  $W_{siw} = 38.5$ .

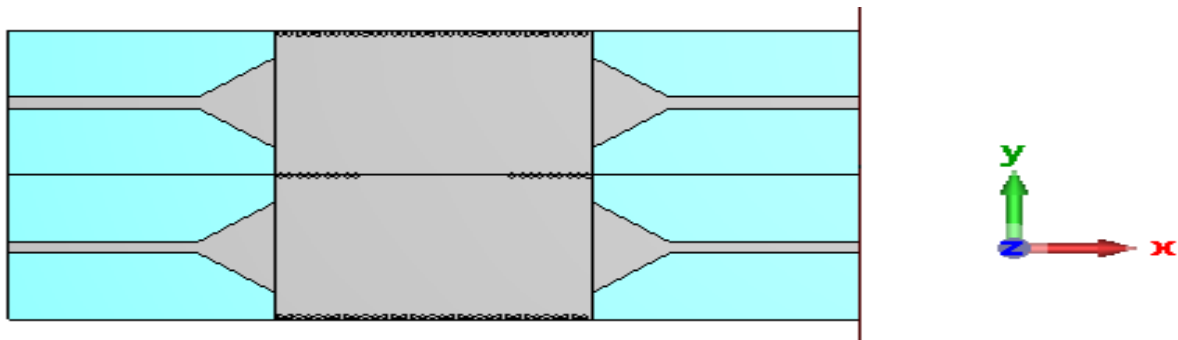
Une étude paramétrique a été réalisée sur le coupleur, dans le but d'obtenir les meilleurs résultats en terme d'adaptation, on fait varier les paramètres « lin » et « Wout », et on lance notre simulation les résultats sont illustrés dans la figure 46.



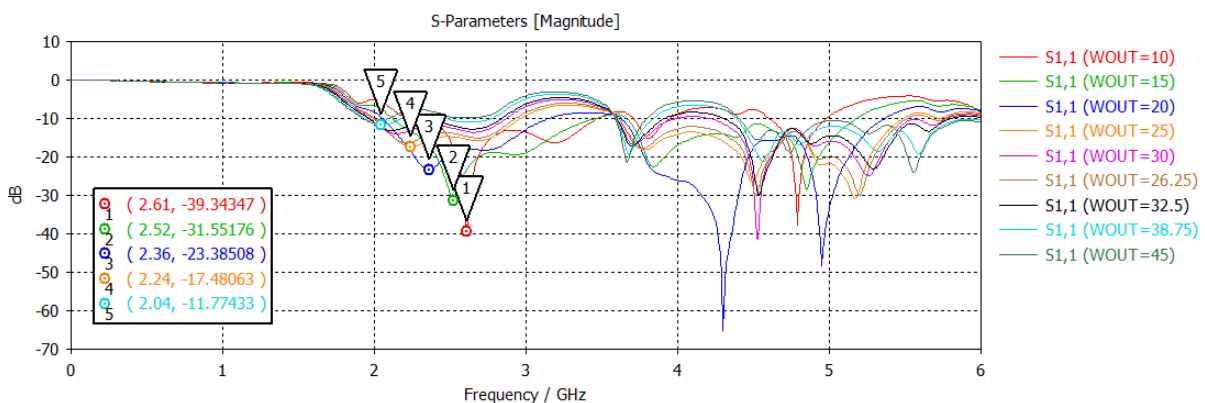
**Figure 45** : Résultats des paramètres S11.

- ✓ Pour  $lin=12$ , la fréquence est 1.95 GHz avec une réflexion de -15 dB.
- ✓ Pour  $lin=10$ , la fréquence est 2.03 GHz avec une réflexion de -29 dB.

Après avoir pris la valeur  $Lin = 10$  on fait varier les paramètres « Wout », et on lance notre simulation les résultats sont illustrés dans la figure 47.



**Figure 46** : Structure de coupleur après la variation de « lin » et « Wout »



**Figure 47** : Résultats des paramètres S11

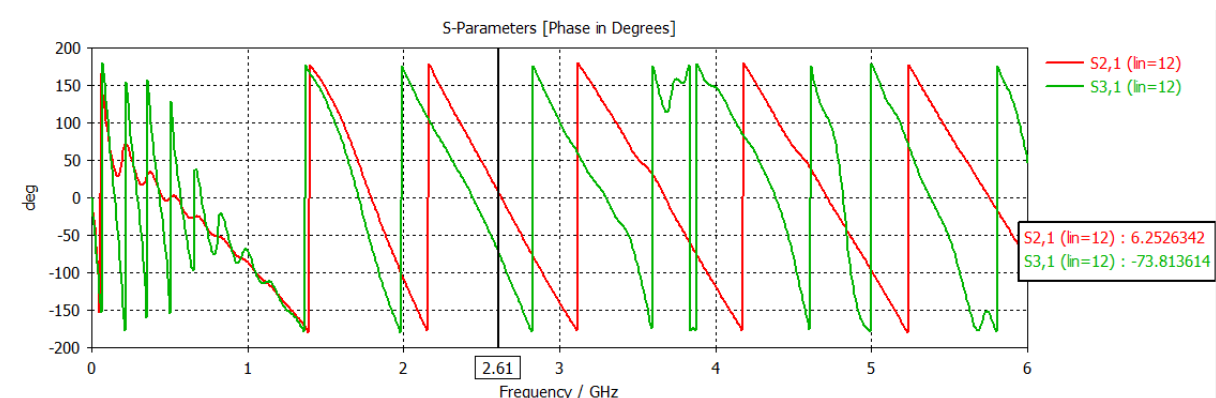
### CHAPITRE III : RESULTATS & DISCUSSION : Simulation

On remarque Plusieurs pics de réflexion se situent principalement entre 2 GHz et 5 GHz.

Pour  $W_{out}=10$  présente un pic de réflexion le plus profond à environ 2.61 GHz avec un débit de -39.33 dB, indiquant une forte adaptation à cette fréquence.

Les autres coefficients de réflexions montrent des pics variées, mais aucun n'atteint la même profondeur de débit que  $W_{out}=10$ .

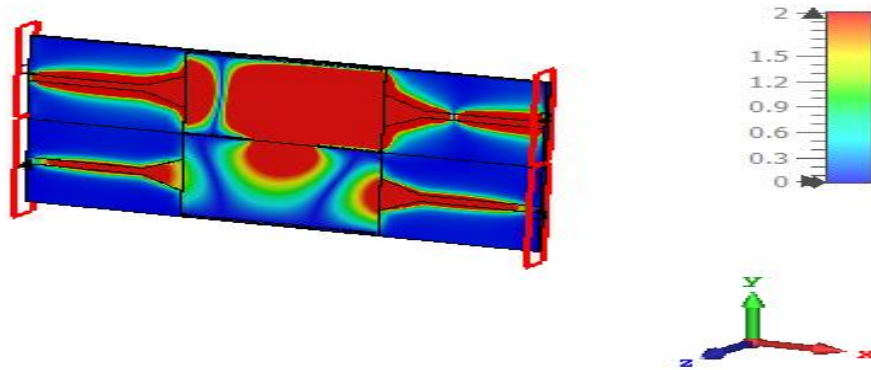
La différence de phase entre le port transmis et le port couplé est représentée sur la **Figure 49**. Elle oscille entre  $90^\circ$ .



**Figure 48 : Résultats de déphasage**

- **Point marqué sur la courbe rouge :** À une fréquence de 2,61 GHz, la phase de  $S_{11}$  est de  $6,256342^\circ$ .
- **Point marqué sur la courbe verte :** À la même fréquence de 2,61 GHz, la phase de  $S_{31}$  est de  $-73,81364^\circ$ .
- Donc a 2,61 GHz indiquant un déphasage environ les  $90^\circ$  entre le signal transmis et le signal couplés.

### III.3.1. La représentation de propagation de champ



**Figure 49** : Propagation de champ

Échelle de couleurs :

- La barre de couleurs à droite de la figure indique l'intensité du champ électromagnétique.
- Les couleurs vont du bleu (intensité faible) au rouge (intensité élevée).
- Les valeurs numériques à côté de la barre de couleurs vont de 0 à 2, indiquant l'amplitude relative du champ.

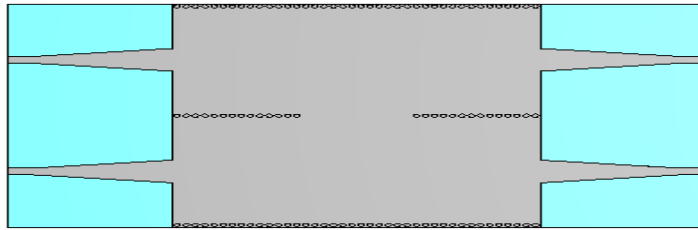
Distribution spatiale :

- Les zones rouges indiquent des régions de forte intensité du champ électromagnétique.
- Les zones bleues indiquent des régions de faible intensité du champ électromagnétique.
- Les transitions de couleur montrent les variations spatiales de l'intensité du champ.

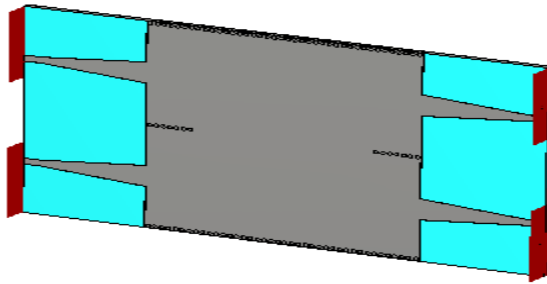
On conclut que la puissance est propagée de manière symétrique dans le port 2 et le port 3, et isolée dans le port 4. Ainsi que la propagation du champ électrique est bien localisée à l'intérieur du conducteur.

## CHAPITRE III : RESULTATS & DISCUSSION : Simulation

Par ailleurs, dans cette étape nous allons jouer sur la distribution des vias métalliques et faire une étude paramétrique sur le paramètre « Wsiw » pour obtenir le couplage désiré.



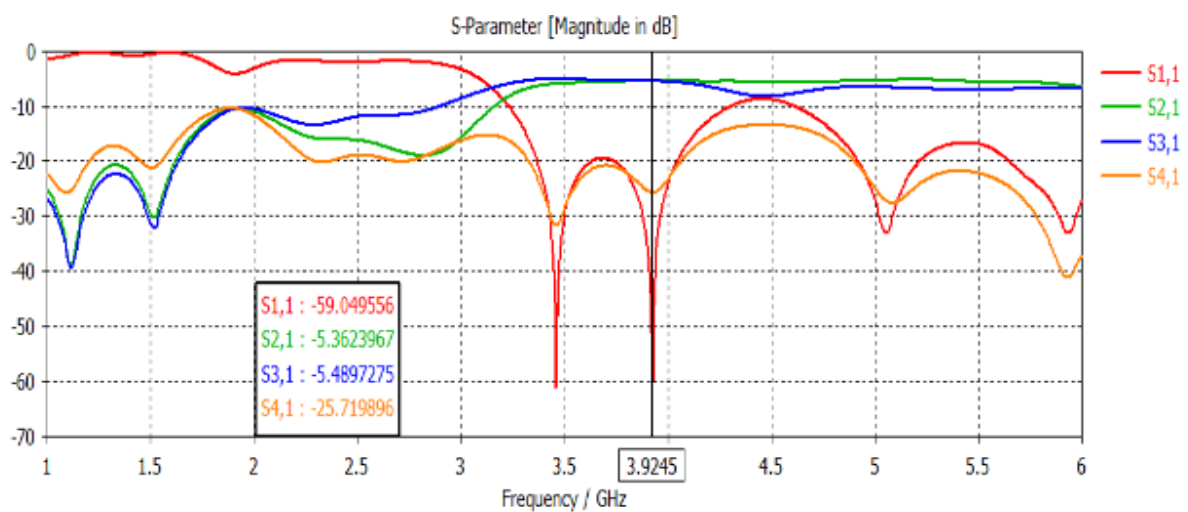
(a)



(b)

**Figure 50 :** Structure de coupleur après la variation de « Wsiw »

✓  $L_{in}=12$  ,  $L_{out}=30$  ,  $W_{out}=10$  ,  $W_{siw}=38.5$  ,  $W_{in}=3$



**Figure 51 :** Résultats des paramètres [S]

### CHAPITRE III : RESULTATS & DISCUSSION : Simulation

---

Le coefficient de réflexion commence à s'atténuer à partir de la fréquence 3GHz, il signale deux pics qui arrivent à des valeurs environ -60 dB, cela signifie que tous les ports sont bien adaptés ( $S_{ii} = 0$ ) dans la plage de fréquence qui s'étale entre 3 et 4 GHz, tandis que au-dessous de 3 GHz la réflexion est maximale.

Nous voyons que les coefficients de transmission S21 et S31 gardent une valeur à peu près constante dans la bande 3.5 GHz et 4 GHz.

A propos du coefficient d'isolation S41, il est de l'ordre de -10 dB dans toute la bande S, et il signale aussi des pics de -31 dB et -26 dB aux mêmes fréquences où il signale le coefficient de réflexion ces pics et cela au niveau de 3.46 GHz et 3.92 GHz respectivement.

### III.4. Conception du coupleur directif SIW demi mode (-3db) fonctionnant dans la bande S

Cette partie est consacrée à la présentation des nouvelles topologies originales des coupleurs directifs -3dB demi-mode en technologie SIW opérant dans la bande S [2-4] GHz possédant quatre ports, que nous pouvons concrétiser à partir de la structure du coupleur directif demi mode HMSIW étudié précédemment - sachant qu'il faut avoir un déphasage de  $90^\circ$ , ainsi que leurs résultats de simulations, en utilisant le simulateur CST Microwave Studio.

Afin de réaliser ce coupleur SIW demi-mode, nous avons coupé notre coupleur précédent ce qui peut réduire la taille de près de 50% sans détériorer les performances. Cela nécessite de toucher aux toutes les dimensions  $W_{in}$ ,  $w_{out}$ ,  $l_{in}$ ,  $l_{out}$ ,  $l$  et  $w_{siw}$ , et de jouer aux nombre et positionnement des vias pour aboutir à une meilleure adaptation.

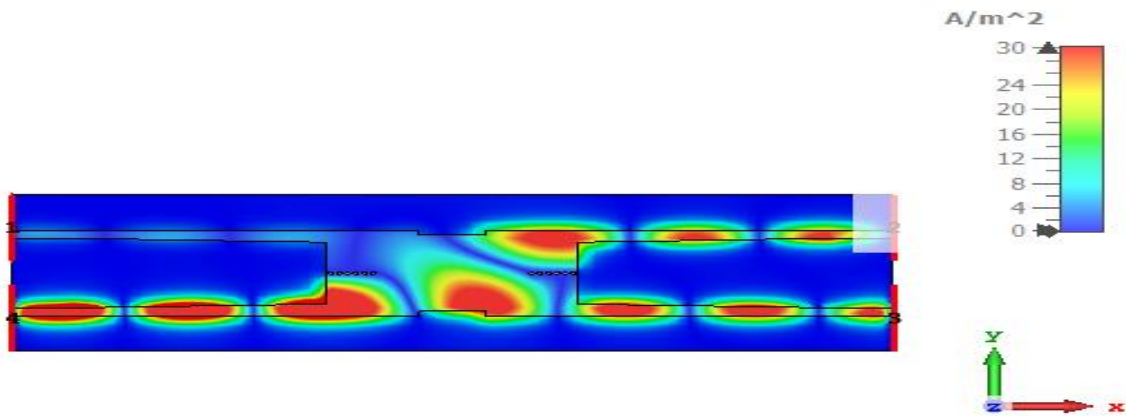
Figure 52 consists of two sub-figures, (a) and (b), illustrating the structure of a half-mode SIW directional coupler. Sub-figure (a) is a 3D perspective view of the structure, showing two parallel waveguide sections connected by a central coupling region. The structure is shown in a light blue color. Sub-figure (b) is a 2D top-down view of the same structure, showing the layout of the waveguide sections and the central coupling region. Both views include a 3D coordinate system with x, y, and z axes.

**Figure 52 :** Structure de coupleur demi-mode

✓  $l_{in}=09$  ,  $l_{out}=47.5$  ,  $w_{out}=5$  ,  $w_{siw}=18$  ,  $w_{in}=2.5$

La distribution de champs est présentée sur la figure 53

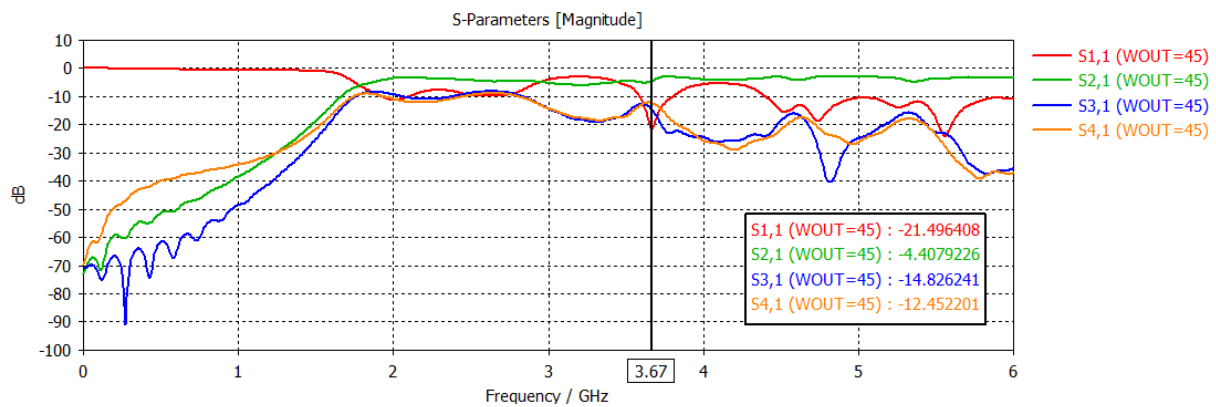
51



**Figure 53 :** Distribution de champ de coupleur demi-monde

On conclut que la puissance est propagée de manière symétrique dans le port 2 et le port 3, et isolée dans le port 4.

Les résultats illustrés sont présente dans la figure suivante

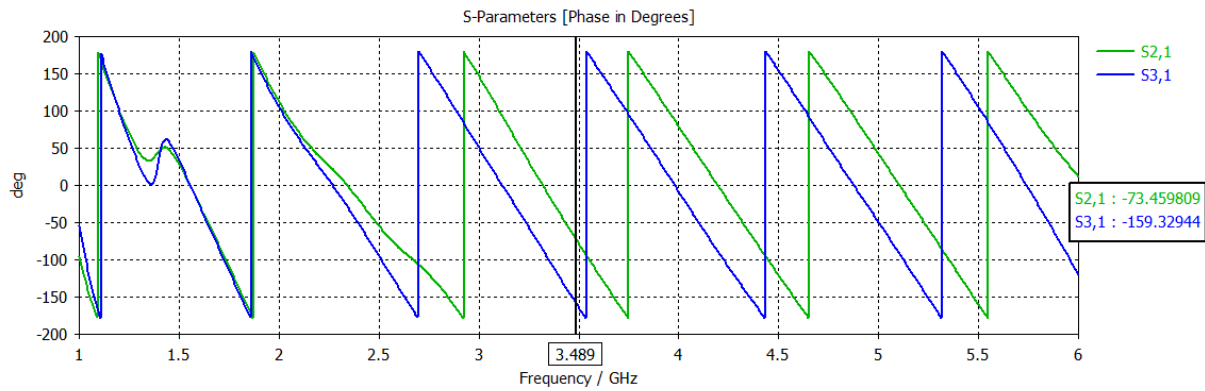


**Figure 54 :** Résultat de simulation

Le coefficient de réflexion commence à s'atténuer à partir de la fréquence 2GHz, il signale un pic qui arrive à la valeur -21 dB, cela signifie que tous les ports sont bien adaptés ( $S_{ii} = 0$ ) dans la plage de fréquence qui s'étale entre 2 et 4 GHz, tandis que au-dessous de 3 GHz la réflexion est maximale.

Nous constatons que les coefficients de transmission  $S_{21}$  et  $S_{31}$  gardent une valeur à peu près constante dans la bande 2 GHz et 4 GHz. Le coefficient d'isolation, il est de l'ordre de -12 dB dans toute la bande.

La différence de phase entre le port transmis et le port couplé est représentée sur la Figure 55. Elle oscille entre  $90^\circ$ .

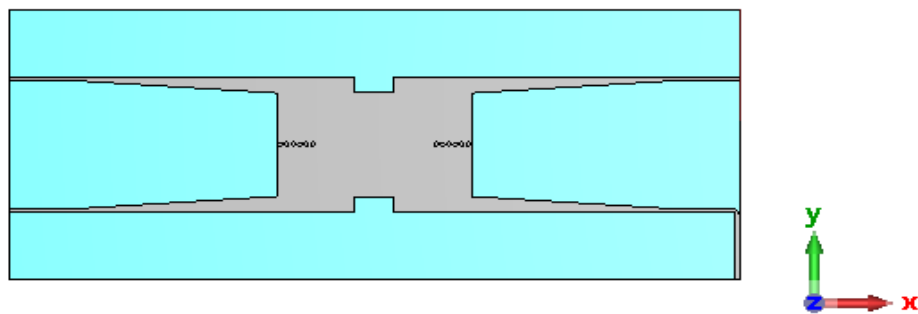


**Figure 55 :** La différence de phase en fonction de S21 et S31

### III.5. Conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande S avec $180^\circ$ de déphasage

Afin de réaliser la structure ce coupleur SIW demi-mode, déphasée en  $180^\circ$  nous avons ajouté une ligne micro-ruban pour faire un retard de champ obtenu au port 3, pour avoir une meilleure adaptation

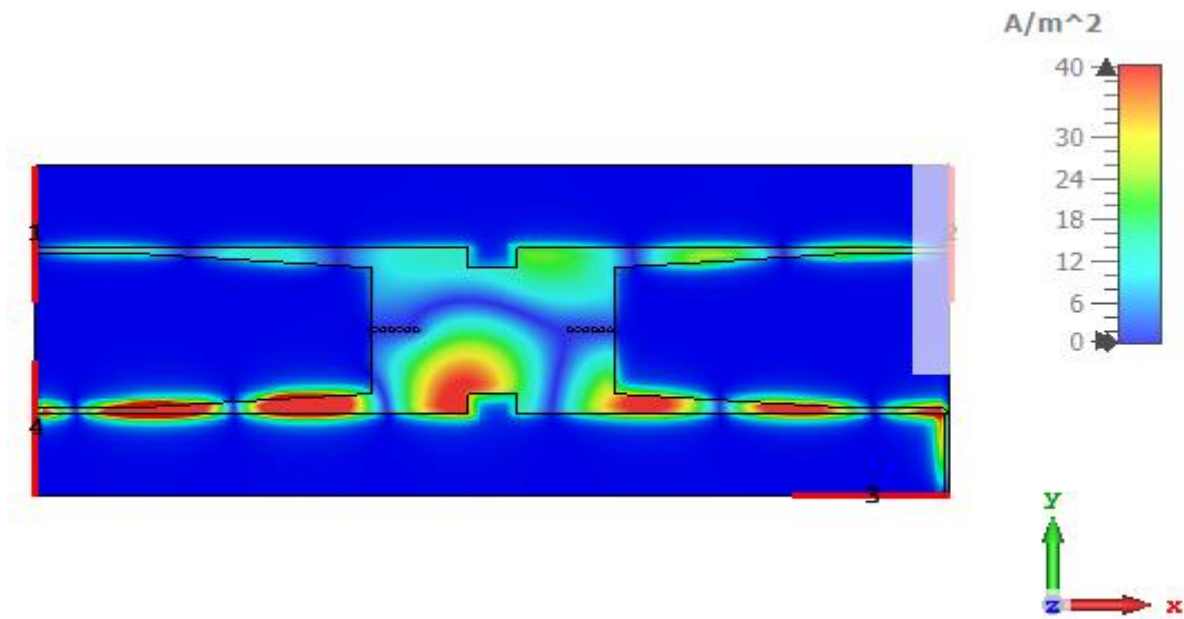
La structure présentée sur la **Figure 56**.



**Figure 56 :** Structure de coupleur de  $180^\circ$

✓  $L=45$  ,  $W_{out}5$ ,  $W_{in}=2.5$ ,  $W_{siw}=23.6$ ,  $L_{out}=45$  ,  $L_{in}=17$  .

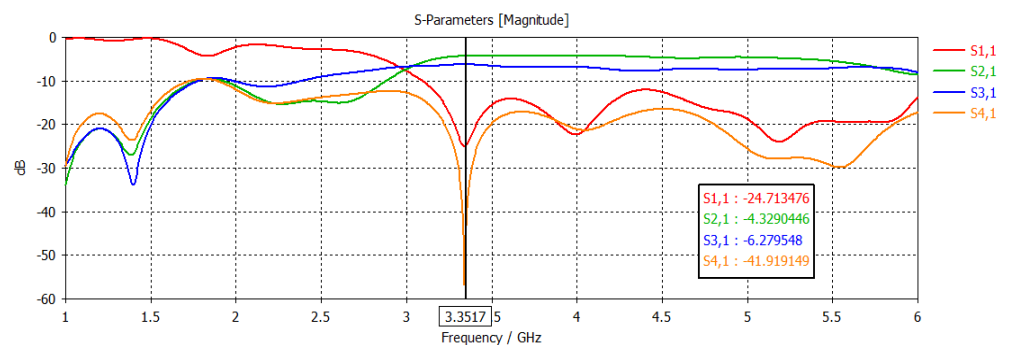
La distribution de champs est présentée sur la figure 57.



**Figure 57 :** Distribution de champ de coupleur 180°

On remarque toujours que la puissance est propagée de manière symétrique dans le port 2 et le port 3, et isolée dans le port 4.

Les résultats obtenus sont les suivants



**Figure 58 :** Résultat de simulation

Le coefficient de réflexion commence à s'atténuer à partir de la fréquence 2 GHz, il signale un pic qui arrive à la valeur -24 dB, cela signifie que tous les ports sont bien adaptés ( $S_{ii} = 0$ ) dans la plage de fréquence qui s'étale entre 2 et 4 GHz, tandis que au-dessous de 3 GHz la réflexion est maximale.

### CHAPITRE III : RESULTATS & DISCUSSION : Simulation

Nous voyons que les coefficients de transmission  $S_{21}$  et  $S_{31}$  gardent une valeur à peu près constante dans la bande 2 GHz et 4 GHz. A propos du coefficient d'isolation, il est de l'ordre de -41 dB dans toute la bande

La différence de phase entre le port transmis et le port couplé est représentée sur la Figure 58. Elle oscille entre  $180^\circ$ .

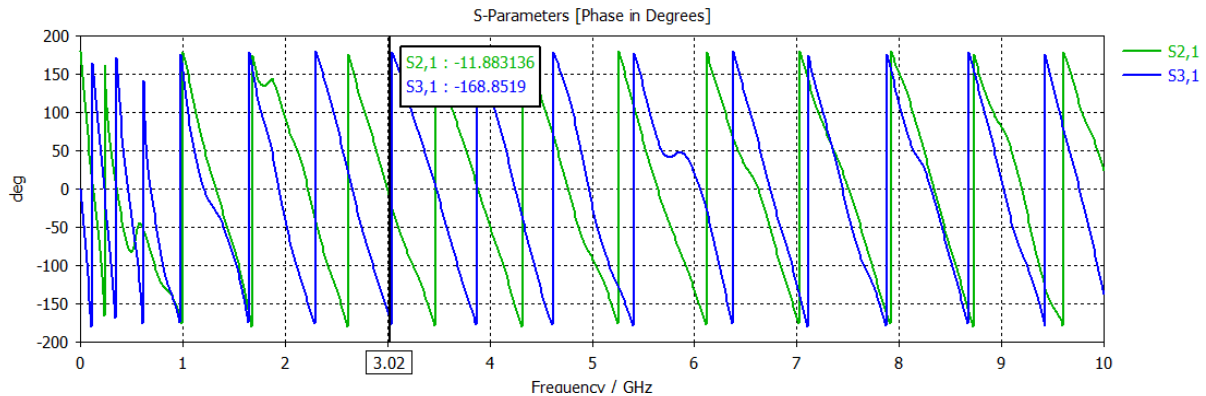


Figure 59 : Déférence de phase en fonction de  $S_{21}$  et  $S_{31}$

- Les courbes montrent comment la phase des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{31}$  varie avec la fréquence. Les oscillations des courbes indiquent des variations périodiques de la phase.
- Déphasage : À la fréquence de 3.02 GHz, la phase de  $S_{21}$  est de  $-11.8831^\circ$  et celle de  $S_{31}$  est de  $-168.819^\circ$ . La différence de phase entre  $S_{21}$  et  $S_{31}$  à cette fréquence est significative, ce qui peut indiquer une opposition de phase proche de  $180^\circ$ .

Dans la deuxième proposition du coupleur  $180^\circ$  nous allons copier le coupleur demi mode avec l'option Mirror pour obtenir la structure ci-dessous

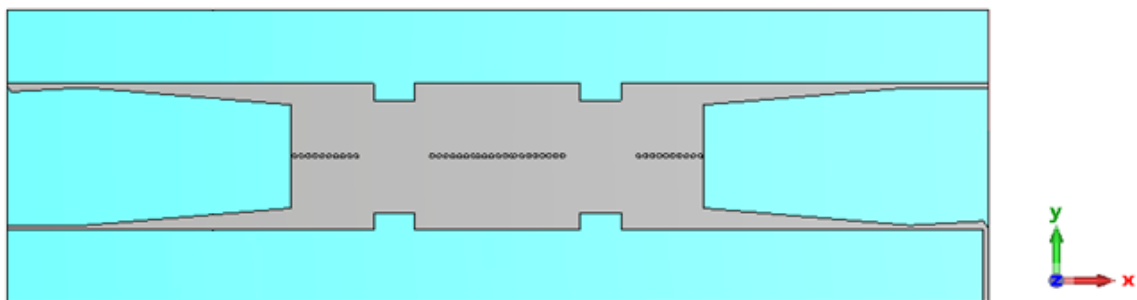
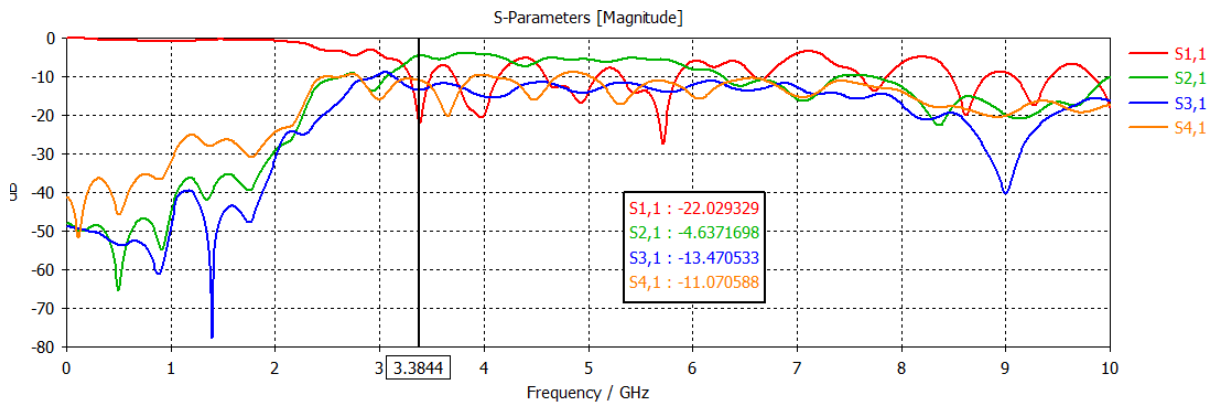


Figure 60 : 2eme Structure de coupleur de  $180^\circ$

- ✓  $L=45$  ,  $W_{out}=10$ ,  $W_{in}=2$ ,  $W_{siw}=34$ ,  $L_{out}=45$  ,  $L_{in}=17$  .

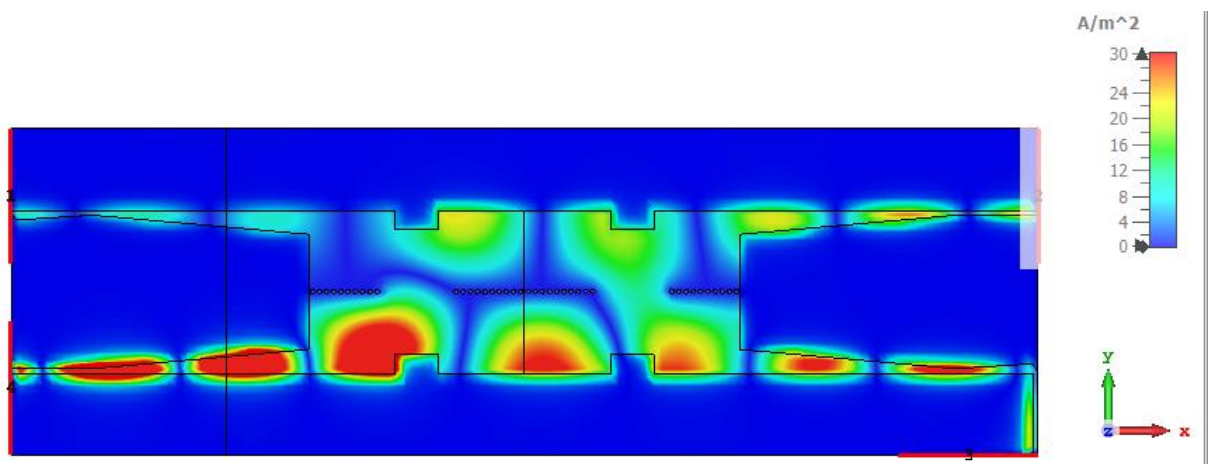
On représente le résultat dans la figure suivante



**Figure 61** : Résultat de simulation de 2eme Structure de coupleur de 180°

Le coefficient de réflexion commence à s'atténuer à partir de la fréquence 3 GHz, il signale un pic qui arrive à la valeur -22 dB, cela signifie que tous les ports sont bien adaptés ( $S_{ii} = 0$ ) dans la plage de fréquence qui s'étale entre 2 et 4 GHz, tandis que au-dessous de 3 GHz la réflexion est maximale.

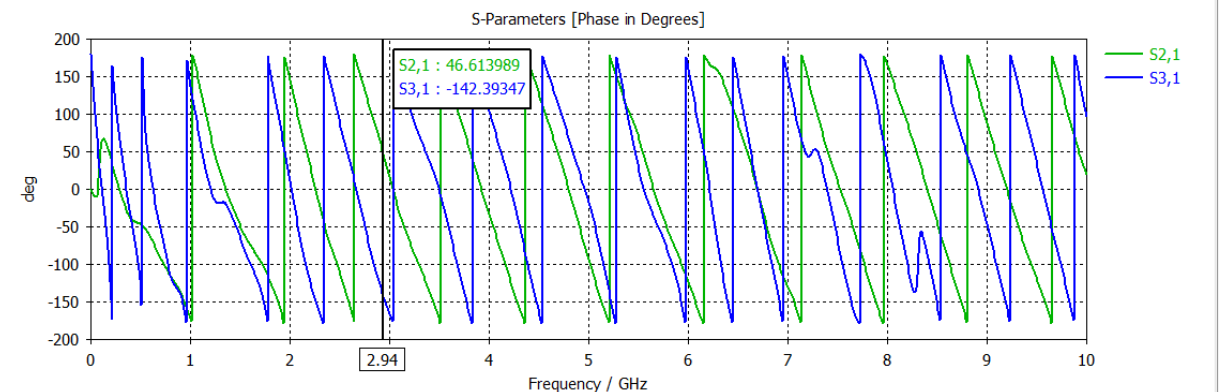
Nous voyons que les coefficients de transmission  $S_{21}$  et  $S_{31}$  gardent une valeur à peu près constante dans la bande 2 GHz et 4 GHz. A propos du coefficient d'isolation, il est de l'ordre de -41 dB dans toute la bande.



**Figure 62** : Distribution de champ de 2eme Structure de coupleur de 180°

D'après la figure de distribution de champs on remarque que le port 4 est bien isolé et le port 2 et 3 est propagée la puissance émise par le port 1.

La différence de phase entre le port transmis et le port couplé est représentée sur la Figure 63. Elle oscille entre  $180^\circ$ .



**Figure 62 :** Déphasage entre S21 et S31 de 2eme Structure de coupleur de  $180^\circ$

L'image montre un tracé des paramètres S (phase en degrés) en fonction de la fréquence. La ligne verte représente S21 et la ligne bleue représente S31. Le graphique montre que la phase de S21 est d'environ 46,61 degrés à 2,94 GHz, tandis que la phase de S31 est d'environ -142,39 degrés à 2,94 GHz. Le graphique montre également que la phase de S21 et S31 oscille avec la fréquence.

### III.5. CONCLUSION

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

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

D'après les résultats obtenus à partir du logiciel CST, la conception des coupleurs directifs -3 dB en technologie SIW a été réalisé avec succès. Ainsi la mise en évidence d'autres architectures originales des coupleurs directifs -3 dB /  $90^\circ$  /  $180^\circ$  half-mode dans la bande S. Afin d'être utilisé dans les domaines de la télécommunication spatiales en exhibant les hautes performances en termes d'adaptation, de couplage et isolation.

## CONCLUSION GENERALE & PERSPECTIVES

---

Dans le cadre de fin d'étude, les travaux réalisés dans ce mémoire ont été consacré a la conception de coupleurs directifs  $90^\circ$  et  $180^\circ$  à base de la technologie de guide d'onde SIW. Les coupleurs conçu fonctionne dans la bande S [2-4GHZ], nous avant utilise le logiciel CST pour obtenir des résultats répons a la notion de bonne adaptation.

Le manuscrit est composé de deux parties principales. La première partie englobe les deux premiers chapitres qui représentent une synthèse bibliographique : premièrement sur les guides d'ondes et les systèmes SIW, secondement des notions sur les coupleurs et leurs différents types.

Le troisième chapitre qui constitue le centre de notre travail. Il est consacré la présentation des résultats de simulation des guides d'onde SIW opérant sur la bande S et leurs coupleurs directifs réalisés. Plusieurs structures ont été étudiées et vérifiées selon divers changement des paramètres géométriques tels que les Vias, Wsiw, Lout pour atteindre des meilleures performances.

Les résultats obtenus à partir de la modélisation par simulation CST des deux coupleurs  $90^\circ$  et  $180^\circ$  respectivement indiquent :

Concernant le coupleur  $90^\circ$

Le coefficient de réflexion commence à s'atténuer à partir de la fréquence 2GHz, il signale un pic qui arrive à la valeur -21 dB, cela signifie que tous les ports sont bien adaptés ( $S_{ii} = 0$ ) dans la plage de fréquence qui s'étale entre 2 et 4 GHz, tandis que au-dessous de 3 GHz la réflexion est maximale.

Nous constatons que les coefficients de transmission S21 et S31 gardent une valeur à peu près constante dans la bande 2 GHz et 4 GHz.

A propos du coefficient d'isolation, il est de l'ordre de -12 dB dans toute la bande

La différence de phase entre le port transmis et le port couplé, elle oscille entre  $90^\circ$ .

Aussi pour le coupleur  $180^\circ$

Le coefficient de réflexion commence à s'atténuer à partir de la fréquence 2 GHz, il signale un pic qui arrive à la valeur -24 dB, cela signifie que tous les ports sont bien adaptés

## CONCLUSION GENERALE & PERSPECTIVES

---

( $S_{ii} = 0$ ) dans la plage de fréquence qui s'étale entre 2 et 4 GHz, tandis que au-dessous de 3 GHz la réflexion est maximale.

On remarque que les coefficients de transmission  $S_{21}$  et  $S_{31}$  gardent une valeur à peu près constante dans la bande 2 GHz et 4 GHz.

A propos du coefficient d'isolation, il est de l'ordre de -41 dB dans toute la bande

La différence de phase entre le port transmis et le port couplé, elle oscille entre 180°.

En tant que travail de recherche scientifique, il est essentiel d'identifier les perspectives et les orientations pour les futures recherches. Voici quelques suggestions qui pourraient être explorées :

- ✓ La mise en évidence des deux coupleurs 90° et 180° sur le terrain réel.
- ✓ La conception de nouveaux systèmes SIW : filtres, coupleurs par simulation CST, afin de prédire leurs performances pour leurs utilisations dans la future technologie telle que la 5 G.
- ✓ Réaliser des études optimales prédictives des différents paramètres géométriques de nos systèmes étudiés par CST, et d'autres programmes numériques dans le but de réaliser parfaitement nos matériaux désirés.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUE

---

- [1] El Mostrah A, Potelon B, Rius E, et al. Filtre SIW d'ordre 6 en bande C avec un couplage croisé. Analyse expérimentale du comportement thermique. In: *17èmes Journées Nationales Microondes.* ; 2011:4F - 8. Accessed June 4, 2024.  
<https://hal.science/hal-00669529>
- [2] Potelon B. Etude et conception de filtres hyperfréquences hybrides planaires-volumiques. Published online January 1, 2007.
- [3] Djerafi T, Wu K. Substrate Integrated Waveguide (SIW) Techniques: The State-of-the-Art Developments and Future Trends. *Beijing Keji Daxue Xuebao/Journal of University of Science and Technology Beijing.* 2013;42:171-192.  
DOI:[10.3969/j.issn.1001-0548.2013.02.002](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-0548.2013.02.002)
- [4] Whittow W, Chauraya A, Vardaxoglou JY, et al. Inkjet-Printed Microstrip Patch Antennas Realized on Textile for Wearable Applications. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE.* 2014;13:71-74.  
DOI:[10.1109/LAWP.2013.2295942](https://doi.org/10.1109/LAWP.2013.2295942)
- [5] Zhang J, Zhang X, Kishk A. Design of Substrate Integrated Gap Waveguide and Their Transitions to Microstrip Line, for Millimeter-Wave Applications. *IEEE Access.* 2019;PP:1-1. DOI :[10.1109/ACCESS.2019.2933154](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2933154)
- 1.
- [6] Yang TY, Hong W, Zhang Y. Wideband Millimeter-Wave Substrate Integrated Waveguide Cavity-Backed Rectangular Patch Antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters.* 2014;13:205-208. DOI:[10.1109/LAWP.2014.2300194](https://doi.org/10.1109/LAWP.2014.2300194)
- [7] Djerafi T. Etude et réalisation de matrices a commutation de faisceaux en technologie guide d'ondes intégré au substrat.
- [8] Menzel W, Schumacher H, Schwab W, Zhang X. Compact multilayer filter structures for coplanar MMICs. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters.* 1992;2(12):497-498.  
DOI:[10.1109/75.173407](https://doi.org/10.1109/75.173407)
- [9] Wu K, Deslandes D, Cassivi Y. The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics. *6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003 TELSIKS 2003.* Published online January 1, 2003. Accessed June 8, 2024.  
[https://www.academia.edu/3761434/The\\_substrate\\_integrated\\_circuits\\_a\\_new\\_concept\\_for\\_high\\_frequency\\_electronics\\_and\\_optoelectronics](https://www.academia.edu/3761434/The_substrate_integrated_circuits_a_new_concept_for_high_frequency_electronics_and_optoelectronics).
- [10] Garreau J. Étude de filtres hyperfréquence SIW et hybride-planaire SIW en technologie LTCC.
- [11] Wadell BC. *Transmission Line Design Handbook.* Artech House; 1991.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUE

---

- [12] Suntives A, Abhari R. Transition Structures for 3-D Integration of Substrate Integrated Waveguide Interconnects. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2007;17(10):697-699. doi:[10.1109/LMWC.2007.905592](https://doi.org/10.1109/LMWC.2007.905592)
- [13] Bozzi M, Perregrini L, Wu K. Modeling of Conductor, Dielectric, and Radiation Losses in Substrate Integrated Waveguide by the Boundary Integral-Resonant Mode Expansion Method. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*. 2009;56:3153-3161. DOI:[10.1109/TMTT.2008.2007140](https://doi.org/10.1109/TMTT.2008.2007140)
- [14] Bozzi M, Georgiadis A, Wu K. Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas. *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*. 2011;5:909-920. doi:[10.1049/iet-map.2010.0463](https://doi.org/10.1049/iet-map.2010.0463)
- [15] Bozzi M, Pasian M, Perregrini L, Wu K. On the losses in substrate-integrated waveguides and cavities. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. 2009;1(5):395-401. doi:[10.1017/S1759078709990493](https://doi.org/10.1017/S1759078709990493)
- [16] Daniels R, Heath R. 60 GHz wireless communications: Emerging requirements and design recommendations. *Vehicular Technology Magazine, IEEE*. 2007;2:41-50. DOI:[10.1109/MVT.2008.915320](https://doi.org/10.1109/MVT.2008.915320)
- [17] Chen XP, Wu K. Substrate Integrated Waveguide Cross-Coupled Filter With Negative Coupling Structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2008;56(1):142-149. doi:[10.1109/TMTT.2007.912222](https://doi.org/10.1109/TMTT.2007.912222)
- [18] Deslandes D, Wu K. Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2003;51(2):593-596. doi:[10.1109/TMTT.2002.807820](https://doi.org/10.1109/TMTT.2002.807820)
- [19] MEJDI, LARIBI.pdf. Accessed June 8, 2024.  
[https://depositum.uqat.ca/id/eprint/587/1/MEJDI%2C\\_LARIBI.pdf](https://depositum.uqat.ca/id/eprint/587/1/MEJDI%2C_LARIBI.pdf)
- [20] Rayas-Sanchez JE, Ayala V. A General EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions.; 2008:986. DOI:[10.1109/MWSYM.2008.4632999](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2008.4632999)
- [21] Sellal K, Talbi L, Denidni T, Lebel J. Design and implementation of a substrate Integrated waveguide phase shifter. *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*. 2008;2:194-199. doi:[10.1049/iet-map:20070135](https://doi.org/10.1049/iet-map:20070135)
- [22] Deslandes D, Wu K. Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2001;11(2):68-70. DOI:[10.1109/7260.914305](https://doi.org/10.1109/7260.914305)
- [23] keltouma N, Bouchra R, Nouri keltouma. *Application de La Technique de Miniaturisation HMSIW Pour La Conception Des Filtres Passe Bande*. Algeria: univ saida - Dr.moulay tahar; 2015.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUE

---

- [24] Shauerman AA, Borisov AV, Zharikov MS, Shauerman AK, Kroshin FS. Development and investigation of microstrip directional coupler with phase velocity compensation based on sawtooth configuration of coupled lines. In: *2011 International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices Proceedings.* ; 2011:191-194. doi:[10.1109/EDM.2011.6006931](https://doi.org/10.1109/EDM.2011.6006931)
- [25] Grajal J, Krozer V, González E, Maldonado F, Gismero J. Modeling and design aspects of millimeter-wave and submillimeter-wave Schottky diode varactor frequency multipliers. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on.* 2000;48:700-711. DOI:[10.1109/22.841962](https://doi.org/10.1109/22.841962)
- [26] Abri M, Fellah B, Badaoui H. *A Novel SIW Corrugated Travelling Wave Antennas Array For Microwave Imaging.*; 2017.
- [27] Nouri K. *Thèse de Doctorat: CONCEPTION, REALISATION ET CARACTERISATION DE FILTRES ET DE DUPLEXEURS EN TECHNOLOGIES GUIDES D'ONDES ET SIW APPLICATION AUX SYSTEMES DE COMMUNICATIONS.*; 2008. DOI:[10.13140/RG.2.1.1243.9765](https://doi.org/10.13140/RG.2.1.1243.9765)
- [28] Bellahouel B, Khermine H, Abri M. *Architectures Originales Des Coupleurs SIW - 3dB/90° Half-Mode Hyperfréquence Pour Télécommunications Spatiales.* 2018.
- [29] Grigoropoulos N, Sanz-Izquierdo B, Young P. Substrate integrated folded waveguides (SIFW) and filter. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE.* 2006;15:829-831. DOI:[10.1109/LMWC.2005.860027](https://doi.org/10.1109/LMWC.2005.860027)
- [30] Lai Q, Fumeaux C, Hong W, Vahldieck R. Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2009;57(8):1996-2004. doi:[10.1109/TMTT.2009.2025429](https://doi.org/10.1109/TMTT.2009.2025429)
- [31] Jaco V erpoorte, Pieter Joma, Adriaan Hulzinga, Harmen Schippers. Smart Antennas in Aerospace Applications Workshop on Smart Antennas April 22, NLR Amsterdam [Document Web]. Adresse Web: [http :/ /sites.ieee.org](http://sites.ieee.org)
- [32] Hirokawa J, Ando M. Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* 1998;46(5):625-630. doi:[10.1109/8.668903](https://doi.org/10.1109/8.668903)
- [33] Bendiabdallah ZA, Boudjelal YI. *NOUVELLES TOPOLOGIES DES FILTRES PASSE-BANDES À BASE DE LA TECHNOLOGIE SIW OPERANT EN BANDES KU, C ET S POUR DES APPLICATIONS SATELLITAIRES.* Thesis. 2015. Accessed June 9, 2024. <http://dspace1.univ-tlemcen.dz/handle/112/11105> Université de Tlemcen, Juin 2015
- [34] Agueb FZ, Dejahdi A. *Nouvelles Topologies des Coupleurs -3dB/180° en technologie SIW pour télécommunications spatiales.* Thesis. 2018. Accessed June 9, 2024. <http://dspace1.univ-tlemcen.dz/handle/112/12874>

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUE

---

- [35] Chu A, Chu L, Sloat D, et al. Low Cost Millimeter Wave Monolithic Receivers. In: *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits*. Vol 87. ; 1987:63-67. DOI:[10.1109/MCS.1987.1114517](https://doi.org/10.1109/MCS.1987.1114517)
- [36] Nasreddine B, Feham M, Seladji N. *SUR LA CARACTERISATION NUMERIQUE DU COUPLAGE ENTRE LIGNES DE TRANSMISSION PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS*.; 2002. doi:[10.13140/RG.2.1.3859.1849](https://doi.org/10.13140/RG.2.1.3859.1849)
- [37] Gharbi MN, Sadoune Y. Conception des coupleurs directifs à base de la technologie SIW pour les systèmes de communication mobiles. Published online 2023. Accessed June 10, 2024. <https://di.univ-blida.dz/jspui/handle/123456789/25271>
- [38] Butterworth P. *Méthode de Conception Des Mélangeurs Millimétriques : Application à La Réalisation MMIC d'un Mélangeur Sous-Harmonique à FET Froid [42-43.5 GHz]*. These de doctorat. Limoges; 2003. Accessed June 10, 2024. <https://theses.fr/2003LIMO0028>
- [39] Djebbari A, Barkat D. *CONCEPTION DES COUPLEURS EN ANNEAU DE TYPE RAT-RACE 0°,180° MINIATURISE DEMI-MODES EN TECHNOLOGIE SIW OPERANT EN BANDE C ET S POUR LES APPLICATIONS SPATIALES*. Thesis. 2016. Accessed June 10, 2024. <http://dspace1.univ-tlemcen.dz/handle/112/11062>
- [40] Amina M, Med C, Madoun amina. *Etude et Conception d'une Antenne à Fente En Technologie SIW*. Algérie:unv saida-Dr Moulay Tahar; 2017.
- [41] Yazi H, Khidouri H. *Conception et Simulation des Coupleurs Bicouche 3 dB /90° en Technologie SIW*. Thesis. 2020. Accessed June 10, 2024. <http://dspace.univ-ouargla.dz/jspui/handle/123456789/29058>
- [42] Kizilbey O, Palamutcuogullari O, Yarman BS. A miniaturized wideband 180° hybrid ring coupler. *WAMICON 2013*. Published online April 2013:1-4. DOI:[10.1109/WAMICON.2013.6572762](https://doi.org/10.1109/WAMICON.2013.6572762)
- [43] Chan K, Tan A, Rambabu K. Design and analysis of a decade bandwidth 180° hybrid coupler. *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*. 2013;7:71-77. DOI:[10.1049/iet-map.2012.0467](https://doi.org/10.1049/iet-map.2012.0467)
- [44] Mbaye M. *Conception d'un réseau d'antennes multifaisceaux avec la technologie GIS (Guide intégré au substrat)*. phd. Université du Québec en Outaouais; 2013. Accessed June 10, 2024. <https://di.uqo.ca/id/eprint/634/>
- [45] DJOUIMAA A. *Contribution à l'étude Des Structures Planaires à Plusieurs Niveaux de Métallisation et à Substrats Multicouches Homogènes et Inhomogènes Par Une Formulation En Ondes Transverses*. PhD Thesis. Université de Batna 2; 2017. Accessed June 10, 2024. <http://eprints.univ-batna2.dz/1442/>