

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية
الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –
Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : Télécommunication

Spécialité : système de télécommunication (ST)

Par : AGUEB Fatima Zohra

DEJAHDI Anissa

Sujet

Nouvelles Topologies des Coupleurs -3dB/180° en technologie SIW pour télécommunications spatiales.

Soutenu publiquement, le 26 / 06 /2018 , devant le jury composé de :

DJELTI Hamida	Maître de conférences (A) à l'université de Tlemcen	Présidente
MELIANI Maghnia	Maître de conférences (B) à l'université de Tlemcen	Examinateur
ABRI Mehadjji	Maître de conférences (A) à l'université de Tlemcen	Encadrant
BADAOUI Hadjira	Maître de conférences (B) à l'université de Tlemcen	Co_Encadrant



DEDICACE

*Au terme de ce très modeste travail, je tiens à exprimer ma gratitude aux
Personnes qui m'ont soutenue durant ces années.*

Ma mère

*Vous avez toute ma gratitude, car c'est grâce à toi que j'ai atteint
mon but...*

*Je vous remercie pour votre soutien de moral, vos encouragements et vos
conseils qui mon guidés durant mes années d'étude ...*

A ma famille mes intimes et à toute personne qui me connait

Je ne manquerais pas de souligner l'assistance sans faille de mon binôme

DEJAHDI Anissa et à toute sa famille

AGUEB Fatima Zohra



DEDICACE

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

Mon père, puisse dieu l'accueillir dans son vaste paradis.

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

Mon frère Ali, et ma sœur Amel.

Mon binôme et amie AG'UEB Fatima Zohra et sa famille.

Et finalement à mes ami(e)s et tous les membres de famille.

Et à ceux qui ont oublié mon stylo et n'ont pas oublié mon cœur...

Remerciement

Avant tous, nous remercions dieu tout puissant qui nous a aidé à réaliser notre rêve et de terminer notre chemin jusqu' au bout.

Nos sincères remerciements sont attribués à mes parents pour leurs conseils et tout ce qu'ils ont fait pour nous.

Nous tenant à remercier chaleureusement notre encadreur Mr ABRI Mehadji et notre Co-encadreur Mme BADAOUI Hadjira pour leurs orientations éclairées, et leurs aides pour élaborer notre projet.

Nous tenons aussi à remercier Monsieur KAMECHE Samir le chef de spécialité et Monsieur BRAHMI Fayçal ingénieur télécom au service téléconduite réseau(BCC) au Sonalgaz.

Nous ne pouvons pas manquer aussi de remercier Monsieur MEGUENNI Mohammed l'ingénieur d'état de laboratoire.

Nous remerciant tous nos amis pour leurs encouragements et leurs soutient moral, et tous ceux qui ont contribué à la réalisation de cette mémoire.

Enfin Nous remercions les membres du jury de nous avoir honorés en acceptant de juger ce travail.

sommaire

DEDICACE.....	I
REMERCIEMENT.....	II
LISTE DES FIGURES.....	III
LISTE DES TABLEAUX.....	IV
LISTE DES ABREVIATIONS ET DES ACRONYMES.....	V
Résumé.....	VI
Introduction générale	1
Chapitre I : Généralités sur la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat	
I.1 Introduction.....	4
I.2. Les équations de Maxwell	4
I.3. Généralités sur les guides d'ondes classiques.....	6
I.3.1. Historique	6
I.3.2. Définition du guide d'onde	6
I.3.2.1 Description des guides d'ondes	7
I.3.3. Les avantages du guide d'onde	8
I.3.4. Utilisations du guide d'onde	9
I.3.5. Les guides d'ondes circulaires.....	9
I.3.5.1 Définition.....	9
I.3.5.2 Les modes de propagations.....	10
I.3.5.2.1. Étude des modes TE_{mn}	10
I. 3.5.2.2. Étude des modes TM_{mn}	11
I. 3.5.2.3. Étude des divers modes de propagation.....	12
I.3.6. Les guides d'ondes rectangulaires.....	14
I.3.6.1. Définition.....	14
I.3.6.2. Les conditions aux limites	15
I.3.6.3. Les modes de propagations.....	15
I.3.6.3.1 Les modes de propagations TE_{mn}	16
I.3.6.3.2. Les modes de propagation TM_{mn}	19
I.3.7. Les lignes de transmissions	21

I.3.7.1 Ligne micro-ruban	21
I.3.7.2 ligne coplanaire.....	22
I.4. La technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW	23
I.4.1 Historique de SIW	23
I.4.2 Définition	24
I.4.3 Principe de fonctionnement.....	25
I.4.5 Quelques exemples des circuits.....	26
I.4.5.1 Les circuits passifs SIW	26
I.4.5.2 Les circuits actifs SIW.....	27
I.5 Utilisation des bandes de fréquences	28
I.5.1 La bande C	28
I.5.2 La bande S.....	28
I.6 Conclusion	28

Chapitre II : Les coupleurs directifs

II.1 Introduction	31
II.2 Théorie des coupleurs directifs.....	31
II.2.1 les coupleurs directionnels.....	33
II.2.1.1 Définition	33
II.3 coupleurs à la technologie SIW	36
II.3.1 coupleurs 3-D SIW pour couplage faible.....	36
II.3.1.1 Coupleur Schwinger.....	36
II.3.1.2 Coupleur de Bethe.....	38
II.3.1.3 Coupleurs à fente.....	39
II.3.1.3.1 Coupleurs à fente sur la grande cote.....	39
II.3.1.3.2 Coupleur à deux trous sur la petite cote	40
II.3.2 coupleurs 3 D SIW pour couplage élevé.....	40
II.3.2.1 coupleur -3db SIW de type Riblet tridimensionnel.....	40
II.4 Exemples d'application	42
II.4.1 Déphaseur	42
II.4.2 Déphaseur à Ferrite	43
II.4.2.1 Déphaseur à effet Faraday.....	43
II.4.2.2 Déphaseur à champ longitudinal	44

II.4.2.2.1 Déphaseur Reggia Spencer	44
II.4.2.2.2 Déphaseur sur ligne micros trip.....	45
II.4.2.2.3 Déphaseur à polarisation circulaire et champ longitudinal	45
II.4.2.2.4 Déphaseur à Latching	47
II.4.2.2.5 Application au déphaseur sous guide	47
II.4.3. Duplexeur.....	48
II.4.3.1 Duplexeur à coupleur total (duplexeur à rideau).....	49
II.4.3.2 Duplexeur à coupleur -3db éclateurs.....	50
II.4.4 Diplexeur.....	51
II.5 Conclusion	52
 Chapitre III : Présentation des résultats et discussion	
III.1 Introduction	54
III.2 Transition de la ligne micro-ruban au guide d'onde SIW	54
III.3 Conception d'un guide SIW fonctionnant dans la bande C	55
III.4. Conception du guide SIW opérant en bande S.....	60
III.4.1 Conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande C.....	63
III.5 Conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande c	66
III.5.1 Conception du coupleur directif SIW demi-monde (-3dB) fonctionnant dans la bande C :	69
III.6. Conclusion.....	79
Conclusion générale	81
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	81

LISTE DES FIGURES

Figure I. 1. Quelques exemples de guide d'ondes.....	7
Figure I. 2. Technologie de guide d'ondes acoustiques.	8
Figure I. 3. (a) câble coaxiale, (b) ligne bifilaire, (c) micro ruban, (d) guide d'onde à section rectangulaire, (e) guide d'onde diélectrique.....	8
Figure I. 4. Guide d'onde à section circulaire.	10
Figure I. 5. Modes TE et TM d'un guide d'onde circulaire.	13
Figure I. 6. Un guide rectangulaire.	14
Figure I. 7. Représentation graphique d'un guide d'onde rectangulaire [4].	15
Figure I. 8. Vue tridimensionnelle des champs électrique et magnétique pour le mode TE ₁₀ dans un guide à section rectangulaire.....	18
Figure I. 9. Instantané des courants induits dans les murs du guide d'onde par une onde TE ₁₀	19
Figure I. 10. Distribution du champ \vec{E} et \vec{H} d'un mode TM dans un guide rectangulaire.	20
Figure I. 11. Modes TE et TM d'un guide d'onde rectangulaire.	21
Figure I. 12. Vue tridimensionnelle d'une ligne micro-ruban.....	22
Figure I. 13. Vue tridimensionnelle d'une ligne coplanaire.....	23
Figure I. 14. Structure multicouche.....	24
Figure I. 15. Guide SIW à onde lentes sur membrane à nanofils : (a) Vue schématique 3D. (b) Vue de dessus d'une membrane à nanofils.	25
Figure I. 16. Guide SIW.	25
Figure I. 17. Exemples des circuits passifs SIW, (a) coupleur classique, (b) coupleur en croix, (c) guide rectangulaire SIW, (d) Duplexeur SIW, (e) Filtres.....	27
Figure I.18. Exemples des circuits actifs SIW : (a) Oscillateur, Amplificateur.....	28
Figure II. 1. Schéma de principe d'un coupleur directif.	32
Figure II. 2. Schéma fonctionnel d'un coupleur directionnel	33

Figure II. 3. Schéma fonctionnel d'un coupleur à branches.....	35
Figure II. 4. Exemple de coupleur à lignes couplées [33].....	35
Figure II. 5. Exemple de coupleur directionnel à fente [37].	36
Figure II. 6. Coupleurs directionnels BH : deux guides d'onde parallèles [35].....	36
Figure II. 7. Principe de fonctionnement du coupleur Schwinger.	37
Figure II. 8. Distribution du champ simulé (a) champ magnétique et (b) champ électrique suivant la direction de propagation à la fréquence de 35 GHz.....	37
Figure II. 9. Géométrie du coupleur Schwinger en technologie SIW, a) vue 3-D, b) dimensions : $a = 3.57$ mm, $l_1 = 2.13$ mm, $w = 0.15$ mm, $g = 0.1$ mm et $g_s = 0.4$ mm.	38
Figure II. 10. Excitation dans le guide de deux ondes de vitesse opposée et en phase.....	38
Figure II. 11. Excitation de deux ondes en opposition de phase entre elle, et en quadrature avec l'onde incidente.....	38
Figure II. 12. Géométrie du coupleur à fentes en technologie SIW, a) vue 3-D, b) dimensions : $l_s = 0.62$ mm, $h = 0.33$ mm, $k = 2.26$ mm, $i = 1.43$ mm et $a = 3.57$ mm.	39
Figure II. 13. Coupleurs à fente sur la grande cote.	39
Figure II. 14. Coupleur à deux trous sur la petite cote.	40
Figure II. 15. Coupleur à fente à deux trous sur la petite cote.	40
Figure II. 16. Géométrie du coupleur 3 dB Riblet en technologie SIW, a) vue 3-D et b) dimensions : $a = 4$ mm, $r_1 = 0.6$ mm, $r_3 = 0.27$ mm, $r_1 = 0.4$ mm, $k = 0.76$ mm, $g = 4.86$ mm, $l_1 = 2.54$ mm, $l_2 = 1.3$ mm et $l_3 = 2.18$ mm.	41
Figure II. 17. a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz. b) photographie du coupleur de type Riblet 3 dB fabriqué.	42
Figure II. 18. Variation du coefficient de réflexion présenté par une diode varactor.	43
Figure II. 19. Masque du déphaseur conçu.	43
Figure II. 20. Schéma de déphaseur à effet Faraday.	44
Figure II. 21. Structure à ferrite placée à l'intérieur de déphaseur.....	44
Figure II. 22. Schéma de fonctionnement d'un déphaseur Reggia Spencer.	45
Figure II. 23. Schéma de fonctionnement d'un déphaseur sur ligne microstrip.	45

Figure II. 24. Schéma de propagation du champ longitudinal.	46
Figure II. 25. Schéma de deux modes propagations dans une zone de polarisation circulaire.	46
Figure II. 26. Schéma de fonctionnement d'un Déphaseur à Latching.....	47
Figure II. 27. L'effet de polarisation circulaire.....	47
Figure II. 28. Déphaseur (a), temps de commande (b), rotation d'induction magnétique (c)..	48
Figure II. 29. Architecture d'un système de communication CDMA.....	49
Figure II. 30. Duplexeur à coupleur total (duplexeur à rideau).....	50
Figure II. 31. Principe de fonctionnement de duplexeur à l'émission.	50
Figure II. 32. Principe de fonctionnement de duplexeur à la réception.	51
Figure II. 33. Schéma de principe d'un diplexeur.....	51
Figure III. 1. Structure fondamentale du taper des guides SIW avec ces paramètres.	55
Figure III. 2. Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande C (a) Vue de face. (b) vue en perspective.....	57
Figure III. 3. Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en Bande C.	57
Figure III. 4. La topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat (a)Vue de face. (b) vue en perspective.	58
Figure III. 5. Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW.....	58
Figure III. 6. Propagation du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=6\text{GHz}$	59
Figure III. 7. Structure du HMSIW opérant dans la bande C.....	59
Figure III. 8. Résultats de simulation des paramètres S_{11} , S_{21}	59
Figure III. 9. Distribution du champ électrique dans le guide HMSIW.....	60
Figure III. 10. Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en Bande S sans taper.....	61
Figure III. 11. Paramètres S_{ij} du guide SIW fonctionnant en bande S avec taper.	61
Figure III. 12. Distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=3.5\text{GHz}$	61

Figure III. 13. Structure du HMSIW opérant dans la bande S.....	62
Figure III. 14. Résultats de simulation des paramètres S11, S21.....	62
Figure III. 15. Structure du HMSIW opérant dans la bande S.....	62
Figure III. 16. Structure du coupleur SIW en band C.....	63
Figure III. 17. Paramètres Sij du coupleur SIW en bande C.....	64
Figure III. 18. Différence de phase en fonction de paramètres S21 et S31 en bande C.....	65
Figure III. 19. Distribution du champ électrique du mode TE10 à f = 6 GHz.....	65
Figure III. 20. Structure du coupleur SIW en bande C (a) en face (b) perspective.....	67
Figure III. 21. Paramètres Sij du coupleur SIW en bande C.....	68
Figure III. 22. Différence de phase en fonction de paramètres S21 et S31 en bande C.....	68
Figure III. 23. Distribution du champ électrique du mode TE10 à f = 6 GHz.....	69
Figure III. 24. Première topologie du coupleur directif SIW demi-monde en bande C (a) en face (b) perspective.....	70
Figure III. 25. Résultat de simulation de Première topologie du coupleur SIW demi-monde en bande C.....	71
Figure III. 26. Différence de phase en fonction de paramètres S21 et S31 en bande C.....	72
Figure III. 27. Distribution du champ électrique pour f =6 GHz.....	72
Figure III. 28. Deuxième topologie du coupleur SIW demi-monde en bande C (a) en face (b) perspective.....	74
Figure III. 29. Résultat de simulation de deuxième topologie du coupleur SIW demi-monde en bande C.....	74
Figure III. 30. Différence de phase en fonction de paramètres S21 et S31 en bande C.....	75
Figure III. 31. Distribution du champ électrique pour f =6 GHz.....	75
Figure III. 32. Troisième topologie du coupleur SIW demi-monde en bande C (a) en face (b) perspective.....	76
Figure III. 33. Résultat de simulation de la 3ème topologie du coupleur SIW demi-monde en bande C.....	77
Figure III. 34. Différence de phase en fonction de paramètres S21 et S31 en bande C.....	78

Figure III. 35. Distribution du champ électrique du mode TE₁₀ à $f = 6$ GHz 79

Liste des tableaux

Tableau III.1: Paramètres caractéristiques du guide d'onde.....54

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES ACRONYMES

μ = La perméabilité magnétique du matériau.

ε = La permittivité diélectrique du matériau.

ρ = La densité volumique de charge électrique.

\vec{J} = Le vecteur densité de courant.

\vec{E} : Vecteur d'intensité du champ électrique.

\vec{H} : Vecteur d'intensité du champ magnétique.

c : La vitesse de la lumière.

F_c : La fréquence de coupure.

λ : La longueur d'onde.

λ_g : La longueur d'onde du guide.

EM : Électromagnétique.

SIW : Substrate Integrated Waveguide.

CST : Computer Simulation Technology.

TE Le champ électrique.

TM : Le champ magnétique.

MHMIC : Miniature Hybride Microwave Integrated Circuits.

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 -3dB/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 et C 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, bande C, 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 -3db / 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 and C 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, C-band, simulation, CST microwave Studio.

ملخص

التطورات التكنولوجية في مجال الاتصالات بالنسبة للكثيرين تميل في سنوات من تصوير الدوائر، الحجم والخسائر في هذه الأجهزة، وتخفيض التكاليف. تمثل تقني SIW، الحل الواعد للغاية لتطوير الدوائر والمكونات التي تعمل في نطاق الملليمتر. نظرًا للتشابه بين بنية SIW والدليل الموجي التقليدي، فقد تم تصميم العديد من دوائر الموجات الدقيقة القائمة على الدليل الموجي والتحقق من بنية SIW بما في ذلك المقرنات. لهذا، فقد نظرنا في طوبولوجيا الجديدة من المقرنات 180 درجة مئوية على 3 dB في تقنية SIW للتطبيقات الفضائية

يهدف هذا المشروع إلى هندسة تصميم طوبولوجيا جديدة للقارنات الاتجاهية القائمة على تقنية SIW العاملة في النطاقات S و C التي تم تصميمها بنجاح. أظهرت النتائج التي تم الحصول عليها أداء جيد من حيث الاقتران والتكيف. تم الانتهاء من عمليات المحاكاة المختلفة باستخدام برنامج CST.

الكلمات المفتاحية: التكنولوجيا المتكاملة الدليل الموجي، مقرنة، النطاق S، النطاق C.

Introduction générale

La technologie actuelle prend un très grand développement dans tous les domaines, pour faciliter beaucoup plus notre besoin, ce développement entamé essentiellement le coût de fabrication plus que le coût réduit peut satisfaire le consommateur ainsi que pour être plus concurrentielle.

Parmi les domaines de la communication électronique figurent spécifiquement la télécommunication qui représente l'un de ses artères les plus importants. Pour cela, on voit qu'il y a une grande attention envers ce domaine au niveau spatiale, mais parfois leurs circuits hautes fréquences lourds et imposants selon les technologies utilisées ce qui n'est pas intéressant pour l'intégration de systèmes portables (cellulaire, lecteurs mp3,...etc.).

Ce qui nous a donné le pouvoir de réaliser un équipement de plus en plus compact et d'une performance de très grande qualité fonctionnant à des fréquences très élevés. Parmi ces nouvelles technologie on à la SIW (Substrat Integrated Weveguide) possède plusieurs avantages tel qu'un facteur de qualité relativement fort, une taille réduite et un faible cout, une intégration facile. Sur la base de la technologie SIW de nombreux dispositifs ont été développés tels que les filtres, les diviseurs de puissance, les coupleurs, les déphaseurs, et les antennes.

Vu que cette technologie est relativement récente, elle n'est pas encore mature, ce qui fait, de nombreux projets de recherches sont en cours dans le but de développer des filtres, des coupleurs,...etc.

Effectivement, pour que cette technologie soit intéressante, une importante librairie de composants doit être disponible. Plusieurs filtres, coupleurs et antennes à fentes ont déjà été réalisés dans cette technologie.

C'est dans ce cadre que s'inscrit notre projet de recherche intitulé : « Nouvelle topologie des coupleurs -3dB/180° en technologie SIW pour télécommunications spatiale ».

Pour atteindre nos objectifs, nous avons proposé des nouvelles topologies originales de ces coupleurs opérantes dans le domaine C et S. Notre mémoire sera organisé en trois chapitres et de la façon suivante :

Le premier chapitre introduit rapidement la technologie des guides d'ondes ainsi que leurs modes de propagations. Enfin une description détaillée sera donnée pour le cas de technologie SIW puisqu'elle est la base de ce sujet d'étude.

Par suite, le deuxième chapitre sera consacré à la présentation de quelques notions sur les coupleurs directifs vu que coupleurs seront conçus sous le logiciel de simulation CST (Microwave Studio).

Enfin le dernier chapitre sera dédié à la présentation des résultats de conception des guides d'ondes SIW fonctionnant dans les deux bandes C et S à l'aide de la simulation CST.

Notre travail s'effectuera à l'aide d'une paramétrique pour obtenir des résultats satisfaisants en termes d'adaptation et de transmission.

Chapitre I :
Généralités sur la
technologie des guides
d'ondes
intégrés au substrat

I.1 Introduction

Le monde actuel de la technologie des télécommunications connaît un très grand développement et une amélioration avec une vitesse gigantesque, et parmi ces avancés c'est à ce qu'on appelle SIW. Pour cela, on a entamé ce projet afin d'étudier et démontrer l'intérêt de ces guides d'ondes intégrés au substrat SIW (Substrat Integrated Waveguide).

Cette technologie montre une nouvelle forme de ligne de transmission qui a été popularisée au cours des dernières années par certains chercheurs. La technologie SIW permet d'exploiter les propriétés de la propagation guidée pour transformer un substrat pour un guide d'onde. De ce fait, il est important de comprendre le fondement théorique derrière ce phénomène physique. Ce dernier consiste à canaliser un signal électromagnétique dans un volume délimité par des interfaces réfléchissantes. L'énergie électromagnétique du signal est alors transmise avec un faible taux d'atténuation.

Dans ce chapitre, nous allons nous focaliser seulement sur les théories générales qui concernent les guides d'ondes.

I.2. Les équations de Maxwell

Le socle de l'électromagnétisme repose sur cinq équations : les quatre équations de Maxwell à laquelle s'ajoute la force de Lorentz qui s'exerce une charge électrique en mouvement :

$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (\text{I.1})$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{I.2})$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{I.3})$$

$$\operatorname{rot} \vec{B} = \mu \vec{j} + \mu \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{I.4})$$

$$\vec{F}_L = q (\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}) \quad (\text{I.5})$$

La relation locale exprimant la conservation de la charge est :

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \text{div} \vec{j} = 0 \quad (\text{I.6})$$

En l'absence de charge électrique et de courant électrique, ces équations deviennent comme suit :

$$\text{div} \vec{E} = 0 \quad (\text{I.7})$$

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{I.8})$$

$$\text{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{I.9})$$

$$\text{rot} \vec{B} = \mu \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{I.10})$$

Avec :

\vec{E} : Vecteur d'intensité du champ électrique.

\vec{H} : Vecteur d'intensité du champ magnétique.

μ : La perméabilité magnétique du matériau.

ε : La permittivité diélectrique du matériau.

ρ : La densité volumique de charge électrique.

\vec{j} : Le vecteur densité de courant.

\vec{F}_L : La force de Lorentz.

I.3. Généralités sur les guides d'ondes classiques

I.3.1. Historique

Le premier guide d'onde à vue le jour grâce à Joseph Thomson en 1893 et vérifié expérimentalement par Oliver Lodge en 1894. L'analyse mathématique de la propagation d'ondes à l'intérieur d'un tube métallique était faite par John Rayleigh en 1897 (McLachan, 1947).

La fondation de l'électromagnétisme moderne et les bases théoriques de micro-ondes étaient grâce à Jaunes Clark Maxwell qui formulent les équations et qui portent son nom « Équations de Maxwell » dans son traité sur l'électricité et magnétisme, c'était en 1873.

Quinze ans plus tard, grâce à Heinrich Hertz, les ondes électromagnétique expérimentalement ont été détectées et converties à une fréquence d'ordre 1 GHz d'où elles portent son nom « Ondes Hertiennes ».

En 1897, Lord Rayleigh démontra la possibilité de réaliser une propagation des ondes dans des tuyaux métalliques creux à section rectangulaire ou circulaire et que l'on appelle guides ondes.

I.3.2. Définition du guide d'onde

Un guide d'onde est un système qui sert à guider les ondes électromagnétiques ou les ondes acoustiques afin de les confiner dans un espace restreint.

Le guide d'onde est notamment utilisé en optique, en physique et en télécommunication. Pour guider les ondes, le système est généralement constitué de deux matériaux différents. Il peut aussi être constitué d'un seul matériau avec un gradient d'indice.

Les guides d'ondes peuvent être généralement classés comme des guides d'ondes diélectriques ou des guides d'ondes métalliques.

Les guides d'ondes diélectriques se composent seulement de diélectriques et emploient les réflexions à partir d'interfaces diélectriques à propager l'onde électromagnétique le long du guide.

Les guides d'ondes métalliques prennent habituellement la forme d'un tube de métal conducteur clos. Les ondes se propageant à l'intérieur du guide d'ondes de métal peuvent être caractérisés par des réflexions à partir des parois conductrices.

Les guides diélectriques sont très peu utilisés dans les circuits passifs micro-ondes. En effet :

Les guides diélectriques à structure planaire sont utilisés pour les circuits intégrés en ondes millimétriques ou ils se prêtent bien à l'intégration des composants actifs et passifs. Ils servent aussi à réaliser des circuits passifs. Le guide diélectrique à section circulaire est surtout utilisé pour les télécommunications aux fréquences optiques.

I.3.2.1 Description des guides d'ondes

Le matériau qui constitue le guide d'onde dépend du spectre électromagnétique des ondes que l'on veut guider :

Dans la partie "visible" (optique), on peut utiliser une fibre optique.

Dans les micro-ondes, c'est une coque métallique creuse.

Selon la taille du guide, celui-ci peut être monomode, c'est à dire qu'il ne supporte qu'un mode ou alors multi-mode, c'est à dire qu'il va supporter plusieurs modes. Un mode correspond à une configuration spatiale du champ électromagnétique. Selon la répartition du champ, chaque mode voit un indice différent des matériaux constituant le guide d'onde dépendant de chaque mode. L'indice vu par chaque mode définit l'indice effectif [1]. La figure I.1 illustre quelques exemples de guides d'ondes.

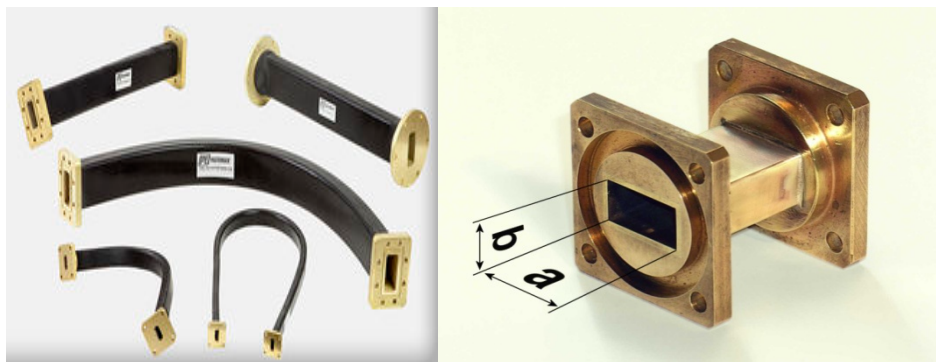


Figure I. 1. Quelques exemples de guide d'ondes.



Figure I. 2. Technologie de guide d'ondes acoustiques.

Le guide d'onde acoustique considéré est constitué d'un « tube » de section variable et de largeur constant (figure I.2).

Les guides d'ondes sont utilisés dans les techniques de transmissions par faisceaux hertziens, dans les gammes hyperfréquences. Les informations transmises, à la fois par l'onde porteuse et par le guide, sont de nature variée. La figure I.3 présente quelques exemples de supports de transmission.

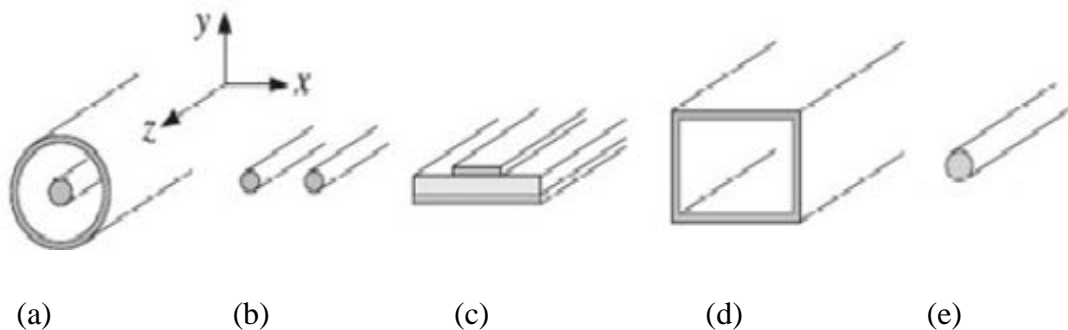


Figure I. 3. (a) câble coaxiale, (b) ligne bifilaire, (c) micro ruban, (d) guide d'onde à section rectangulaire, (e) guide d'onde diélectrique.

I.3.3. Les avantages du guide d'onde

L'intérêt de ce type de structures sera principalement dans le fait d'avoir un facteur de qualité meilleur que ceux atteignables avec les topologies planaires. Par ailleurs, ces circuits présentent une bonne compatibilité, un poids faible et un coût de fabrication peu important par rapport à des techniques volumiques. De plus, la bonne reproductibilité de ces structures.

Une attraction à SIW est que la quantité de métal qui transporte le signal est beaucoup plus grande que ce serait en micro ruban ou strip-line. Par conséquent, la perte de conducteur guide d'ondes Intégré au substrat α_c est inférieure.

Les guides ondes sont soumis à des pertes diélectriques provoquées par les ondes stationnaires qui produisent les arcs entraînant la diminution de l'efficacité de transmission d'énergie lorsque les champs électromagnétiques sont complètement contenus dans le guide, les pertes de radiation sont faibles [2].

1.3.4. Utilisations du guide d'onde

Un guide d'ondes transmet sous forme d'ondes électromagnétiques. Les champs électromagnétiques sont propagés par le guide d'ondes au moyen de réflexions contre ses murs intérieurs, qui sont considérés comme des conducteurs parfaits. L'intensité des champs est plus grande au centre le long de la dimension X et doit diminuer à zéro en arrivant aux murs car l'existence de n'importe quel champ parallèle aux murs sur la surface ferait entrer un courant infini dans un conducteur parfait.

On peut aussi considérer le guide d'ondes comme un filtre passe-haut avec sa propre fréquence de coupure [3].

Un guide d'ondes peut transporter des puissances EM très importantes cela d'autant plus que les dimensions du guide sont grandes ce qui correspond à la fréquence d'utilisation plus basse.

1.3.5. Les guides d'ondes circulaires

1.3.5.1 Définition

Bien que généralement plus simple, le guide circulaire est d'étude bien plus complexe. Cette complexité est due au fait que l'onde électromagnétique n'est pas de révolution autour de l'axe de propagation, alors que le guide à section circulaire l'est les champs \vec{E} et \vec{H} ne peuvent être tous les deux dans la section droite du guide, donc le vecteur de Poynting ne peut être axial, et l'onde se propage à l'intérieur du guide non pas suivant l'axe de celui-ci, mais tout comme dans un guide à section rectangulaire, par réflexions successives sur la paroi circulaire.

Le câble coaxial peut être considéré comme un guide particulier. La présence d'une âme métallique centrale permet aux champs \vec{E} et \vec{H} d'être dans la section droite de la ligne,

et l'onde se propage suivant l'axe de symétrie. Le régime est alors du type TEM (transversal-électrique-magnétique) [4].



Figure I. 4. Guide d'onde à section circulaire prise au niveau de Sonalgaz (Imama_Tlemcen).

I.3.5.2 Les modes de propagations

I.3.5.2.1. Étude des modes TE_{mn}

Pour les coordonnées cylindriques où Δt égale à :

$$\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} \quad (\text{I.39})$$

En revenant à l'étude de l'équation $\Delta B_Z + B_Z k_{\perp}^2 = 0$, on s'intéresse qu'aux solutions avec dépendance en Θ possible.

Quantification

$$\Delta B_Z + B_Z k_{\perp}^2 = 0 \Leftrightarrow \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial B_Z}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 B_Z}{\partial \theta^2} + B_Z k_{\perp}^2 = 0 \quad (\text{I.40})$$

$$\Leftrightarrow \frac{1}{r} \frac{\partial B_Z}{\partial r} + \frac{\partial^2 B_Z}{\partial r^2} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 B_Z}{\partial \theta^2} + B_Z k_{\perp}^2 = 0 \quad (\text{I.41})$$

L'équation harmonique en Θ ne pas être résolue que par la séparation des variables.

$$B_Z = R(r)e^{jm\theta} \quad (\text{I.42})$$

$$\text{Posons : } \begin{cases} \rho = k_{\perp} r \\ F = \frac{R_Z(\rho)}{R_Z(0)} \end{cases}$$

$$\Delta B_Z + B_Z k_{\perp}^2 = 0 \Leftrightarrow \frac{1}{r} \frac{\partial B_Z}{\partial r} + \left(\frac{\partial^2 B_Z}{\partial r^2} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 B_Z}{\partial \theta^2} + B_Z k_{\perp}^2 = 0 \quad (\text{I.43})$$

$$\Leftrightarrow \frac{\partial^2 R}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial R}{\partial r} + \left(k_{\perp}^2 - \frac{m^2}{r^2} \right) R(r) = 0$$

$$\Leftrightarrow \rho^2 \frac{\partial^2 F}{\partial \rho^2} + \rho \frac{\partial F}{\partial \rho} + (\rho^2 - m^2) F(\rho) = 0$$

$F(0)=1$ est la première condition aux limites de cette équation différentielle.

Et pour que la solution soit physiquement cohérente, il faut que B_Z soit périodique en 2π , cela implique :

$$B_Z(r, \theta + 2\pi) = B_Z(r, \theta) \quad (\text{I.44})$$

$$\Leftrightarrow e^{jm\theta} = e^{jm(\theta+2\pi)}$$

$$\Leftrightarrow e^{jm\theta} = e^{jm\theta} e^{2\pi jm}$$

Il est donc impératif que $m \in \mathbb{N}$

La résolution de cette équation en 0 et m entier sera connue, c'est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre m , notée j_m : $F(\rho) = j_m(\rho)$

$$B_Z(r, \theta) = B_Z(0) j_m(k_{\perp} r) e^{jm\theta} \quad (\text{I.45})$$

Comme on a fait déjà il faut que $\vec{\nabla} B_Z \cdot \vec{u}_r = 0$ en $r=a$, ce qui va ramener à $y_m(k_{\perp} r) = 0$

I. 3.5.2.2. Étude des modes TM_{mn}

Dans le guide circulaire, l'étude des modes TM est analogue et cela se voit dans l'équation suivante :

$$\Delta E_Z + E_Z K_{\perp}^2 = 0 \Leftrightarrow \frac{1}{r} \frac{\partial E_Z}{\partial r} + \left(\frac{\partial^2 E_Z}{\partial r^2} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_Z}{\partial \theta^2} \quad (\text{I.46})$$

Pour résoudre l'équation $E_Z = R(r)e^{jm\theta}$, on passe à la méthode de séparation des variables.

$$\text{Posons } \begin{cases} \rho = k_{\perp} r \\ F = \frac{R_z(\rho)}{R_z(0)} \end{cases}$$

$$\Delta E_z + E_z K_{\perp}^2 = 0 \Leftrightarrow \rho^2 \frac{\partial^2 F}{\partial \rho^2} + \rho \frac{\partial F}{\partial \rho} + (\rho^2 - m^2) F(\rho) = 0 \quad (\text{I.47})$$

$F(0)=1$ est la première condition aux limites de cette équation différentielle.

Pour que la solution soit physiquement cohérente, il faut que E_z soit périodique en 2π , cela implique $E_z(r, \theta + 2\pi) = E_z(r, \theta) \Leftrightarrow m \in \mathbb{N}$

La résolution de cette équation en 0 et m entier sera de connue, c'est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre m , notée :

$$\begin{aligned} j_m : F(\rho) &= j_m(\rho) \\ E_z(r, \theta) &= E(0) j_m(r k_{\perp}) e^{jm\theta} \end{aligned} \quad (\text{I.48})$$

Aux limites $r = a$ la condition est différente des modes TE parce qu'elle porte sur E_z et pas sur H_z . Il faut que $E_z = 0$ en $r = a$ qui se ramène à $j_m(k_{\perp} r) = 0$.

I. 3.5.2.3. Étude des divers modes de propagation

Les modes TM_{mn} et TE_{mn} qui se propagent en guide circulaire sont caractérisé par :

- Leur longueur d'onde de coupure.
- Leur carte des champs et des courants.

Dans la figure I.5, on montre la forme des lignes de champ \vec{E} et de champ \vec{H} pour les principaux modes TM et TE :

- Dans la section transversale du guide (coupes I).
- Dans la section longitudinale du guide (coupes II).

Elle montre aussi la forme des lignes de champs \vec{H} et des lignes de courant sur les parois du guide (coupes III).

La longueur d'onde de coupure du mode TM_{mn} :

$$\lambda_{cTM_{mn}} = \frac{2\pi a}{y_{mn}} \quad (\text{I.49})$$

Avec : a : le rayon intérieur du guide circulaire.

La longueur d'onde de coupure du mode TE_{mn} :

$$\lambda_{cTE_{mn}} = \frac{2\pi a}{J_{mn}} \tag{I.50}$$

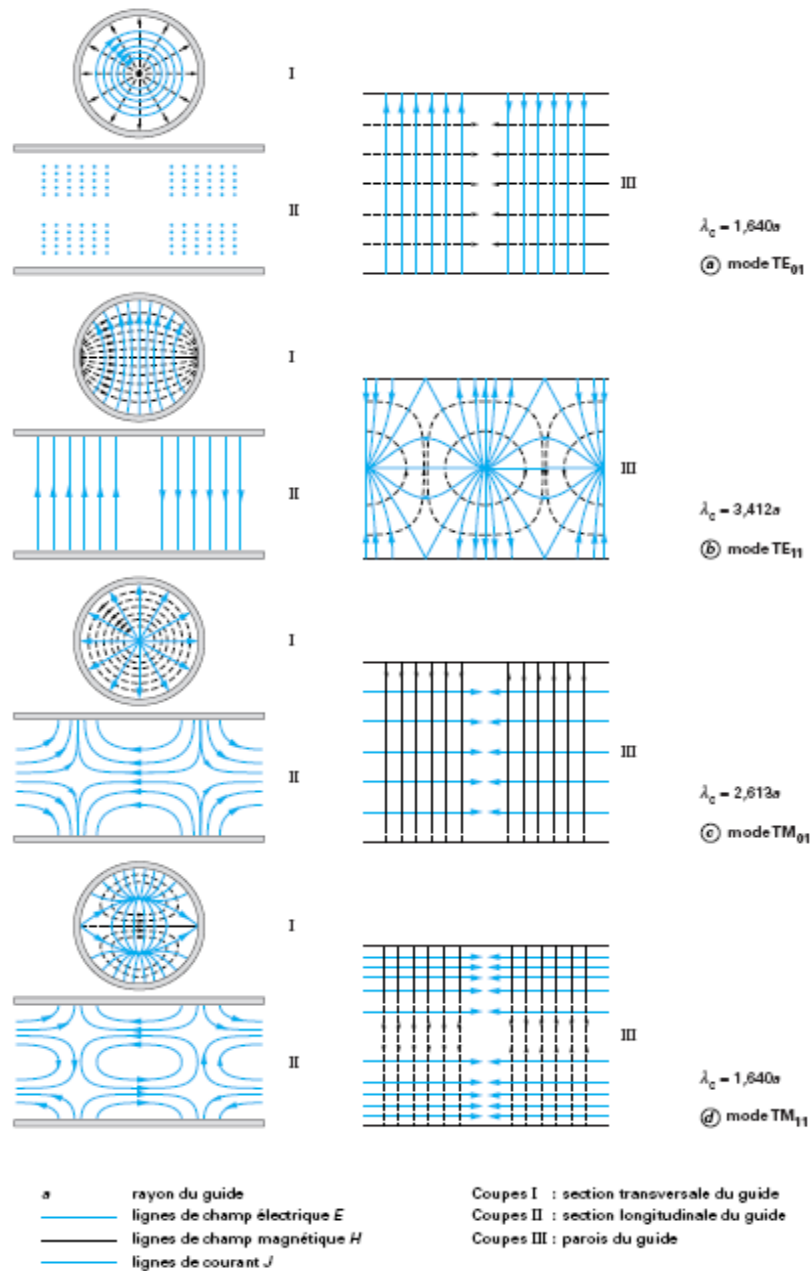


Figure I. 5. Lignes de champs en mode TE et TM d'un guide d'onde circulaire.

I.3.6. Les guides d'ondes rectangulaires

I.3.6.1. Définition

Le guide rectangulaire est un support de transmission largement utilisé, économique et très efficace surtout à très hautes puissance (figure I.6). Divers composants à base des guides d'ondes rectangulaires en microondes tel que des détecteurs, des coupleurs, des déphaseurs, des isolateurs sont disponibles dans le commerce pour les différentes bandes de guides d'ondes standard.



Figure I. 6. Un guide rectangulaire prise au niveau de Sonalgaz (Imama_Tlemcen).

Le guide rectangulaire est défini transversalement (selon x) par la largeur a et verticalement (selon y) par l'épaisseur b . Un diélectrique souvent de l'air remplit l'intérieur du conducteur creux. La lumière se déplace dans le diélectrique, mais il est confiné

dans l'espace par les quatre parois conductrices. L'axe (z) définit toujours la direction de propagation (figure I.7) [5].

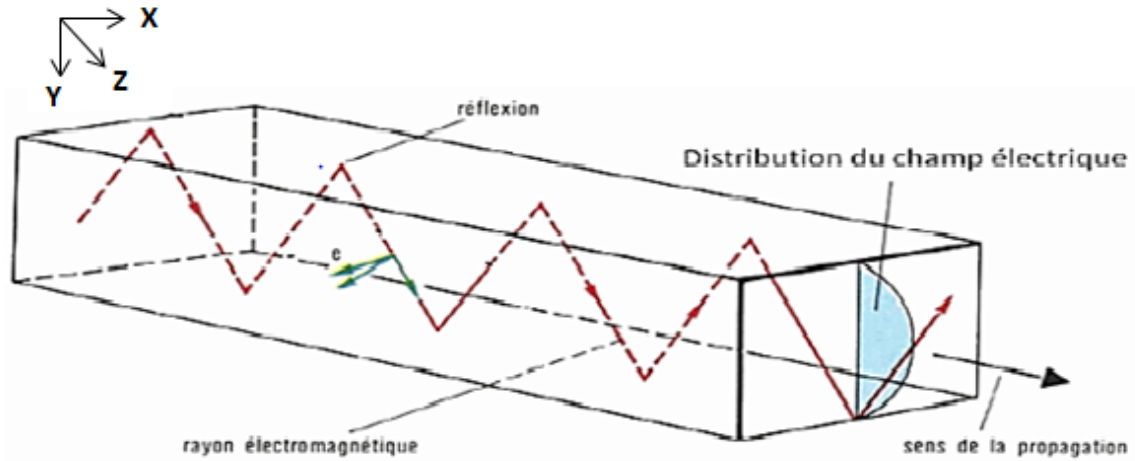


Figure I. 7. Représentation graphique d'un guide d'onde rectangulaire [4].

I.3.6.2. Les conditions aux limites

La détermination de la solution fondamentale exige les conditions suivantes : la propagation de l'onde à l'intérieur du guide d'onde obéira aux mêmes propriétés électromagnétiques du vide, et pour que le champ électromagnétique soit nul aux parois du guide doivent être supposés parfaits. La présence d'une onde électromagnétique à l'intérieur du guide nous mène à chercher des solutions pour l'équation de propagation respectant ces conditions aux limites, cela veut dire supposer que la composante tangentielle de E est nulle au niveau des parois métalliques, et en fixant certaines hypothèses de simplification on aura la solution fondamentale suivante :

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{j(\omega t - \gamma z)} \quad (\text{I.11})$$

I.3.6.3. Les modes de propagations

L'onde électromagnétique peut être classifiée en deux modes, en fonction de la polarisation : Le mode transverse électrique (TE), et le mode transverse magnétique (TM). Dans le cas d'un mode (TM), le champ magnétique n'existe pas dans la direction de

propagation de l'onde ($H_z=0$), de même pour le mode (TE), le champ électrique n'existe pas dans la direction de propagation de l'onde ($E_z=0$).

I.3.6.3.1 Les modes de propagations TE_{mn}

La propagation d'un champ électromagnétique à l'intérieur du guide selon les conditions aux limites, on s'attaque maintenant à découvrir ce qui se passe au niveau de la paroi de guide.

$E_r=0$ au niveau des parois conductrices :

$$x=0, x=a \rightarrow E_y=0$$

$$y=0, y=b \rightarrow E_x=0$$

On peut résoudre l'équation

$$\Delta_T H_z + K_c^2 H_z = 0 \quad (\text{I.12})$$

$$K_c^2 = \gamma^2 + K^2 \quad (\text{I.13})$$

Avec :

K_c : Constante de coupure.

γ : Constante de propagation.

Selon les limites mathématiques, nous permettant de simplifier les équations de Maxwell de la manière suivante :

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.14})$$

$$K_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (\text{I.15})$$

Où m et n sont des entiers.

Donc, on peut déterminer les composantes des modes TE existants dans le guide d'onde rectangulaire. Les expressions des champs électromagnétiques de ces modes, sont les suivantes :

$$E_x = H_0 \frac{j\omega\mu}{K_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.16})$$

$$E_y = -H_0 \frac{j\omega\mu}{K_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.17})$$

$$E_z = 0 \quad (\text{I.18})$$

$$H_x = H_0 \frac{j\gamma}{K_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.19})$$

$$H_y = H_0 \frac{j\gamma}{K_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.20})$$

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.21})$$

L'impédance de l'onde TE s'exprime par :

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{K_c}{\gamma} \quad (\text{I.22})$$

A partir des équations de Maxwell on a trouvé une infinité de modes de propagation TE est susceptible de se propager dans cette structure, ces modes sont notés TE_{mn} ou n et m sont des entiers.

Une propagation d'une onde de fréquence f ne peut être réalisée que si la fréquence des coupures définit est inférieure par rapport à la fréquence du guide.

$$f_c = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}\mu} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{I.23})$$

Avec c : vitesse de lumière.

ϵ_r : Permittivité relative de milieu.

μ : Perméabilité.

a et b sont les dimensions du guide.

On déduit la longueur d'onde de coupure donnée par l'équation I.24 :

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}} \quad (\text{I.24})$$

On définit pour $K > K_c$ une longueur d'onde guidée λ_g :

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{k \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (\text{I.25})$$

Avec : k : Représente la constante de propagation.

En tout point dans un guide d'onde on peut définir aussi une impédance d'onde comme suite :

$$Z_{TE} = \frac{\tau}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (\text{I.26})$$

$$\text{D'où } \tau = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (\text{I.27})$$

La figure I.8 illustre un aperçu à 3D du champ électromagnétique pour le mode TE_{10} dans un guide d'onde rectangulaire de dimension (a,b).

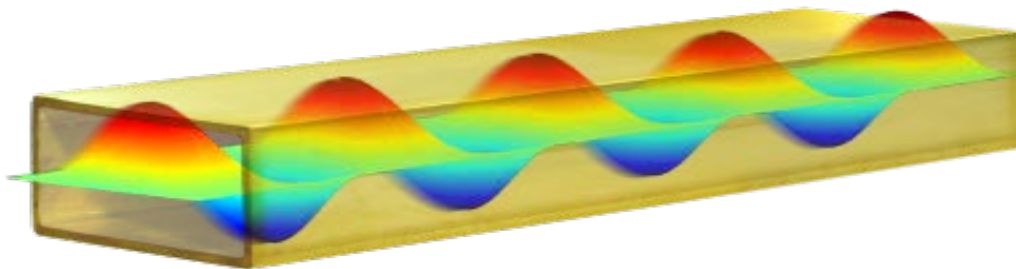


Figure I. 8. Vue tridimensionnelle des champs électrique et magnétique pour le mode TE_{10} dans un guide à section rectangulaire.

La figure I.9 présente les distributions du courant induit dans les parois métalliques du guide d'onde.



Figure I. 9. Instantané des courants induits dans les murs du guide d'onde par une onde TE_{10} .

Cette configuration se déplace approximativement à la vitesse de la lumière dans la direction de propagation de l'onde.

I.3.6.3.2. Les modes de propagation TM_{mn}

$H_z=0$ et $E_z \neq 0$, sont les caractéristiques des ondes TM. Le champ électrique \vec{E} qui se propage dans un guide doit vérifier à la fois les équations de Maxwell et les conditions aux limites par les parois du guide.

A partir de cette équation : $\Delta_T H_z + K_c^2 H_z = 0$

Avec : $K_c^2 = \gamma^2 + K^2$

Et en appliquant les conditions aux limites on peut simplifier les équations de Maxwell de la façon suivante :

$$E_z = E_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.28})$$

$$K_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (\text{I.29})$$

Les modes TM existants dans le guide rectangulaire se compose de la façon suivante :

$$H_x = E_0 \frac{j\omega\mu}{K_c^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.30})$$

$$H_y = -E_0 \frac{j\omega\mu}{K_c^2} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.31})$$

$$H_z = 0 \quad (\text{I.32})$$

$$E_x = -E_0 \frac{j\gamma}{K_c^2} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.33})$$

$$E_y = -E_0 \frac{j\gamma}{K_c^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.34})$$

On remarque qu'il y a double infinité selon le couple (m, n) avec n et m différent du zéro et le premier c'est le mode TM_{11} .

$$\text{On déduit : } Z_{\text{TM}} = \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{\tau\gamma}{K} \quad (\text{I.35})$$

$$\text{Aussi : } Z_{\text{TM}} = \tau \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad (\text{I.36})$$

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad (\text{I.37})$$

La figure I.10 montre la répartition du champ \vec{E} et \vec{H} d'un mode TM dans un guide d'onde rectangulaire.

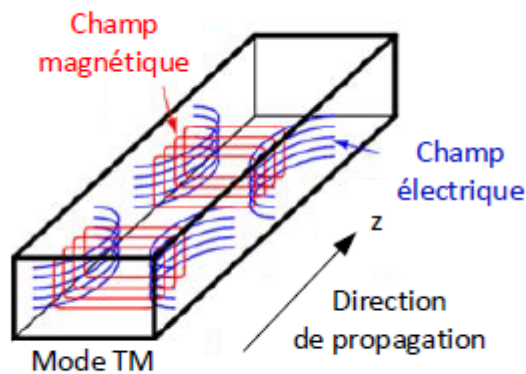


Figure I.10. Distribution du champ \vec{E} et \vec{H} d'un mode TM dans un guide rectangulaire.

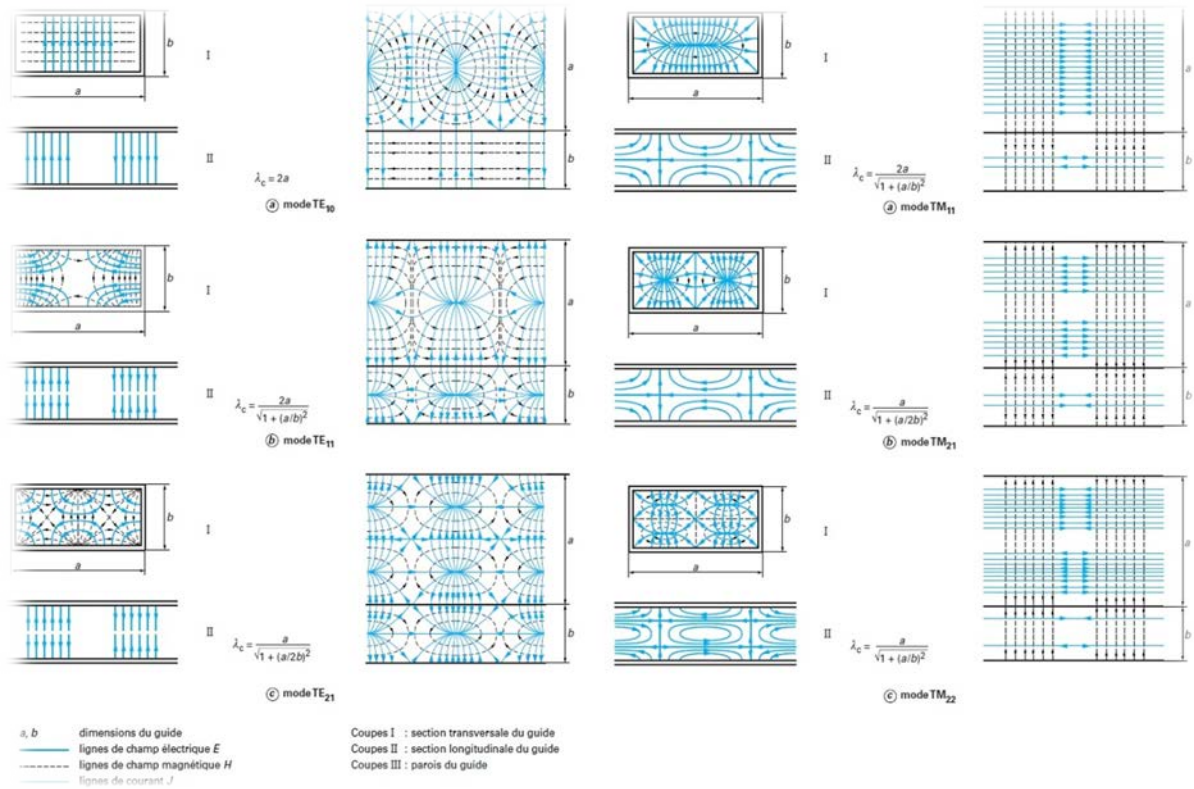


Figure I.11. Lignes de champs pour les modes TE et TM d'un guide d'onde rectangulaire.

I.3.7. Les lignes de transmissions

Les lignes de transmissions sont utilisées généralement dans la répartition de courant (aux basses fréquences) et dans les communications (aux hyperfréquences). Plusieurs genres de lignes de transmission tel que les paires torsadées et câbles coaxiaux qui sont utilisés dans les réseaux informatiques (l'Internet), mais sont aussi utilisées pour réaliser des filtres, des transformateurs d'impédances, des coupleurs, des lignes à retard [6]-[7]. Une ligne de transmission, est un ensemble d'un (en réalité deux si l'on considère la masse), d'où plusieurs conducteurs acheminant un signal électrique (souvent haute fréquence). Le milieu diélectrique qui sépare les conducteurs (air, céramique, téflon,..) joue un rôle important dans la vitesse de propagation du signal [8]-[9]. Les lignes de transmission les plus courantes sont les câbles coaxiaux (symétrie), les lignes bifilaires et les paires torsadées (asymétrie). Sur les circuits imprimés et les circuits intègres, on trouve couramment des lignes micro-rubans et des lignes coplanaires.

I.3.7.1 Ligne micro-ruban

La ligne micro-ruban (ou micro bande) est la plus utilisée parmi toutes les lignes de transmissions planaires dans les bandes de fréquences classiques (<20 GHz).

La technologie micro-ruban consiste en un ruban métallique réalisé sur l'une des faces du substrat, et un plan de masse sur l'autre face, comme la figure I.12. Les variations de formes (longueur et largeur) données à ce ruban et leur agencement, permettent de réaliser des fonctions de filtrage. Cette technologie est probablement la plus utilisée aujourd'hui, c'est pourquoi de nombreux ouvrages la décrivent en détails, ainsi que les différentes topologies utilisées pour réalisation de filtre [10].

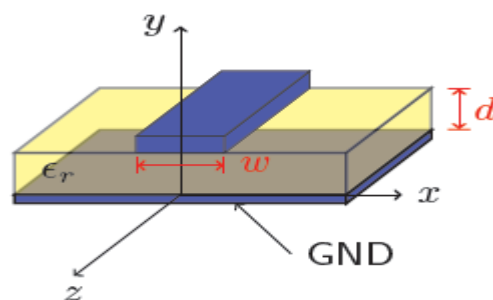


Figure I. 12. Vue tridimensionnelle d'une ligne micro-ruban.

Les lignes micro-rubans sont très utilisées pour les circuits intégrés. Les équations données sont empiriques.

- Une partie des champs sont dans l'air.
- Le mode de propagation est quasi-TEM.
- La constante diélectrique effective est : $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$

I.3.7.2 ligne coplanaire

La structure de la ligne coplanaire coïncide à la même structure que celle de la ligne micro-ruban. C'est un autre type de guide d'onde utilisée pour les circuits intégrés.

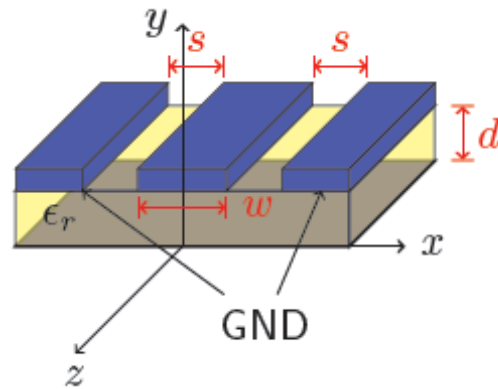


Figure I. 13. Vue tridimensionnelle d'une ligne coplanaire.

Une ligne coplanaire est constituée :

- Un ruban métallique central.
- Deux masses séparées par deux fentes identiques situant de part et d'autre de ce ruban.
- Deux modes fondamentaux de propagation coexistent, un mode impair quasi-TEM peu dispersif et un mode pair quasi-TE dispersif.
- Il y a un paramètre de design supplémentaire est la séparation s .

I.4. La technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW

I.4.1 Historique de SIW

La technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW est une technique très prometteuse du fait qu'il permet d'utiliser des avantages des guides d'onde et des lignes de transmissions planaires.

Depuis le début des années 1990, diverses tentatives ont été proposées pour la mise en œuvre de structures de guides d'ondes planaires. La première référence dans la littérature est un brevet japonais en 1994 où un nouveau guide d'onde diélectrique-chargé est proposé sous la forme de deux rangées de vias métalliques dans un substrat diélectrique [11]. Plus tard en 1995, un brevet américain propose un guide d'onde avec un processus LTCC (Low Temperature Co Ceramics) aussi appelé structure diélectrique multicouche [12] comme représenté sur la figure I.14.

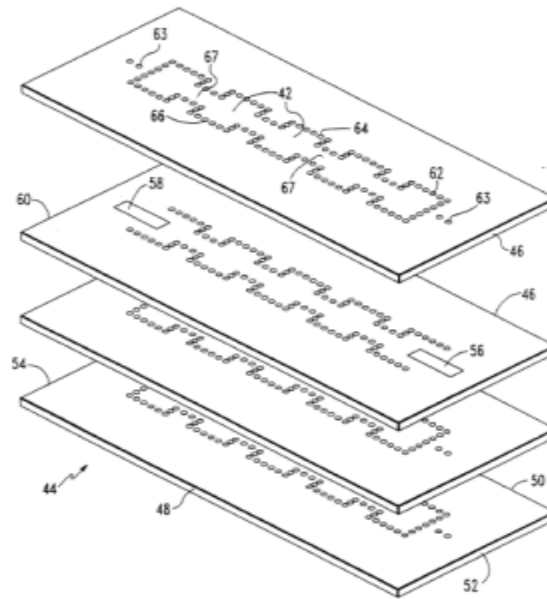


Figure I. 14. Structure multicouche.

En 1997, une première application de la technologie SIW apparaît pour les antennes millimétriques [13], suivie par d'autres études connexes, puis l'utilisation des composants SIW en LTCC. Depuis le début des années 2000, l'intérêt pour la technologie SIW et l'intégration des composants est intensivement menée par l'équipe dirigée par le professeur Ke Wu au Centre de recherche Polygames. L'excitation par ligne micro ruban comme transition vers une topologie SIW a fait l'objet d'un rapport en 2001, cette excitation est devenue, la référence des excitations de circuits SIW [14].

I.4.2 Définition

Les développements récents des systèmes de communication sans fils, RF et micro-ondes sont caractérisés par des hautes vitesses de transfert des données et nécessitent des substrats diélectriques à faible pertes, ou l'intégration est facile et avec des faibles couts de fabrication, ce qui peut être assuré par la technologie SIW.

Les guides d'ondes intégrés au substrat SIW sont des interconnexions de haute performance à large bande qui possèdent d'excellentes caractéristiques d'immunité contre les interférences électromagnétiques et qu'on pourrait utiliser dans des systèmes microondes et des circuits d'ondes millimétriques (figure I.15).

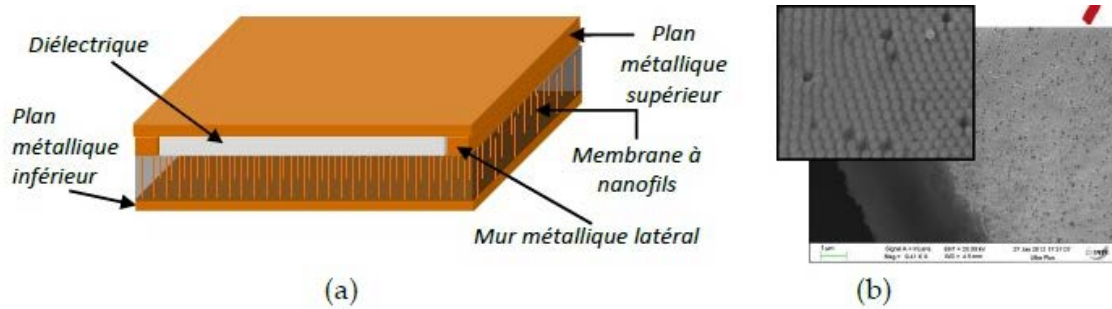


Figure I. 15. Guide SIW à onde lentes sur membrane à nanofils : (a) Vue schématique 3D. (b) Vue de dessus d'une membrane à nanofils.

I.4.3 Principe de fonctionnement

Le but de la technologie SIW est de réaliser un guide d'onde dans un substrat diélectrique. Les métaux supérieurs et inférieurs sont utilisés comme de parois (plaques métalliques). Comme le substrat contient des rangés des vias métalliques soudées aux deux plaques comme le présente la figure I.16, la structure finale a un profil plat et propose de bonnes performances.

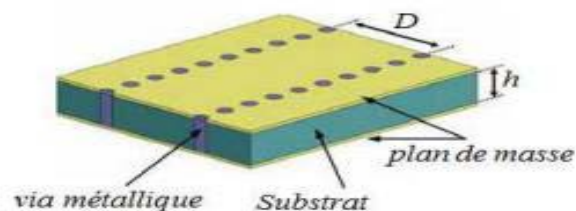


Figure I.16. Guide SIW.

L'ensemble de trous métallisés permet de nous donner une cavité dans qui va y avoir l'apparition de modes de cavités. Ce sont les coefficients de qualité dépendant d'une façon directe à la performance électrique du substrat (perte de diélectrique), au métal (perte conductrice) et aussi de la forme des dimensions de la cavité. En effet, selon sa forme et ses dimensions, la cavité va engendrer l'apparition de modes qui seront TE ou TM, et les coefficients de qualité peuvent varier de façon significative.

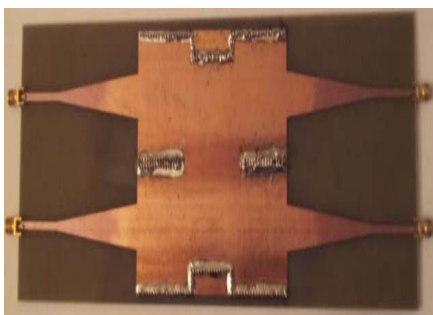
I.4.5 Quelques exemples des circuits

En utilisant les structures synthétisées mentionnées ci-dessus et en les intégrant avec d'autres circuits planaires comme la ligne micro-ruban, on construira le SIC (Substrate Integrated Circuits). On aura lieu à plusieurs SICS passifs et actifs dans cette partie.

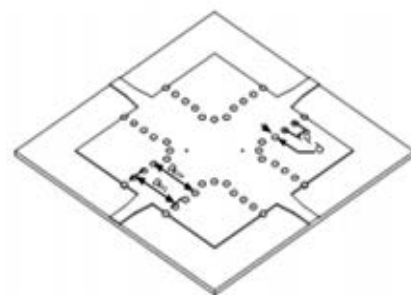
I.4.5.1 Les circuits passifs SIW

En comparant avec les circuits passifs, l'implémentation de composants actifs dans la technologie SIW est moins attirante, et de nouveaux essais de conception vers l'intégration complète Sos (système on substrat) sont données. Concevoir et optimiser un circuit actif consiste à faire intégrer des dispositifs actifs dans un circuit SIW passif en exploitant les avantages de la technologie et comme exemple on a les faibles pertes d'isolation élevée et une taille compacte pour avoir de bonne performance à moindre cout de façon général. Le rôle d'une des faces conductrices du SIW est de reporter la façon active et la connexion devra assurée à des linges micro-ruban.

Concernant les circuits passifs, la plupart des composants hyperfréquences classiques ont été mis en œuvre dans les technologies SIW. Cette solution permet généralement d'obtenir des composants avec une taille réduite par comparaison avec les fonctions de guide d'ondes classiques. Parmi les composants passifs, les filtres ont reçu une attention particulière. Quelques exemples sont reportés sur la figure I.17, comme le coupleur, le filtre, la cavité rectangulaire, et le duplexeur SIW,etc. [15-31].



(a)



(b)

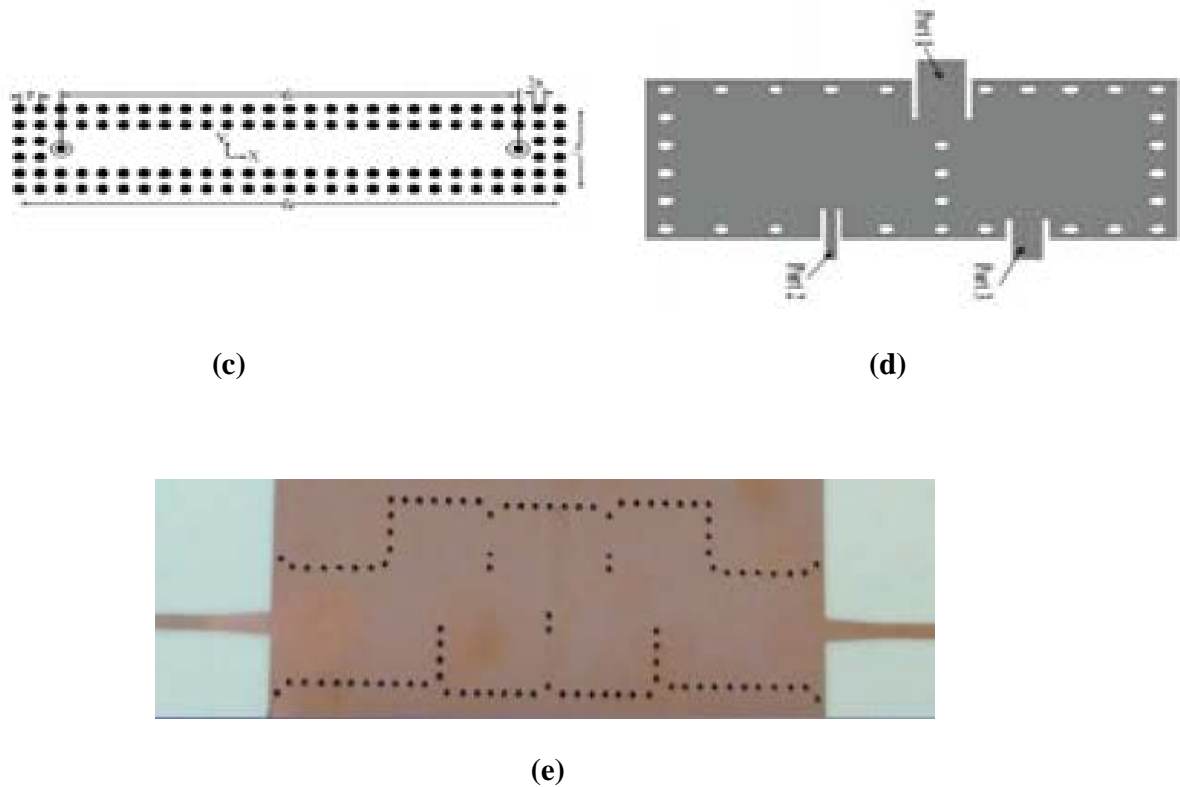
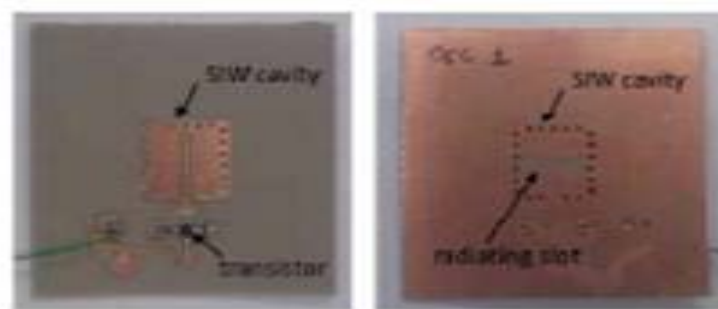


Figure I.17. Exemples des circuits passifs SIW, (a) coupleur classique, (b) coupleur en croix, (c) guide rectangulaire SIW, (d) Duplexeur SIW, (e) Filtres.

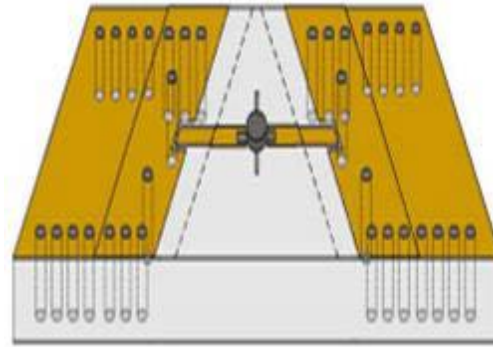
I.4.5.2 Les circuits actifs SIW

Les technologies SIW ont pu maitre en œuvre la majorité des composants hyperfréquences classiques. Cela nous a donné la chance d'obtenir les composants avec des tailles réduites en comparant avec les fonctions de la technologie classique.

Les développements actuels d'oscillateurs, d'amplificateurs et de mélangeurs en 2012 étaient bien notables et les exemples sur cela sont reportés sur la figure I.18.



(a)



(b)

Figure I.18. Exemples des circuits actifs SIW : (a) Oscillateur, Amplificateur.

I.5 Utilisation des bandes de fréquences

I.5.1 La bande C

La bande C est une bande de fréquence définie par la partie du spectre électromagnétique allant de 3.4 à 4.2 GHz en réception et de 5.725 et 7.075 GHz en émission attribué au service de radiodiffusion par satellite (Broad casting), particulièrement utilisée sur les zones tropicales et faiblement sur les autres zones, et de 4 à 8 GHz pour des usages comme les radars météorologiques.

I.5.2 La bande S

La bande S est la partie du spectre électromagnétique définie par la fréquence 2 à 4 GHz, elle a des utilisations différentes par pays ce qui la rapidement rendus ingérable dans le cadre d'une maîtrise globale des communications terrestres et par satellite. Cette bande sert sur terre aux réseaux Wifi et Wimax, mais aussi aux fours à micro-ondes qui opèrent aux alentours de 2.45 GHz.

I.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté une synthèse sur les propriétés des guides d'ondes, ainsi à la technologie SIW qui exploite des tiges métalliques cylindriques au lieu des plaques métalliques.

La technologie SIW associe la fabrication et l'intégration aisée et faibles coûts des structures planaires aux performances des filtres volumiques. Elle constitue donc un très bon

compromis entre intégration et performance. Ces dernières dépendent cependant des pertes du substrat diélectrique utilisé.

Le chapitre suivant sera réservé entièrement à la technologie des coupleurs $-3 \text{ dB}/180^\circ$ en technologie SIW.

Chapitre II :
Les coupleurs
directifs

II.1 Introduction

Les coupleurs sont des composantes micro-ondes extrêmement utiles et versatiles dont la première fonction est de coupler ou de diviser le signal incident ou la puissance de manière disproportionnée ou de façon égale. Dans ce dernier cas, on parle de diviseur de puissance ou de coupleur directionnel 3dB. Ils sont utilisés dans de nombreuses applications incluant les systèmes de télécommunications sans fil, les systèmes de radar, les systèmes de mesure et d'instrumentation tels que les systèmes de test, les analyseurs vectoriels, les wattmètres, les contrôleurs de gain automatique par boucles, les réflectomètres et dans les systèmes biomédicaux [32].

II.2 Théorie des coupleurs directifs

Un composant à quatre accès est représenté par une matrice de répartition en puissance $[S]$, comportant 16 termes [33], 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-2), adapté (II-3) et sans pertes.

$$S_{ij} = S_{ji} \quad \text{Avec } i \neq j \quad (\text{II.2})$$

$$S_{jj} = 0 \quad (\text{II.3})$$

Le produit de la matrice S transposée et de la matrice S conjuguée est ainsi égal à la matrice identité (conservation d'énergie).

$$[S]^t \cdot [S]^* = [I] \quad (\text{II.4})$$

Ces propriétés introduisent des simplifications dans la matrice de répartition qui caractérise l'octopôle est la suivante :

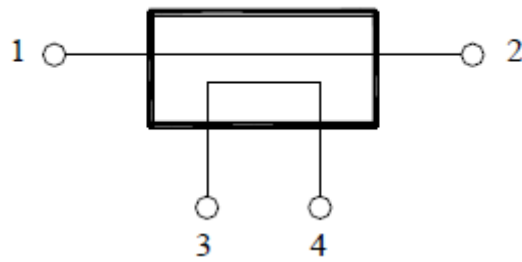


Figure II. 1. Schéma de principe d'un coupleur directif.

Avec la numérotation arbitraire des ports adoptée sur la figure II.1, on peut définir les grandeurs suivantes :

Le facteur de couplage : Indique la fraction de puissance d'entrée qui sera couplée à un de ses ports.

$$\text{couplage}_{(dB)} = 20 \cdot \text{Log}|S_{41}| \quad (\text{II.5})$$

L'isolation : C'est le transfert de signal entre deux accès isolés d'un coupleur.

$$\text{Isolation}_{(dB)} = 20 \text{Log}|S_{31}| \quad (\text{II.6})$$

L'affaiblissement : C'est la puissance normalisée de l'onde transmise voie directe.

$$\text{Affaiblissement}_{(dB)} = 20 \text{Log}|S_{31}| \quad (\text{II.7})$$

Directivité : C'est la différence entre l'isolation et le couplage (la qualité du coupleur).

$$\text{Couplage}_{(dB)} - \text{Isolation}_{(dB)} \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Directivité}_{(dB)} = 20 \text{Log}|S_{42}| \quad (\text{II.9})$$

La bande passante relative : qui caractérise la plage de fréquence de fonctionnement

$$\text{optimale du coupleur : } \text{Bande passante relative} = \frac{f_2 - f_1}{f_0}. \quad (\text{II.10})$$

Où f_0 , f_1 et f_2 sont respectivement les fréquences : centrale, minimale et maximale de réalisation

Pour la réalisation de circuits, on utilise les coupleurs 3 dB. Le couplage et l'affaiblissement sont égaux, ce qui entraîne que la puissance incidente est partagée de manière égale entre la voie directe et la voie couplée.

On montre à partir de sa matrice $[S]$ qu'il n'existe que deux types de coupleurs 3 dB idéaux : les coupleurs 90° et les coupleurs $0-180^\circ$.

II.2.1 Les coupleurs directionnels

II.2.1.1 Définition

Les coupleurs directionnels sont des composants passifs qui permettent d'échantillonner un signal par un certain facteur de couplage. Les pertes subies par la ligne primaire dues à un tel échantillonnage dépendent du facteur de couplage et de la perte d'insertion de la ligne primaire. Et peuvent être représentés par le schéma fonctionnel de la figure II.2 Sur cette figure, les ports 1 et 4 sont les entrées, tandis que les ports 2 et 3 sont les sorties.

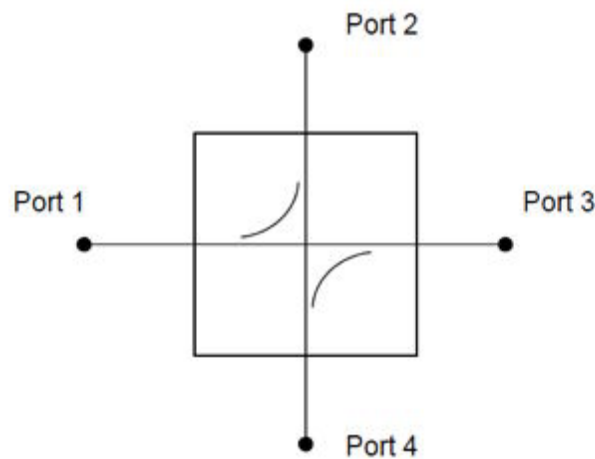


Figure II.2. Schéma fonctionnel d'un coupleur directionnel.

Prenons l'exemple idéal d'un coupleur directif à quatre ports comme celui illustré à la figure II.2. Une onde incidente au port 1 est couplée aux ports 2 et 3 seulement ; le port 4 est isolé. De manière semblable, une onde incidente au port 4 est couplée aux ports 2 et 3 seulement ; le port 1 est isolé. Ainsi les ports 1 et 4 ne sont pas couplés. Si une onde est incidente aux ports 2 ou 3, la puissance est couplée aux ports 1 et 4 seulement, les ports 2 et 3 ne sont pas couplés. De plus, tous les ports sont adaptés. En d'autres mots si trois ports ont des charges adaptées, le quatrième port paraît aussi adapté et une onde incidente dans ce dernier ne serait pas réfléchi [34].

Un coupleur directionnel est habituellement dimensionné pour que tous les ports soient adaptés, que les entrées (respectivement les sorties) soient découplées entre elles, et que

l'ensemble de l'énergie entrant dans un port. D'entrée soit distribuée sans pertes vers les deux sorties (de façon équilibrée ou non). Ces propriétés se traduisent de la manière suivante sur les paramètres[S]:

$$S_{11}=0 \quad (\text{II.11})$$

$$S_{41}=0 \quad (\text{II.12})$$

$$|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1 \quad (\text{II.13})$$

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

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

Il est important de noter que l'intervalle des valeurs possibles du facteur de couplage β est fortement dépendant de la technologie utilisée. Par exemple, un coupleur directionnel dit coupleur à branches [35], dont le schéma fonctionnel est présenté sur la figure II.2, permet des valeurs de couplage plutôt proches de l'équilibre (autour de -3dB). Ce coupleur peut être réalisé en technologie imprimée ou guide d'onde. Selon les notations de la figure II.2 et pour une alimentation en port 1, le port 2 est le port direct, le port 3 est le port couplé et le port 4 est le port isolé. D'autres types de coupleurs peuvent être utilisés pour des couplages plus faibles, donc des sorties plus déséquilibrées. En technologie imprimée, on peut par exemple utiliser des lignes couplées [36], tel qu'illustré sur la figure II.3. La particularité de ce coupleur réside dans l'agencement des ports, qui est différent d'un coupleur à branches. En effet, le port couplé (port 3) se trouve du même côté que le port d'entrée (port 1).

En technologie guide d'onde standard, on peut utiliser des coupleurs à fentes [37], tel qu'illustré sur la figure II.4. Sur ce dernier exemple, il est important de savoir qu'avec des fentes plus grandes ou plus nombreuses ou en modifiant l'orientation relative des guides, il est possible d'augmenter le coefficient de couplage et donc de concevoir des coupleurs plus équilibrés [38].

Il faut noter qu'on peut utiliser à la place des fentes rectangulaires, des fentes circulaires qui servent à commuter les deux sorties couplées (port direct et port couplé) comme nous le montre la figure II.5. Ce dernier type de coupleur est appelé coupleur BH venant du nom de Bethe Hans, physicien américain d'origine allemande, qui l'a inventé. Il mit au point le prototype pendant la Seconde Guerre mondiale alors qu'il travaillait dans les laboratoires de MIT. Plusieurs types de coupleurs ont vu le jour dans les laboratoires de MIT et plusieurs autres ont été mis au point depuis [39]-[40]. Le principe selon lequel, plus il y a des fentes circulaires et des rayons grands, plus le facteur de couplage augmente, est valable dans ce cas.

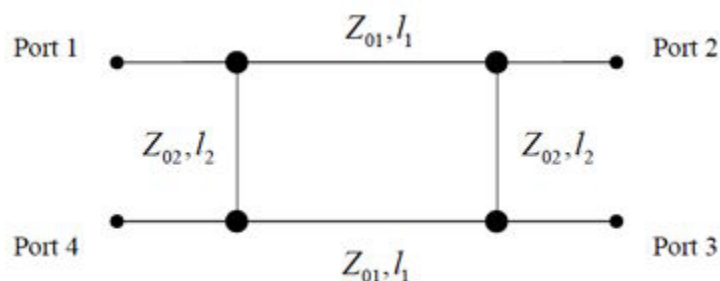


Figure II. 3. Schéma fonctionnel d'un coupleur à branches.

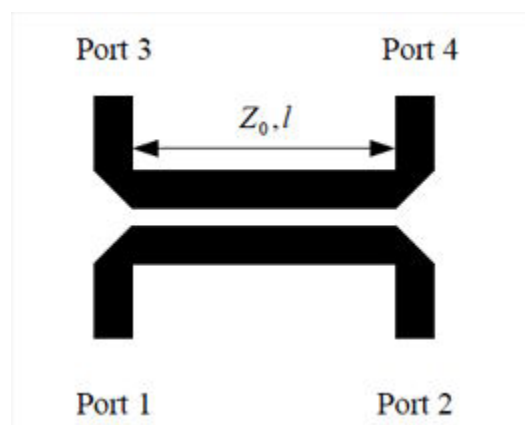


Figure II. 4. Exemple de coupleur à lignes couplées [33].

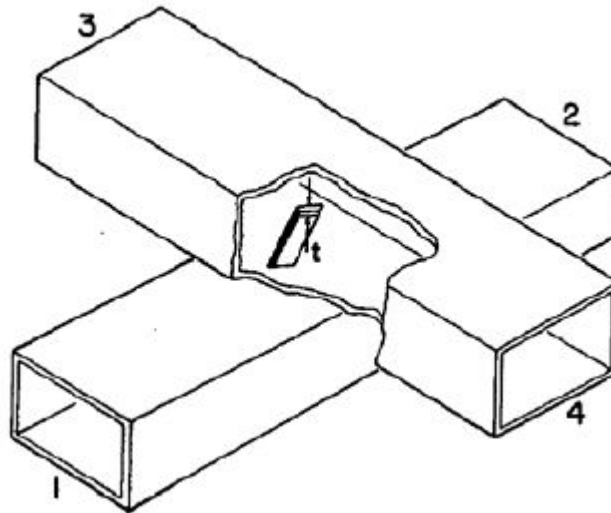


Figure II. 5. Exemple de coupleur directionnel à fente [37].

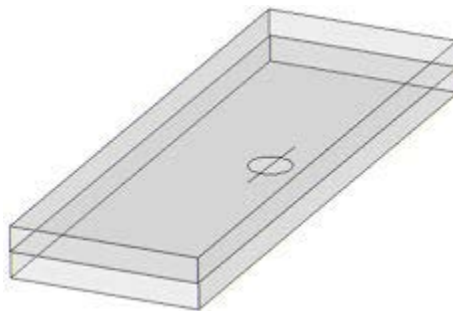


Figure II. 6. Coupleurs directionnels BH : deux guides d'onde parallèles [35].

II.3 Coupleurs à la technologie SIW

II.3.1 Coupleurs 3D SIW pour couplage faible

II.3.1.1 Coupleur Schwinger

En 1946 Le coupleur Schwinger a été inventé et il est basé sur la technologie de guide d'ondes conventionnel. Son principe est illustré à la figure II.7, le long des cotés latéraux étroits des lignes SIW, pour le mode dominant TE₁₀. Les champs électriques sont nuls donc les champs magnétiques sont confinés. Par conséquent, la disposition verticale de la ligne implique un couplage magnétique entre les deux sections (le couplage électrique n'est pas possible). La ligne SIW principale (celle horizontale sur la figure II.7). Présente deux fentes

pour le couplage et elles sont placées sur les côtés opposés du milieu de la ligne SIW. Comme il peut être observé sur la figure II.8, ces deux fentes couplent le dipôle magnétique avec une différence de phase de 180° et l'annulation est obtenue au niveau du port isolé. Ainsi l'isolation ne dépend pas de la fréquence, car les longueurs des chemins des deux fentes sont les mêmes au port isolé.

Au port couplé, le signal est déphasé de 180° . Ceci est obtenu en espaçant les deux fentes d'une distance d proportionnelle à un quart de la longueur d'onde guidée ($\frac{\lambda_g}{4}$) suivant la relation qui suit :

$$d = (2n+1)\frac{\lambda_g}{4} \quad (\text{II.14})$$

Où n est un nombre entier positif. Comme le port couplé est en fonction de la distance donc le couplage est dépendant de la fréquence.

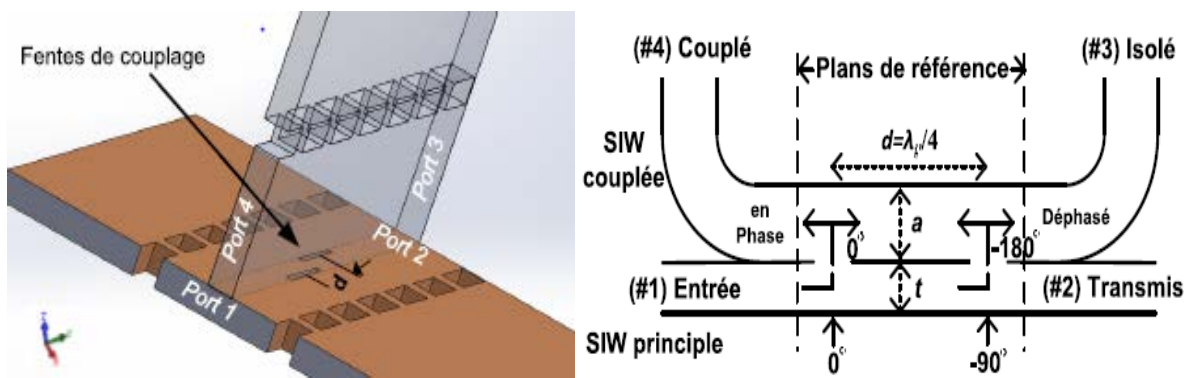


Figure II.7. Principe de fonctionnement du coupleur Schwinger.

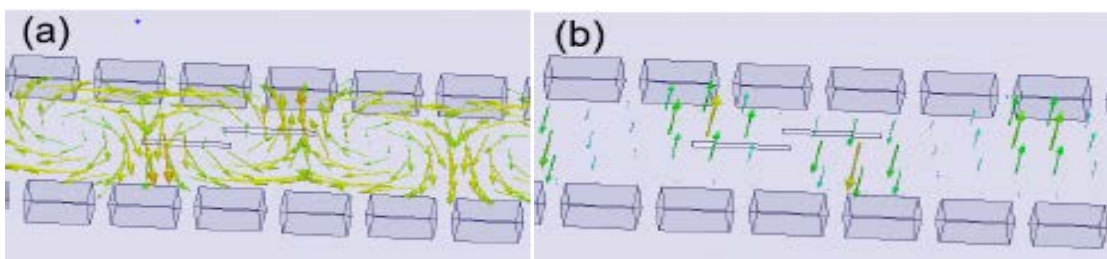


Figure II. 8. Distribution du champ simulé (a) champ magnétique et (b) champ électrique suivant la direction de propagation à la fréquence de 35 GHz.

En technologie SIW l'implémentation 3 D proposée du coupleur Schwinger qui est illustrée sur la figure II.9.

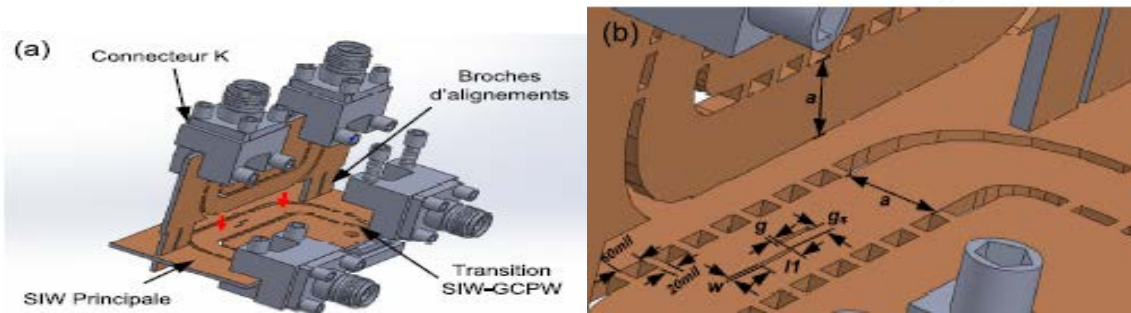


Figure II. 9. Géométrie du coupleur Schwinger en technologie SIW, a) vue 3-D, b) dimensions : $a = 3.57 \text{ mm}$, $l_1 = 2.13 \text{ mm}$, $w = 0.15 \text{ mm}$, $g = 0.1 \text{ mm}$ et $g_s = 0.4 \text{ mm}$.

II.3.1.2 Coupleur de Bethe

Soient deux guides d'ondes rectangulaires accolés par leur grand coté. Un trou est percé sur la face commune, la présence de ce trou permet un passage des champs magnétique et électriques d'un guide dans l'autre. Si l'un des guides est excité par une onde de mode TE_{10} le couplage se fait suivant les schémas ci-dessous [41] :

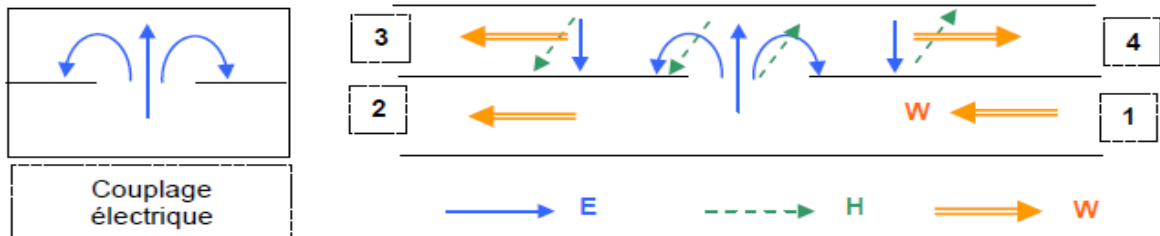


Figure II.10. Excitation dans le guide de deux ondes de vitesse opposée et en phase.

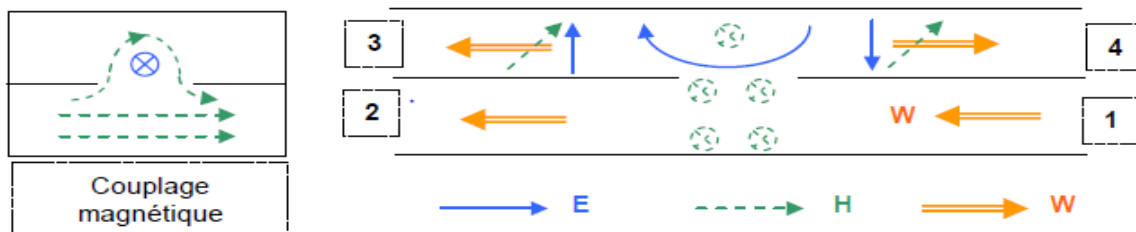


Figure II.11. Excitation de deux ondes en opposition de phase entre elle, et en quadrature avec l'onde incidente.

II.3.1.3 Coupleurs à fente

Les coupleurs à fentes sont généralement constitués de guides d'onde parallèles partageant une surface commune. La structure proposée diffère de celle trouvée dans la littérature par ce que les deux guides d'ondes sont disposés perpendiculairement. Toutefois son principe est semblable. Sa structure est comparable au coupleur Schwinger de la figure II.9 à l'exception de la fente de couplage. Le bloc principal (celui horizontal dans la figure II.12) comporte trois fentes, de largeur w , situées le long de son axe de propagation, espacées d'une distance d et tournées d'un certain angle α , et qui contrôlent le niveau du couplage k . En augmentant l'angle α des slots, on couple plus d'énergie et on remarque le facteur k augmente.

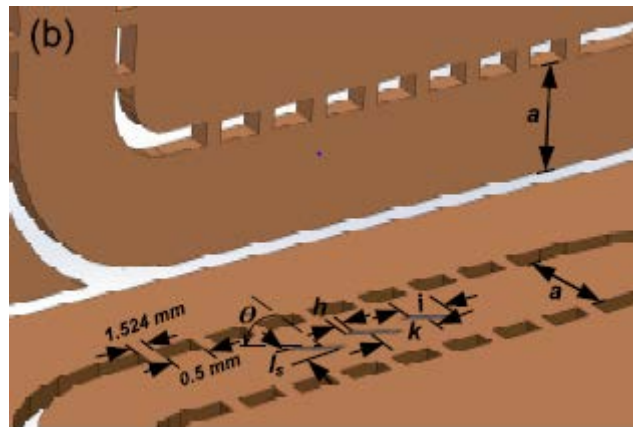


Figure II.12. Géométrie du coupleur à fentes en technologie SIW, a) vue 3 D, b) dimensions : $l_s = 0.62$ mm, $h = 0.33$ mm, $k = 2.26$ mm, $i = 1.43$ mm et $a = 3.57$ mm.

II.3.1.3.1 Coupleurs à fente sur la grande cote

Le couplage magnétique dans le cas d'une fente peut être rendu égal au couplage électrique. On obtient un coupleur équivalent à celui du coupleur de Bethe.

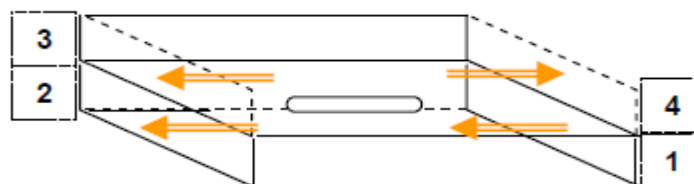


Figure II.13. Coupleurs à fente sur la grande cote.

II.3.1.3.2 Coupleur à deux trous sur la petite cote

Le couplage est uniquement magnétique dans ce cas, le schéma ci-dessous montre que dans un couplage per trou sur le petit côté, les deux ondes excitées d'amplitude égales sont en phase.

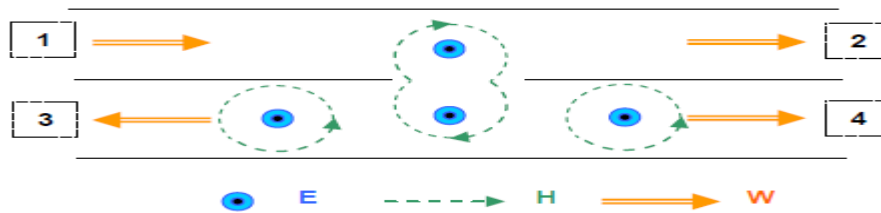


Figure II.14. Coupleur à deux trous sur la petite cote.

La nature d'un coupleur à deux trous est une bande étroite. On peut séparer cette bande en utilisant des fentes ou des trous multiples convenablement répartis.

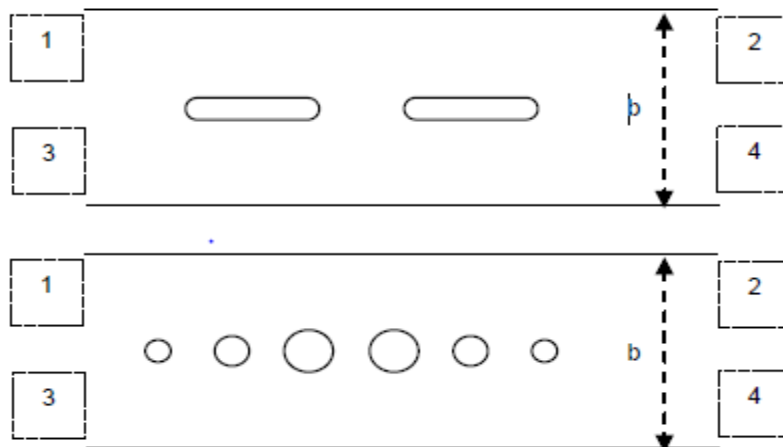


Figure II.15. Coupleur à fente à deux trous sur la petite cote.

II.3.2 coupleurs 3D SIW pour couplage élevé

II.3.2.1 coupleur -3dB SIW de type Riblet tridimensionnel

En juxtaposant deux lignes SIW on pourra réaliser un coupleur Riblet en assurant le couplage par une fente courte qui se trouve dans la partie commune de deux de leurs petites faces accolées. En contrôlant les dimensions de la région de la fente on pourra ajuster le couplage et cela pour générer le motif d'interférence dans la propagation des modes TE_{10}

et TE_{20} . La structure proposée est différente du classique par le fait de la disposition perpendiculaire des deux guides d'ondes, et pour avoir cette configuration il fallait chercher le moyen de la réaliser. Nous avons aussi proposé en introduisant la ligne SIW pliée qui a donné l'aspect tridimensionnel à la région commune. Le coupleur est constitué par l'assemblage de deux PCB dont chacun contient une ligne SIW. Une partie du PCB vertical est insérée dans le PCB horizontal permettant l'alignement. Une vue 3D est présentée à la figure II.16.

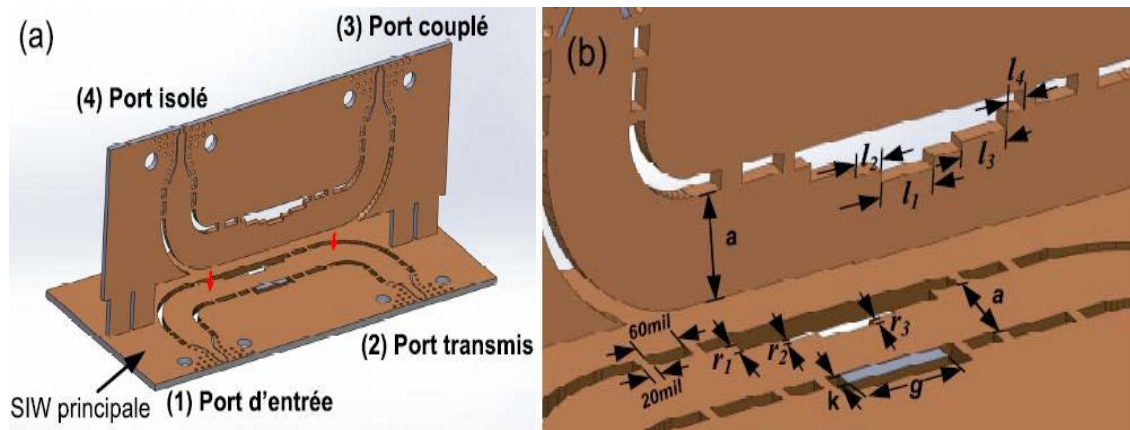


Figure II.16. Géométrie du coupleur 3 dB Riblet en technologie SIW, a) vue 3-D et b) dimensions : $a = 4$ mm, $r_1 = 0.6$ mm, $r_3 = 0.27$ mm, $r_1 = 0.4$ mm, $k = 0.76$ mm, $g = 4.86$ mm, $l_1 = 2.54$ mm, $l_2 = 1.3$ mm et $l_3 = 2.18$ mm.

Quand on va alimenter le port 1, la distribution du champ électrique est présentée dans la figure II.17.a. La photographie du prototype en bande Ka est représentée sur la figure II.17.b. IL se constitue d'un coupleur total ou sont placés des tubes à gaz dans l'ouverture.

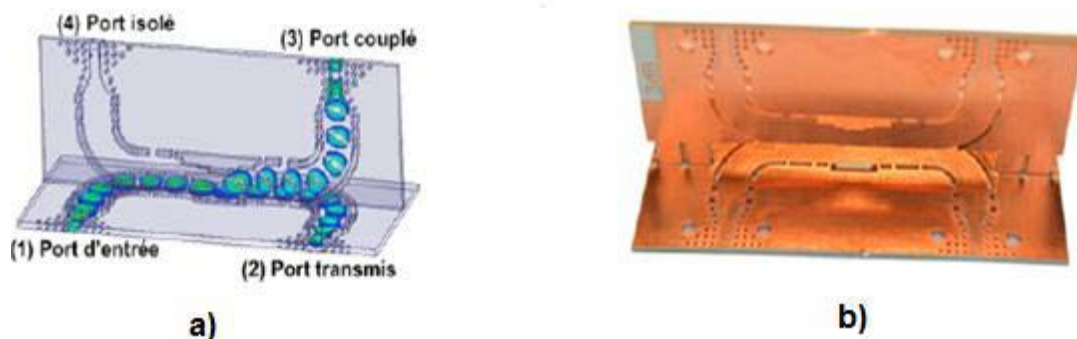


Figure II.17. a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz. b) photographie du coupleur de type Riblet 3 dB fabriqué.

II.4 Exemples d'application

II.4.1 Déphaseur

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

La topologie du déphaseur est une topologie dite réflective, similaire à celle de l'atténuateur où on réutilise le même coupleur hybride avec des charges identiques placées à ces ports 2 et 3. D'après le coefficient de transmission entre les deux ports de coupleur, on peut avoir une transmission totale mais déphasée, donc un comportement de déphaseur, si la charge présentée à ces ports génère une réflexion totale ($|\Gamma|=1$) avec un déphasage égal à $j\Gamma$. Les charges purement réactives permettent d'avoir ce comportement. En particulier, les diodes *varactors* se comportent principalement comme capacités variables quand elles sont polarisées par une tension continue dont on ajuste la valeur. En regardant les paramètres S_{11} d'une telle diode montrée à la figure II.16, on observe que la trajectoire obtenue en fonction de la polarisation est le long du cercle unitaire, ce qui correspond bien à une capacité variable. Cette variation n'entraîne uniquement qu'un changement de la phase et aucun changement en amplitude ne correspond à $\Gamma e^{-j\phi} = -e^{-j\phi}$. C'est la variation de ϕ avec la diode *varicap* qui engendre un déphasage observé sur le coefficient de transmission. Pour notre conception du déphaseur, on a choisi deux diodes *varactors* de la compagnie Agilent Technologies. Le masque du déphaseur conçu est montré à la figure II.18.

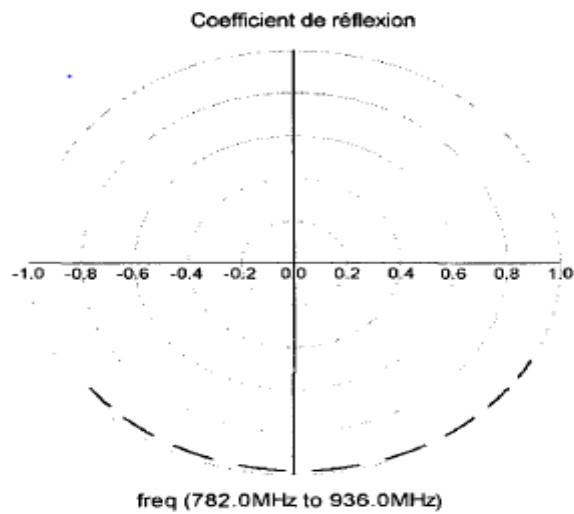


Figure II.18. Variation du coefficient de réflexion présenté par une diode varactor.

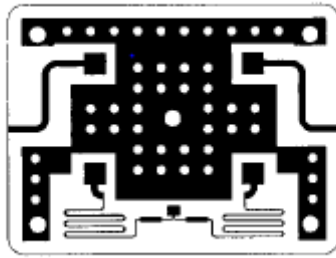


Figure II.19. Masque du déphaseur conçu.

II.4.2 Déphaseur à Ferrite

II.4.2.1 Déphaseur à effet Faraday

L'effet Faraday se traduit par une rotation du plan de polarisation de l'onde.

$$\theta = \frac{\delta\omega}{2} (\sqrt{\varepsilon\mu^-} - \sqrt{\varepsilon\mu^+}) \quad (\text{II.15})$$

Un retard sur le trajet de l'onde entraînant un déphasage $\varphi = |\theta|$.

Donc on peut réaliser des déphaseurs à effet Faraday avec des systèmes du même type que les isolateurs à effet Faraday. Généralement, ces dispositifs ne sont pas symétriques, car l'onde n'est polarisée correctement dans les deux guides rectangulaires que pour un sens de propagation.

Le gyrateur est un type particulier (le sens pour lequel la polarisation de l'onde est correcte dans les deux sens de propagation).

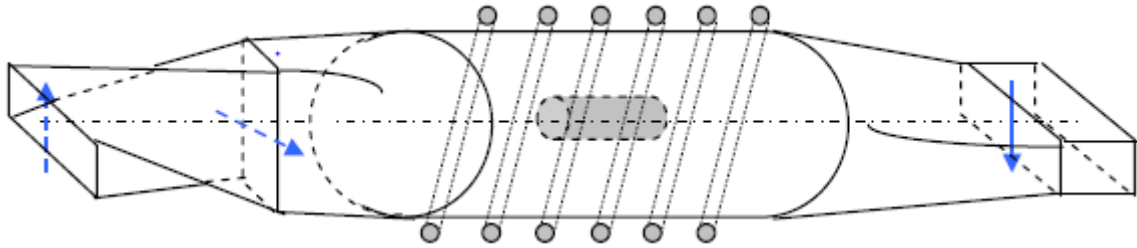


Figure II. 20. Schéma de déphaseur à effet Faraday.

La cumulation des rotations entraînant une inversion de l'onde sur un trajet aller et retour équivalent à un déphasage supplémentaire de π , le déphasage global de l'onde est à une constante près égale à $\pm \frac{\pi}{2}$ selon le sens de propagation. On peut engendrer le champ H_0 , soit en plaçant un aimant permanent entre deux blocs de ferrite, soit par un solénoïde.

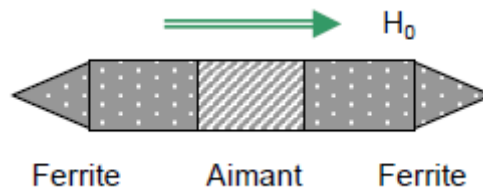


Figure II. 21. Structure à ferrite placée à l'intérieur de déphaseur.

II.4.2.2 Déphaseur à champ longitudinal

II.4.2.2.1 Déphaseur Reggia Spencer

Les déphaseurs Reggia Spencer sont des déphaseurs à champ magnétique longitudinal et ils s'apparentent par leur principe aux déphaseurs à effet Faraday.

Le ferrite est placé, soit sur le grand côté du guide, soit au centre du guide. On peut engendrer un déphasage variable avec le champ appliqué, ou, en disposant plusieurs blocs magnétiques par des solénoïdes différents, agir sur la phase pas à pas. On obtient ainsi des déphasages de 0 à 2π avec des pertes d'insertion de l'ordre du décibel. Leur inconvénient est qu'il faut maintenir le champ appliqué. Alors, le courant dans la bobine pour conserver le déphasage.

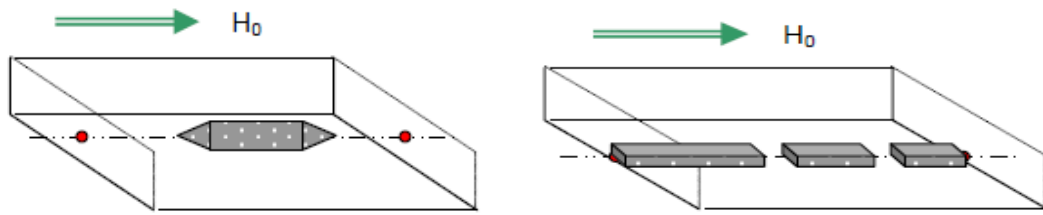


Figure II. 22. Schéma de fonctionnement d'un Déphaseur Reggia Spencer.

II.4.2.2.2 Déphaseur sur ligne micros trip

Un déphaseur sur ligne micros trip est un phénomène analogue a été obtenu sur des lignes micros trip gravées sur des ferrites polarisés par un champ longitudinal. Dans ce cas la ligne peut être repliée pour former des méandres peu linéaires ou couplés.

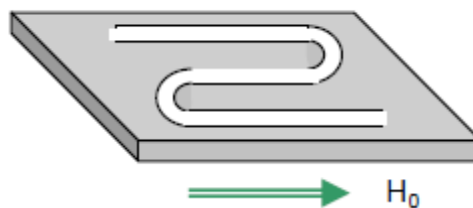


Figure II. 23. Schéma de fonctionnement d'un Déphaseur sur ligne micros trip.

Ces déphaseurs sont réciproques. Cela veut dire que leur déphasage est le même quel que soit le sens de propagation de l'onde.

II.4.2.2.3 Déphaseur à polarisation circulaire et champ longitudinal

La perméabilité magnétique d'une ferrite excitée par une onde en polarisation circulaire autour d'un champ magnétisant H_0 peut présenter deux valeurs μ^- et μ^+ donc pour une longueur de propagation ℓ deux déphasages.

$$\Delta\varphi^+ = \omega\delta\sqrt{\varepsilon\mu^+} \quad (\text{II.16})$$

$$\Delta\varphi^- = \omega\delta\sqrt{\epsilon\mu^-} \tag{II.17}$$

Si on change le sens de propagation de l'onde les conditions s'inversent car les sens négative et positive sont référés au seul H_0 . Pour réaliser un déphasage réciproque avec ce procédé il faut utiliser un système complexe, inversant le sens de polarisation de l'onde selon le trajet pour réunir les conditions suivantes :

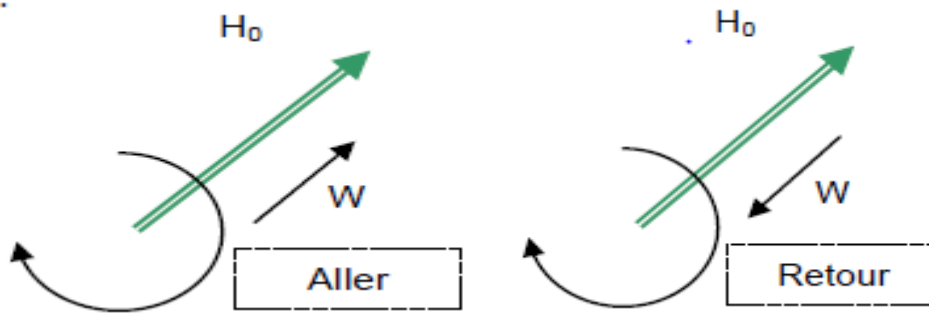


Figure II. 24. Schéma de propagation du champ longitudinal.

Ceci peut être réalisé selon le principe suivant utilisant des polariseurs (linéaire-circulaire) et une rotation de 45° du plan d'onde par effet Faraday, dans un guide circulaire. On rappelle qu'un polariseur déphase de $\pi/2$ une des composantes de l'onde, et qu'un déphasage de π est équivalent à une inversion de polarisation

Dans la zone de polarisation circulaire la rotation s'effectue bien dans le sens plus pour les deux propagations, créant alors le même déphasage $\Delta\varphi$ fonction du champ H_0 appliqué, ceci dessinées dans le schéma suivant.

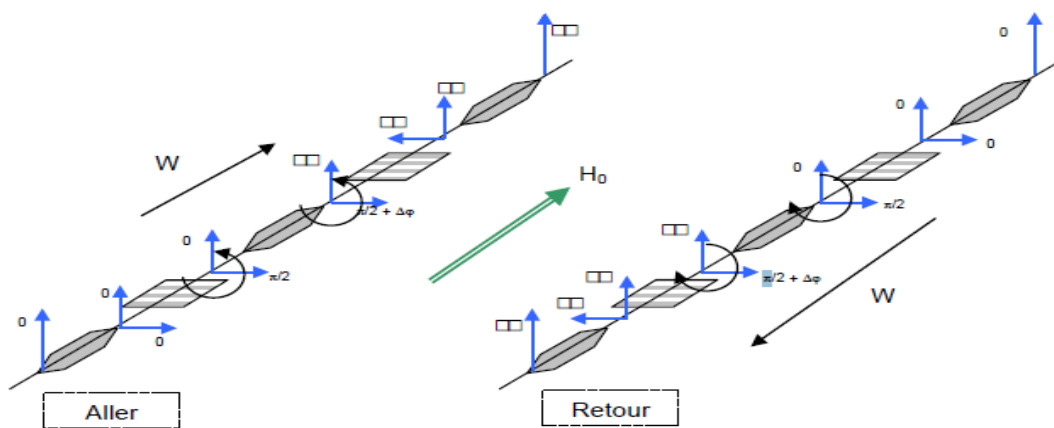


Figure II. 25. Schéma de deux modes propagations dans une zone de polarisation circulaire.

On peut employer le champ H_0 à l'aide d'un solénoïde, ou d'un dispositif rémanent utilisant des Latchings. On trouve ainsi un déphaseur variable. Le problème sera de la stabilisation en température avec la compensation électronique de la commande

II.4.2.2.4 Déphaseur à Latching

Les latching sont des ferrites qui ont la capacité de conserver une magnétisation propre après être sollicité par un champ magnétique ou un courant.

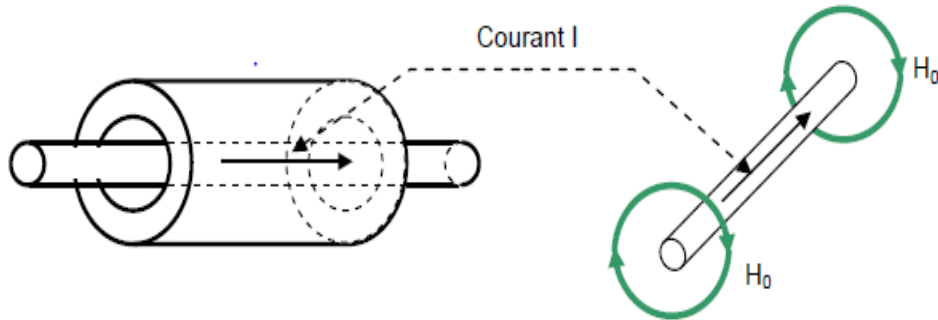


Figure II. 26. Schéma de fonctionnement d'un Déphaseur à Latching.

Pour favoriser cet effet, on provoque une magnétisation en cycle fermé. Le circuit de commande se réduisant à un simple fil. Suivant les sens d'une impulsion de courant dans le fil, le tore de ferrite s'aimante en cycle fermé et conserve ensuite une aimantation suffisante pour que les interactions onde-ferrite puissent se produire [41].

Les applications des déphaseurs nous donnent le pouvoir de rechercher l'interaction entre le champ permanent H_0 ainsi formé et un champ alternatif de l'onde polarisée circulairement dans le plan perpendiculaire à H_0 .

II.4.2.2.5 Application au déphaseur sous guide

L'effet de polarisation circulaire sera recherché dans les plans différents du plan de symétrie du guide.

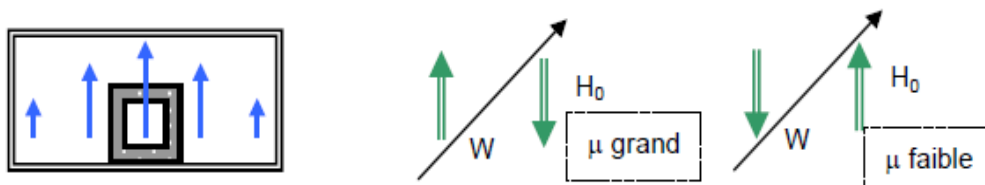


Figure II. 27. L'effet de polarisation circulaire.

On peut un déphaseur par plusieurs pas de phase ou numérique pourra être réalisé ce principe, et par l'usage de plusieurs barreaux de ferrite suivant le schéma suivant.

Le champ polarisant est contrôlé, selon un cycle particulier de courants impulsionnel, chaque cycle de commande comporte un passage par une position saturée (impulsion A) la position définitive étant obtenue par une commande variable (impulsion C). On diminue les effets de la température, que l'on peut tenter de corriger par contrôle l'impulsion C.

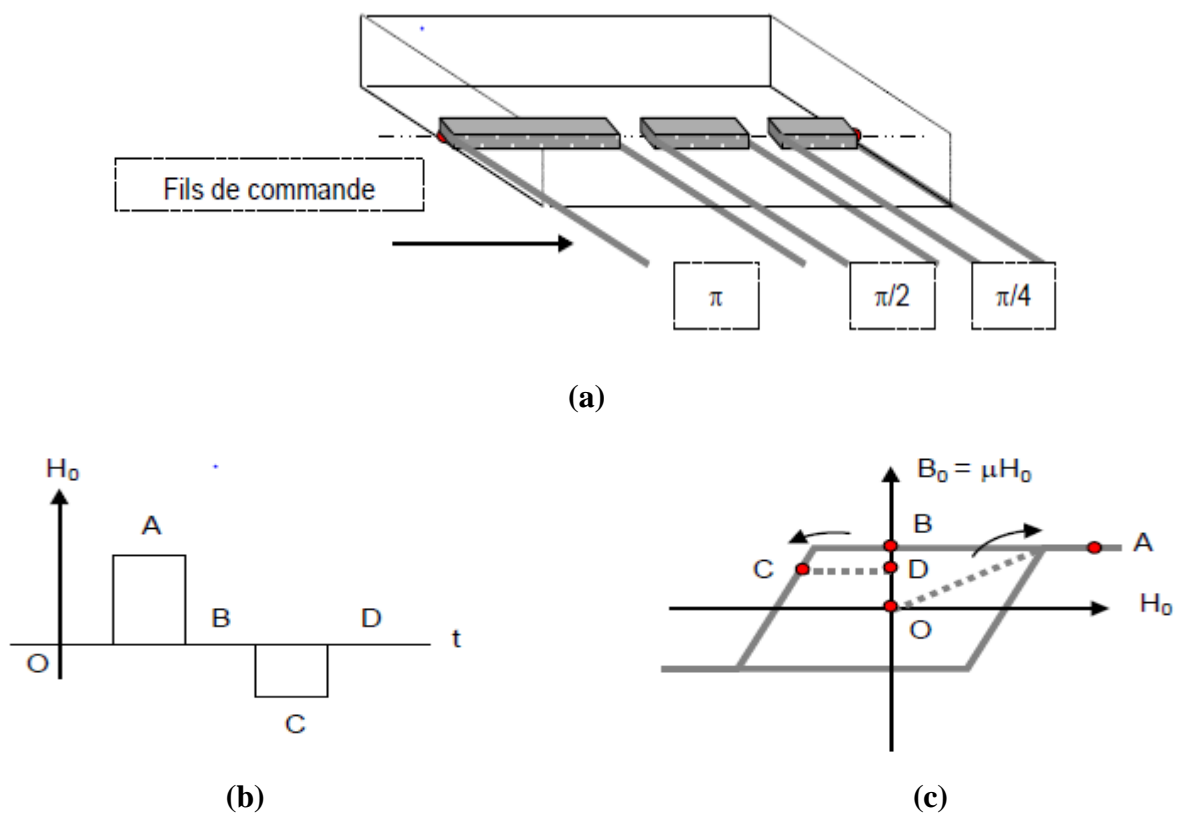


Figure II. 28. Déphaseur (a), temps de commande (b), rotation d'induction magnétique (c).

Le temps de commande de ces déphaseurs est de quelques microsecondes et leur perte de l'ordre de 0.5 dB pour 360° de déphasage par contre ils ne sont pas réciproques.

II.4.3. Duplexeur

Le duplexeur est un dispositif permettant l'utilisation d'une même antenne simultanément pour l'émission et la réception, et est une composante essentielle de tout

système de communication sans fil qui opère en mode de duplexage de fréquence FDD (Frequency Devision Duplexing), comme il s'agit d'une composante RF passive composée de trois ports : un de réception, un de transmission et un attaché de l'antenne. Il est inclus essentiellement deux filtres passe-bande servent à isoler le port de transmission et de réception. Théoriquement, toute la puissance d'un signal reçue et provenant de port de l'antenne à la fréquence de réception devrait être acheminée sans perte vers le porte de réception. De même, toute la puissance d'un signal provenant du port du transmetteur devrait être acheminée sans perte vers le porte de transmission. Il va de soi que les fréquences de réception et de transmission sont différentes. Afin d'occuper une petite largeur de bande fréquentielle totale sur le spectre, la bande de fréquence assignée à la transmission est normalement très rapprochée de celle assignée à la réception. De ce fait, l'utilisation du spectre électromagnétique devient plus efficace.

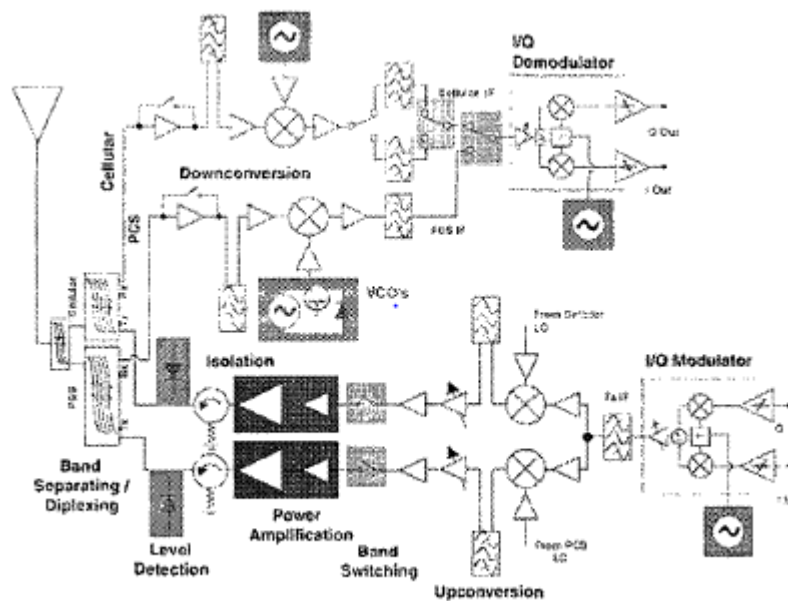


Figure II.29. Architecture d'un système de communication CDMA.

II.4.3.1 Duplexeur à coupleur total (duplexeur à rideau)

Duplexeur à rideau se distribuer d'un coupleur total dans l'ouverture duquel sont placés des tubes à gaz.

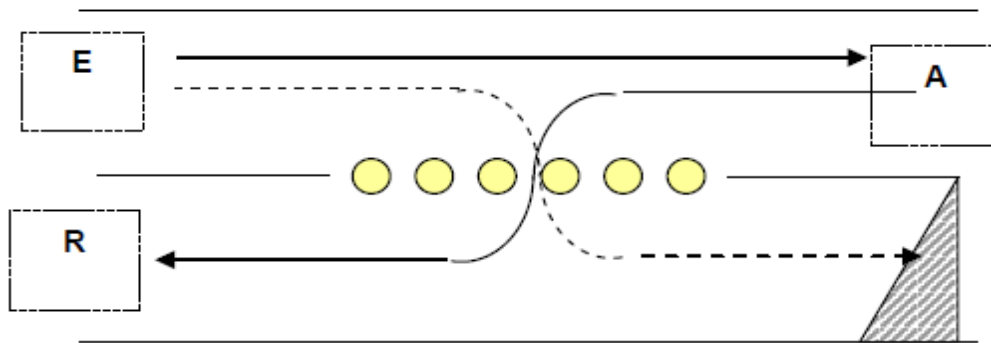


Figure II. 30. Duplexeur à coupleur total (duplexeur à rideau).

Au moment de l'émission, l'énergie importante va provoquer une ionisation des tubes à gaz et vont alors se comporte comme un rideau venant clore l'ouverture de couplage, et presque la totalité de l'énergie sera dirigée vers l'antenne. La quantité minimale qui a pu franchir le rideau sera dissipée dans une charge adaptée. Au niveau de la réception, le coupleur va jouer son rôle et l'énergie venant de l'antenne sera aiguillée vers le récepteur. Pour se protéger des fuites à l'émission, un TR de bas niveau ou commutateur doit être ajouté au niveau de réception.

II.4.3.2 Duplexeur à coupleur -3dB éclateurs

Les éclateurs sont excités au moment de l'émission et vont se comportent comme des court-circuites, après réflexion, l'énergie est recueillie par l'antenne. Les ondes qui traversent le court-circuit donnent, après passage dans le second coupleur, des ondes en opposition de phase au niveau du récepteur.

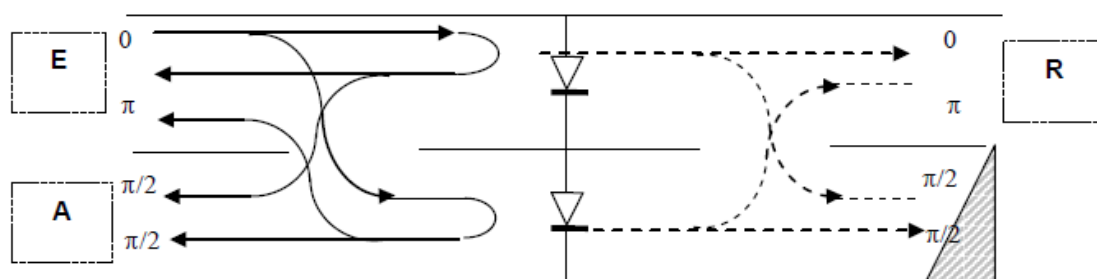


Figure II. 31. Principe de fonctionnement de duplexeur à l'émission.

Cela doit être protégé par un commutateur ou TR.

Au niveau de la réception les circuits sont ouverts et la composition des ondes va orienter le signal vers le récepteur.

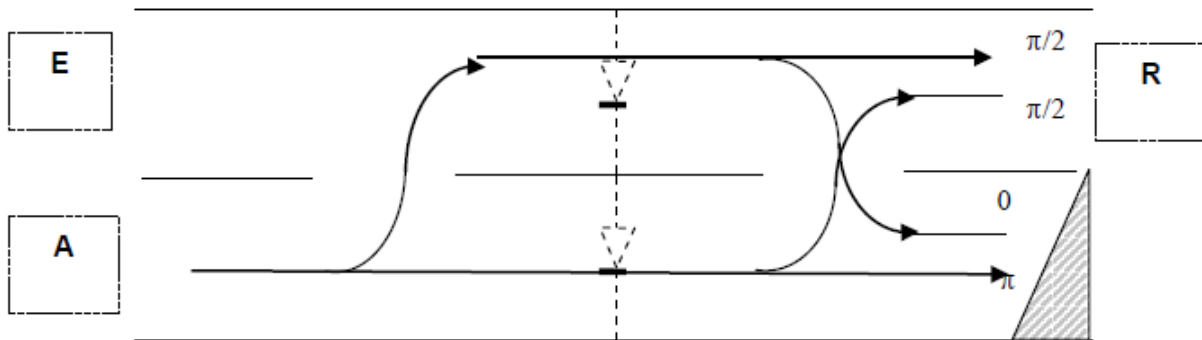


Figure II. 32. Principe de fonctionnement de duplexeur à la réception.

II.4.4 Diplexeur

Diplexeur est un dispositif passif de filtrage pour fréquences radioélectriques, à deux voies, implémentant chacune un filtrage de fréquences, à trois portes, l'une étant commune aux deux voies, et les deux autres étant isolées l'une par rapport à l'autre, et terminant respectivement chacune des voies.

Le diplexeur est typiquement utilisé comme multiplexeur ou démultiplexeur dans le domaine fréquentiel.

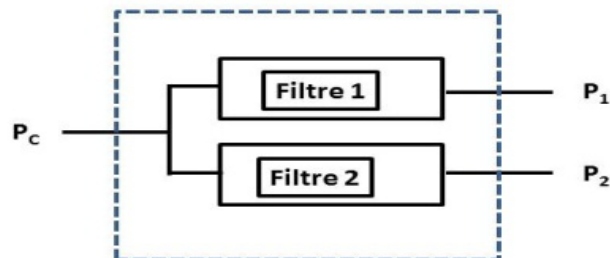


Figure II. 33. Schéma de principe d'un diplexeur.

Chaque voie peut être utilisée dans un sens ou dans l'autre. Le diplexeur peut donc être utilisé comme :

Multiplexeur à 2 voies : le signal délivré à la porte commune P_C (sortie) est la somme après filtrages respectifs, des signaux injectés aux deux autres portes P_1 et P_2 (entrées).

Démultiplexeur à 2 voies : le signal délivré aux portes P_1 et P_2 (sorties) est le résultat du filtrage respectif du signal injecté à la porte P_2 (entrée).

dispositif bidirectionnel : dans ce cas la porte P_C est utilisée simultanément en entrée et sortie : le signal injecté en P_1 (ou P_2) (entrée) est délivré après filtrage en P_C (sortie). le signal injecté en P_C (entrée) est délivré après filtrage en P_2 (ou P_1) (sortie) ce type d'utilisation permet typiquement de combiner émission et réception via une antenne unique connectée en P_C , le signal d'émission étant injecté sur la porte P_1 (ou P_2), et le signal de réception étant recueilli sur la porte P_2 (ou P_1) [42].

II.5 Conclusion

Le but de ce chapitre est de donner la base de fonctionnement des coupleurs directif, ainsi que leurs applications dans le domaine hyperfréquence. Elle nous à faciliter de comprendre les principes physiques les plus importants et de les interpréter.

Dans ce qui suit, nous allons concevoir et valider numériquement quelques structures électromagnétiques de base à la technologie SIW y compris des coupleurs.

Pour arriver à notre but, nous avons choisi un logiciel de conception et de simulation électromagnétique très précis c'est le logiciel de simulation CST (Microwave Studio).

Chapitre III :
Présentation Des résultats
et discussion

III.1 Introduction

Nous allons proposer une procédure de conception des nouvelles méthodes de coupleur basée sur la technologie SIW pour cela on va étudier et analyser les résultats de simulations des guides d'ondes à base de la technologie SIW.

III.2 Transition de la ligne micro-ruban au guide d'onde SIW

Dans l'objectif de disposer un guide d'ondes SIW, il est impératif d'adapter afin d'améliorer leurs performances dans leurs bandes de fréquences respectives. Donc on exploite une méthode qui consiste à calculer les impédances, de ce fait nous avons fixée l'impédance d'entrée à 50Ω et calculé l'impédance de sortie Z_p de la façon suivant :

$$Z_p = Z_{TEE} \left[\frac{\pi^2 \cdot h}{8 \cdot a \cdot s} \right] \quad (\text{III.1})$$

$$Z_{TEE} = 120\pi \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right) \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_r}} \quad (\text{III.2})$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2}} \quad (\text{III.3})$$

Pour calculer l'impédance de sortie du guide d'onde SIW, nous réaliserons la structure du taper d'une longueur $L_{out} + L_{in}$ de d'une largeur $W_{out} + W_{in}$ pour chaque guide Comme la montre la figure III.1.

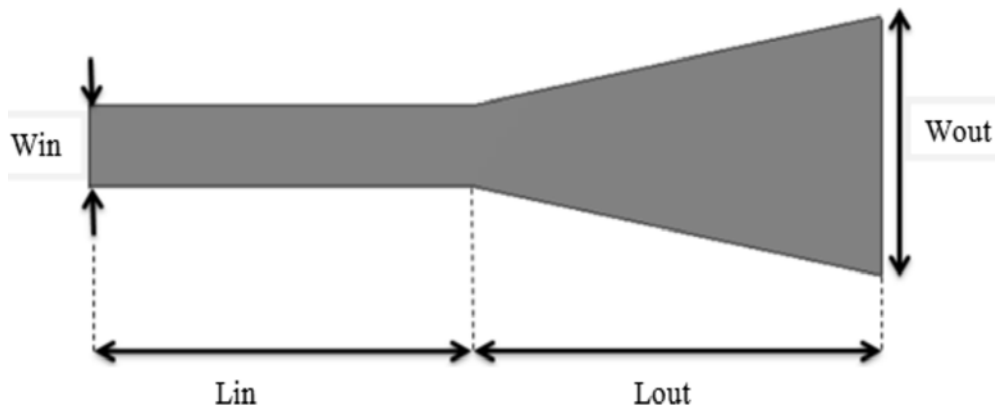


Figure III. 1. Structure fondamentale du taper des guides SIW avec ces paramètres.

Les résultats pour les deux bandes C et S sont représentés sur le tableau suivant :

	Bande C	Bande S
Impédance d'entrée (Ω)	50	50
Impédance de sortie (Ω)	24.65	12,57
Les dimensions (mm)	Lin=12	Lin=22
	Win=2.98	Win=2.98
	Lout=20	Lmax=32
	Wout =7	Wmax=14

Tableau III. 1 Paramètres caractéristiques du guide d'onde.

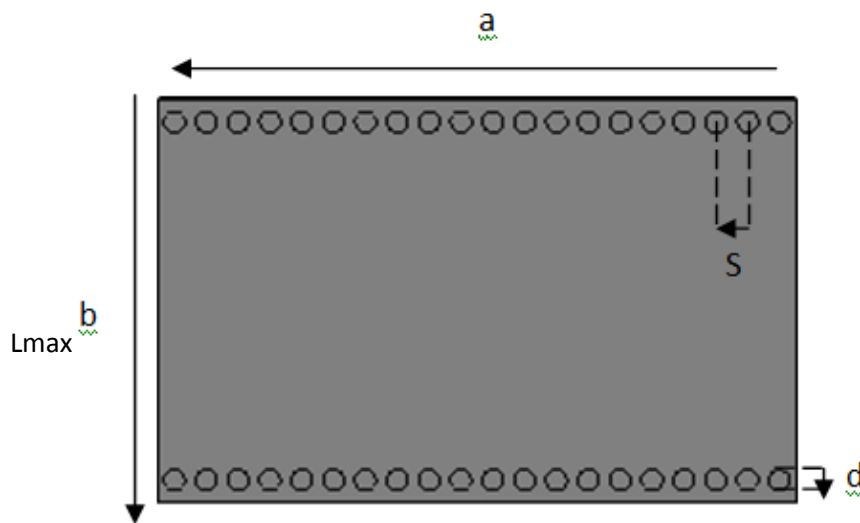
III.3 Conception d'un guide SIW fonctionnant dans la bande C

Dans cette section, une simulation des guides d'onde intégrée au substrat SIW fonctionnant dans la bande de fréquence [4-8 GHz] sera réalisée. Pour cela la fréquence de coupure calculée qui est de 4.21 GHz devra être respectée afin de permettre un fonctionnement correct dans la bande C l'épaisseur du conducteur est de 0.05 mm. Le diélectrique utilisé FR4 possède les propriétés suivantes :

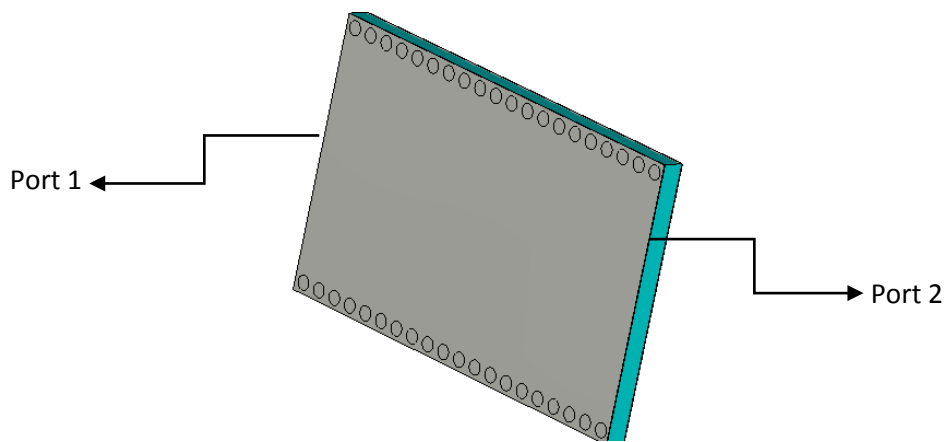
- Une permittivité relative de $\epsilon_r = 4.3$.
- Une hauteur du substrat $h = 1.54$ mm.
- Une perte tangentielle de $tg \delta = 0.018$.

La figure III.2 représente la structure du guide d'onde SIW avec les dimensions de notre guide sont :

- La largeur efficace $a=19$ mm.
- Le diamètre des vias $d=1$ mm.
- La distance entre les vias du centre au centre $s= 1.5$ mm.
- La longueur totale du guide d'onde $b= 30$ mm.



(a)



(b)

Figure III. 2. Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande C (a) Vue de face. (b) vue en perspective.

Sur la figure III.3 nous présentons le coefficient de réflexion et de transmission dans la bande fréquences C qui s'étale sur la bande [4-8 GHz] en utilisant logiciel CST.

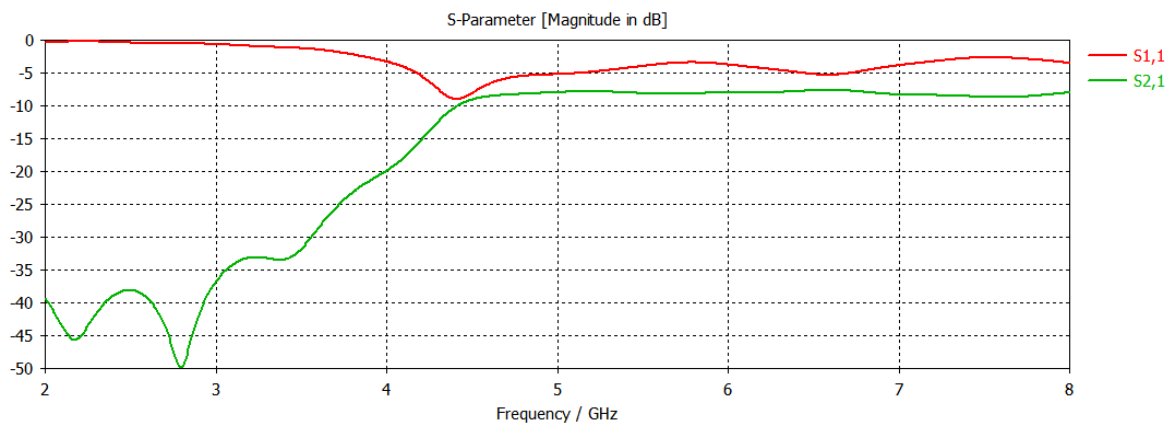
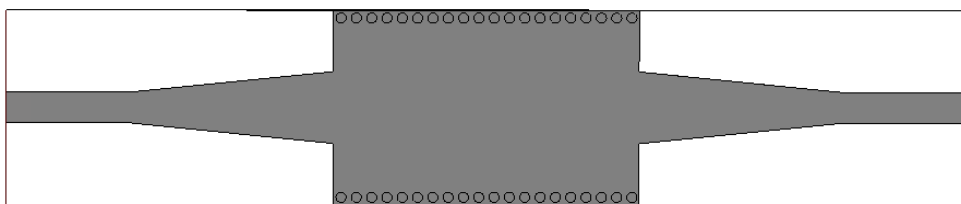


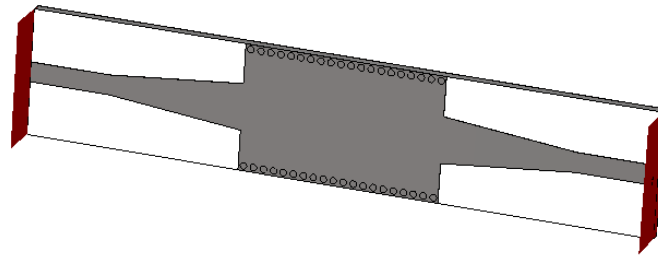
Figure III.3. Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande C.

Nous constatons à travers les courbes de la figure III.3 qu'au fur et à mesure qu'on a une transmission partit de la fréquence de coupure $f_c = 4\text{GHz}$ Dans la bande fréquentielle comprise entre 2GHz et 3 GHz, le coefficient de transmission est quasiment nul. À partir de la fréquence de coupure nous remarquons que coefficient de transmission à l'ordre de -10 dB cela signifié que le guide est mal adapté.

Pour améliorer nos résultats, il est obligé d'ajouter un taper au niveau de guide. Après la variation, une topologie fiable a été trouvée.



(a)



(b)

Figure III. 4. La topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat (a) Vue de face.
(b) vue en perspective.

Les coefficients de transmission S_{21} et de réflexion S_{11} du guide SIW après adaptation
Sont représentés sur la figure ci-dessous :

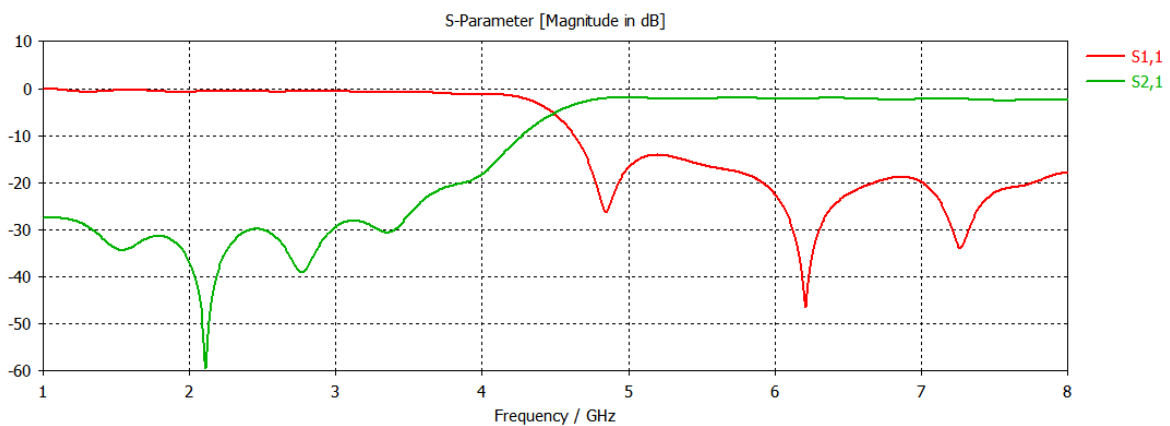


Figure III. 5. Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW.

D'après la figure III.5 nous remarquons qu'au-dessous de la fréquence de coupure $f_c=4$ GHz nous avons une transmission minimale et un coefficient de réflexion maximale. A partir de la fréquence de 4 GHz nous remarquons qu'il y a une amélioration du coefficient de transmission qui atteint -2 dB, ainsi que plusieurs pics de résonance se figurent avec des niveaux qui atteignent jusqu'au -36.5 dB autour de 6.22 GHz.

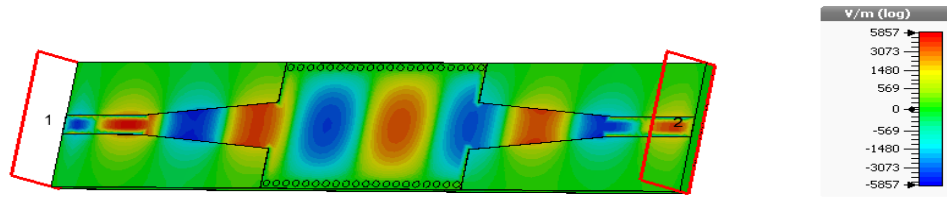


Figure III. 6. Propagation du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f= 6\text{GHz}$.

Maintenant nous avons coupé notre guide précédent en deux guides SIW qui a représenté sur la Figure III.7.

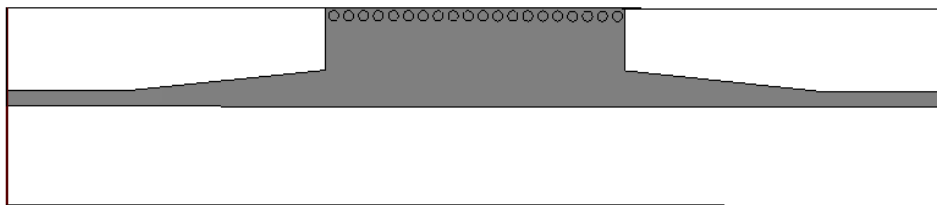


Figure III. 7. Structure du HMSIW opérant dans la bande C.

Les résultats de simulation sont illustrés dans la figure III.8.

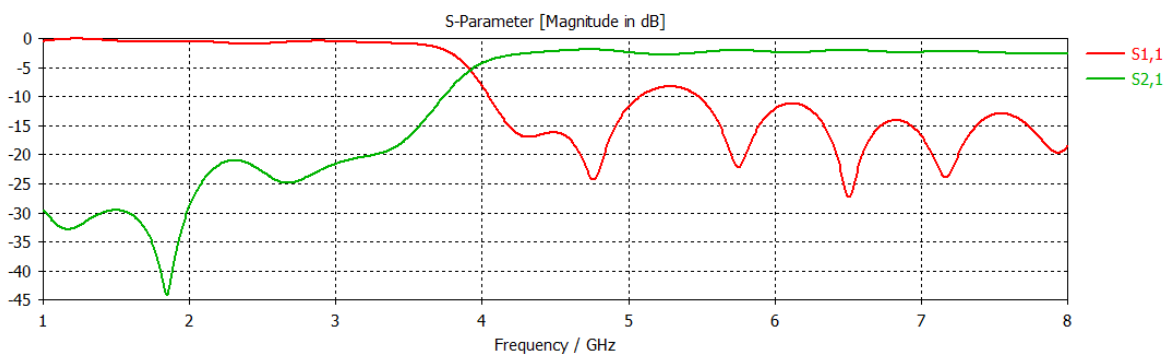


Figure III. 8. Résultats de simulation des paramètres S_{11} , S_{21}

Le coefficient de réflexion S_{11} est inférieurs de -20 dB avec des pics qui atteignent -28 dB autour de fréquence 6.5 et une transmission maximale autour de -3 dB cela montre que la performance du guide HMSIW reste la même que celle du guide SIW.

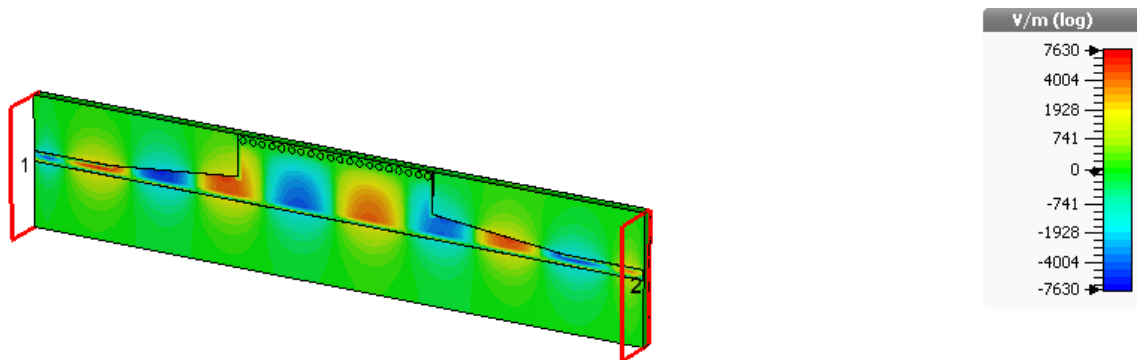


Figure III. 9. Distribution du champ électrique dans le guide HMSIW.

Comme nous observons sur la figure III.9, une bonne propagation du champ au niveau de la moitié du guide d'onde, donc la distribution du champ guidée est inchangée lors de la coupe à travers la paroi magnétique.

III. 4. Conception du guide SIW opérant en bande S

Maintenant nous allons concevoir le guide d'onde SIW en bande S qui s'étale sur [2-4 GHz], pour la fréquence de coupure prise est $f_c=2$ GHz, l'épaisseur du conducteur est de 0.05 mm. Possède les paramètres suivants :

- Une permittivité relative de $\epsilon_r= 4.3$.
- Une hauteur du substrat $h = 1.54$ mm.
- Une perte tangentielle de $tg\delta = 0.018$.

La structure du guide d'onde SIW fonctionnant dans la bande S est représentée dans la figure III.5. Les dimensions de notre guide sont :

- La largeur efficace $b = 38$ mm.
- Le diamètre des vias $d = 1$ mm.
- La distance entre les via du centre au centre $s = 1.5$ mm.
- La longueur totale du guide d'onde $a = 30$ mm.

Maintenant nous avons obtenus les résultats de ce guide SIW présente dans la figure III.6 qui offrir les coefficients de transmission et de réflexion du guide d'onde SIW s'étale en bande S [2-4 GHz].

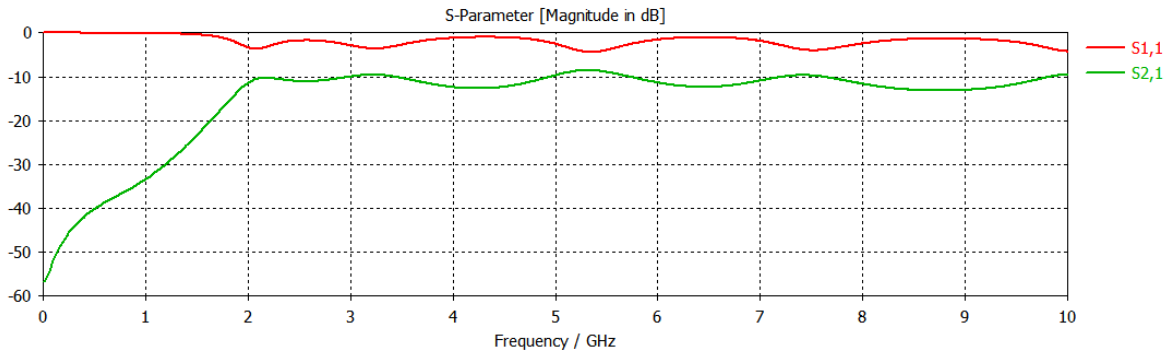


Figure III. 10. Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en Bande S sans taper.

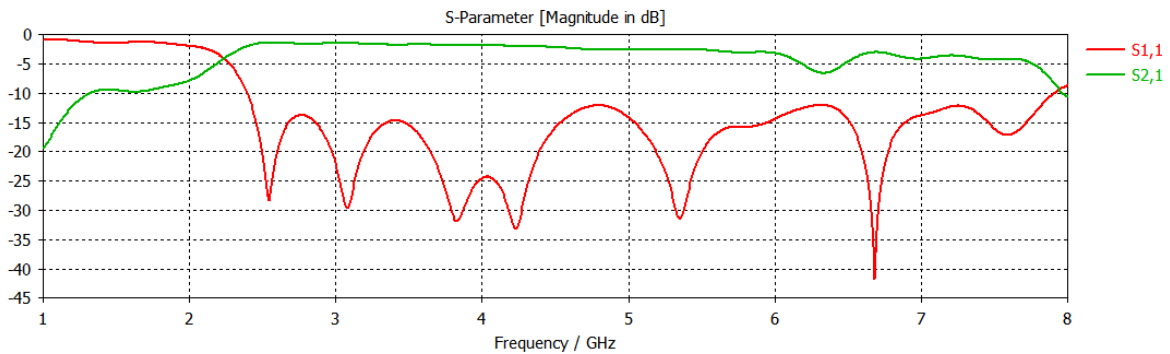


Figure III. 11. Paramètres S_{ij} du guide SIW fonctionnant en bande S avec taper.

D’après la figure III.26, principalement sans taper il y a une mauvaise adaptation, et après il y a une transmission maximale qui atteint presque -2 dB et un coefficient de réflexion qui est inférieur à -20 dB dans la bande [3.7-4.4GHz] avec un pic de 29 dB pour une fréquence de 3.03 GHz.

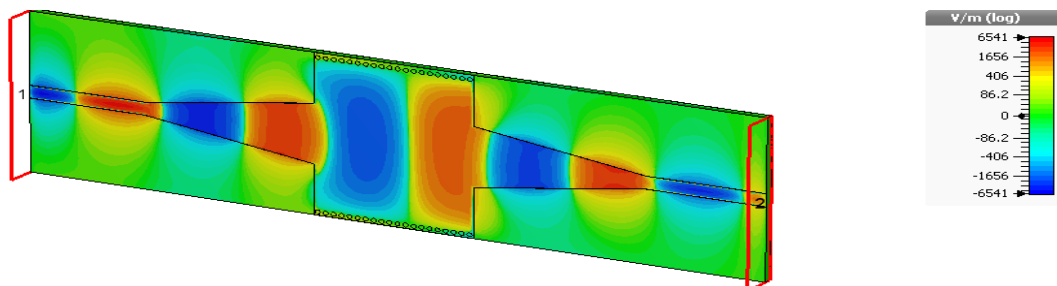


Figure III. 12. Distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=3.5$ GHz.

Au temps nous allons établir la même structure du demi-monde précédente mais cette fois-ci dans la bande S.

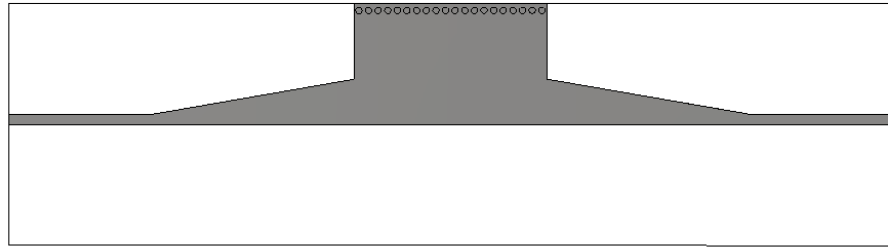


Figure III. 13. Structure du HMSIW opérant dans la bande S.

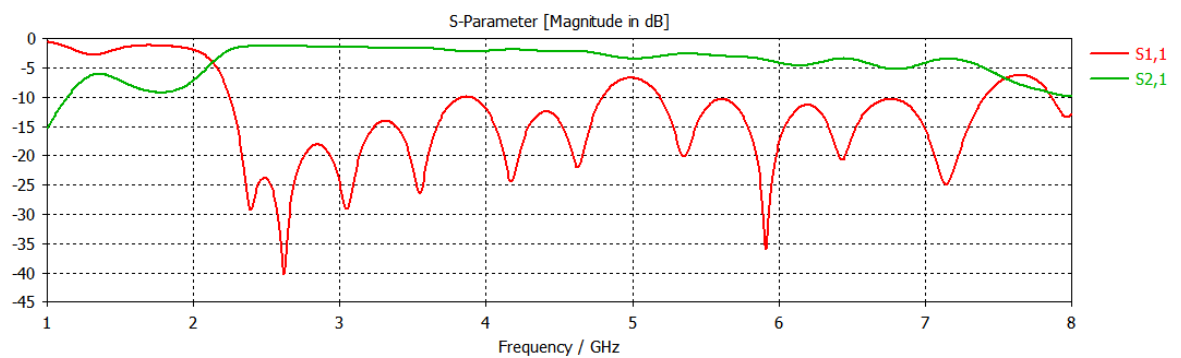


Figure III. 14. Résultats de simulation des paramètres S_{11} , S_{21} .

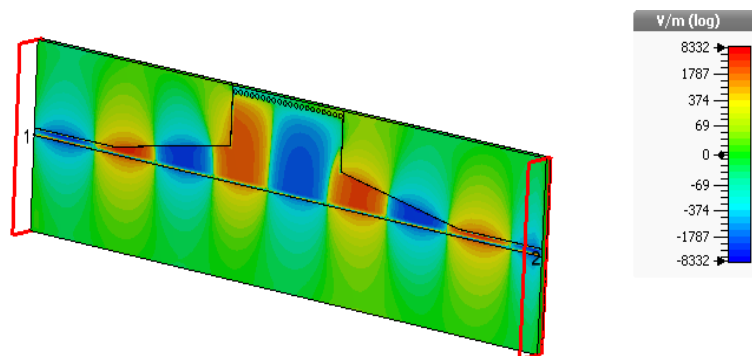


Figure III. 15. Structure du HMSIW opérant dans la bande S.

Nous remarquons dans cette nouvelle structure une bonne localisation du champ électrique qui retrouve toute la longueur du guide de port 1 au port 2.

III.4.1 Conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande C

La figure III. 16 montre la structure de notre coupleur SIW de la topologie précédente qui analysés dans la bande C qui opérant sur [4-8 GHz].

Les paramètres de ce coupleur sont donnés par :

- $L_{in} = 16$, $W_{in} = 2.98$, $L_{max} = 32$, $W_{max} = 12$, $w = 44$ et $L = 45$, $W_g = 30$, $W_x = 15.49$.

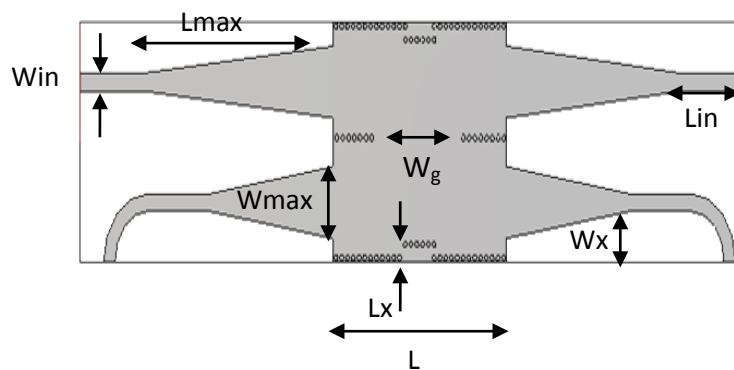


Figure III. 17. Structure du coupleur SIW en band C.

Les résultats sont satisfaisants de mesure et de simulation avec CST du coupleur directionnel SIW sont illustrés dans la figure III.17.

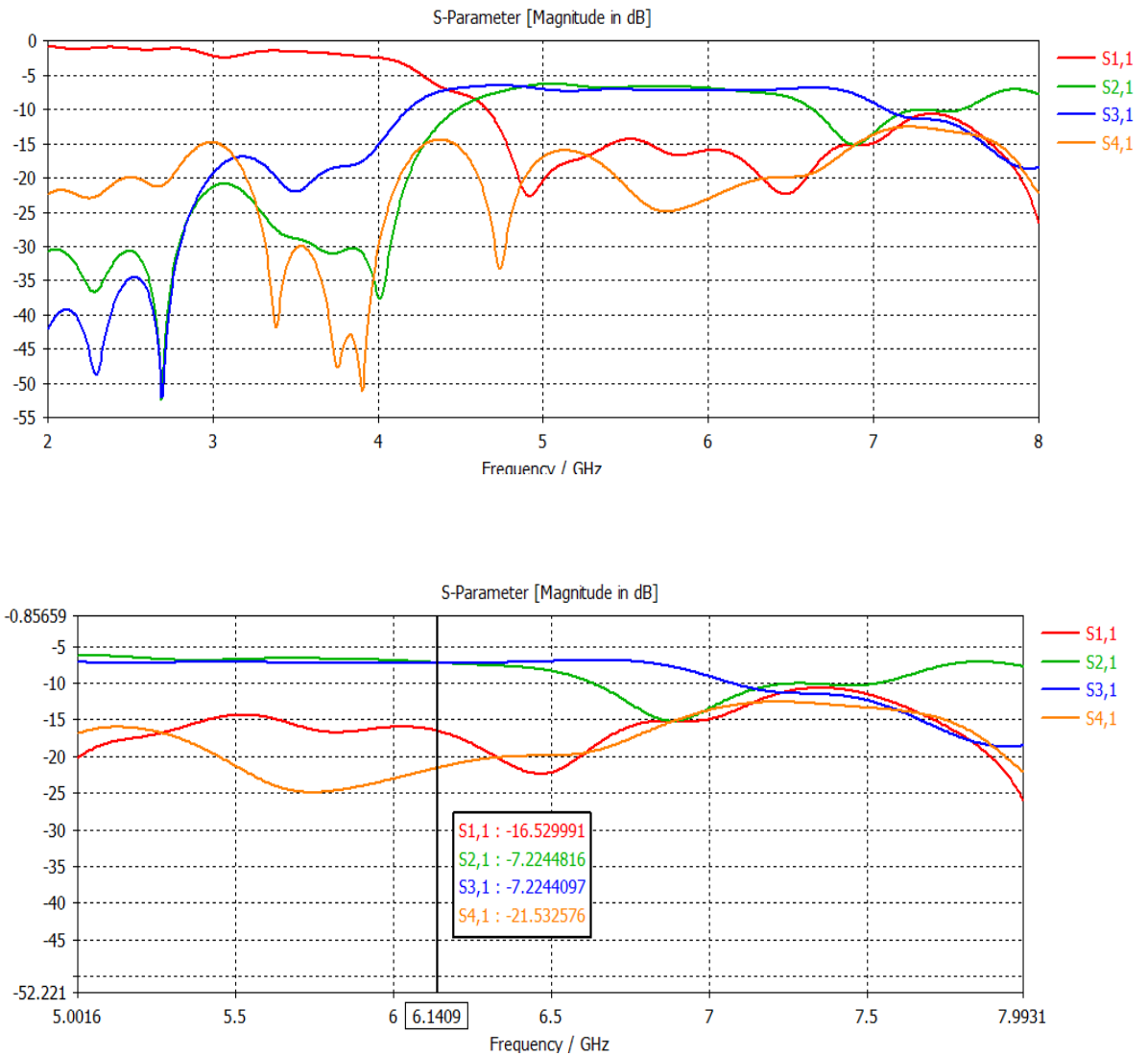


Figure III. 18. Paramètres S_{ij} du coupleur SIW en bande C.

Le coefficient de réflexion S_{11} et le coefficient d'isolation S_{41} sont inférieurs à -15 dB avec des pics qui atteignent -16 dB et -21dB respectivement sur la bande de fréquence de [6-7 GHz] GHz. Les paramètres de transmission est égale -7 dB dans la bande de fréquence considérée.

La différence de phase entre le port transmis et le port couplé est représentée sur la figure III.12. Elle oscille entre 180° .

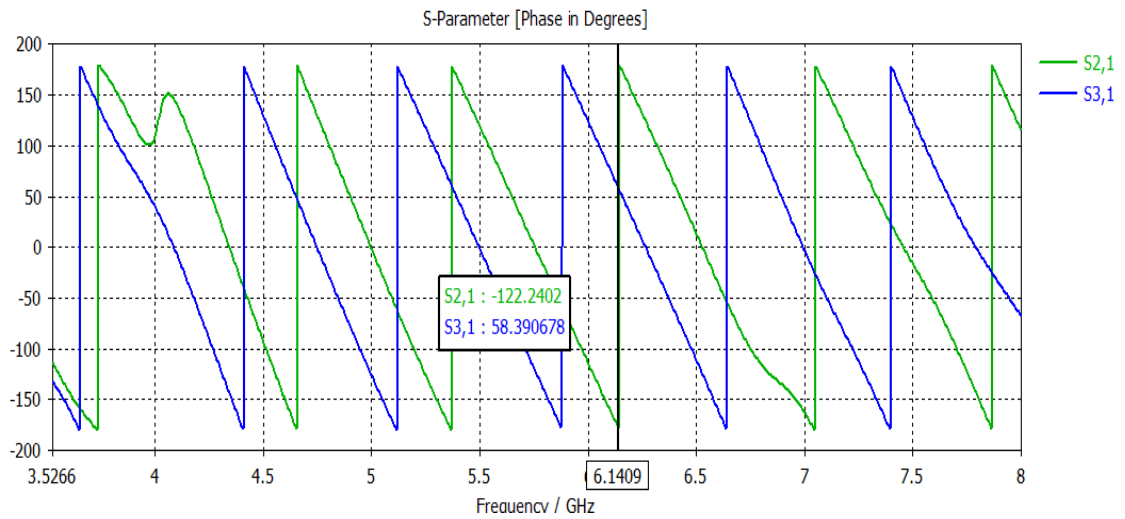


Figure III. 19. Différence de phase en fonction de paramètres S_{21} et S_{31} en bande C.

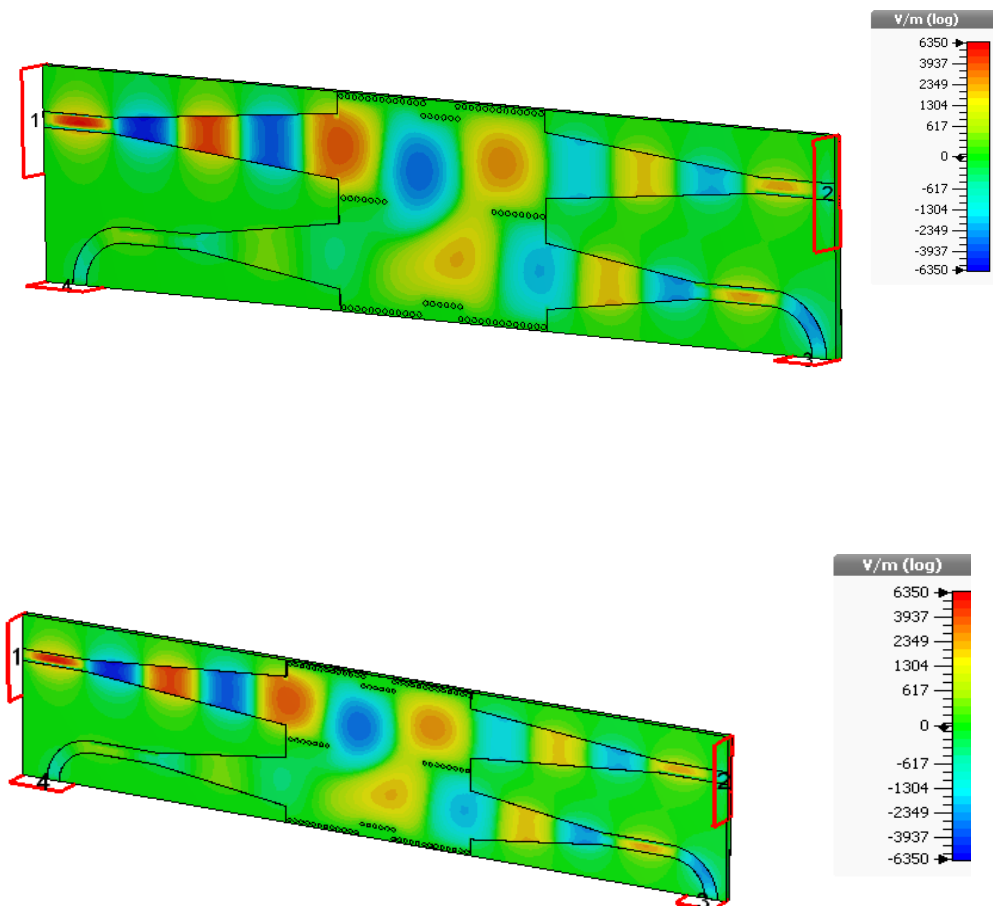


Figure III. 20. Distribution du champ électrique du mode TE_{10} à $f = 6$ GHz.

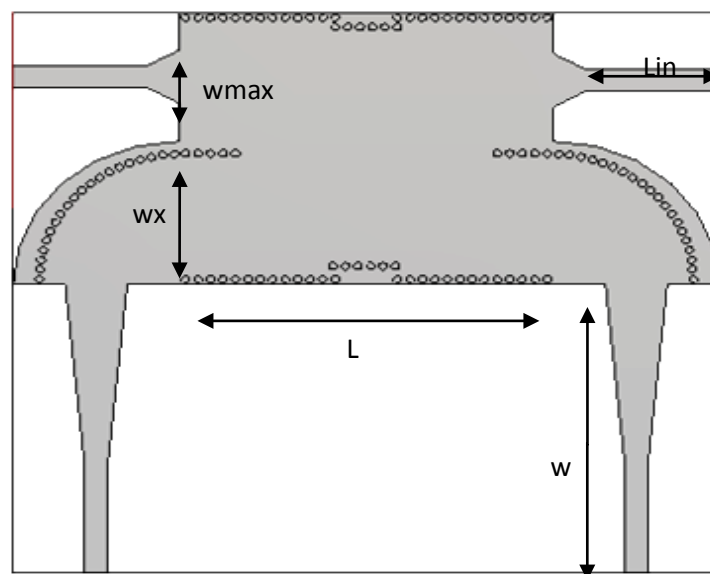
Nous remarquons que le phénomène de propagation du champ électrique est bien centré à l'intérieur du conducteur ainsi que la puissance est propagée d'une façon symétrique dans le port 2 et le port 3, et isolée dans le port 4.

III.5. Conception du coupleur directionnel SIW fonctionnant dans la bande C

Dans cette section, nous allons essayer de créer un coupleur directif en technologie SIW, possédant quatre taper de manière similaire. Ce coupleur est constitué de deux guides d'ondes rectangulaires SIW connectés en parallèles. Au niveau de notre guide nous étudions l'efficacité W_g , W_r et la largeur L_y par injection des vias métalliques afin d'obtenir le couplage souhaité.

La figure III.21 montre la structure de notre coupleur SIW fonctionne dans la bande c qui s'étale sur [4-8 GHz]. Les paramètres de ce coupleur sont donnés par :

- $l_{in} = 16$, $w_{in} = 2.98$, $l_{max} = 20$, $w_{max} = 7.5$, $W = 56.3$, $W_x = 19$ et $L = 45$.



(a)

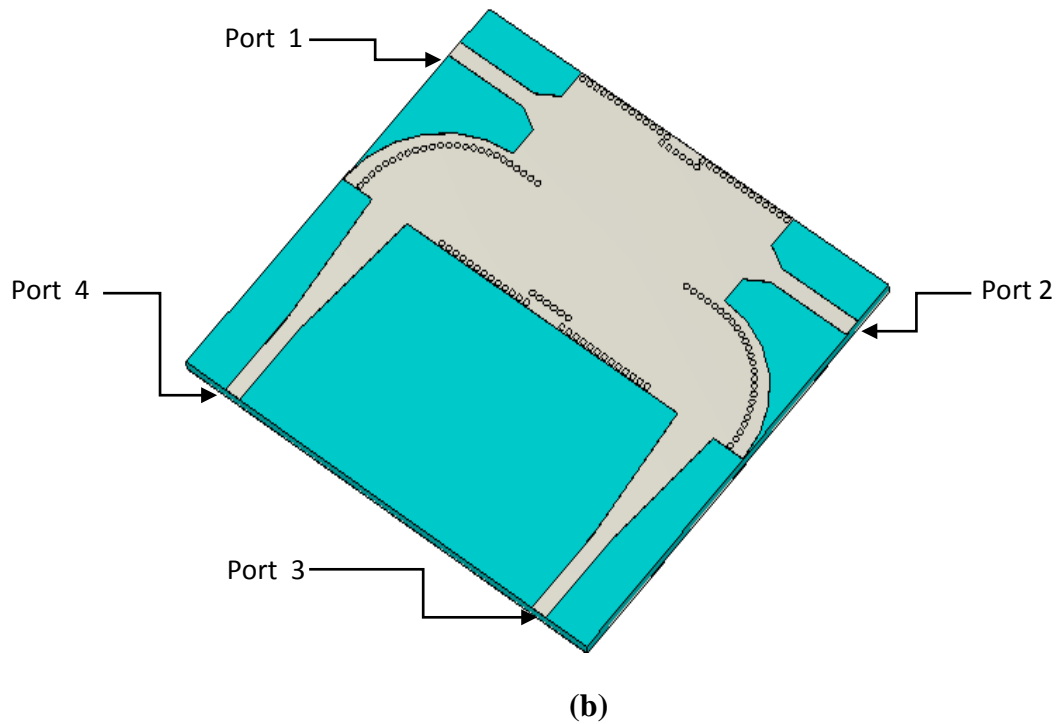
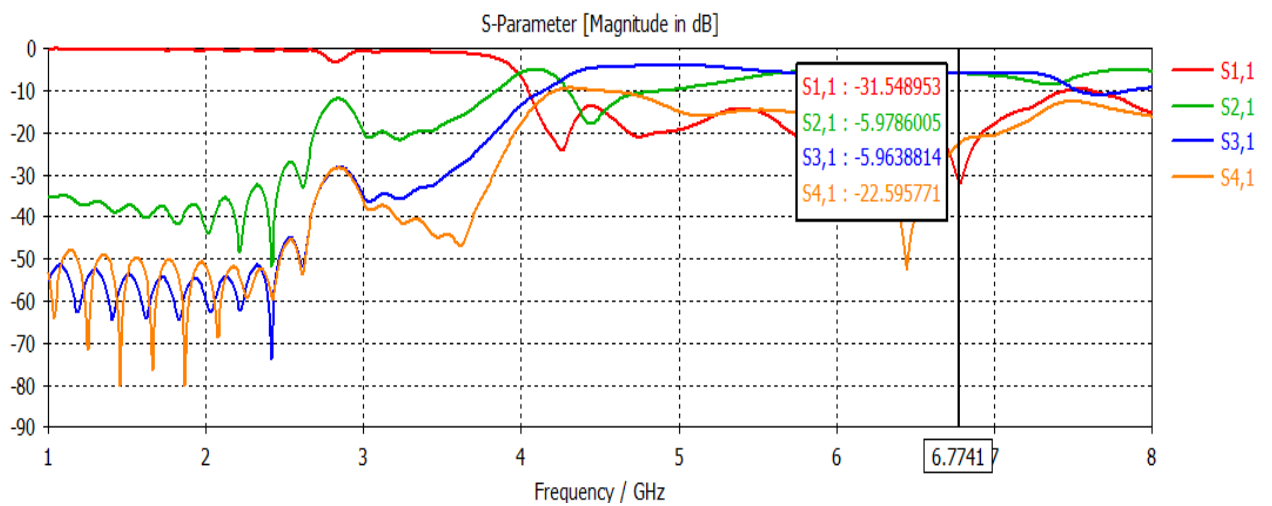


Figure III.22. Structure du coupleur SIW en bande C (a) en face (b) perspective.

Les résultats de mesure et de simulation du coupleur directionnel SIW sont illustrés dans la figure III. 21.



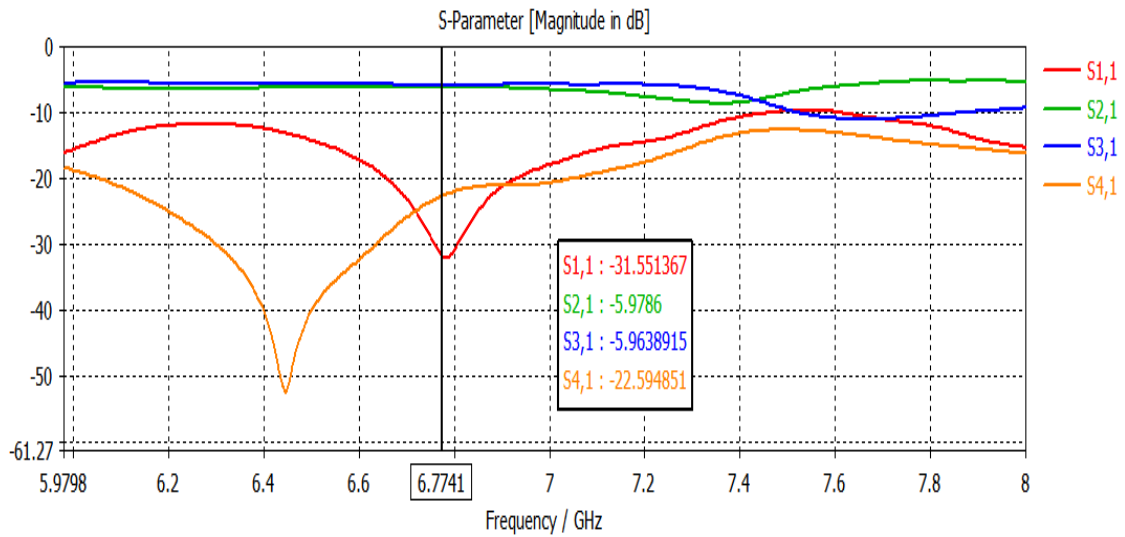


Figure III. 23. Paramètres S du coupleur SIW en bande C.

Le coefficient de réflexion S et le coefficient d'isolation S41 sont inférieurs à -20 dB avec des pics qui atteignent -31dB et -22dB respectivement sur la bande de fréquence de [6-7 GHz]. Les paramètres de transmission est égale -5 dB dans la bande de fréquence considérée. La différence de phase entre le port transmis et le port couplé est illustrée sur la figure III. 22. Elle oscille entre 180.

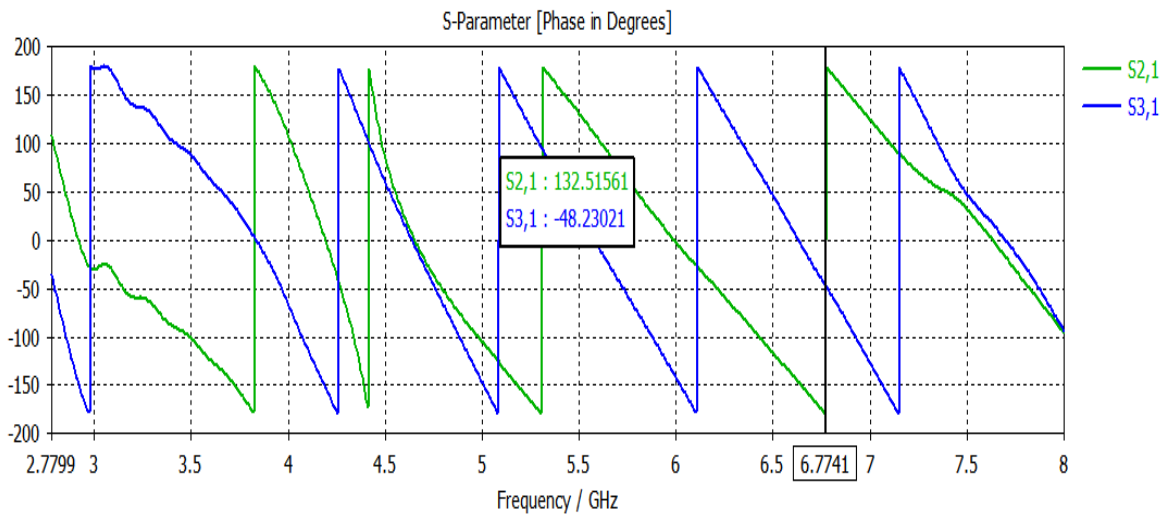


Figure III. 24. Différence de phase en fonction de paramètres S_{21} et S_{31} en bande C.

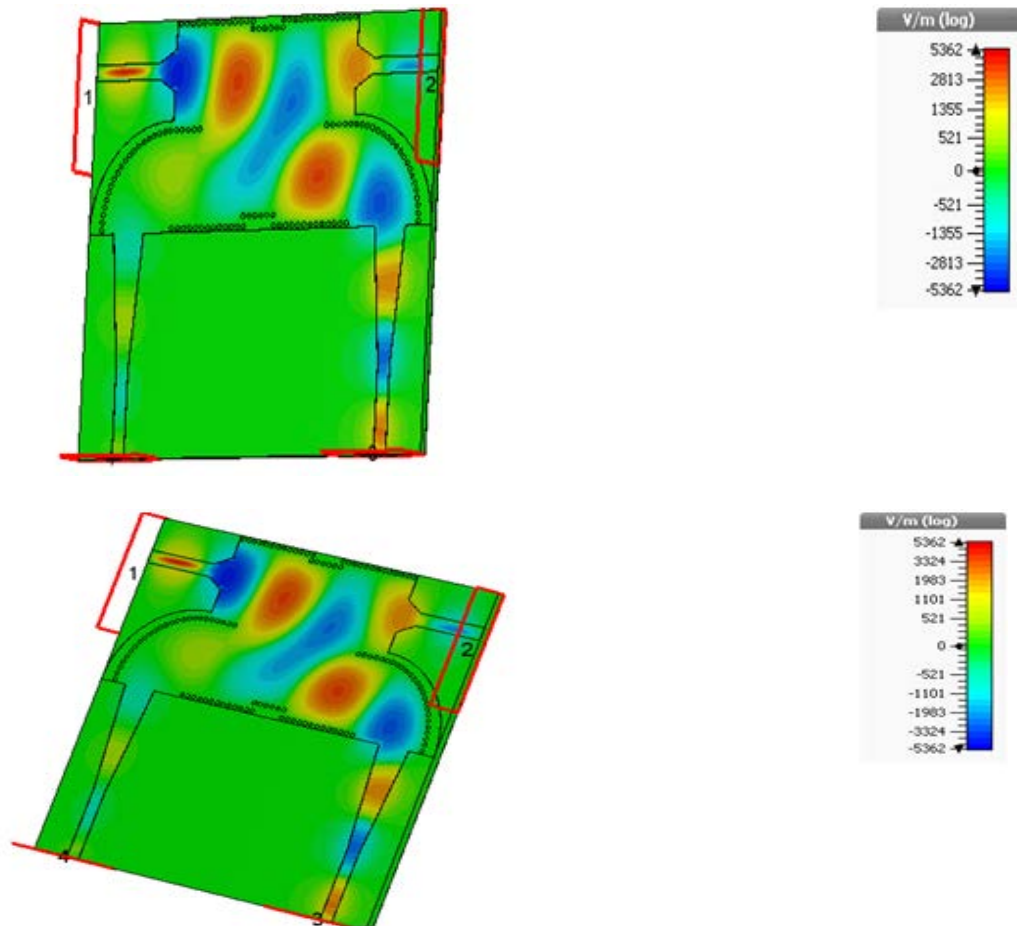


Figure III. 25. Distribution du champ électrique du mode TE_{10} à $f = 6$ GHz.

Nous remarquons que le phénomène de propagation du champ électrique est bien centré à l'intérieur du conducteur ainsi que la puissance est propagée d'une façon symétrique dans le port 2 et le port 3, et isolée dans le port 4.

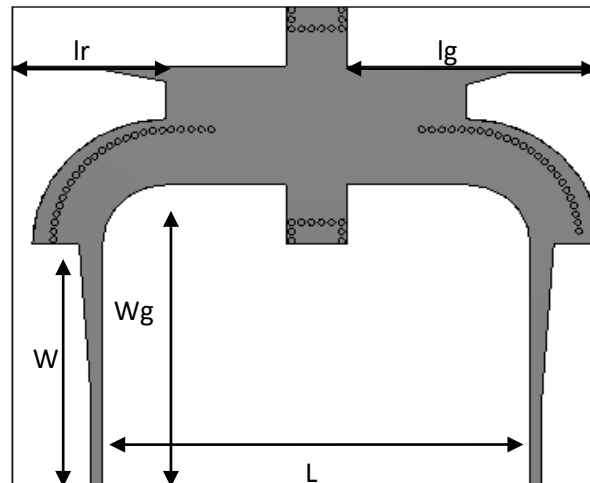
III.5.1 Conception du coupleur directif SIW demi-monde -3dB fonctionnant dans la bande C :

Cette partie est consacrée à la présentation des nouvelles topologies originales des coupleurs directifs -3dB demi-monde en technologie SIW opérant en bande C composé de quatre ports, que nous pouvons accomplir à partir de la structure du coupleur directif SIW étudié avant sachant qu'il faut avoir un déphasage de 180° .

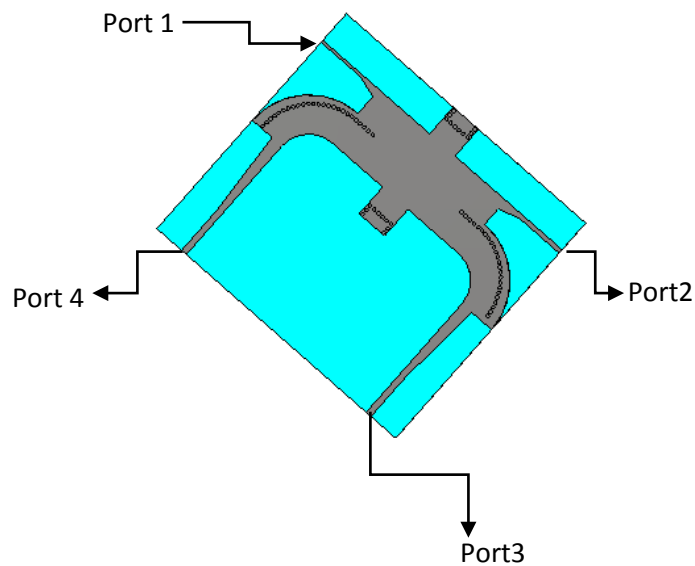
Afin de exécuter ce coupleur SIW demi-monde, nous avons coupé notre coupleur précédent ce qui peut diminuer la taille de près de 50% sans dégrader les performances. Et pour aboutir à une meilleure adaptation et une bonne simulation il est nécessaire de toucher aux toutes les dimensions w_{in} , w_{max} , l_{in} , l_{max} , l_g , W_r et w

et après une étude paramétrique nous avons pu de réaliser une première topologie du coupleur SIW demi-monde et de fixer les paramètres suivantes :

- $l_g=56.5$, $w=52.7$, $w_{in}=2.4$, $w_{max}=6$, $W_g=62.2$, $l_{in}=14$, $l_{max}=20$, $l_r=37$, $l=65$.



(a)



(b)

Figure III. 26. Première topologie du coupleur directif SIW demi-monde en bande C. a) en face. (b) perspective.

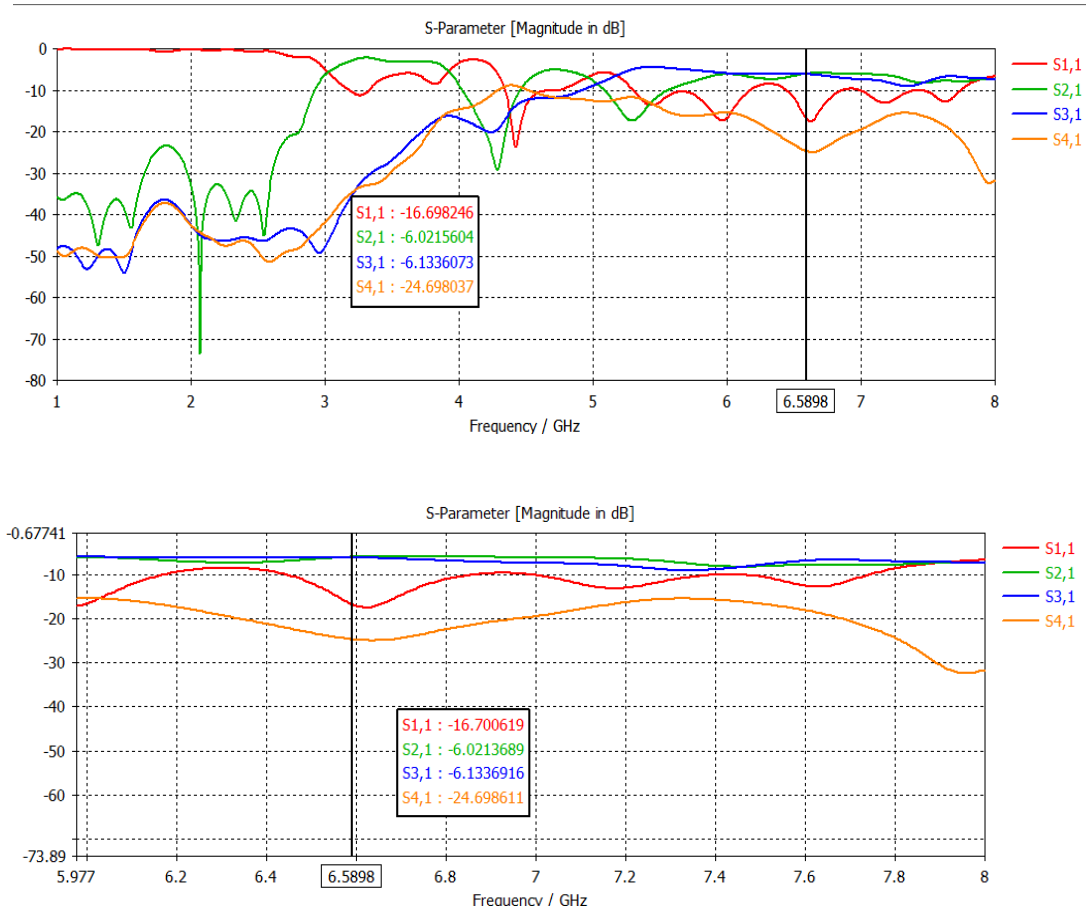


Figure III. 27. Résultat de simulation de la première topologie du coupleur SIW demi-mode en bande C.

En amplitude, le mouvement entre port 2 et port 3 est autour de -6.02 dB sur la bande [6.6-6.86675 GHz] au lieu de -3 dB attendu. Cela est dû aux pertes apportées par le diélectrique, et par le rayonnement du coupleur.

De même, le coefficient de réflexion S_{11} et le coefficient d'isolation S_{41} sont convenable, ils restent inférieurs a -10 dB sur toute la bande [4–8 GHz].

La figure ci-dessous illustre la différence de phase entre S_{21} et S_{31} est de 180° .

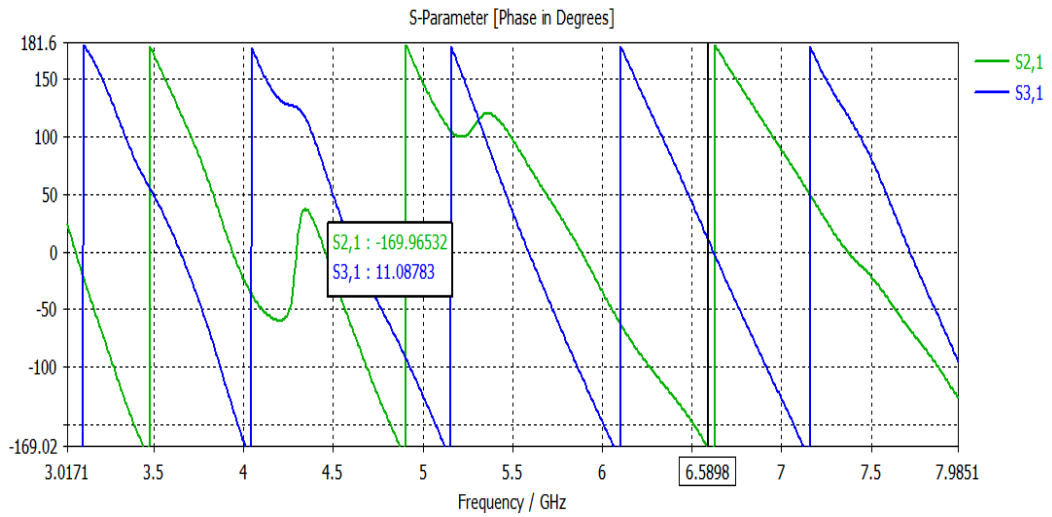


Figure III. 28. Différence de phase en fonction de paramètres S21 et S31 en bande C.

Nous retranchons de la figure III.24 la différence de phase de port 2 et 3 on se retrouve en position de 180° au niveau de 6.5898 GHz.

Le diagramme du champ électrique autour de 6 GHz est illustré dans la figure suivante :

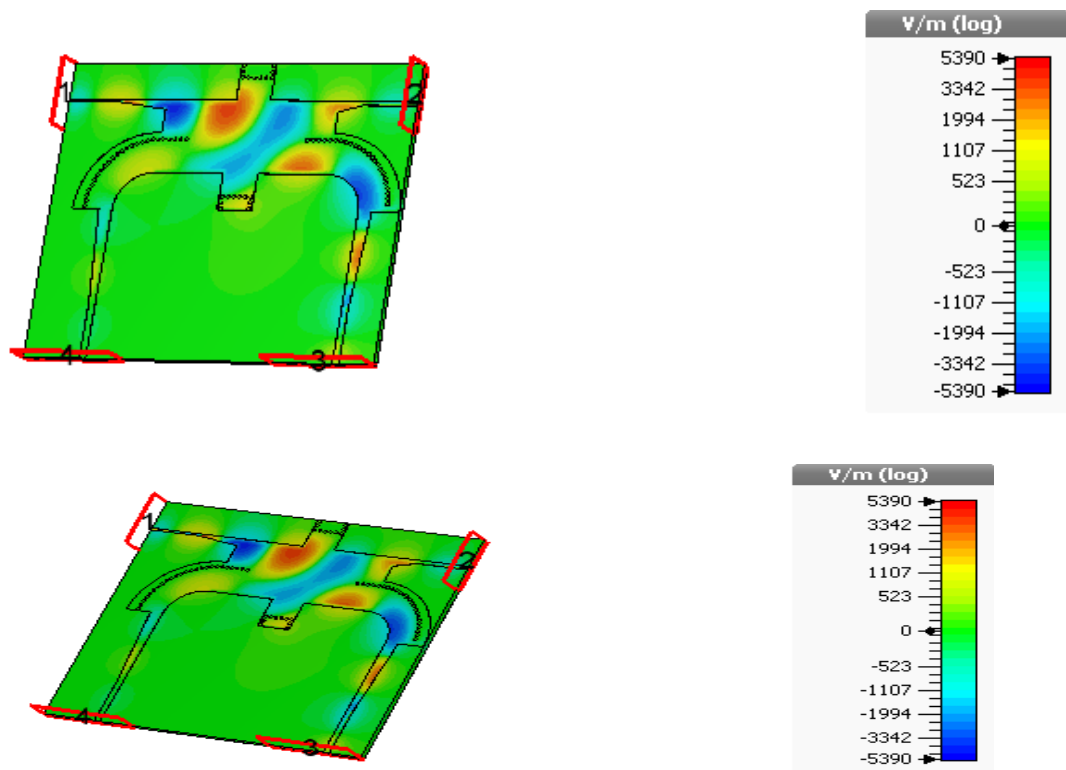
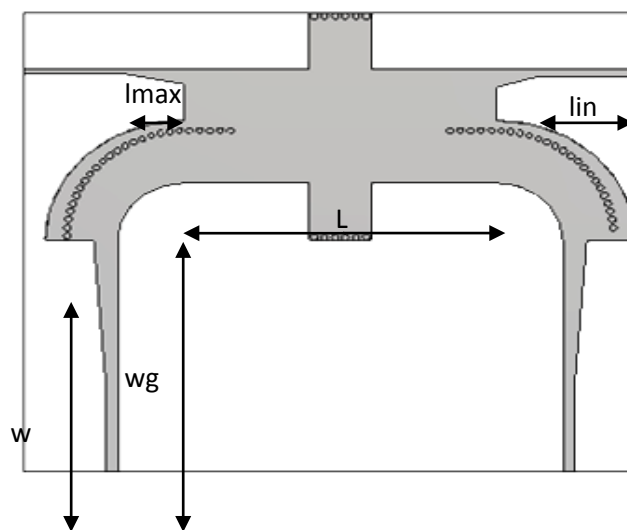


Figure III. 29. Distribution du champ électrique pour $f = 6$ GHz.

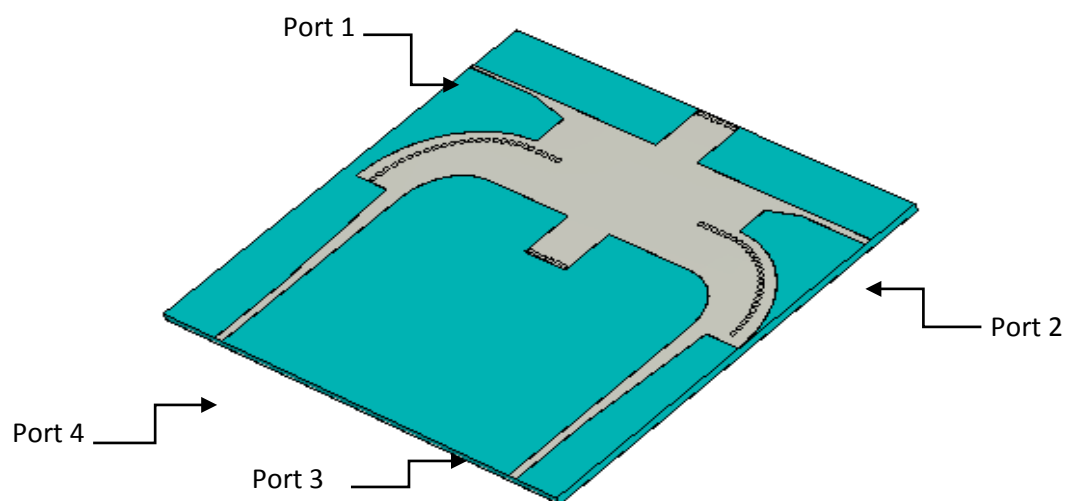
D'après la distribution du champ le long de cette première structure du coupleur SIW demi-monde nous constatons que le signal injecté par le port direct (port 2) et le port couplé (port 3), pendant que le port 4 reste toujours isolé tandis que le fonctionnement du coupleur.

Il est également possible de réaliser une autre topologie du coupleur SIW demi-monde montré sur la figure III.26 avec les paramètres suivants :

- $l_g=56.5$, $w=49.1$, $w_{in}=2.4$, $w_{max}=6$, $l_{in}=13$, $l_{max}=20$ et $L=45$.



(a)



(b)

Figure III. 30. Deuxième topologie du coupleur SIW demi-monde en bande C (a) en face (b) perspective.

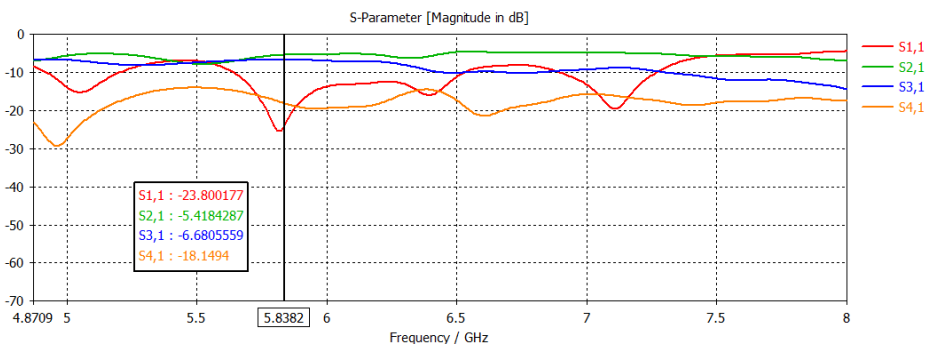
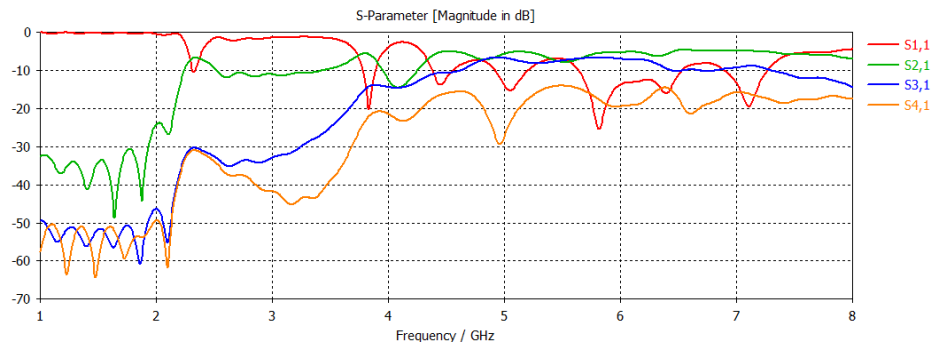


Figure III. 31. Résultat de simulation de la deuxième topologie du coupleur SIW demi-monde en bande C.

Nous remarquons qu'au-dessous nous avons une transmission minimale et un coefficient de réflexion S_{11} maximale. Au-delà de la fréquence 4 GHz, la transmission est nettement améliorée. Une bonne adaptation. Le coefficient de réflexion S_{11} et inférieurs de -20 dB avec des pics qui atteignent -23 dB et le coefficient d'isolation S_{21} qui égal à 18 dB.

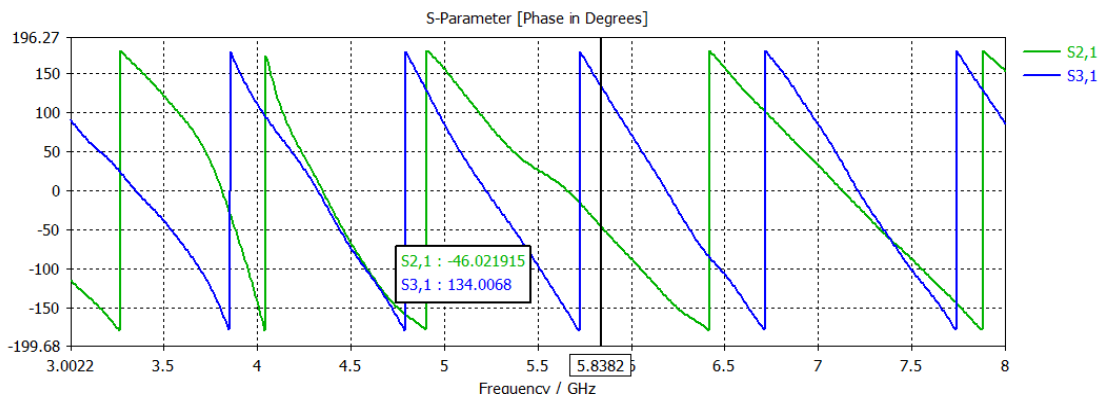
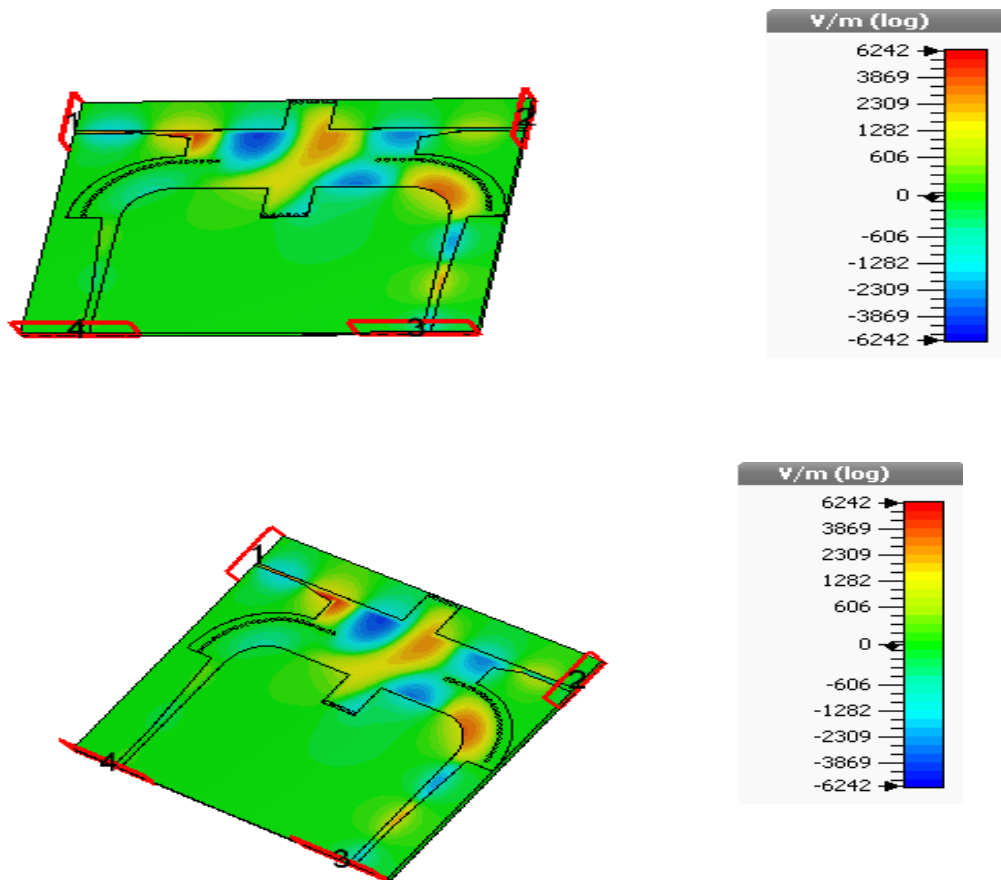


Figure III. 32. Différence de phase en fonction de paramètres S21 et S31 en bande C.**Figure III. 33.** Distribution du champ électrique pour $f = 6$ GHz.

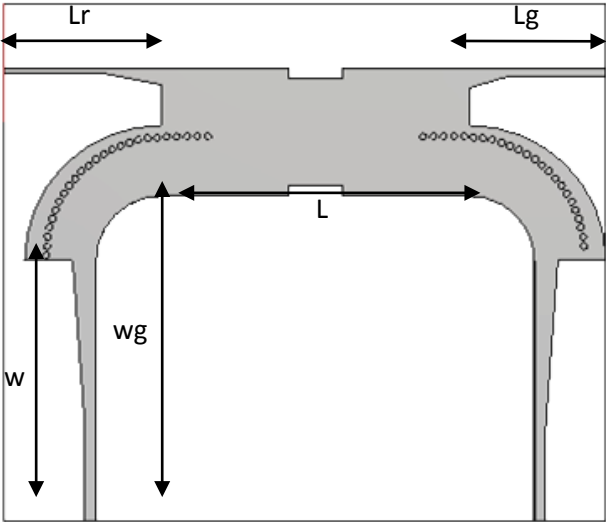
Nous remarquons que le phénomène de propagation du champ électrique est bien centré à l'intérieur du conducteur ainsi que la puissance est propagée d'une façon symétrique dans le port 2 et le port 3, et isolée dans le port 4.

Demi-monde indique qu'on minimise la taille du circuit le plus possible pour garantir une diminution du coût de notre matériel, mais aussi un bon fonctionnement de coupleur.

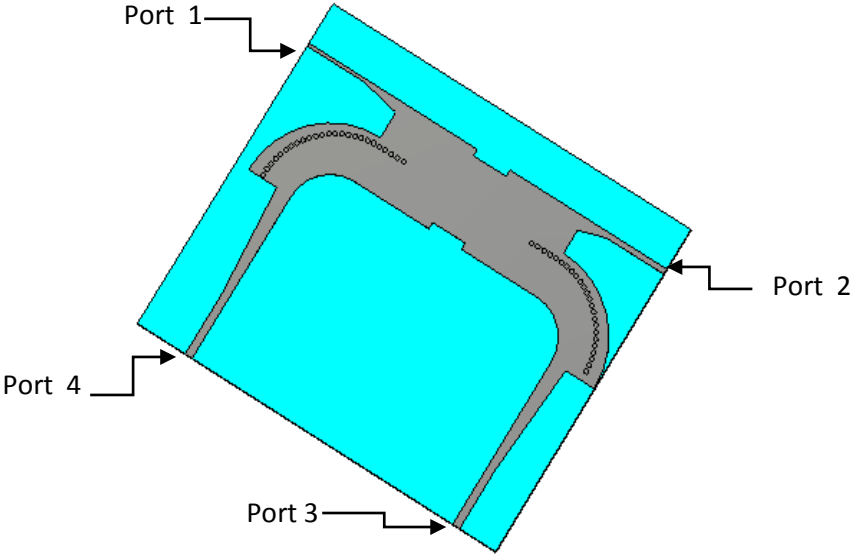
Sur la base de cette idée, nous avons pu réaliser une autre topologie du coupleur directif demi-monde en éliminant tous les vias qui existent en haut et en bas.

Cette structure est présentée sur la figure III.30 avec les paramètres suivants :

- $l_g=56.5$, $w=52.7$, $w_{in}=2.4$, $w_{max}=6$, $W_g=62.2$, $l_{in}=14$, $l_{max}=20$ et $L_r=37$, $L=45$.



(a)



(b)

Figure III. 34. Troisième topologie du coupleur SIW demi-monde en bande C. (a) en face (b) perspective.

Les résultats de mesure et de simulation de cette troisième structure du coupleur SIW demi-monde coupleur directionnel SIW sont montrés dans la figure III.33.

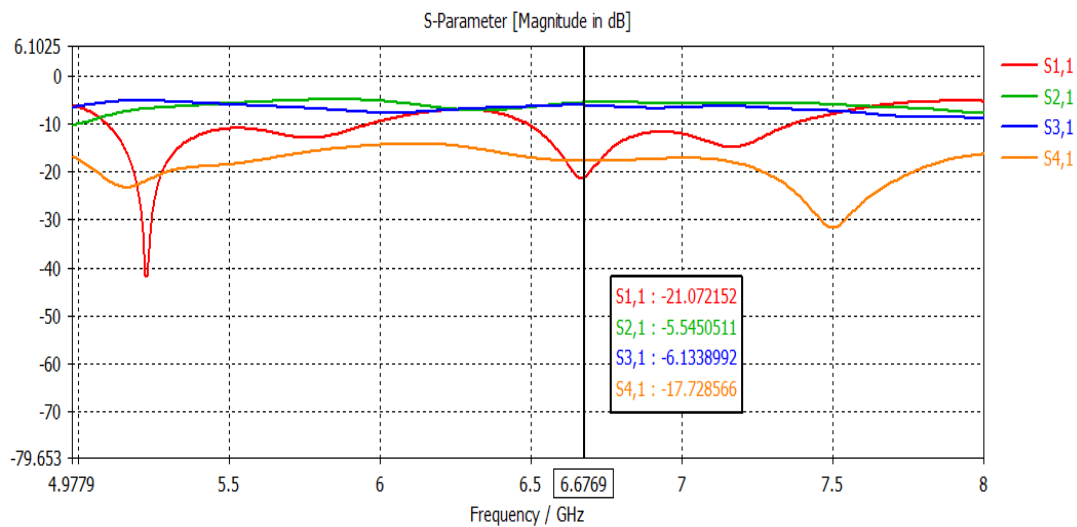
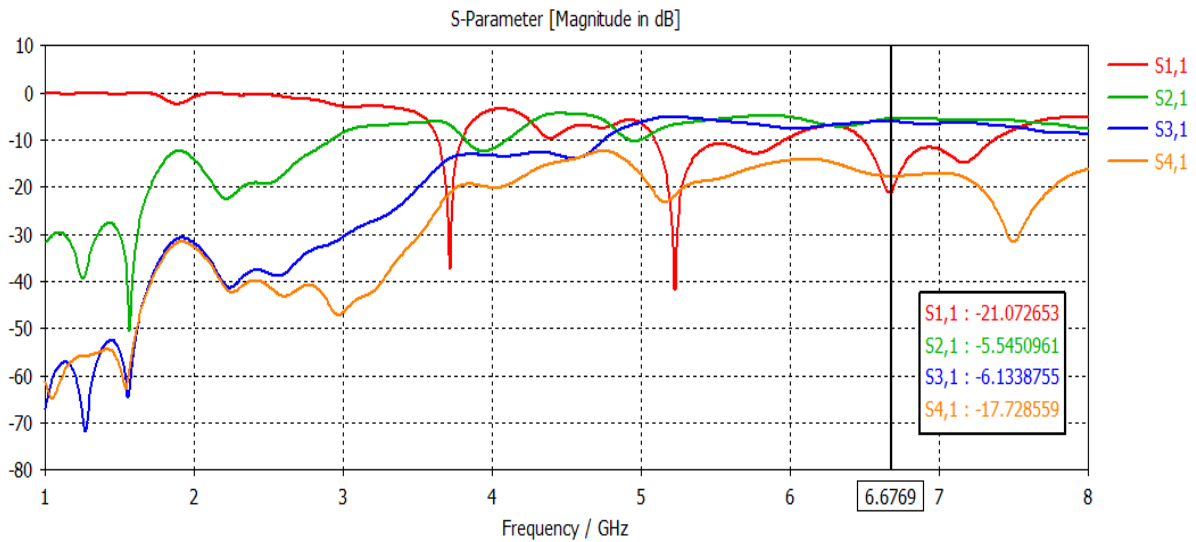


Figure III. 35. Résultat de simulation de la 3ème topologie du coupleur SIW demi-monde en bande C.

Nous remarquons à partir des résultats de la figure III.29 qu’au-dessous de la fréquence de coupure $f_c = 4$ GHz, la transmission est environ nulle et une réflexion totale.

A partir de cette fréquence de coupure nous apercevons une stabilité des coefficients de transmission S_{21} et S_{31} autour de -5 dB dans toute la plage [4-8 GHz]

De même, la figure montre une bonne adaptation le coefficient de réflexion S_{11} , avec un pic qui atteint jusqu'au -21 dB à la fréquence 6.6769 GHz et le coefficient d'isolation S_{41} , ils restent inférieurs à -10 dB sur toute la bande 4 – 8 GHz. Les résultats de simulations de ce coupleur sont donc acceptables sur la bande C.

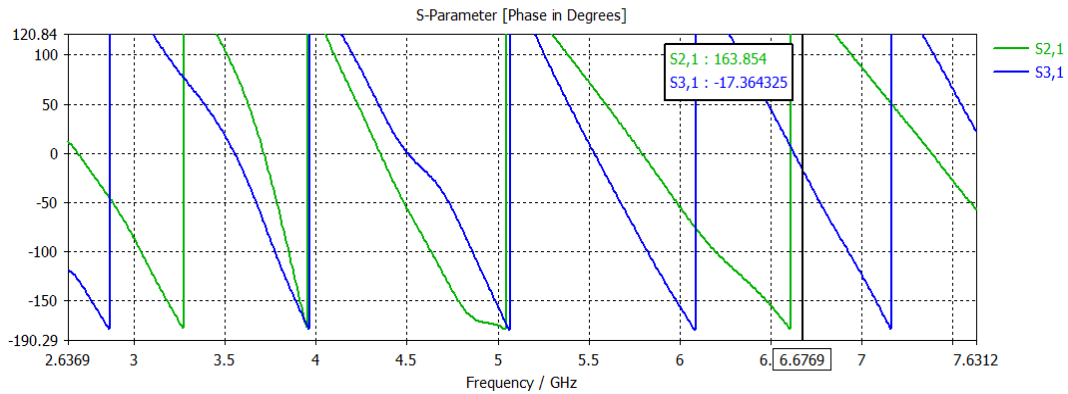
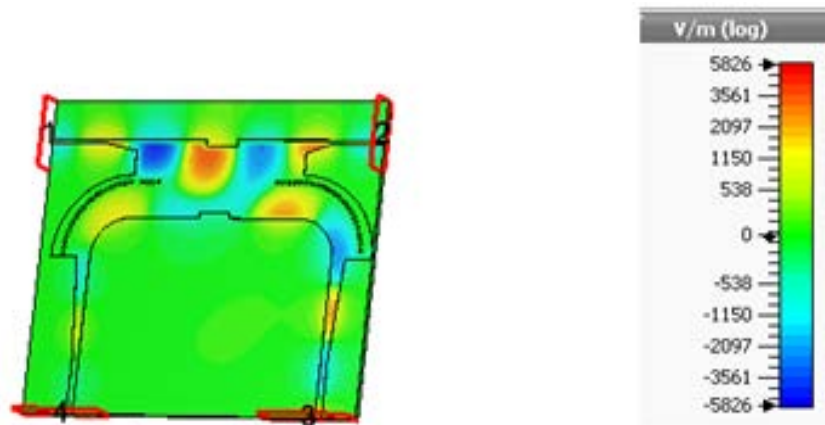


Figure III. 36. Différence de phase en fonction de paramètres S_{21} et S_{31} en bande C.

D'après cette figure la différence de phase entre S_{21} et S_{31} est presque 180° sur toute la bande de fonctionnement.



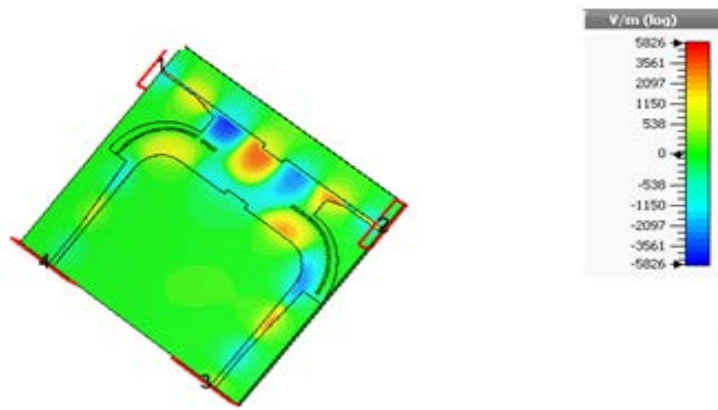


Figure III. 37. Distribution du champ électrique du mode TE₁₀ à $f = 6$ GHz.

Les résultats obtenus affirment le caractère directif du coupleur SIW demi-monde. En résultat l'injection d'un signal à la fréquence 6 GHz dans le port 1, crée sa transmission et sa distribution uniquement entre les accès 2 et 3.

III.6. Conclusion

Ce chapitre a pour le but de découvrir une méthodologie de travail qui nous a permis de réaliser plusieurs structures (guide, coupleurs) avec succès grâce à l'outil de simulation CST Microwave Studio.

La conception des coupleurs directifs -3 dB en technologie SIW a été réalisé avec réussite grâce à logiciel CST, aussi nous avons pu de engendrer autres nouvelles topologies originales des coupleurs directifs -3 dB demi-monde en technologie SIW opérant en bande C.

Enfin, Ces différentes structures non seulement de servir le bon fonctionnement du coupleur SIW mais aussi la réduction du coût de notre matériel, pour les besoins de télécommunications spatiales.

CONCLUSION

GENERALE

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire ont porté sur « Nouvelles Topologies des Coupleurs $-3\text{dB}/180^\circ$ en technologie SIW pour les applications spatiales » qui était pour but de donner la base de fonctionnement des coupleurs directif, ainsi que leur application dans le domaine hyperfréquence. Elle nous à faciliter de comprendre les principes physiques les plus importants et de les interpréter. Pour arriver à notre but, nous avons choisi un logiciel de conception et de simulation électromagnétique très précis c'est le logiciel de simulation CST (Microwave Studio).

En premier lieu, nous avons fait une étude théorique sur les différentes technologies appliquées aux guides d'ondes classiques. Parmi ses guides les guides d'ondes circulaire et rectangulaire, leur mode de propagation et la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW (substrate integrated waveguide). Chacune de ces catégories trouvant leur intérêt en fonction des besoins réels des systèmes dans lesquels les fonctions seront implantées. On a effectué aussi une étude théorique sur les coupleurs directifs.

En deuxième lieu nous avons abordé notre simulation, qui est consacré à la présentation des résultats qui porte sur la conception des guides SIW opérant dans les bandes S et C et à base de ces guides d'ondes nous avons réalisés des coupleurs directifs -3 dB opérant dans les mêmes bandes.

Notons enfin que nous avons étudié plusieurs structures théoriquement et vérifiées pratiquement selon divers changements des paramètres géométriques avec des études paramétriques et d'optimisations tels que les vias pour atteindre des meilleures performances, et d'après les résultats que nous avons obtenus, nous pouvons conclure que cette conception est conçue avec succès.

Ce projet nous a permis d'approfondir nos connaissances théoriques et d'acquérir un nouveau savoir en ce qui concerne la technologie SIW.

Références bibliographiques

- [1] <http://www.techno-science.net/?onglet=glossaire&definition=3277>.
- [2] <https://bu.umc.edu.dz/theses/electronique/BEH5621.pdf>.
- [3] https://elearn2013.univouargla.dz/courses/A12/document/guide_d_ondes_rectangulaire_et_circulaire.docx?cidReq=A12.
- [4] <http://www.larousse.fr/archives/grande-encyclopedie/page/6343>.
- [5] D. Grenier «*Electromagnétique et transmission des ondes*» Département de génie électrique et de génie informatique, Université de Laval, Québec, 2012.
- [6] KRUEWELS Ligne de Transmission, chapitre I «Analyse des champs d'une ligne de transmission Microwave» UCL.ELEC 2360.
- [7] MATTHEW N. O. SADIKU «Transmission lines, Elements of Electromagnetics »
- [8] Wikipédia Ligne de transmission, Microstrip ,Microstrip Antennas, Patch Antenna, Microstripantennatheory and design Articles de Wikipédia, l'encyclopédie libre, licence de documentation libre GNU (GFDL).
- [9] LHERBAUDIÈRE «Lignes de transmission» Hedotop, hit. Parade, 2002.
- [10] JONTHAN GARREAU, «Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybride- planaire SIW en technologie LTCC » Université de BRETAGNE OCCIDENTALE.5 décembre 2012.
- [11] F. Shigeki « Waveguide line », Japanes patent: JP 06 053711, 1994.
- [12] K. Leahy, B. Flanick, K. A. Zak, A. Piloto « Wave guide filter shaving a layer eddielectric structures », Jan 1995.
- [13] J. Hirokawa, T. Yamamot, A. Akiyama, N. Kimura, Y. Kimura, N. Goto, M. Ando « Novel single-layer wave guides for high-efficien cymillimeter-wavearrays » IEEE millim et erwaves conference proceedings, pp. 177-180, Jan 1997.
- [14] D. Deslandes and Ke Wu, « Integratedmicrostrip and rectangular wave guide in planar form», IEEE Microwave Compon Lett , vol. 11, pp. 68-70, Feb 2001.
- [15] Boualem Mansouri, Mehadji Abri, Hadjira Abri, Mohamed Amine Rabah, Junwu Tao, and Tan-HoaVuong, 'SIW Bandpass Filter Screens S-Band Signals', pp. 62-66, Mars, 2015.

- [16] Mohamed Amine Rabah, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, 'Compact Miniaturized Half-Mode Waveguide/High Pass-Filter Design Based On Siw Technology Screens Transmit-Ieee C-Band Signals', Microwave and optical technology letters, Wiley, Vol. 58, No. 2, February 2016.
- [17] Mohamed Amine Rabah, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, 'Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (Hmsiw) For X-Band Applications', International Journal Of Electrical, Electronics And Data Communication', Volume-4, Issue-4, April, 2016.
- [18] Fellah benzerga, Mehadji Abri, Hadjira ABRI Badaoui, 'Optimized Bends and Corporate 1x4 and 1x8 SIW Power Dividers Junctions Analysis for V Band Applications Using a Rigorous Finite Element Method', Arabian Journal for Science and Engineering, pp 1-9, September 2015. DOI :10.1007/s13369-015-1823-6.
- [19] Souad Doucha, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, 'Leaky Wave Antenna Design based on SIW Technology for Millimeter Wave Applications', WSEAS TRANSACTIONS on COMMUNICATIONS, Volume 14, pp. 108- 112, 2015.
- [20] M. A. Rabah, M. Abri, J. Tao, and T. H. Vuong, 'Substrate Integrated Waveguide Design Using The Two Dimentionnal Finite Element Method', Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 35, pp. 21-30, 2014.
- [21] Souaad Doucha and Mehadji Abri, 'New Design of Leaky Wave Antenna Based on SIW Technology for Beam Steering', International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC), Vol.5, No.5, September 2013.
- [22] M. A. Rabah, M. ABRI and J. W. Tao, 'A numerically Study of a New SIW Waveguide Using the CST Microwave studio for C-Band Applications', The Third International Conference on Image and Signal Processing and their Applications, Mostaganem, Algeria 2, 3 et 4 Décembre 2012.
- [23] M. A. Rabah, M. ABRI, J. W. Tao, 'A performance propagation Study's of a SIW Waveguide technology for Ka-Band Applications'. Internationa l Conference on Systems and Processing Information May 12-14, 2013, Guelma, Algeria.
- [24] S. DOUCHA et M. ABRI, 'Simulation d'un Nouveau Guide d'Ondes Intégré au Substrat Opérant dans la Bande [3.4-4.2 GHz]', International conference on electrical engineering, CIGE'2013, 17-19 Novembre 2013, Bechar, Algeria.

- [25] M. A. Rabah, M. Abri, and J. W. Tao, 'Half Mode Waveguide Design Based on SIW Technology, International Congress on Telecommunication and Application' 14, University of A. MIRA Bejaia, Algeria, 23-24 APRIL 2014.
- [26] Souad Doucha and Abri Mehadji, 'A Leaky Wave Antenna Based on SIW Technology for ka Band Applications', The Second International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, CEECA'14 Constantine 18-20 November 2014, Algeria.
- [27] Fellah Benzerga and Abri Mehadji, 'Design of Antipodal Linearly Tapered Slot Antennas (AL TSA) Arrays in SIW Technology for UWB Imaging', The Second International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, CEECA'14 Constantine 18-20 November 2014, Algeria.
- [28] M. A. Rabah, M. Abri, and J. W. Tao, 'Study and miniaturization of the SIW Technology', 2eme Conférence Internationale Sur les Nouvelles Technologies et la Communication (ICNTC'2015), 03-04 Mars 2015, Chlef, Algérie.
- [29] Fellah Benzerga and Abri Mehadji, 'Design of Millimeter Substrate Integrated Wave Guide MSIW analysis by the Quick Finite Element Method (QFEM)', International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing, ICOSIP'2015, 8-9 November Tlemcen, Algeria.
- [30] Benzerga Fellah, Abri Mehadji, Hadjira Abri badaoui, Jun Wu Tao and Tan-HoaVuong, '1x2 SIW Power Dividers Modeling Using a Rigorous Finite Element Method for V-Band Applications', 9th Jordanian International Electrical and Electronics Engineering Conference (JIEEEEC). October 12-14, Jordan.
- [31] Mohamed Amine Rabah, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, Junwu Tao, and Tan-HoaVuong, 'Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (Hmsiw) For X-Band Applications', 10 th Research World International Conference, Beijing, China, 13th February 2016.
- [32] M.MBAYE, «conception d'un réseau d'antenne multifaisceaux avec la technologie GIS (guide intégrée au substrat)» université du Québec Outaouais, 2013.
- [33] J.P.VABRE, «linges couplées en régime transistor .Fascicule », Masson et cie 1972 .
- [34] R. E. COLLIN, «Field Theory of Guided Waves, » *New-York: Wiley*, 1991.
- [35] D. M. POZAR, «Microwave Engineering Third Edition,» Chapter 7: Power Dividers and Directional Coupler, *John Wiley & Sons, Inc.*, 2004.

[36] B. M. OLIVER, «Directional Electromagnetic Couplers, »*Proceedings of the IRE*, Vol.42, Issue 11, pp.1686-1692, November 1954.

[37] S. R. RENGARAJAN, «Compound Coupling Slots for Arbitrary Excitation of Wave guide fed Planar Slot Arrays, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.38, No.2, pp. 276-280, Feb. 1990.

[38] E. HADGE, «Compact Top-Wall Hybrid Junction, » *Transactions of the IRE Professional*

Group on Microwave Theory and Techniques, Vol.1, Issue 1, pp.29-30, Mars 1953.

[39] C. G. MONTGOMERY, R. H. DICKE and E.M. PURCELL, «Principles of Microwave Circuits, » *MIT Radiation Laboratory. McGraw-Hill Book Company Inc.*, 1948.

[40] C. G. MONTGOMERY, «Technique of Microwave Measurements, »*MIT Radiation Laboratory. McGraw-Hill Book Company Inc.*, 1947.

[41] <http://radars-darricau.fr/livre/2-PDF/chapitre-02-3.pdf>.

[42] <https://fr.wikipedia.org/wiki/Diplexeur>.