

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان -

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen -



THESE

Présentée pour l'obtention du grade de **DOCTORAT 3ème Cycle**

En : Télécommunication

Spécialité : Communication et Réseaux sans Fils

Par : Doucha Souad

Sujet

**Contribution à la Conception des Réseaux d'Antennes à Ondes de Fuites
à Dépointage de Faisceau Alimentés par des Guides d'Ondes
Intégrés aux Substrats**

Soutenue publiquement en 2017 devant le jury composé de :

ABRI Hadjira	Maitre de conférences (A)	Univ. Tlemcen	Présidente
ABRI Mehadji	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur
BENAISSA Mohammed	Maitre de conférences (A)	CU. Ain Temouchent	Examineur
BASSOU Abdesselam	Professeur	Univ. Bechar	Examineur
BELADGHAM Mohammed	Maitre de conférences (A)	Univ. Bechar	Examineur
DJELTI Hamida	MCB	Univ. Tlemcen	Membre invitée

***A* mes chers parents**
***A* mes chers grands parents**
***A* mon époux**
A* mon unique sœur *Amel
***A* mes frères *hicham, sid Ahmed* et**
Anis
***A* toute ma famille et mes amis et ceux**
qui m'ont soutenu

Sommaire

Introduction générale	1
Bibliographie.....	5

Chapitre I **Généralités sur la technologie SIW et les Antennes à Ondes de fuite.**

I. 1.	Introduction.....	8
I. 2.	Propagation des ondes électromagnétiques dans un guide d'onde rectangulaire	8
I.2. 1.	Définition.....	8
I.2. 2.	Expressions des composantes du champ électromagnétique dans un guide d'onde.....	9
I.2. 3.	Propagation des modes TE	11
I.2. 4.	Mode dominant.....	13
I.2. 5.	Coefficient de réflexion et impédance	14
I.2. 6.	Signification des paramètres S	14
I.2. 7.	Propriétés générales de la matrice S	15
a.	Composant réciproque.....	15
b.	Composant sans pertes	16
c.	Composant adapté	16
I. 3.	Les guides d'ondes intégrées au substrat.....	17
I.3. 1.	Historique :	17
I.3. 2.	Structure du GIS	20
I.3. 3.	Paramètres des guides d'ondes intégrés au substrat	20
I.3. 4.	Caractéristiques modales	23
I.3. 5.	Transition des lignes micro-rubans aux guides d'ondes intégrés au substrat.....	25
I. 4.	Les antennes à ondes de fuites	26
I.4. 1.	Historique	26
I.4. 2.	Définition.....	29
I.4. 3.	Principe de fonctionnement.....	29
I.4. 4.	Les types d'antennes à onde de fuite.....	36
1.4.4.1.	Les antennes 1-D	37
a)	Antenne uniforme.....	37
b)	Les antennes périodiques.....	41
c)	Les antennes quasi-uniformes	43

1.4.4.2. Les antennes AOF 2-D	43
I. 5. Conclusion	45
Bibliographie.....	46

Chapitre II Les Guides à Base de la Technologie SIW : Conception et simulation.

II. 1. Introduction.....	50
II. 2. Les Fréquences utilisées :	50
II.2. 1. La bande S.....	50
II.2. 2. La bande C.....	50
II.2. 3. La bande Ku (Kurz-unten).....	51
II.2. 4. La bande Ka (Kurtz-above).....	51
II.2. 5. Les ondes millimétriques.....	51
II. 3. Conception du SIW opérant dans la bande C de réception.....	53
II.3. 1. Transition des lignes micro-rubans au guide d'ondes intégrés au substrat.....	58
II. 4. Conception du guide SIW opérant dans la bande C d'émission.....	62
II. 5. Conception du guide SIW dans la bande Ka.....	68
II. 6. Conception du guide SIW opérant dans la bande millimétrique	73
II. 7. Conclusion.....	76
Bibliographie.....	77

Chapitre III La Conception des Antennes à Onde de Fuite en Technologie SIW : Résultats et Discussion.

III. 1 Introduction.....	78
III. 2 Les caractéristiques principales des antennes	78
III.2. 1. Puissance rayonnée par une antenne	78
III.2. 2. Antenne isotrope.....	80
III.2. 3. Diagramme de rayonnement.....	80
III.2. 4. Ouverture de l'antenne	82
III.2. 5. Largeur de bande	82
III.2. 6. Directivité.....	82
III.2. 7. Gain	83
III.2. 8. Rendement.....	83
III. 3 Différents types d'antennes.....	84

a) Antenne dipolaire	84
b) Boucle magnétique	84
c) Antenne cornet	84
d) Les antennes à ondes de fuites ("leaky waves antennas")	84
e) Antenne à réflecteur parabolique.....	84
f) Antennes plaquées	85
III. 4 Conception de l'antenne LWA basé sur SIW dans la bande C	86
III. 5 Conception de l'antenne LWA basée sur SIW dans la bande ku	97
III. 6 Conception des antennes LWA basées sur la technologie SIW opérants dans la bande millimétrique	103
III. 7 Conclusion	109
Bibliographie.....	110

Chapitre IV La Conception des antennes LWA HMSIW et les réseaux du LWA SIW.

IV. 1. Introduction	111
IV. 2. La technologie HMSIW	112
IV. 3. Conception du guide HMSIW dans la bande X	114
IV. 4. Conception de l'antenne LWA HMSIW opérant dans la bande X.....	117
IV. 5. Réseaux d'antennes à onde de fuite basée sur la technologie SIW	121
IV. 6. Conclusion.....	128
Bibliographie.....	129

Conclusion générale 130

Annexe 132

Remerciements

Tout d'abord, mes remerciements vont vers ALLAH le tout-puissant de m'avoir donné le courage, la volonté et la patience de mener à terme le présent travail.

Je tiens à remercier, ensuite, l'ensemble de mon jury de thèse, mes maîtres, que je considère comme des exemples et des références en rigueur scientifique de la recherche qualitative.

Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire de Télécommunication de Tlemcen sous la direction de Monsieur ABRI Mehadjji, Professeur à l'Université de Tlemcen. Je veux lui exprimer ma profonde reconnaissance d'avoir accepté d'orienter ces travaux de recherches durant les années de réalisation de cette thèse. Je le remercie pour son soutien et son aide aussi bien sur le plan professionnel que sur le plan humain. Ses conseils et remarques constructifs ont été très bénéfiques pour mon travail. Son soutien permanent ainsi que sa disponibilité pour l'achèvement de cette thèse m'ont été très favorables.

J'adresse mes plus sincères remerciements à Madame ABRI Hadjira, Maitre de Conférence (A) à l'Université du Tlemcen, pour avoir accepté d'assurer la présidence de mon jury de thèse. J'aimerais lui exprimer ma profonde gratitude pour sa disponibilité et son attention.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur BENAÏSSA Mohammed, Maitre de Conférence (A) au centre universitaire de Ain Temouchent d'avoir accepté de participer à ce jury de soutenance de ma thèse et d'assurer la tâche d'examineur et d'avoir consacré une partie de son temps précieux à l'examen de ce travail.

Je remercie également Monsieur BASSOU Abdesselam, Professeur à l'Université de Bechar, d'en être le rapporteur pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux de recherche, le temps qu'il a consacré à la lecture de mon manuscrit et ses précieuses remarques.

Je remercie Monsieur BELADGHAM Mohammed, Maitre de Conférence (A) à l'Université du Bechar de m'avoir fait l'honneur d'évaluer, d'examiner, et d'enrichir notre modeste travail.

J'ai l'honneur d'inviter Madame DJELTI Hamida, Maitre de Conférences (B) à l'Université de Tlemcen, à assister à ma soutenance de thèse de doctorat. En effet ce sera un

grand plaisir pour moi de le retrouver dans l'assistance, dans ce moment important qui marque la fin de mon parcours académique.

Mes remerciements, les plus vifs, vont également à mes parents qui m'ont offert l'environnement idéal durant toute mon enfance et ils m'ont enseigné l'humilité et l'honnêteté qui m'ont permis de mener à terme ce travail scientifique.

Enfin, j'adresse mes remerciements les plus sincères à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce travail.

Résumé : Les antennes à dépointage de faisceau jouent un rôle clé dans les systèmes modernes et trouvent beaucoup d'applications telles que les réseaux locaux ou les systèmes satellitaires et de surveillance nécessitent de larges angles de couverture. Cette thèse s'inscrit dans ce contexte, et concerne la conception des réseaux d'antennes à ondes de fuites alimentés par des guides d'ondes intégrés aux substrats (GIS en anglais SIW) fonctionnant à plusieurs bandes de fréquences (C, X, Ku) et pour des applications millimétriques. Beaucoup d'architectures seront proposées et simulées. Le GIS donne une très bonne solution pour intégrer une antenne réseau de guide d'ondes à fente et son réseau d'alimentation dans un substrat planaire. Cette structure hautement intégrée et compacte peut non seulement réduire la taille du système entier, mais aussi améliorer le rendement du système. Le guide d'ondes intégré au substrat est une structure à ondes guidées qui présente des avantages avec un facteur de qualité Q élevé et une excellente isolation ligne à ligne. La technique GIS a été largement utilisée dans la construction de composants passifs, tels que coupleurs, diviseurs, filtres, et déphaseurs. Les dimensions optimisées de chaque GIS miniaturisés sont proposés en se basant sur l'analyse paramétrique et les transitions entre une ligne micro-ruban et le GIS dans un environnement de conception sur substrat multicouche sont présentés. La simulation de ces différents réseaux sera accomplie en employant un outil très puissant et parfaitement adapté à ce genre de ces structures, il s'agit de CST Microwave studio. Afin de valider ces résultats, une comparaison avec Momentum sera effectuée.

Mots clés : Réseaux d'antennes, antennes à ondes de fuites, dépointage de faisceaux, guides d'ondes intégrés au substrat, CST Microwave studio, Momentum.

Abstract: Antennas with Beam depointage play a key role in modern systems and find many applications such as local area networks or satellite and surveillance systems requiring wide coverage angles. This inscription thesis is in this context and concerns the design of Leak Wave Antenna Networks powered by Subsystem Waveguides (SIW) operating in several frequency bands (C, X, Ku) and for millimeter applications. Many architectures will be proposed and simulated. The GIS provides a very good solution for integrating a slotted waveguide network antenna and its feed network into a planar substrate. This highly integrated structure and compact can not only reduce the size of the entire system, but also improve the system performance. The substrate-integrated waveguide is a guided wave structure, which has advantages with high Q-factor and excellent line-to-line isolation. The GIS technique has been widely used in the passive component construction, such as couplers, dividers, filters, and phase shifters. The optimized dimensions of each miniaturized GIS are proposed based on parametric analysis and the transitions between a microstrip line and the GIS in a multi-layer substrate design environment are presented. The simulation of these different networks will be accomplished by using a very powerful tool and perfectly adapted to this kind of these structures. This is CST Microwave studio. In order to validate these results, a comparison with Momentum will be carried out.

Keywords: Antenna arrays, Leak wave antennas, Beam depointage, Waveguides integrated into the substrate, CST Microwave studio, Momentum.

ملخص: تلعب هوائيات الإزاحة الشعاعية دورا رئيسيا في النظم الحديثة و تملك العديد من التطبيقات مثل شبكات المنطقة المحلية أو الأقمار الصناعية ونظم المراقبة التي تتطلب زوايا تغطية واسعة، وهذه الأطروحة هي جزء من هذا السياق، وتهتم بتصميم شبكات هوائيات ذات موجة تسرب مدعوم من دليل الموجة المتكاملة إلى ركائز (SIW) في اللغة الإنجليزية) تعمل في عدة ترددات (C، X، Ku) والتطبيقات الملي مترية. وسيتم اقتراح العديد من البنى والمحاكاة. يوفر GIS حلا ممتازا لدمج الهوائي موجة تسرب وشبكة تزويدها بالطاقة في الركيزة المستوية. هذا الهيكل متكامل للغاية ومدمج الذي يقلل من حجم النظام بأكمله ويحسن أداء النظام. الدليل الموجي المتكامل الركيزة هو هيكل الموجة الموجهة التي لديها عدة مزايا: عامل جودة عالي و خط عزل ممتاز وقد استخدمت تقنية GIS في بناء العديد من المكونات السلبية مثل مقارنات، مقسمات، مرشحات، ومزحزحات الطور. وتقترح الأبعاد المثلى لكل نظام GIS استنادا إلى التحليل البارامتري، ويتم عرض التحولات بين خط الشريط الصغير و GIS في بيئة تصميم الركيزة متعدد الطبقات. وسيتم إنجاز محاكاة هذه الشبكات المختلفة باستخدام أداة قوية جدا ومتكيفة تماما لهذا النوع من هذه الهياكل، هي CST ومن أجل التحقق من صحة هذه النتائج، سيتم إجراء مقارنة مع Momentum.

الكلمات المفتاحية: شبكات الهوائي، هوائيات ذات موجة التسرب، انحراف الأشعة، الدليل الموجي متكاملة الركيزة (GIS)، CST، Momentum.

Liste des figures

Figure I. 1. Guide d'onde rectangulaire.	9
Figure I. 2. les caractéristiques de dispersion des trois premiers modes du guide d'ondes rectangulaire.....	13
Figure I. 3. Premier guide d'onde dans la littérature.	18
Figure I. 4. Différentes structures en GIS dans la littérature. a) résonateur-GIS; b) Transition coplanaire-GIS (CPW-GIS); c) Filtre; d) Coupleur hybride et coupleur classique, ; e) coupleur en croix ; f) Antenne à fentes.	19
Figure I. 5. guide d'onde intégrée au substrat (GIS).....	20
Figure I. 6. les paramètres du GIS.	21
Figure I. 7. Guides équivalents avec indication de largeur équivalente.	22
Figure I. 8. Transition d'un GIS vers un microruban avec ses paramètres.	25
Figure I. 9. guide d'onde rectangulaire avec une fente de son côté.....	26
Figure I. 10. un guide d'onde rectangulaire muni d'une ouverture périodique sur un des bords.	27
Figure I. 11. Ouverture supportant une onde de fuite avec un champ E_y	30
Figure I. 12. Schéma géométrique du rayonnement d'une AOF infinie supportant une onde avant.	32
Figure I. 13. Schéma géométrique du rayonnement d'une AOF infinie supportant une onde arrière.	33
Figure I. 14. Schéma géométrique du rayonnement d'une antenne AOF finie.....	34
Figure I. 15. Schéma géométrique du rayonnement d'une AOF finie alimentée en $z = 0$	35
Figure I. 16. Convention de rayonnement des antennes : "Backfire", rayonnement arrière : -90° , "Broadside", rayonnement perpendiculaire : 0° , "Endfire", rayonnement avant : $+90^\circ$..	38
Figure I. 17. antenne à onde de fuite uniforme.	38
Figure I. 18. Antenne à onde de fuite périodique.....	41
Figure I. 19. rayonnement de AOF 2D.	44
Figure II. 1. La structure de base du guide d'onde intégré au substrat.	53
Figure II. 2. Les paramètres de guide d'onde intégré au substrat opérant dans la bande C de réception. Erreur ! Signet non défini.	
Figure II. 3. La structure de guide SIW opérant dans la bande C de réception.....	56
Figure II. 4. Les coefficients de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de la structure SIW opérant dans la bande C de réception.....	57
Figure II. 5. Taper optimisé sous ADS dans la bande C de réception.....	59

Figure II. 6. La puissance réfléchie et le coefficient de transmission de la transition dans la bande C de réception.	59
Figure II. 7. Topologie de la transition avec le guide SIW opérant dans la bande C de réception.	60
Figure II. 8. coefficient de réflexion S_{11} de guide SIW opérant dans la bande C de réception.	60
Figure II. 9. coefficient de transmission S_{12} de guide SIW opérant dans la bande C de réception.	61
Figure II. 10. La structure de guide SIW opérant dans la bande C d'émission.	62
Figure II. 11. Coefficient de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de guide SIW opérant dans la bande C d'émission.	63
Figure II. 12. La distribution de champ de vision transversale du guide d'onde diélectrique et SIW à 5,5 GHz. (a) guide d'onde rectangulaire, (b) guide d'onde intégré au Substrat sans transitions.	64
Figure II. 13. Taper optimisé sous ADS, avec les paramètres suivante : $Z_0 = 50$ ohms, $Z = 9.66$ ohm, $w_0 = 1.45$ mm. $w = 11.63$ mm.	65
Figure II. 14. La puissance réfléchie et le coefficient de transmission de taper opérant dans la bande C d'émission.	65
Figure II. 15. La structure physique de la transition de ligne micro-ruban avec le guide SIW opérant dans la bande C d'émission.	66
Figure II. 16. coefficient de réflexion S_{11} de guide SIW opérant dans la bande C d'émission.	66
Figure II. 17. coefficient de transmission S_{12} de guide SIW opérant dans la bande C d'émission.	67
Figure II. 18. La structure du SIW dans la bande Ka.	69
Figure II. 19. Coefficient de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de guide SIW opérant dans la bande Ka.	69
Figure II. 20. Coefficient de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de taper de guide opérant dans la bande Ka avec $Z_0=50$ ohm, $Z=29.29$ ohm, $w_0=1.52$ mm et $w=3.25$ mm.	70
Figure II. 21. La structure de la transition de ligne microruban avec le guide SIW opérant dans la Ka.	71
Figure II. 22. Coefficient de réflexion S_{11} de guide SIW opérant dans la bande Ka.	71
Figure II. 23. Coefficient de transmission S_{12} de guide SIW opérant dans la bande Ka.	72
Figure II. 24. La structure SIW opérant dans la bande millimétrique.	73
Figure II. 25. Coefficient de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de guide SIW opérant dans la bande millimétrique.	74
Figure II. 26. La topologie de transition de SIW opérant dans la bande millimétrique.	74

Figure II. 27. Coefficient de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de la topologie de transition de SIW opérant dans la bande millimétrique. 75

Aucune entrée de table des matières n'a été trouvée.

Liste des tableaux

Tableau. 1. les paramètres de guide SIW opérant dans la bande C de réception.....	56
Tableau. 2. Les spécifications de la transition vers le guide SIW dans la bande C de réception.	58
Tableau. 3. Les spécifications de la transition vers le guide SIW dans la bande C d'émission.....	64
Tableau. 4. Les paramètres de SIW dans la bande Ka.	68
Tableau. 5. Comparaison entre un réseau LWA basé sur la technologie SIW avec un diviseur de forme Y 1×2 et un diviseur 1×4.	127

Liste des acronymes

GIS : Guide d'Ondes intégré au Substrat.

LWA : Leaky Wave Antenna.

OSB : Open-Stopband.

CRLH : Composite Right Left Handed.

AOF : Antennes à Ondes de Fuite.

OEM : Ondes Electro Magnétiques.

TE : Transverse Electrique.

TM : Transverse Magnétique.

MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuit.

MHMIC: Miniature Hybrid Microwave Integrated Circuit.

RWG : Rectangular Waveguide.

AOF 2D : Antenne à Onde de Fuite à Deux Dimensions.

EPR : Ecrans Partiellement Réfléchissant.

AOF 1D : Antenne à Onde de Fuite Uni Dimensionnelle.

DFW : Dielectric Filled Waveguide.

HMSIW : Half Mode Substrate Integrated Waveguide.

Introduction générale

Le domaine de télécommunication hyperfréquence est grandement développé et diversifié et ses applications font maintenant partie de notre quotidien, cette diversité d'applications sur la bande millimétrique entraîne une augmentation des contraintes sur les spécifications techniques des systèmes hyperfréquences. Ils doivent être légers, petits, peu chers et forcément performants. Avec la multiplication des bandes utiles, ces performances doivent être présentes sur plusieurs canaux, Les guides d'ondes rectangulaires sont un bel exemple des composants ayant de très hautes performances, mais sont coûteux, lourds et encombrants. Une technologie de remplacement a vu le jour il y a quelques années pour pallier à ce problème : le guide d'ondes intégré au substrat (GIS)

Le GIS est un nouveau type de structure d'onde guidée fabriquée par deux rangées de trous métalliques intégrés dans un substrat diélectrique. Les parties supérieure et inférieure du substrat diélectrique est une couche métallique, qui est un équivalent des parois larges du guide d'ondes rectangulaire. Dans ce guide, les ondes électromagnétiques sont limitées par deux rangées de cylindres métalliques.

Les GIS présentent à la fois les avantages des guides d'ondes rectangulaires classiques et de micro ruban, comme le facteur Q élevé, la capacité de puissance élevée, de petite taille, et de haute intégration avec d'autres circuits micro-ondes. Il est largement développé pour micro-ondes intégré et les composants à ondes millimétriques et les antennes.

Un autre domaine en pleine évolution aujourd'hui concerne les antennes c'est les antennes à onde de fuite (leaky wave antenna), Le principe de fonctionnement des antennes à onde de fuite était bien connue depuis de nombreuses années.

Les antennes à onde de fuite sont un type de structure à onde progressive basée sur une ligne de transmission chargée par des éléments rayonnants [1]. Ils sont d'abord conçus à l'aide d'un guide d'onde rectangulaire avec des fentes [2],

Ces caractéristiques uniques font LWA attrayante dans nombreuses applications telles que ; un radar à onde continue modulée en fréquence [3], Analyse du spectre en temps réel [4], et la synthèse de diagramme de champ [5].

La plage de balayage du faisceau est l'un des problèmes les plus rencontrés dans la conception de lwa, les premières lwa rayonnent uniquement une onde avant lorsque la fréquence augmente [6] - [8], ou elles rayonnent vers l'avant et vers l'arrière mais pas bordée (broadside), ce qui est due à l'effet de bande ouverte coupée (OSB : open-stopband), pour obtenir un balayage de faisceau continu à partir d'une onde arrière vers une onde avant, quelques types de LWA microbandes ont été proposées pour supprimer l'effet de bande ouverte coupée (OSB : open-stopband) au moyen d'annulation de réflexion, l'adaptation d'impédance [9], [10], et la mise en œuvre des cellules unitaires asymétriques [11] , [12] , D'autre part, le balayage d'un faisceau continu de lwa peut être également obtenue en utilisant la conception de l'équilibre de composite main droite / gauche de ligne de transmission (CRLH) [13].

Dans la dernière décennie, la conception des variétés de LWA basée sur CRLH ont utilisé des lignes microrubans [14], structures de champignons [15], [16], striplines coplanaires [17], guides d'ondes coplanaires [18], [19], guides d'ondes rectangulaires [20] - [22], et les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW) [23] - [25], Parmi tous ces guides d'ondes la topologie Lwa basée sur SIW a démontré ses avantages tels que la faible perte et la capacité de forte puissance.

Cependant, la plupart des CRLH LWA basés sur SIW ou les guides d'onde rectangulaires fonctionnent au-dessous de la fréquence de coupure [21], [24]. En effet, la coupure de guides d'ondes rectangulaires et SIW possèdent des inductances de dérivation intrinsèques, qui sont constitutives pour la réalisation des lignes de transmission de CRLH. Cependant, et comme CRLH lwa est généralement difficile à égaler en raison de la nature très dispersive de la coupure du guide d'onde [21], [24]. Très récemment, certains LWA basées sur SIW ont été conçus pour fonctionner au-dessus de la fréquence de coupure telle que LWA avec longues fentes [26], [27].

Bien que l'effet de bande ouverte coupée OSB peut être supprimée dans LWA constitués des transversales paires de fentes [28], [29], ce type de LWA rayonne

habituellement des ondes électromagnétiques polarisées linéairement avec leurs directions de polarisation le long de l'axe longitudinal de SIW.

Dans cette thèse nous concevons des réseaux d'antennes à ondes de fuites alimentés par des Guides d'Ondes Intégrés aux Substrats (GIS en anglais SIW) fonctionnant à plusieurs bandes de fréquences (C, X, Ku) et pour des applications millimétriques.

Les antennes proposées conservent les avantages du guide d'onde rectangulaire à fentes transversales et les avantages du SIW, ils ont un faible coût et une facilité de fabrication. Ces antennes ont une structure simple et sont faciles à alimenter avec une ligne micro ruban, ils fonctionnent dans le mode TE_{10} du SIW. Les fuites sont obtenues par l'introduction d'un ensemble périodique des fentes transversales sur la partie supérieure du SIW, qui interrompent le flux de courant sur la paroi supérieure. Ce type d'antennes dispose d'une large bande passante et un faisceau étroit qui balaye avec la fréquence.

Cette thèse est scindée en quatre chapitres, le premier chapitre pose les bases théoriques des GIS et des AOF afin de faciliter la compréhension des chapitres suivants. Au début nous étudions la propagation des ondes dans un guide d'onde rectangulaire, par la suite nous définissons la structure de SIW, les paramètres de conception de SIW et la Transition des lignes micro rubans aux guides d'ondes intégrés au substrat. Et à la fin du chapitre nous présentons la théorie des antennes à ondes de fuite (AOF), Nous expliquons le principe de fonctionnement des différents types d'AOF à une dimension (1D) ; les AOF uniformes, les AOF périodiques et à deux dimension.

Le deuxième chapitre portera sur la conception des GIS dans les bandes C, Ka et dans la bande millimétrique sous le logiciel CST. Nous commencerons par calculer les paramètres de guide SIW ; le diamètre de via, la distance entre les deux vias et la distance entre les deux rangés de vias. Par la suite, nous introduisons dans la structure un taper pour réaliser l'adaptation du SIW avec une ligne de transmission.

Dans le troisième chapitre de cette thèse, nous concevons des antennes à ondes de fuites basées sur les guides d'onde intégrés au substrat qui fonctionnent dans les bandes C, Ku et la bande millimétrique avec des fentes transversales, l'antenne rayonne un faisceau

principal à travers la paroi latérale du SIW, le faisceau principal peut être balayé en fonction de la fréquence.

Dans le quatrième chapitre nous concevons une antenne à onde de fuite basée sur la technique HMSIW. La conception est d'abord passée par le calcul des paramètres de HMSIW, puis nous optimisons le HMSIW pour faire la transition entre la ligne micro-ruban et le HMSIW pour assurer une adaptation parfaite, après nous concevons une antenne à onde de fuite basée sur la technique HMSIW. Enfin nous terminons le chapitre par la conception des nouvelles architectures sur les réseaux d'antennes à onde de fuite basée sur les guides d'ondes intégrés aux substrats avec diviseurs de forme Y 1x2 et 1x4, ces réseaux d'antennes rayonnent une onde principale qui balaye en fonction de la fréquence .

Cette thèse se terminera par une conclusion générale avec des références bibliographiques ainsi qu'une annexe qui sont ajoutés à la fin de cette thèse.

Bibliographies

- [1] A. Oliner and D. R. Jackson, *Antenna Engineering Hand Book*, 4th ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2007.
- [2] R. Hyneman, "Closely-spaced transverse slots in rectangular waveguide," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 7, no. 4, pp. 335–342, Oct. 1959.
- [3] W. Cao, Z. N. Chen, W. Hong, B. Zhang, A. Liu, "A beam scanning leaky-wave slot antenna with enhanced scanning angle range and flat gain characteristic using composite phase-shifting transmission line," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 11, pp. 5871–5875, Nov. 2014.
- [4] S. Gupta, S. Abielmona, and C. Caloz, "Microwave analog real-time spectrum analyzer (RTSA) based on the spectral-spatial decomposition property of leaky-wave structures," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 57, no. 12, pp. 2989–2999, Dec. 2009.
- [5] A. J. Martinez-Ros, J. L. Gomez-Tornero, V. Losada, F. Mesa, F. Medina, "Non-uniform sinusoidally modulated half-mode leaky-wave lines for near-field focusing pattern synthesis," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 3, pp. 1022–1031, Mar. 2015.
- [6] C. Yi-Lin, W. Jin-Wei, H. Jie-Huang, C. F. Jou, "Design of short microstrip leaky-wave antenna with suppressed back lobe and increased frequency scanning region," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 10, pp. 3329–3333, Oct. 2009.
- [7] L. Yuanxin, X. Quan, E. K.-N. Yung, L. Yunliang, "Quasi microstrip leaky-wave antenna with a two-dimensional beam scanning capability," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 2, pp. 347–354, Feb. 2009.
- [8] X. Feng, W. Ke, and Z. Xiupu, "Periodic leaky-wave antenna for millimeter wave applications based on substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 2, pp. 340–347, Feb. 2010.
- [9] S. Paulotto, P. Baccarelli, F. Frezza, D. R. Jackson, "A novel technique for open-stopband suppression in 1-D periodic printed leaky-wave antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 7, pp. 1894–1906, Jul. 2009.
- [10] J. T. Williams, P. Baccarelli, S. Paulotto, D. R. Jackson, "1-D combline leaky-wave antenna with the open-stopband suppressed: Design considerations and comparisons with measurements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 9, pp. 4484–4492, Sep. 2013.
- [11] S. Otto, A. Al-Bassam, A. Rennings, K. Solbach, C. Caloz, "Transversal asymmetry in periodic leaky-wave antennas for Bloch impedance and radiation efficiency equalization through broadside," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 10, pp. 5037–5054, Oct. 2014.

- [12] S. Otto, C. Zhichao, A. Al-Bassam, A. Rennings, K. Solbach, C. Caloz, "Circular polarization of periodic leaky-wave antennas with axial asymmetry: Theoretical proof and experimental demonstration," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 4, pp. 1817–1829, Apr. 2014.
- [13] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications: The Engineering Approach*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2006.
- [14] S. Otto, A. Rennings, K. Solbach, C. Caloz, "Transmission line modeling and asymptotic formulas for periodic leaky-wave antennas scanning through broadside," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 10, pp. 3695–3709, Oct. 2011.
- [15] L. Wei, C. Zhi Ning, and Q. Xianming, "Metamaterial-based low-profile broadband mushroom antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 3, pp. 1165–1172, Mar. 2014.
- [16] J. J. Jacome-Munoz, J. S. Gomez-Diaz, J. Perruisseau-Carrier, A. Alvarez-Melcon, "A tapered CRLH mushroom-like leaky wave antenna with reduced sidelobe level," in *Proc. 8th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP'14)*, 2014, pp. 588–592.
- [17] M. A. Antoniadou, G. V. Eleftheriades, "A CPS leaky-wave antenna with reduced beam squinting using NRI-TL metamaterials," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 3, pp. 708–721, Mar. 2008.
- [18] A. Mehdipour, G. V. Eleftheriades, "Leaky-wave antennas using negative-refractive-index transmission-line metamaterial supercells," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 8, pp. 3929–3942, Aug. 2014.
- [19] L. Hong-Min, "A compact zeroth-order resonant antenna employing novel composite right/left-handed transmission-line unit-cells structure," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 1377–1380, Dec. 19, 2011.
- [20] T. Ueda, N. Michishita, M. Akiyama, T. Itoh, "Dielectric-resonator based composite right/left-handed transmission lines and their application to leaky wave antenna," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 56, no. 10, pp. 2259–2269, Oct. 2008.
- [21] P. Pan, F.-Y. Meng, Q. Wu, "A composed right/left-handed waveguide with open-ended corrugations for backward-to-forward leaky-wave antenna application," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 50, no. 3, pp. 579–582, Mar. 2008.
- [22] K. Dong-Jin, L. Jeong-Hae, "Beam scanning leaky-wave slot antenna using balanced CRLH waveguide operating above the cutoff frequency," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 5, pp. 2432–2440, May 2013.
- [23] Y. D. Dong, T. Itoh, "Composite right/left-handed substrate integrated waveguide and half mode substrate integrated waveguide leaky-wave structures," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 3, pp. 767–775, Mar. 2011.

- [24] N. Nasimuddin, Z. N. Chen, and X. M. Qing, "Substrate integrated metamaterial-based leaky-wave antenna with improved boresight radiation bandwidth," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 7, pp. 3451–3457, Jul. 2013.
- [25] A. Suntive, S. V. Hum, "A fixed-frequency beam-steerable halfmode substrate integrated waveguide leaky-wave antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 5, pp. 2540–2544, May 2012.
- [26] A. Mallahzadeh, S. Mohammad-Ali-Nezhad, "Long slot ridged SIW leaky wave antenna design using transverse equivalent technique," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 11, pp. 5445–5452, Nov. 2014.
- [27] S. Mohammad-Ali-Nezhad, A. Mallahzadeh, "Periodic ridged leakywave antenna design based on SIW technology," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 354–357, Feb. 4, 2015.
- [28] K. Sakakibara, J. Hirokawa, M. Ando, N. Goto, "A slotted waveguide array using reflection-cancelling slot pairs," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. Dig.*, 1993, vol. 3, pp. 1570–1573.
- [29] L. Jae-Ho, T. Hirono, J. Hirokawa, M. Ando, "A center-feed waveguide transverse slot linear array using a transverse-slot feed for blocking reduction," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, 2008, pp. 1–4.

Chapitre I

Généralités sur la Technologie SIW et les Antennes à Ondes de Fuite

I. 1. Introduction

Ce premier chapitre a pour but d'introduire les concepts théoriques qui seront utilisés dans cette thèse. La première partie porte sur la propagation des ondes électromagnétiques dans un guide d'onde rectangulaire de façon générale.

En deuxième partie on s'intéresse par les guides d'ondes intégrés au substrat (substrat integrated waveguide SIW), nous commençons par un historique sur la technologie de guide SIW puis on définit la structure et les paramètres de conception de guide SIW et enfin on termine par la transition des lignes micro rubans aux guides d'ondes intégrés au substrat.

En troisième partie de ce chapitre nous présentons la théorie des antennes à ondes de fuite (AOF), on commence par un bref historique, puis on explique le principe de fonctionnement des différents types d'AOF à une dimension (1D). Enfin, on termine par un rapide descriptif des AOF à deux dimensions (2D).

I. 2. Propagation des ondes électromagnétiques dans un guide d'onde rectangulaire

I.2. 1. Définition

Lorsque la fréquence des O.E.M devient supérieure au quelques GHz (longueurs d'ondes dans l'air centimétriques), les conducteurs métalliques, coaxiaux ou non, deviennent peu utilisables. On est donc amené à rigidifier l'enveloppe extérieure sous forme d'un tuyau métallique et à supprimer le diélectrique ainsi que le fil central qu'il supportait. On obtient ainsi un tube de section rectangulaire ou circulaire qui s'appelle le guide d'onde.

Un guide d'onde est une portion d'espace vide ou remplie par un diélectrique (milieu isolant) et limité par un conducteur supposée parfait, il sert à canaliser l'OEM dans cette portion de l'espace sans dissipation de son énergie. À l'intérieur de guide les ondes électromagnétiques se propagent par réflexion sur les parois internes. Leur application nécessite la connaissance de leur comportement électromagnétique [1] associé à chaque mode susceptible d'être excité. Le guide d'onde est invariant par translation dans une direction qui sera la direction de propagation de l'OEM. La figure I. 1 illustre un guide d'onde métallique rectangulaire de section transversale de dimensions $(a \times b)$.

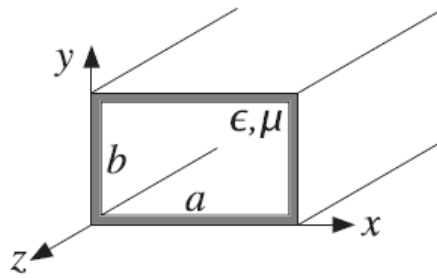


Figure I. 1. Guide d'onde rectangulaire.

Nous allons étudier la propagation de ces ondes dans les guides métalliques sans pertes, à section rectangulaire, remplis d'un milieu diélectrique, non magnétique, linéaire, homogène, isotrope, de permittivité relative ϵ_r . Dans ces conditions les champs B et H ne se distinguent que par le facteur de conversion universel $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ [2].

I.2. 2. Expressions des composantes du champ électromagnétique dans un guide d'onde

Les expressions des composantes du champ électrique et magnétique sont données à partir des équations de Maxwell qui sont écrites sous la forme :

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

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

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{B} = -i \frac{\omega}{c^2} \epsilon_r \vec{E} \quad (\text{I. 3})$$

$$\text{Div} \vec{B} = 0 \quad (\text{I. 4})$$

$$\text{Div} \vec{D} = 0. \quad (\text{I. 5})$$

En utilisant l'identité vectorielle $\overrightarrow{\text{rot}} \overrightarrow{\text{rot}} = \overrightarrow{\text{grad}} \text{div} - \Delta$, il permet de donner les équations de propagation des champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{B} , soient :

$$\Delta \vec{E} + \frac{\omega^2}{c^2} \varepsilon_r \vec{E} = 0 \quad (I.6)$$

$$\Delta \vec{B} + \frac{\omega^2}{c^2} \varepsilon_r \vec{B} = 0 \quad (I.7)$$

Explicitons les équations de Maxwell dans la base cartésienne de (O, x, y, z) qui admet Oz comme direction de propagation et cherchons des solutions de la forme :

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{E}_m(x, y) e^{ik_g z} e^{-i\omega t} \quad (I.8)$$

$$\vec{B}(x, y, z) = \vec{B}_m(x, y) e^{ik_g z} e^{-i\omega t} \quad (I.9)$$

Avec : $k_g = \alpha + j\beta$

k_g, α, β représentent respectivement le coefficient de propagation, l'atténuation et la constante de propagation longitudinale.

En utilisant la première équation vectorielle $\overline{\text{rot}} \vec{E} = i\omega \vec{B}$ et la deuxième équation $\overline{\text{rot}} \vec{B} = -i \frac{\omega}{c^2} \varepsilon_r \vec{E}$, en combinant les résultats de ces équations on aboutit à :

$$B_{m,x} = \frac{i}{\frac{\omega^2}{c^2} \varepsilon_r - k_g^2} \left(k_g \frac{\partial B_{m,z}}{\partial x} - \omega \varepsilon \frac{\partial E_{m,z}}{\partial y} \right) \quad (I.10)$$

$$B_{m,y} = \frac{-i}{\frac{\omega^2}{c^2} \varepsilon_r - k_g^2} \left(k_g \frac{\partial B_{m,z}}{\partial y} + \omega \varepsilon \frac{\partial E_{m,z}}{\partial x} \right) \quad (I.11)$$

$$E_{m,x} = \frac{i}{\frac{\omega^2}{c^2} \varepsilon_r - k_g^2} \left(k_g \frac{\partial E_{m,z}}{\partial x} - \omega \varepsilon \frac{\partial B_{m,z}}{\partial y} \right) \quad (I.12)$$

$$E_{m,y} = \frac{i}{\frac{\omega^2}{c^2} \varepsilon_r - k_g^2} \left(k_g \frac{\partial E_{m,z}}{\partial y} + \omega \varepsilon \frac{\partial B_{m,z}}{\partial x} \right) \quad (I.13)$$

En injectant les expressions précédentes des composantes transversales du champ électromagnétique dans les équations $\text{div} \vec{E} = 0$ et $\text{div} \vec{B} = 0$, on obtient les équations auxquelles satisfont les amplitudes des composantes longitudinales des champs.

$$\text{div} \vec{E} = \frac{\partial E_{m,x}}{\partial x} + \frac{\partial E_{m,y}}{\partial y} + \frac{\partial E_{m,z}}{\partial z} = 0 \quad (I.14)$$

D'où

$$\frac{\partial^2 E_{m,z}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_{m,z}}{\partial y^2} + (k_m^2 - k_g^2) E_{m,z} = 0 \quad (\text{I.15})$$

De même on trouve :

$$\frac{\partial^2 B_{m,z}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 B_{m,z}}{\partial y^2} + (k_m^2 - k_g^2) B_{m,z} = 0 \quad (\text{I.16})$$

Il suffit alors de résoudre ces équations en tenant compte des équations aux limites.

I.2.3. Propagation des modes TE

Il se propagera dans le guide des ondes TE transverses électrique si $E_z=0$ et des ondes transverses magnétique TM si $B_z=0$.

Ces équations admettent un nombre infini de solutions, appelées modes de propagation.

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

$$B_z = B_0 \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-i(\omega t - k_g z)} \quad (\text{I.17})$$

B_0 étant l'amplitude du champ magnétique sur les parois du guide.

En tenant compte de $E_z=0$ et des équations de Maxwell, on obtient les autres composantes de B :

$$B_x = i \frac{k_g}{k_c^2} \left(\frac{m\pi}{a} \right) B_0 \sin \left(\frac{m\pi x}{a} \right) \cos \left(\frac{n\pi y}{b} \right) e^{-i(\omega t - k_g z)} \quad (\text{I.18})$$

$$B_y = i \frac{k_g}{k_c^2} \left(\frac{n\pi}{b} \right) B_0 \cos \left(\frac{m\pi x}{a} \right) \sin \left(\frac{n\pi y}{b} \right) e^{-i(\omega t - k_g z)} \quad (\text{I.19})$$

Et les composantes du champ électrique transversal :

$$E_x = -i \frac{\omega}{\mu_0 k_c^2} \left(\frac{n\pi}{b} \right) B_0 \cos \left(\frac{m\pi x}{a} \right) \sin \left(\frac{n\pi y}{b} \right) e^{-i(\omega t - k_g z)} \quad (1.20)$$

$$E_y = -i \frac{\omega}{\mu_0 k_c^2} \left(\frac{m\pi}{a} \right) B_0 \sin \left(\frac{m\pi x}{a} \right) \cos \left(\frac{n\pi y}{b} \right) e^{-i(\omega t - k_g z)} \quad (1.21)$$

Comme $k_c^2 = k_m^2 - k_g^2$, alors $\omega^2 \varepsilon \mu_0 = k_g^2 + \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2$

ω (kg) n'est pas linéaire et le système est dispersif. Les différentes valeurs de kg associées à une pulsation donnée, sont appelées les modes propres de vibration spatiale du guide. A chaque valeur du couple (m,n) du guide correspond une courbe de dispersion.

La pulsation de coupure ω_c est celle pour laquelle $k_g=0$. Ainsi :

$\omega^2 \varepsilon \mu_0 = \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2$ d'où : $\omega_c = \frac{c}{\varepsilon_r^{1/2}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2}$ alors la fréquence de coupure, donne par la relation :

$$f_c = \frac{c}{2\varepsilon_r^{1/2}} \sqrt{\left(\frac{m}{a} \right)^2 + \left(\frac{n}{b} \right)^2} \quad (1.22)$$

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

La figure I.2 représente les caractéristiques de dispersion des trois premiers modes du guide d'ondes rectangulaire caractérisé par une section transversale de dimensions $a=24.35$ mm et $b=48.7$ mm.

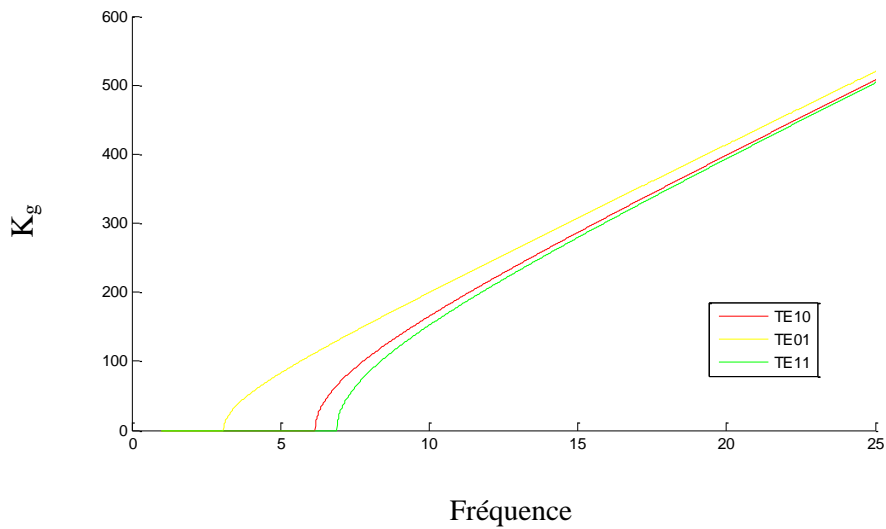


Figure I. 2. les caractéristiques de dispersion des trois premiers modes du guide d'ondes rectangulaire.

I.2. 4. Mode dominant

Le mode TE dominant d'un guide rectangulaire est celui pour lequel la pulsation est la plus faible. La relation de dispersion s'écrit dans ce cas :

$$\omega^2 \varepsilon \mu_0 = k_g^2 + \frac{\pi^2}{a^2}$$

$$\text{Soit : } \omega^2 = \frac{c^2}{\varepsilon_r} \left(k_g^2 + \frac{\pi^2}{a^2} \right)$$

$$\text{Si } a > b, \text{ c'est le mode TE}_{10}. \text{ Dans ce mode } kc = \pi/a, \omega_c = \left(\frac{c}{\varepsilon_r^{1/2}} \right) \left(\frac{\pi}{a} \right).$$

I.2. 5. Coefficient de réflexion et impédance

Dans tout système d'hyperfréquence, il est primordial de s'assurer que le circuit de charge d'utilisation de l'énergie produite par le générateur a bien une impédance adaptée à l'impédance de sortie du générateur.

L'onde électromagnétique dans le guide est en général la superposition d'une onde incidente émise par la source et d'une onde réfléchie issue de la réflexion de l'onde incidente à l'extrémité du guide.

On peut ainsi écrire les champs comme :

$$E_y = H_0 e^{-ikz} + H'_0 e^{ikz} = A(e^{-ikz} + \Gamma(0)e^{ikz}) = A(e^{-ikz} + |\Gamma|e^{i(kz+\theta)}) \quad (I.23)$$

$$H_x = -\frac{A}{z_0} (e^{-ikz} - \Gamma(0)e^{ikz}) \quad (I.24)$$

On définit alors le nombre complexe $\Gamma(0) = |\Gamma|e^{i\theta}$ qui est le coefficient de réflexion en $z = 0$. Plus généralement, le coefficient de réflexion en z s'écrit

$$\Gamma(z) = \frac{\text{champ complexe } E_y(x,y,z) \text{ de l'onde réfléchie}}{\text{champ complexe } E_y(x,y,z) \text{ de l'onde incidente}} = \Gamma(0)e^{2ikz} \quad (I.25)$$

On définit l'impédance caractéristique du guide (unité : ohm) en $z = 0$ comme :

$$Z_0 = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{\omega\mu}{k} \text{ des composantes transversales } E_y \text{ et } H_x \text{ du champ.}$$

I.2. 6. Signification des paramètres S

Pour un dispositif microondes linéaire à n accès, sa matrice $[s]$ traduit n équations reliant les ondes a_i et b_i des différents accès.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & S_{ii} & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \quad (I.26)$$

Chaque terme S_{ij} de la matrice $[S]$ représente une fonction de transfert entre l'entrée a_i et la sortie b_i ($i \neq j$) quand tous les autres accès sont adaptés.

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \quad \forall a_k = 0 \quad k \neq j \quad (1.27)$$

Le terme diagonal S_{ii} (pour i variant de 1 à n) représente le coefficient de réflexion du composant à son accès i , quand tous les autres accès sont adaptés.

$$S_{ii} = \frac{b_i}{a_i} \quad \forall a_k = 0 \quad k \neq i \quad (1.28)$$

I.2. 7. Propriétés générales de la matrice S

La matrice [S] d'un multiport à n accès contient n^2 termes complexes. En faisant usage des propriétés physiques du composant microondes telles que la réciprocité, la symétrie et la conservation d'énergie, plusieurs simplifications sont possibles.

a. Composant réciproque

Les composants réciproques contiennent des matériaux isotropes c'est-à-dire la fonction de transfert liant deux accès distincts est indépendante du sens de passage de l'onde, tel que:

$$S_{ij} = S_{ji} \quad \forall i \neq j \quad (1.29)$$

b. Composant sans pertes

Dans un composant sans pertes (non dissipatif), la somme des puissances entrantes est égale à la somme des puissances sortantes tel que :

$$\sum_{i=1}^n |a_i|^2 = \sum_{i=1}^n |b_i|^2 \quad (1.30)$$

Cette relation s'écrit sous forme matricielle:

$$[S^*]^t[S] = [I] \quad (I.31)$$

Les symboles (t) et (*) indiquent la matrice transposée et conjuguée, [I] est la matrice identité.

c. Composant adapté

Un composant est adapté à son accès i , si aucun signal n'est réfléchi par celui-ci :

$$S_{ii} = \frac{b_i}{a_i} \quad \text{avec } a_i \neq 0 \quad (I.32)$$

Un composant est adapté à tous ses accès lorsque tous les termes diagonaux de sa matrice [S] sont nuls [2].

I. 3. Les guides d'ondes intégrées au substrat

I.3. 1. Historique :

Les techniques de fabrication de circuits intégrés micro-ondes (Monolithic Microwave Integrated Circuit, MMIC et Miniature Hybrid Microwave Integrated Circuit, MHMIC) permettent de produire des circuits à faibles coûts mais à faible facteur de qualité dans le domaine millimétrique. Pour remédier à ces difficultés, les guides d'ondes métalliques sont souvent utilisés.

Le premier guide d'onde fut proposé par Joseph John Thomson en 1893 et vérifié expérimentalement par Oliver Lodge en 1894, Ils présentent de faibles pertes globales, de bons facteurs de qualité et permettent donc de réaliser des composantes sélectives, mais leur fabrication est plus difficile et longue avec un coût de production élevé. Afin de rallier les avantages des technologies planaires classiques et des technologies guides d'ondes sous la même bannière, l'idée des Guides Intégrés au Substrat (GIS ou SIW, Substrate Integrated Waveguide en anglais) vient d'apparaître.

Les premiers guides d'ondes intégrés au substrat ont été rapportés par Shigeki en 1994 et la première référence dans la littérature prend la forme d'une application pour un brevet japonais publié dans une même année. Ainsi un nouveau guide d'onde a vu le jour sous la forme de deux rangées de trous métallisés reliant deux plans métalliques parallèles qui forment un guide d'onde rectangulaire et traversent un substrat diélectrique [3]. La figure I.3 montre ce guide d'onde. Les premiers composants des guides GIS ont réellement vu le jour en 1997. C'est ainsi que Hirokawa et Ando ont utilisé ce nouveau guide d'onde pour réaliser une de leurs antennes avec la technologie GIS (Post wall waveguide in substrat) [4].

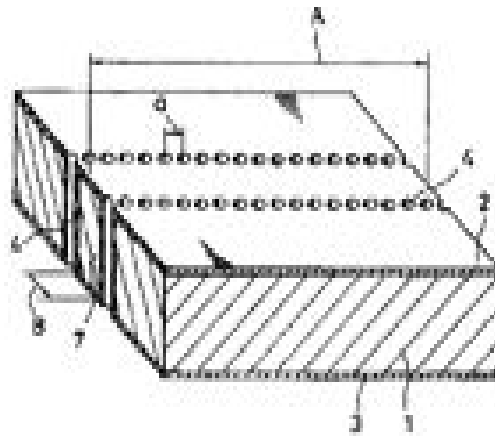


Figure I. 3. Premier guide d'onde dans la littérature.

En 1998, dans un nouvel article, Hirokawa et al ont dévoilé une structure d'alimentation GIS pour une antenne à 40 GHz, et ont en même temps mis en exergue les caractéristiques de transmission de ce guide d'ondes intégré [5].

De 1999 jusqu'à aujourd'hui, de nombreuses publications ont vu le jour. On retrouve dans la littérature des articles portant sur les réalisations des composants passifs GIS comme la transition micro-ruban-GIS [6], la transition coplanaire-GIS [7], [8], la transition guide métallique rectangulaire à GIS [9], les filtres [10], [12], les coupleurs hybrides et classiques [13], [14], les circulateurs [15], les antennes [16] et les circuits à six ports [17] et les circuits actifs en GIS tels que les oscillateurs [18], les amplificateurs [19]-[20] et les mixeurs [21].

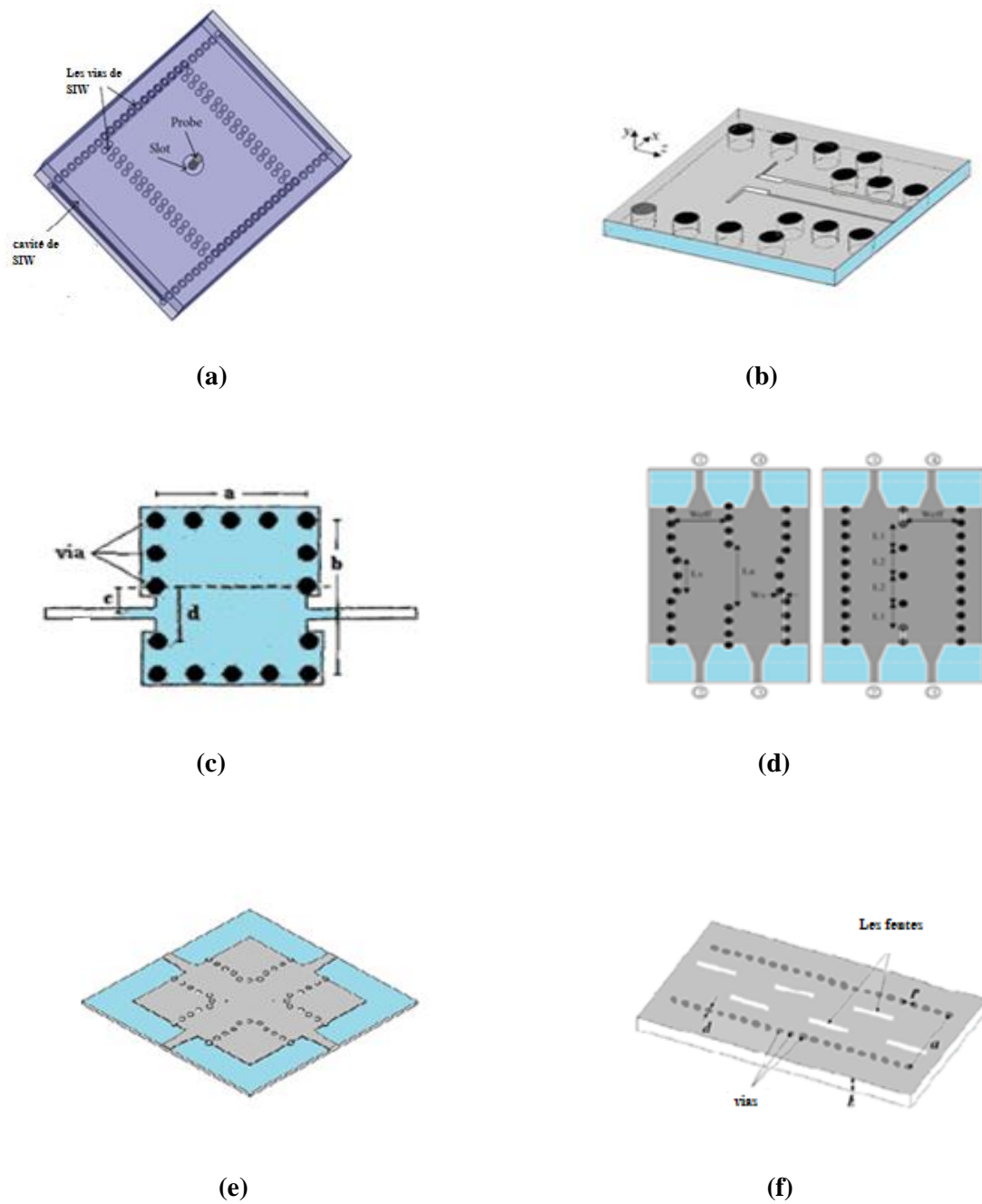


Figure I.4. Différentes structures en GIS dans la littérature. a) résonateur-GIS; b) Transition coplanaire-GIS (CPW-GIS); c) Filtre; d) Coupleur hybride et coupleur classique; e) coupleur en croix; f) Antenne à fentes.

I.2. 8. Structure du GIS

Le GIS est un guide d'onde intégré à un substrat. Partant d'un substrat classique entre deux plans métalliques, deux rangées de trous sont percées et métallisées créant ainsi un contact entre les deux plans métalliques de part et d'autre du substrat figure I.5.

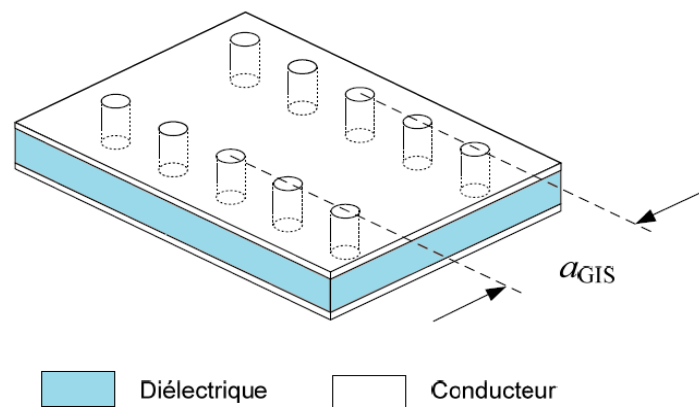


Figure I. 5. guide d'onde intégrée au substrat (GIS).

I.2. 9. Paramètres des guides d'ondes intégrés au substrat

Selon les dimensions des trous de GIS, leurs espacements et la fréquence d'opération, les rangées de trous métallisés peuvent se comporter comme des murs métalliques ou des murs d'impédance que les ondes électromagnétiques peuvent traverser plus ou moins difficilement pour ce la le choix des dimensions du GIS doit être judicieux pour obtenir un système performant, après les études, il a été démontré que le GIS a les mêmes caractéristiques que les guides d'ondes rectangulaires classiques. La figure I.6 montre les principaux paramètres du GIS.

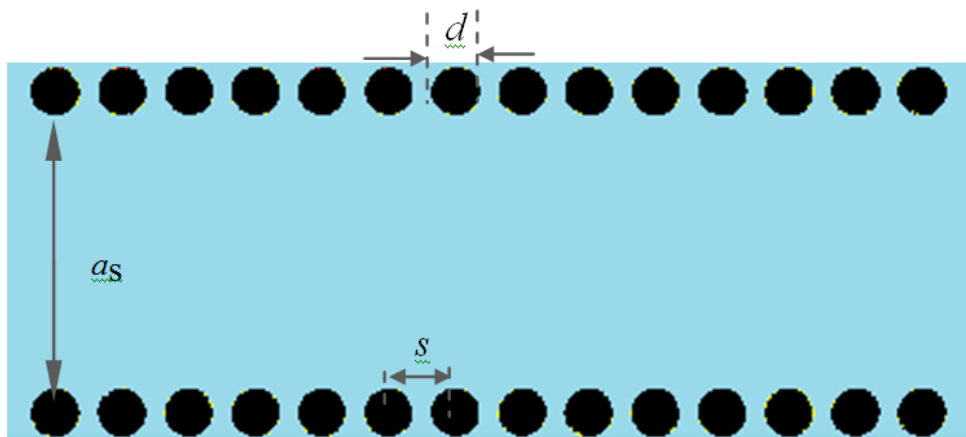


Figure I. 6. les paramètres du GIS.

Le paramètre le plus important c'est la distance entre les trous dans la même rangée en définie par « s », les trous métalliques doivent donc être le plus rapprochés possibles pour tendre vers un guide rectangulaire. Cependant, le circuit devient alors très vulnérable aux bris mécaniques lorsque ces cylindres sont trop près les uns des autres. Si, à l'inverse, ils sont trop éloignés, les pertes par radiation peuvent rapidement devenir trop élevées

D'après Deslandes [16], si $s = 2 \times d$, les pertes par radiation sont alors négligeables par rapport aux autres pertes. De plus, nous devons toujours avoir $s > d$, sinon les cylindres se chevauchent.

Dans notre cas, deux conditions sont nécessaires pour construire le guide GIS [23]:

$$d \leq \frac{\lambda_g}{5} \quad (I.33)$$

$$s \leq 2d \quad (I.34)$$

Où : λ_g (la longueur d'onde guidée) est [24]:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \varepsilon r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a_s}\right)^2}} \quad (\text{I.35})$$

Un autre paramètre important est la distance entre les deux rangées de cylindres, ce qui définit la largeur du guide. Cette distance est représentée par le paramètre a_s .

Les équations empiriques entre la largeur équivalente du guide rectangulaire et celle du GIS, ont été extraites en donnant les mêmes caractéristiques pour le mode fondamental se propageant dans le GIS et en ayant la même hauteur et le même type de substrat diélectrique. Cette équation est décrite comme suit [25]:

$$a_{GIS} = a_{RWG} + \frac{d^2}{0.95s} \quad (\text{I.36})$$

Où : a_{GIS} et a_{RWG} sont respectivement les largeurs du GIS et de son équivalent du guide rectangulaire classique, d représente le diamètre des trous métallisés et s l'espacement (pitch) entre ces derniers (Voir Figure I.7).

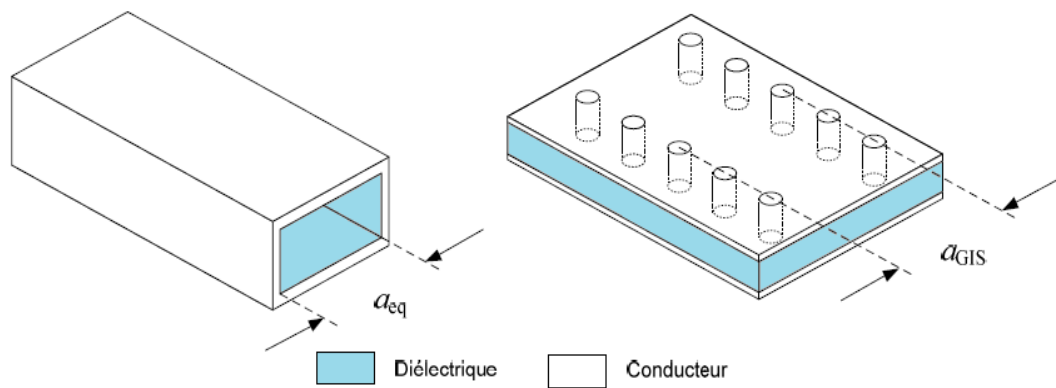


Figure I. 7. Guides équivalents avec indication de largeur équivalente.

Dans un guide d'ondes rectangulaire conventionnel, la largeur du guide est calculée à partir de la fréquence de coupure désirée [26].

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

Avec :

C : la vitesse de la lumière.

m, n : les nombres des modes.

a, b : les dimensions de guide d'onde

Pour le mode TE_{10} :

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (I.38)$$

Pour le guide RWG avec la même fréquence de coupure, la dimension a_{RWG} est donnée par l'équation (I.42)

$$a_{RWG} = \frac{a}{\sqrt{\epsilon}} \quad (I.39)$$

I.3. 2. Caractéristiques modales

Dans un guide d'onde rectangulaire RWG deux types de modes sont supportés TM_{mn} et TE_{mn} [27]. Les courants électriques sont sans contraintes vu que les surfaces du guide GOR sont métalliques pour la propagation des Modes TM_{mn} et TE_{mn} . Mais dans un GIS, étant donné que le milieu entre les trous métallisés d'une même rangée est un diélectrique et donc non conducteur, les rangées des trous du GIS ne peuvent pas supporter des courants

électriques dans le sens de propagation (en z) sur toute la longueur du guide, Par conséquent, seuls les modes TE_{m0} se propagent dans le GIS [27].

D'après les équations de Maxwell dans un guide d'onde standard, nous obtenons pour les champs électriques et magnétiques (E et H, respectivement):

$$E_x = \left(i \frac{\omega \mu n \pi}{k_c^2 b} \right) A_{mn} \cos \left(\frac{m \pi x}{a} \right) \sin \left(\frac{n \pi y}{b} \right) e^{-i k_g z} \quad (1.40)$$

$$E_y = - \left(i \frac{\omega \mu m \pi}{k_c^2 a} \right) A_{mn} \sin \left(\frac{m \pi x}{a} \right) \cos \left(\frac{n \pi y}{b} \right) e^{-i k_g z} \quad (1.41)$$

$$H_x = \left(i \frac{k_g m \pi}{k_c^2 a} \right) A_{mn} \sin \left(\frac{m \pi x}{a} \right) \cos \left(\frac{n \pi y}{b} \right) e^{-i k_g z} \quad (1.42)$$

$$H_y = \left(i \frac{k_g n \pi}{k_c^2 a} \right) A_{mn} \cos \left(\frac{m \pi x}{a} \right) \sin \left(\frac{n \pi y}{b} \right) e^{-i k_g z} \quad (1.43)$$

Avec:

A_{mn} : l'amplitude du mode TE_{mn}

a : la largeur du guide

b : l'épaisseur du guide

k_c : le nombre d'onde de coupure

ω : la vitesse angulaire

k_g : la constante de propagation

μ : la perméabilité magnétique du vide.

I.2. 10. Transition des lignes micro-rubans aux guides d'ondes intégrés au substrat

Une fois le GIS est conçu, on doit le tester. Il faut donc obligatoirement avoir une transition vers une ligne de transmission qui est reliée à un analyseur de réseau dans la pratique. La ligne microruban est une des lignes de transmission les plus utilisées dans la conception de systèmes micro-ondes. Une transition du GIS vers une ligne micro-ruban a été proposée par Deslandes [28]. La topologie de la structure est donnée à la figure I.8.

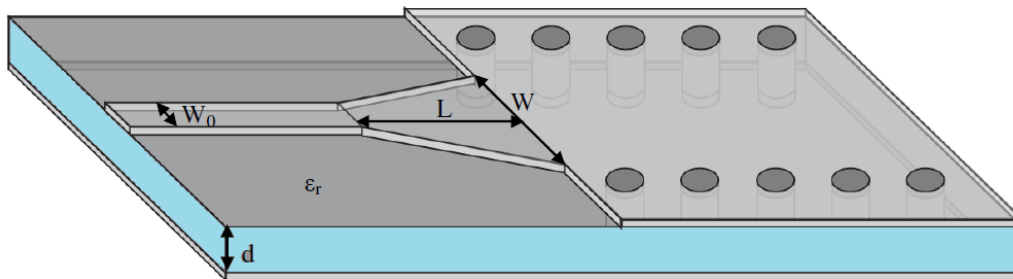


Figure I. 8. Transition d'un GIS vers un microruban avec ses paramètres.

Cette transition contient trois principaux paramètres, soit la largeur initiale W_0 , la largeur finale W ainsi que la longueur L de la ligne profilée. La largeur initiale de la ligne microruban W_0 doit être calculée pour obtenir l'impédance caractéristique désirée. Cette largeur est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de 50 ohms et la largeur finale W est calculé pour une impédance définit par la relation suivante :

$$Z_{pi} = Z_{TE} \frac{\pi^2 b}{8a_s} \quad (I.44)$$

Pour calculer l'impédance de guide, il est également nécessaire de calculer l'impédance d'onde de mode TE, qui est donnée par [29]:

$$Z_{TE} = j\omega \frac{\mu}{\gamma} = \omega \frac{\mu'}{\beta} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \times \frac{\lambda g}{\lambda} \quad (\text{I.45})$$

I. 4. Les antennes à ondes de fuites

I.4. 1. Historique

La première antenne à onde de fuite (AOF) date de 1940 et fut conçue par Hansen [30]. Elle se compose d'un guide d'onde rectangulaire avec une fente continue coupée le long de son côté selon la figure I.9. Cette antenne restera très peu utilisée jusqu'aux années 50 à cause de sa faible directivité.

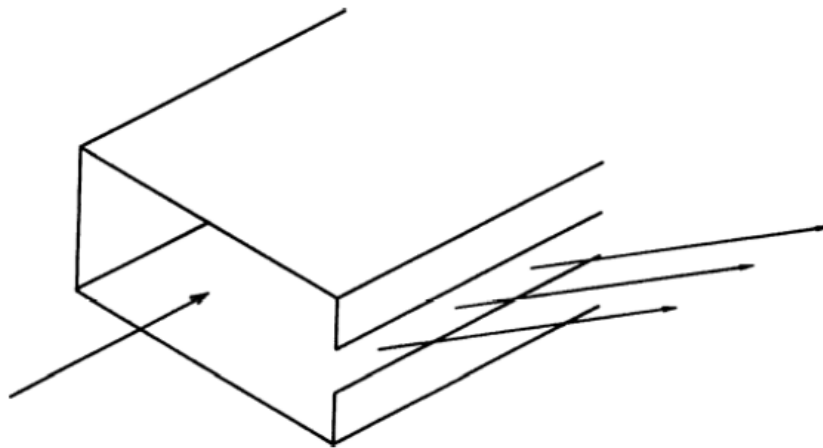


Figure I. 9. Guide d'onde rectangulaire avec une fente de son côté.

Avec le succès des antennes à ouvertures comme les cornets, les AOF resteront peu étudiées et peu utilisées. Il faudra attendre la fin des années 50 pour voir les premières

avancées dans le domaine. Cependant, dans les années 1950 des différents types d'antennes à onde de fuite ont été introduits, et les méthodes ont été développées pour leur analyse.

En 1957, Hines propose de résoudre le problème de la faible directivité des AOF en remplaçant l'ouverture par une série de trous périodiques faiblement espacés [31]. Cette configuration permettant d'obtenir des coefficients de fuite plus faibles et donc des faisceaux étroits, voir la figure I.10.

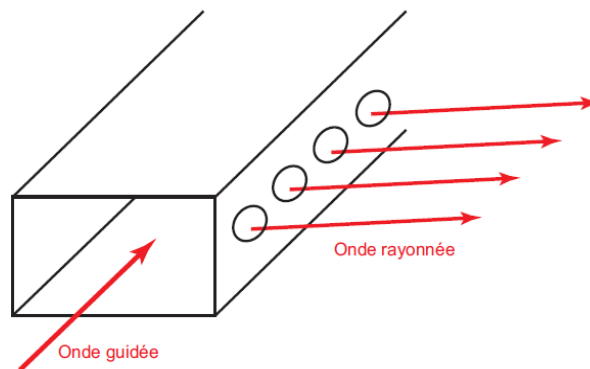


Figure I. 10. Un guide d'onde rectangulaire muni d'une ouverture périodique sur un des bords.

À la fin des années 50, des autres nouvelles structures ont été introduites par Rotman et ses collègues. L'un d'eux était le "sandwich line antenna" [32], qui était conceptuellement le premier exemple d'une antenne à onde de fuite à une dimension périodique one-dimensional periodic leaky-wave antenna, mais il n'était pas pratique. Une autre approche de base reconnue par Rotman, il prenait une structure de guide ouverte qui ne rayonne pas en raison de sa symétrie inhérente. Ainsi, l'adjonction d'une asymétrie dans la structure a pour conséquence de permettre la propagation d'un mode de fuite. La théorie de cette antenne, simple et performante, sera développée par Oliner [33].

Beaucoup plus tard, une étude de tableaux unidimensionnels de 1D antennes à ondes de fuite a été réalisée par Oliner et ses collègues, principalement Lampariello, Shigezawa, et Peng, à partir des années 1980, et ces travaux sont résumés dans un rapport complet [34].

La conception de l'antenne à onde de fuite à deux dimensions AOF 2D a été développée par Von Trentini [35] en 1950, il utilisa des écrans partiellement réfléchissant (EPR) disposés périodiquement pour obtenir un rayonnement broadside [35], Cette nouvelle structure a permis l'obtention des faisceaux directifs quand un simple guide d'ondes a été utilisé comme source d'alimentation.

Des recherches sur l'antenne à onde de fuite 2D uniforme constitué d'une couche diélectrique de supérieure sur une couche de substrat ont été menées par Alexopoulos et Jackson dans les années 1980 [36,37], bien que cette structure n' a pas été également reconnue comme une antenne à onde de fuite. L'analyse de ce type de structure comme une antenne à onde de fuite a été faite par Jackson et Oliner à la fin des années 1980 et au début des années 1990 [38,39]. Plus tard, les AOF 2D utilisant des écrans périodiques partiellement réfléchissants (comme dans l'antenne originale de von Trentini) ont été examinées plus en détail par Feresidis et Vardaxoglou [39] utilisant partiellement écrans réfléchissants quasi-uniforme constitués de divers éléments tels que les dipôles métalliques et plaques rectangulaires, patchs circulaires, boucles circulaires, boucles carrés, dipôles croisés, et leurs compléments. Une étude sur les caractéristiques de rayonnement d'AOF 2D quasi-uniformes utilisant des dipôles métalliques ou des fentes a également été discutée en détail dans les références [41] et [42].

Depuis les années 2000 jusqu'à aujourd'hui, plusieurs articles sur les antennes a onde de fuite a été publiée. Dans cette thèse on s'intéresse aux antennes à onde de fuite basée sur les guides d'onde intégrée au substrat.

I.4. 2. Définition

Les antennes a onde de fuite sont des structures guidées utilisant la propagation d'une onde de fuite (OF) comme mécanisme de radiation, A cause de la fuite, l'AOF possède nombre d'onde de propagation complexe, avec une constante de phase β et une constante de fuite α ; α est grande ou petite selon que la fuite par unité de longueur est grande ou petite. Un grand α implique que le taux de fuite large donne une ouverture efficace courte, si bien que le faisceau de rayonnement a une grande largeur de faisceau Inversement, une faible valeur de α donne une longueur d'ouverture efficace et un faisceau étroit, à condition que l'ouverture physique soit suffisamment longue.

I.4. 3. Principe de fonctionnement

Pour illustrer le mécanisme de base de rayonnement des AOF, prenons l'exemple d'une ouverture de longueur infinie (figure I.11). Supposons que cette ouverture supporte une OF possédant un champ électrique $E_y(x, z)$ en $x=0$ ayant la forme suivante :

$$E_y(x = 0, z) = Ae^{-jk_z z} \quad (\text{I.46})$$

Avec :

k_z : le nombre d'onde complexe de fuite donné par $k_z = \beta - j\alpha$.

β : La constante de phase.

α : La constante d'atténuation.

Dans l'AOF la constante atténuation correspond à une perte en raison de la puissance de fuite de la structure que l'onde se propage, elle contient à la fois les pertes inhérentes à l'antenne (dans le cas d'une structure à perte) et les pertes par rayonnement.

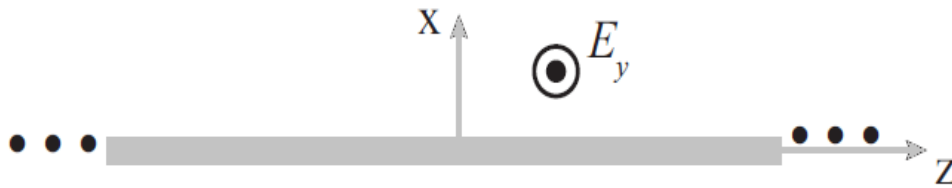


Figure I. 11. Ouverture supportant une onde de fuite avec un champ E_y .

Le champ électrique pour ($x > 0$) est donné par :

$$E_y(x, z) = A e^{-jk_z z} e^{-jk_x x} \quad (\text{I.47})$$

Où le nombre d'onde vertical est :

$$k_x = \sqrt{k_0^2 - k_z^2} \quad (\text{I.48})$$

Avec :

k_0 : le nombre d'onde en espace libre.

Pour expliquer le principe d'onde rapide et d'onde lente, supposons que $\alpha z \ll \beta z$ (Dans la pratique cette hypothèse est souvent vraie). Dans ce cas, l'équation (I.51) devient :

$$k_x = \sqrt{k_0^2 - \beta_z^2} \quad (\text{I.49})$$

Lorsque $|\beta_z|$ est supérieur à k_0 , nous remarquons que k_x est imaginaire, Il y a donc une décroissance exponentielle de l'onde suivant l'axe x , alors l'onde est dite lente et sa vitesse de phase est inférieure à la vitesse de la lumière.

Lorsque $|\beta_z|$ est inférieur à k_0 , la constante de propagation k_x est réelle, Il y a une propagation d'une onde suivant l'axe x . alors l'onde est dite rapide et sa vitesse de phase est supérieure à la vitesse de la lumière.

Supposons maintenant que le champ présent au dessus de l'antenne est de la forme donnée par l'équation (I.50) avec une constante de propagation k_x complexe égale à

$$k_x = \beta_x - j\alpha_x \quad (I.50)$$

L'équation (I.42) devient alors

$$\beta_x - j\alpha_x = \sqrt{k_0^2 - (\beta_z - j\alpha_z)^2} \quad (I.51)$$

Nous exprimons l'égalité des parties imaginaires et obtenons la relation suivante :

$$-\beta_x\alpha_x = \beta_z\alpha_z \quad (I.52)$$

Si nous supposons que l'onde est une onde avant avec $\beta_z > 0$ et $\alpha_z > 0$, à partir de l'équation. (I.55) en résulte que $\alpha_x < 0$. Cela signifie que l'onde au dessus de l'ouverture augmente exponentiellement, toute onde avant qui se désintègre dans le sens longitudinal (z) en raison de la perte de fuite doit augmenter de façon exponentielle au dessus de l'ouverture de l'antenne [43] et [44]. L'onde de fuite est souvent décrite comme étant «mauvaise» ou «non spectrale»

La figure I.12 montre les rayons qui indiquent la direction du flux de puissance au dessus de l'antenne, pour un champ d'onde plane non homogène.

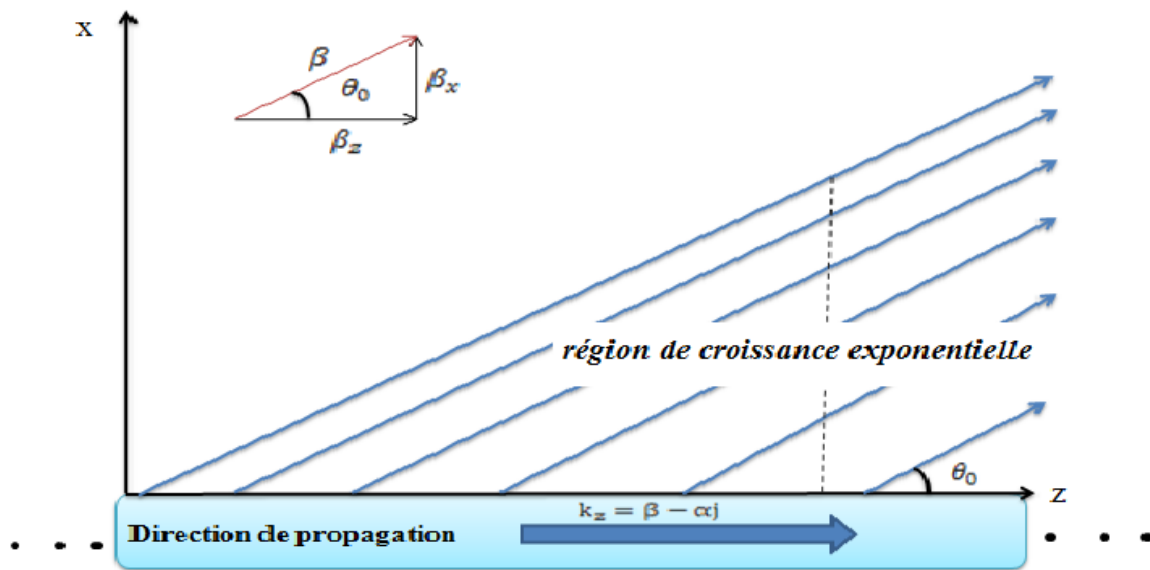


Figure I. 12. Schéma géométrique du rayonnement d'une AOF infinie supportant une onde avant.

La direction de propagation de la puissance de l'onde rayonnée est directement liée au vecteur de phase $\vec{\beta}$

$$\vec{\beta} = \beta_x \vec{x} + \beta_z \vec{z} = \text{Re}(\vec{k}) = \text{Re}(k_x \vec{x} + k_z \vec{z}) \quad (\text{I.53})$$

L'angle de rayonnement principal θ_0 peut être alors exprimé à l'aide de l'équation suivante :

$$\tan(\theta_0) = \frac{\beta_x}{\beta_z} \quad (\text{I.54})$$

Si la constante d'atténuation α est petite, l'angle θ_0 est donnée par :

$$\cos \theta_0 = \frac{\beta_z}{k_0} \quad (\text{I.55})$$

L'équation (I.55) est très utilisé pour déterminer l'angle de faisceau des antennes à onde de fuite, La séparation entre les traits dans la Figure I.12 indique l'intensité du champ (plus les traits sont proches plus l'intensité du champ est forte). Si un observateur se déplace sur l'axe x en s'éloignant de l'antenne, il verra une intensité de champs de plus en plus importante. Ce schéma simple permet d'expliquer la conclusion de l'équation I.52

La Figure I.13 représente le cas où l'onde de fuite est une «onde arrière," ce qui signifie que les vitesses de phase et de groupe sont dans des directions opposées. On suppose ici que la vitesse de groupe est dans la direction z positif, tandis que la vitesse de phase est dans la direction z négative, et donc $\beta < 0$. Suivant l'équation I.52, nous avons à présent $\alpha_x > 0$. Par le même raisonnement que précédemment, ce résultat est expliqué par une interprétation géométrique. Le mode est alors dit propre.

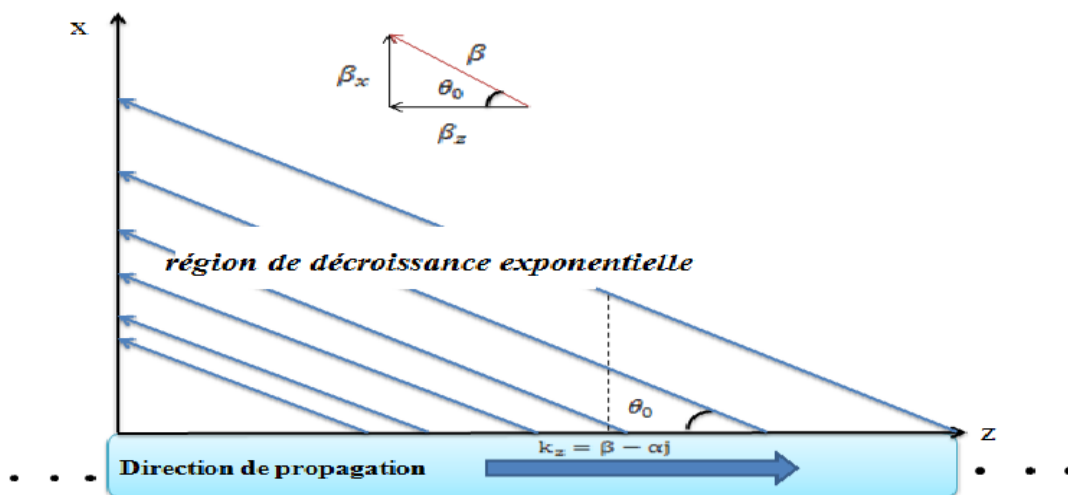


Figure I. 13. Schéma géométrique du rayonnement d'une AOF infinie supportant une onde arrière.

Par conséquent, pour le comportement de champ d'une onde de fuite, la conclusion est que l'onde est mauvaise si l'onde est une onde avant, et bonne si l'onde est une onde arrière.

Une antenne à onde de fuite uniforme généralement ne supporte que le type d'onde avant, tandis qu'une antenne à onde de fuite périodique peut supporter les deux types.

Par exemple, considérons une antenne à onde de fuite périodique supporte un mode qui est de transport la puissance dans le sens positif de Z , et d'assumer que le rayonnement se produit à partir de la espace harmonique $n = -1$. Si cet espace harmonique est rayonnant dans le backward ($z < 0$), le domaine de l'espace harmonique sera bon. Si la fréquence est augmentée de sorte que le faisceau balaye maintenant dans le forward ($z > 0$), le champ de cet espace harmonique devient impropre.

Jusqu'à présent, nous avons étudié le comportement d'une ouverture de longueur infinie. En pratique, ce n'est jamais le cas. Intéressons-nous maintenant à la même ouverture excitée par une source située en $z = 0$ telle que :

$$E_y(0, z) = Ae^{-jk_z|z|} \quad (I.56)$$

Dans ce cas, l'onde décroît exponentiellement dans les deux sens, $z = \pm \infty$ (Figure I.14). En supposant que l'onde est une onde vers l'avant.

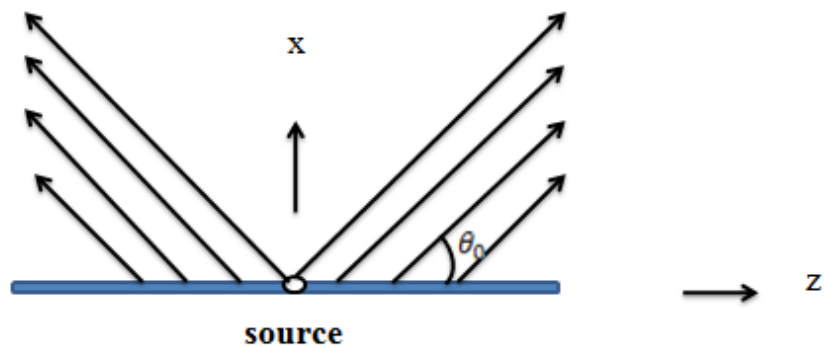


Figure I. 14. Schéma géométrique du rayonnement d'une antenne AOF finie.

L'image est symétrique par rapport à l'axe vertical x , donc pour la simplicité de la discussion qui suit se limite à la région $z > 0$. Note qu'il existe maintenant une fuite "brouillard" à l'angle $\theta = \theta_0$ à partir de l'axe z . Dans une région en forme de coin défini par $\theta < \theta_0$ le domaine est similaire à celle de l'onde de fuite infinie représentée sur la figure I.12. Dans la région de l'ombre définie par $\theta_0 < \theta < \pi/2$ le champ est très faible. Le modèle de rayons simples prédit comme un observateur se déplace verticalement loin de l'ouverture de l'AOF, il verra l'intensité du champ augmenter exponentiellement avant de décroître très rapidement à partir d'une frontière "brouillard" (figure I.15).

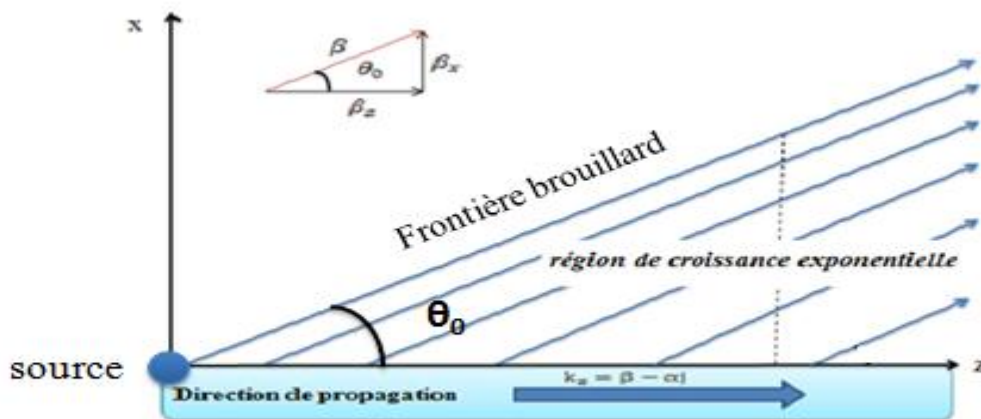


Figure I. 15. Schéma géométrique du rayonnement d'une AOF finie alimentée en $z = 0$.

Nous pouvons noter que dans le cas d'une antenne finie, le champ n'augmentera pas indéfiniment au dessus de l'antenne.

Le champ rayonné par cette ouverture peut être calculé grâce à la méthode de la transformée de Fourier. Elle permet de trouver le champ suivant les axes x et z en effectuant la transformée de Fourier du champ $\widetilde{E}_y(0, k'_z)$ définie par

$$\widetilde{E}_y(0, k'_z) = TF[E_y(0, z)]$$

$$\begin{aligned}\widetilde{E}_y(0, k'_z) &= \int_{-\infty}^{+\infty} A e^{-jk_z|z|} e^{jk'_z z} dz \\ \widetilde{E}_y(0, k'_z) &= \frac{2jAk_z}{k_z'^2 - k_z^2}\end{aligned}\quad (I.57)$$

Le champ $E_y(x, z)$ peut alors être déduit de la transformée de fourier 2D de l'équation (I.60).

$$E_y(x, z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \widetilde{E}_y(0, k'_z) e^{-jk'_x x} e^{-jk'_z z} dk'_x dk'_z$$

Le nombre d'onde vertical est donnée par

$$k'_x = \sqrt{k_0'^2 - k_z'^2}$$

Le nombre d'onde verticale est choisi comme un nombre réel positif ou un nombre imaginaire négatif, afin de satisfaire la condition de rayonnement à l'infini.

I.4.4. Les types d'antennes à onde de fuite

Les antennes à ondes de fuites peuvent être divisées en différentes catégories selon la géométrie et le principe de fonctionnement. La première distinction qui peut être faite entre une antenne à onde de fuite unidimensionnelle (1D) et une antenne à onde de fuite à deux dimensions (2D). Un autre classement est de savoir si la structure est uniforme, ou périodique ces différent types sont semblable en principe, mais leurs propriétés de performance diffèrent de plusieurs façons et elles sont confrontées des problèmes dans leur conception.

1.4.4.1. Les antennes 1-D

L'antenne à onde de fuite 1D est celle où la structure de guidage est essentiellement unidimensionnelle, c'est-à-dire, la structure supporte une onde se propageant dans une direction fixe. Cette catégorie est ensuite découpée en trois grandes familles : les antennes uniformes, les antennes périodiques et enfin les antennes quasi-uniformes [45].

a) Antenne uniforme

Les AOF uniforme sont des structures invariantes (constante) sur la longueur de la structure de guidage, et sont caractérisé par une constante de propagation β positive a toutes les fréquences, dans ce type de structure le seul mode onde rapide (faste wave) qui peut se propager et celui apparaissant à la fréquence limite inférieure de la zone de rayonnement, les modes apparaissant aux fréquences inférieures à cette fréquence limite sont guidé dans la structure et ne créent pas de rayonnement.

la direction de faisceaux d'antenne a onde de fuite uniforme est varier entre 0° transverse (broadside) et 90° longitudinale (end fire) (Figure I.16) Il est cependant difficile d'obtenir un rayonnement transverse (broadside) car cet angle correspond à la fréquence de coupure. Ceci est le principal inconvénient de cette antenne. Une façon de le contourner est d'alimenter le guide à chaque extrémité à une fréquence très légèrement supérieure à la fréquence de coupure. Il en résulte alors deux rayonnements proches de la direction transverse (broadside). Si les deux lobes sont suffisamment proches, il en résultera un rayonnement équivalent à broadside mais moins directif (puisque composé de la somme des deux lobes).et Il en peut pas possible d'utiliser l'AOF uniforme trop proche de l'angle endfire car la fréquence élevée nécessaire induit la propagation de modes d'ordre supérieur dans le guide.

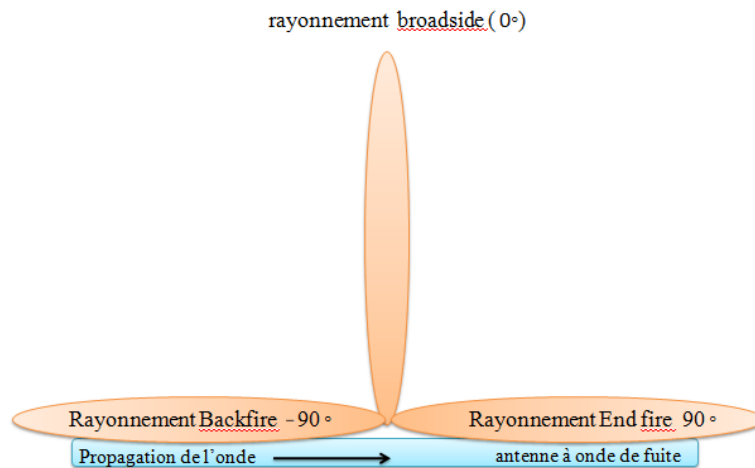


Figure I. 16. Convention de rayonnement des antennes : "Backfire", rayonnement arrière : -90° , "Broadside", rayonnement perpendiculaire : 0° , "Endfire", rayonnement avant : $+90^\circ$

Un exemple d'une antenne à onde de fuite uniforme est un guide d'onde rectangulaire avec une fente longitudinale (Figure I.17). Cette simple structure illustre les propriétés de base commune à tous AOF uniforme.

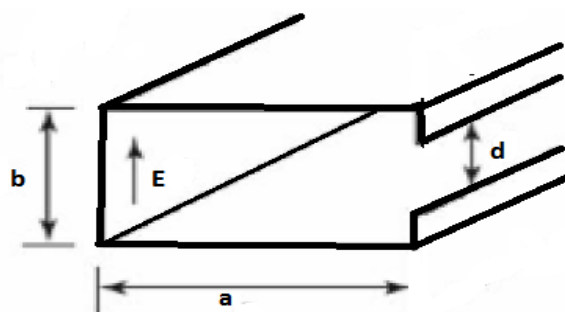


Figure I. 17. antenne à onde de fuite uniforme.

Si la fente est étroite et qu'un plan de masse infini est utilisé autour de l'ouverture, la structure est équivalente à une ligne de courant se propageant suivant l'axe z de la forme :

$$K(z) = Ae^{-jk_z z} \quad (I.58)$$

Avec: $k_z = \beta - j\alpha$, et le mode fondamentale TE_{10} de guide d'onde est une onde rapide, avec $\beta = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}$ inférieure à k_0 . Comme mentionné, le rayonnement provoque le nombre d'onde k_z du mode de propagation à l'intérieur de la structure de guide d'ondes ouvert à devenir complexe.

En champ lointain, le champ électrique est polarisé suivant ϕ , Cette composante peut être exprimée à l'aide de la transformée de Fourier, $\tilde{K}(k_z)$, de la fente [20] :

$$E_\phi = -jk_0 \sin(\theta) \Psi(r) \tilde{K}(k_0 \cos(\theta)) \quad (I.59)$$

Où :

$$\Psi(r) = \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r}$$

En introduisant la transformée de l'équation (I.61) dans (I.62), nous obtenons alors :

$$E_\phi = A \Psi(r) \tilde{K}(k_0) \frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta) - \frac{k_z}{k_0}} \quad (I.60)$$

En exprimant k_z en fonction de α et β , le module du champ est :

$$|E_\phi| = |A \Psi(r)| \tilde{K}(k_0) \left[\frac{\sin(\theta)}{\left(\cos(\theta) - \frac{\beta}{k_0}\right)^2 - \left(\frac{\alpha}{k_0}\right)^2} \right]^2 \quad (I.61)$$

La direction du faisceau d'AOF uniforme est contrôlé par β et donnée par la relation suivante :

$$\sin \theta_m \approx \frac{\beta}{k_0} \quad (I.62)$$

Où : β constante phase et k_0 le nombre d'onde en espace libre.

Les résultats de distribution d'ouverture de l'AOF 1D dans un "fan beam" ayant un faisceau étroit dans le plan XZ (plan H), et un faisceau large dans le plan XY. Contrairement à la structure à ondes lentes, un faisceau très étroit peut être créé à tous les angles avec une petite valeur de α .

La largeur du faisceau de l'AOF 1D est donnée par la formule suivante :

$$\Delta\theta = \frac{1}{(l\lambda_0) \cos \theta_m} \quad (I.63)$$

Une bonne approximation de la largeur du faisceau, Pour 90% de la puissance rayonnée, est :

$$\frac{l}{\lambda_0} \cong \frac{0,18}{\frac{\alpha}{k_0}} \quad (I.64)$$

$$\Delta\theta \cong \frac{\alpha}{k_0} \quad (I.65)$$

Alors la constante d'atténuation α contrôle la largeur du faisceau, pour obtenir un faisceau très directive il faut avoir une faible valeur de α

Si l'antenne a une constante d'atténuation sur toute sa longueur $\alpha_z(z) = \alpha_z$ on peut écrire :

$$P(z) = P(0) \quad (I.66)$$

Il est possible d'exprimer l'efficacité d'antenne par la relation suivante :

$$\eta_{rad} = \frac{P(0)-P(L)}{P(0)} = 1 - \frac{P(L)}{P(0)} = 1 - e^{-2\alpha_z L} \quad (I.67)$$

b) Les antennes périodiques

En général l'AOF périodiques sont assez similaires aux antennes uniformes. Les seules différences concernent la façon de produire le rayonnement et et l'intervalle de balayage du rayonnement.

Dans les antennes à ondes de fuite périodique, une partie de la modulation périodique de la structure de guidage est introduit, et il est cette périodicité qui produit la fuite. La modulation périodique est uniforme sur la longueur de la structure, Un exemple d'une AOF périodique est un guide d'onde rectangulaire diélectrique sur lequel un réseau de bandes métalliques est placé périodiquement (Figure I.18) Cette antenne présentée pour la première fois par R.C. Honey [46]

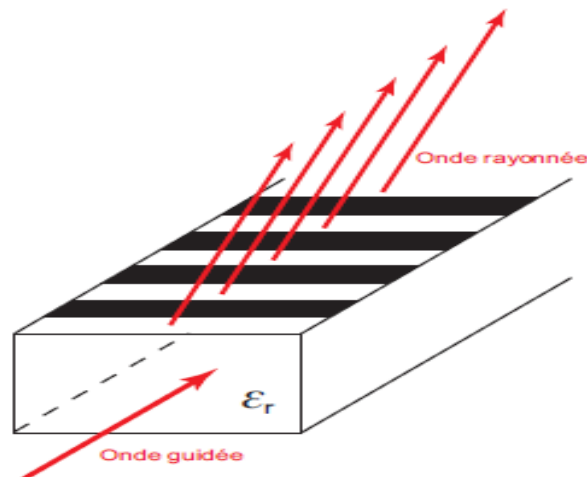


Figure I. 18. Antenne à onde de fuite périodique.

Une différence importante entre les AOFs uniformes et périodique est le mode dominant; dans le premier type est une onde rapide (faste wave) qui rayonne à chaque fois que la structure est ouverte, D'autre part, le mode dominant sur une AOF périodique est une onde lente qui est donc parfaitement guidé (ne rayonne pas). L'ajout des plaques métalliques de façon périodique produit une infinité d'harmoniques spatiaux, dont certains peut être rapide tandis que le reste sont lents; les harmoniques spatiaux rapides rayonnent.

Pour expliquer l'origine de la fuite et de comprendre le comportement de balayage en fonction de la fréquence, nous invoquer la notion d'harmoniques spatiaux. Supposons que nous prenons d'abord un guide d'onde diélectrique uniforme, et ensuite nous placer un réseau de bandes métalliques périodiquement le long de sa longueur (Figure I.18). Avant que les

bandes métalliques sont ajoutés, on choisit les dimensions de guide et la fréquence de sorte que seul le mode dominant est supérieure à la fréquence de coupure; En outre, $\beta > K_0$ pour ce mode, donc il est purement lié. Lorsque le réseau périodique de bandes est ajouté, la périodicité introduit une infinité d'harmoniques spatiaux, chacun caractérisé par la constant de phase β_n et liés les uns aux autres par :

$$\beta_n d = \beta_0 d + 2n\pi \quad (I.68)$$

Où d est la période et β_0 l'harmonique spatiale fondamentale : le β original de mode dominante de guide d'ondes diélectrique uniforme, mais quelque peu différente a cause de l'addition de réseaux de bandes.

A partir de l'équation (I.68), β_n peut prendre plusieurs valeurs différentes, de sorte que ces harmoniques spatiales peuvent être avant ou arrière, et lent ou rapide. Puisque la structure est ouverte, une harmonique de l'espace qui est rapide va rayonner. Pour le dire d'une autre manière, puisque les harmoniques spatiaux sont tous liés ensemble, et chacun d'eux constituent ensemble le mode dominant de la structure chargée, le mode de fuite devient si une ou plusieurs harmoniques de l'espace devient rapide.

Nous rappelons que pour une harmonique de l'espace doit être rapide, nous avons besoin de $\beta_n / k_0 < 1$; nous savons aussi que $\beta_0 / k_0 > 1$. Si nous réécrivons Eq. (I.68) sous la forme :

$$\frac{\beta_n}{k_0} = \frac{\beta_0}{k_0} + \frac{2n\pi}{k_0 d} = \frac{\beta_0}{k_0} + \frac{n\lambda_0}{d} \quad (I.69)$$

D'après l'équation (I.69) $|\beta_n / K_0|$ peut facilement être inférieure à 1 ; si n est négatif et λ_0 / d est choisi de manière appropriée.

Pour une antenne pratique, nous voulons un faisceau de rayonnement unique, donc nous avons choisi $n = -1$.

Les caractéristiques principales de l'AOF périodique sont données par un ensemble de relations très simples. Toutes les considérations présentées les AOFs uniformes sont appliquées aux AOFs périodiques avec un simple changement.

La différence principale se rapporte au fait que le rayonnement des AOF périodiques est due à l'harmonique $n = -1$, donc β doit être remplacé par β_{-1} Dans Eq I.55, pour obtenir

$$\sin \theta_m \approx \frac{\beta_{-1}}{k_0}$$

Avec :

$$\beta_{-1} = \beta_0 - 2\pi/d$$

Alors :

$$\sin \theta_m = \frac{\beta_0}{k_0} - \frac{2\pi}{k_0 d} = \frac{\lambda_0}{\lambda_{g0}} - \frac{\lambda_0}{d} \quad (I.70)$$

c) Les antennes quasi-uniformes

Ce type d'antenne est similaire à l'AOF uniforme, à l'exception que une structure périodique est utilisée dans la géométrie de la structure de guide d'ondes .la figure I.10 est un exemple d'une antenne quasi-uniforme dans [7]. Bien qu'il y aurait toujours un ensemble infini d'harmoniques spatiaux, la période doit être choisi suffisamment petit pour que seul le espace harmonique fondamental ($n = 0$) correspondant au mode fondamentale de guide d'onde .

1.4.4.2. Les antennes AOF 2-D

Les AOF 2-D sont des antennes dont la structure guidant à deux dimensions. L'onde de fuite qui en émerge est une onde cylindrique. Elles permettent d'obtenir assez facilement des faisceaux très directifs à l'aide d'une source comme un dipôle. La première antenne de ce type fut crée par von Trenteni en 1956 [46] mais ce n'est que beaucoup plus récemment. Ce type d'antenne est capable de produire un faisceau de crayon au broadside, ou un faisceau conique avec l'axe du cône perpendiculaire au plan de l'ouverture, comme illustré sur la figure I.19.

Pour la plupart des AOF 2D la structure de guidage est uniforme ou quasi uniforme, et le mode de propagation est une onde rapide.

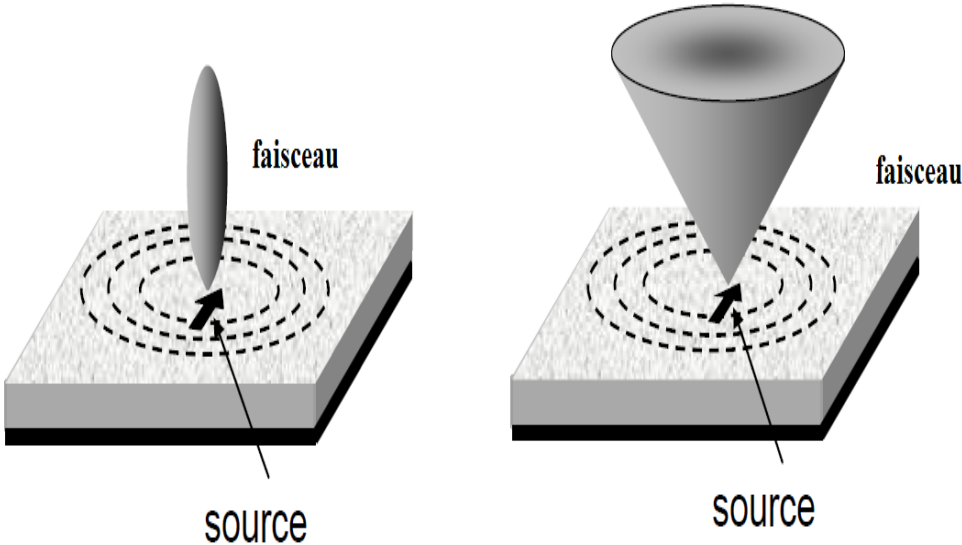


Figure I. 19. rayonnement de AOF 2D.

I. 5. Conclusion :

Dans la première partie de ce chapitre nous avons présenté la propagation des ondes électromagnétiques dans un guide d'onde rectangulaire et par la suite nous présentons les paramètres et la conception des guides d'onde intégrés au substrat et on peut conclure que la technologie GIS est une candidate potentielle pour concurrencer d'autres technologies selon les critères d'intégration beaucoup plus facile ainsi que son facteur de qualité plus important.

Dans la deuxième partie de ce chapitre nous avons exposé, l'historique, le principe de fonctionnement et les différents types d'antennes à onde de fuite à une dimension et à deux dimensions.

Les antennes à ondes de fuite unidimensionnelles basées sur une structure guidée qui supporte la propagation des ondes dans une direction fixe (par exemple un guide d'onde rectangulaire ou une ligne microruban). Ces structures unidimensionnelles peuvent être uniformes, ou périodiques. Cette classe soit produit un faisceau en éventail ou un faisceau de crayons, en fonction de la largeur de la structure et nous avons terminé le chapitre par une rapide descriptive sur les AOF 2-D. Cette classe d'antennes à onde de fuite n'est pas encore largement reconnue, mais son utilisation a augmenté au cours des dernières années.

Bibliographie

- [1] Paul F. Combes, "Lignes, guides et cavités", édition Dunod 2006, collection sciences sup.
- [2] b. Amana , j.-l. Lemaire "propagation d'ondes electromagnetiques dans un guide d'onde a section rectangulaire" univ. De cergy-pontoise.
- [3] F.SHIGEKI, "Waveguide line," 5 p., Brevet japonais : JP 06-053711, 1994.
- [4] M. ANDO, J. HIROKAWA , Al, "Novel single-layer waveguides for high-efficiency millimeter-wave arrays, " IEEE millimeter waves conference proceedings, pp.177-180, 1997.
- [5] M. ANDO, J. HIROKAWA , Al., "Novel Single-Layer Waveguides for High-Efficiency Millimeter-Wave Arrays," IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol.46, No.6, pp.792-799, 1998.
- [6] D. DESLANDES, K WU, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," IEEE Microwave Component Letters, Vol. 11, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [7] V. S. MOTTONEN, A. V. RAISANEN, "Novel wide-band coplanar waveguide-to-rectangular waveguide transition," IEEE Transaction On Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, No.8, pp.1836-1842, Aug. 2004.
- [8] S. LEE, S. JUNG , H. LEE, "Ultra-wideband CPW-to-substrate integrated waveguide transition using an elevated-CPW section," IEEE Microwave Wireless Component Letters, Vol. 18, No. 11, pp. 746-748, Nov. 2008.
- [9] X. CHEN and K. WU, "Low-loss ultra-wideband transition between conductor backed coplanar waveguide and substrate integrated waveguide," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 349-352, June 2009.
- [10] T. KAI, J. HIROKAWA , M. ANDO, "A transformer Between a Thin post-Wall Waveguide and a standard Metal Waveguide via Dielectric Substrate Insertion with Slits Etched on It," IEICE Transaction Communications, Vol.E87-B, No.1, pp.200-203, 2004.
- [11] H. J. TANG, W. HONG, Z. C. HAO, J. X. CHEN , K. WU, "Optimal Design of compact millimetre-wave SIW circular cavity filters," Electronics Letters, Vol. 41, No.19, 2005.
- [12] B. POTELON, J. FAVENNEC, C. QUENDO, E. RIUS, C. PERSON , J. BOHORQUEZ, "Design of a substrate integrated waveguide (SIW) filter using a novel topology of coupling," IEEE Microwave Wireless Component Letters, Vol. 18, No. 9, pp. 596-598, Sept. 2008.
- [13] Y. CHENG, W. HONG , K. WU, "Novel Substrate Integrated Waveguide fixed phase shifter for 180-degree Directional Coupler," *IEEE MTT-S IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*- Honolulu, pp. 189-192, June 2007.

- [14] P. CHEN, G. HUA, D. CHEN, Y. WEI , W. HONG, "A double layer crossed over substrate integrated waveguide wide band directional coupler," *Asia Pacific Microwave Conference*, pp. 1-4, Dec. 2008.
- [15] W. D'ORAZIO ,K. WU, "A Substrate Integrated Waveguide Degree-2 Circulator," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, Vol.14, No.5, pp. 207- 209, 2004
- [16] L. YAN, W. HONG, G. HUA, J. CHEN, K.WU , T. J. CUI, "Simulation and Experimental on SIW Slot Array Antennas," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, Vol.14, No.9, pp. 446-448, 2004.
- [17] X. XU, R. G. BOSISIO, K. WU, "A new six-port junction based on Substrate Integrated Waveguide Technology," *IEEE Transaction Microwave Theory and Techniques*, Vol.53, No.7, pp.2267 2273, 2005.
- [18] Y. CASSIVI , K. WU, "Low Cost Microwave Oscillator Using Substrate Integrated waveguide Cavity," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, Vol.13, No.2, pp. 48-50, 2003.
- [19] H. JIN a, G. WEN, "A novel four-way Ka-band spatial power combiner based on HMSIW," *IEEE Microwave Wireless and Component Letters*, Vol.18, No.8, pp.515-517,2008.
- [20] M. ABDOLHAMIDI , M. SHAHABADI, "X-band substrate integrated waveguide amplifier," *IEEE Microwave Wireless and Component Letters*, Vol.18, No.12, pp.815-817, 2008.
- [21] J.-X. CHEN, W. HONG, Z.-C. HAO, H. LI ,K. WU, "Development of a low cost microwave mixer using a broad-band Substrate Integrated Waveguide (SIW) coupler," *IEEE Microwave Wireless and Component Letters*, Vol. 16, No. 2, 2006.
- [22] J. E. Rayas-Sanchez , V. Gutierrez-Ayala, "A General EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Atlanta, GA, Jun. 2008, pp. 983-986
- [23] Yong Ju BAN, "Tunable Ferrite Phase Shifters Using Substrate Integrated Waveguide Technique," these de Doctorat , December2010.
- [24] Y. Cassivi, L. Perregri, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, G. Conciauro, "Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguide" *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, Vol. 12, No. 9, pp. 333-335, 2002.
- [25] D. Deslandes , W. Ke, "Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 2516-2526, 2006.
- [26] D. M. POZAR, "Microwave Engineering 2nd Edition," New York: John Wiley & Sons, Inc. 716p, 1998.

- [27] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions," in 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), 2010, pp. 704-707.
- [28] A. Belenguer, H. Esteban, E. Diaz, C. Bachiller, J. Cascon, , V. E. Boria, "Hybrid technique plus fast frequency sweep for the efficient and accurate analysis of substrate integrated waveguide devices," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol . 59, no. 3, pp. 552 –560, March 2011.
- [29] W. W. Hansen. "Radiating electromagnetic waveguide". U.S. Patent No. 2,402,622, 1940.
- [30] J. N. Hines , J. R. D. Upson. "A wide aperture tapered-depth scanning antenna". *Ohio State Univ. Res. Found.*, 667-7, December 1957.
- [31] W. Rotman , N. Karas. "The sandwich wire antenna: A new type of microwave line source radiator". *IRE Conv. Rec.*, page 166, 1957.
- [32] W. Rotman , A. A. Oliner. "Asymmetrical trough waveguide antenna". *IRE Trans. Antennas Propagat.*, AP-7, April 1959.
- [33] A. A. Oliner, "Scannable Millimeter Wave Arrays," Final Report on RADC Contract No. F19628-84-K-0025, Polytechnic University, September 30, 1988, pp. 528.
- [34] G. von Trentini, "Partially Reflecting Sheet Arrays", *IEEE Trans. Antennas Propagate*, vol. 4 (Oct. 1956): 666-671.
- [35] N. G. Alexopoulos , D. R. Jackson, "Fundamental Superstrate (Cover) Effects on Printed Circuit Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 32 (Aug. 1984): 807-816.
- [36] D. R. Jackson, N. G. Alexopoulos, "Gain Enhancement Methods for Printed Circuit Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 33 (Sept. 1985): 976-987.
- [37] D. R. Jackson , A. A. Oliner, "A Leaky-Wave Analysis of the High-Gain Printed Antenna Configuration," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 36 (July 1988): 905-910.
- [38] D. R. Jackson, A. A. Oliner, A. Ip, "Leaky-Wave Propagation and Radiation for a Narrow-Beam Multiple-Layer Dielectric Structure," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 41 (March 1993): 34-348.
- [39] P. Feresidis , J. C. Vardaxoglou, "High Gain Planar Antenna Using Optimised Partially Reflective Surfaces," *IEE Proc. Microwaves Antennas Propagat.*, vol. 148 (Dec. 2001): 345-350.

- [40] T. Zhao, D. R. Jackson, J. T. Williams, H. Y. Yang, and A. A. Oliner, "2-D Periodic Leaky-Wave Antennas -- Part I: Metal Patch Design," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53 (Nov. 2005): 3505-3514.
- [41] T. Zhao, D. R. Jackson, and J. T. Williams, "2-D Periodic Leaky-Wave Antennas – Part II: Slot Design," *IEEE Trans. Antennas Propagate*, vol. 53 (Nov. 2005): 3515-3524.
- [42] T. Tamir and A. A. Oliner. "Guided complex waves, part i : Fields at an interface". In *Proc. Inst. Elec. Eng.*, volume 110, pages 310–324, February 1963.
- [43] T. Tamir and A. A. Oliner. "Guided complex waves, part ii: Relation to radiation patterns". In *Proc. Inst. Elec. Eng.*, volume 110, pages 325–334, February 1963.
- [44] J. L. Volakis. "Antenna Engineering Handbook Fourth Edition". New-York : McGraw Hill, 2007.
- [45] R. C. Honey. "A flush-mounted leaky wave antenna with predictable patterns". *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-7 :320–329, October 1959.
- [46] Von G. Trentini. "partially reflective sheet arrays". *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 4 :666–671, October 1956.

Chapitre II

Les Guides à Base de la Technologie SIW : Conception et simulation

II. 1. Introduction

Le guide SIW est un type de structure d'onde guidée[1] ,[2] qui est mise en œuvre par des vias métalliques sur un substrat diélectrique à faible perte, possédant des caractéristiques souhaitables telles que le profil bas, à faible coût, et une intégration facile avec les circuits planes tout en conservant les avantageuses caractéristiques de guide d'ondes rectangulaire classique [3].

Dans ce chapitre on va faire la conception des structures des guides d'ondes intégrés aux substrats (SIW) qui fonctionnent dans les bandes C, Ka et dans la bande millimétrique sous le logiciel CST.

Au début on va calculer les paramètres de SIW ; le diamètre de via, la distance entre les deux vias et la distance entre les deux rangées de vias. Pour valider les résultats, des comparaisons ont été réalisées sous le logiciel Momentum, Par la suite, on a introduit dans la structure un taper pour réaliser l'adaptation du guide SIW avec une ligne de transmission.

Avant de commencer les procédures de calcul on a défini les bandes de fréquence utilisées et leurs utilisations.

II. 2. Les Fréquences utilisées :

II.2. 1. La bande S

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

II.2. 2. La bande C

Est la partie du spectre électromagnétique définie par les fréquences : 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 (Broadcasting) particulièrement utilisée sur les zones tropicales et faiblement sur les autres zones. De 4 à 8 GHz pour des usages comme les radars météorologiques.

II.2. 3. La bande Ku (Kurz-unten)

Est la partie du spectre électromagnétique définie par la bande de fréquence micro-ondes de 12 (GHz) à 18 GHz. La bande Ku est la plus employée de toutes les bandes de fréquences pour la télévision par satellite.

Elle est attribuée au service de radiodiffusion par satellite (services de télévision, de radio et données informatiques). Cette bande est la plus répandue en Europe, du fait de la petite taille des paraboles nécessaires à sa réception.

II.2. 4. La bande Ka (Kurtz-above)

Correspond à une gamme de fréquences comprises entre la bande K et la bande Q ; elle est utilisée notamment pour l'Internet par satellite. Pour les télécommunications spatiales, elle s'étend en émission de 27,5 à 31 GHz et en réception, de 17,3 à 21,2 GHz. Les paraboles nécessaires pour recevoir les signaux sont encore plus petites que celles utilisées pour la bande Ku (certaines antennes Ka mesurent 20 cm de diamètre).

II.2. 5. Les ondes millimétriques

Historiquement les ondes millimétriques (30 - 300 GHz) étaient surtout utilisées pour les applications militaires comme les radars et l'imagerie, ainsi pour le domaine scientifique comme pour la radio astronomie ou la télédétection. Il y a plusieurs raisons qui rendent des ondes millimétriques attrayantes :

- La taille des antennes proportionnelle à la longueur d'onde est plus petite en montant en fréquence.

- Une fréquence d'exploitation plus élevée entraîne aussi des antennes à gain plus élevé puisque le gain augmente proportionnellement avec carré de la fréquence de fonctionnement.

Les principaux inconvénients propres aux caractéristiques de la bande millimétrique sont :

- La réduction des longueurs d'onde nécessite une précision technologique, augmentant ainsi les coûts de fabrication. (La disponibilité de technologies en ondes millimétriques n'est pas toujours présente dans certains cas).

- La présence de gouttes d'eau et d'autres composants moléculaires dans l'atmosphère affecte les passages des ondes plus particulièrement aux fréquences millimétriques.

- La technologie millimétrique pose des problèmes pour des réalisations de très fortes puissances.

II. 3. Conception du SIW opérant dans la bande C de réception

Dans cette partie, nous concevons un composant SIW qui travaille à la bande C [3.4 4.2 GHz] pour le mode TE_{10} avec le logiciel de simulation CST Microwave Studio ® commercial. La figure II.1 montre la vue schématique du guide d'ondes intégré au substrat. Ce guide d'ondes est constitué de deux rangées parallèles de postes métallisés qui ressemblent aux parois latérales du guide d'ondes standard.

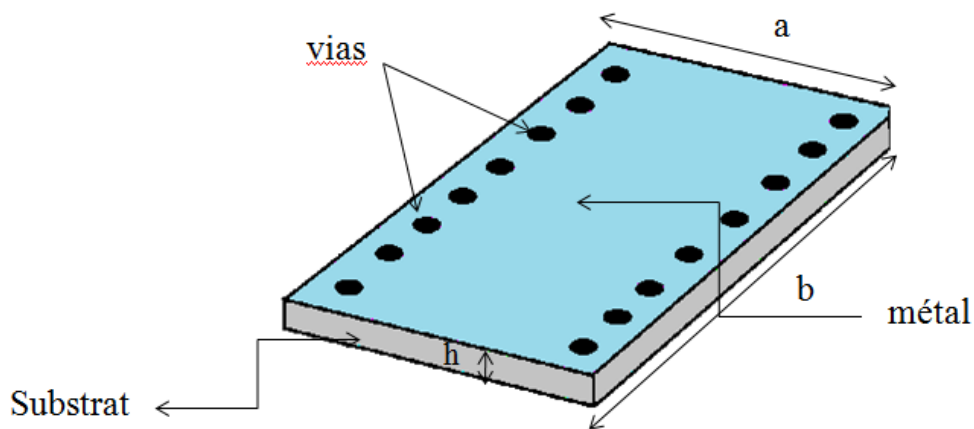


Figure II. 1. La structure de base du guide d'onde intégré au substrat.

En générale, un guide d'ondes rectangulaire a une longueur horizontale (a), et une longueur verticale (b), la fréquence de coupure dépend de a et b , est donné par la relation suivante :

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{II.1})$$

Où :

C : la vitesse de la lumière.

m, n : les nombres des modes.

a, b :les dimensions de guide d'onde.

Pour le mode TE_{10} $f_c = \frac{c}{2a}$; la fréquence de coupure du mode dominant (TE_{10}) dans un guide d'onde rectangulaire est déterminée uniquement par a , alors le choix de la longueur verticale de SIW doit être arbitraire à condition que b soit supérieure à la longueur horizontale a .

Etant donné que la hauteur du substrat dans SIW est la même hauteur des vias métalliques, à condition que l'épaisseur du substrat (h) soit beaucoup plus inférieure que la longueur horizontale a ,

Selon l'analyse présentée dans [4], pour avoir le minimum de perte de rayonnement ainsi que la perte de retour, les paramètres des vias " d " et " s " doivent assurer les conditions suivantes :

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (\text{II.2})$$

$$s \leq 2d \quad (\text{II.3})$$

Où : λ_g (la longueur d'onde guidée) est [5]:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}{c^2}}} \quad (\text{II.4})$$

Pour une structure DFW avec la même fréquence de coupure, la dimension a_d est donné par :

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon}} \quad (\text{II.5})$$

La distance a_s entre les deux rangées de cylindre est donnée par la formule suivante [6] :

$$a_s = a_d + \left(\frac{d^2}{0.95s} \right) \quad (\text{II.6})$$

Ou :

d : diamètre de via.

s : la distance entre les vias.

La figure II-2 illustre les principaux paramètres de guide d'onde intégré au substrat.

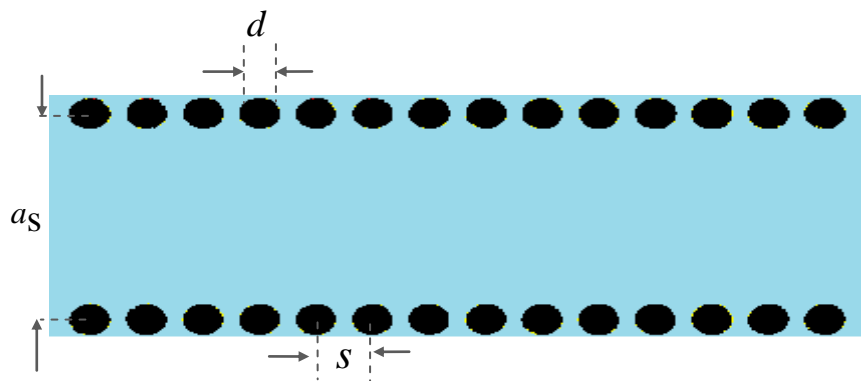


Figure II. 2. Les paramètres de guide d'onde intégré au substrat opérant dans la bande C de réception.

Nous avons utilisé les équations précédentes pour construire un SIW qui travaille à la bande C, la fréquence de coupure pour le mode TE_{10} est sélectionnée à 3.4 GHz avec un substrat Arlon Cu 2331x (lossy), constant de diélectrique $\epsilon_r = 2.33$ et $\text{tang}\delta = 0.0013$.

Le tableau suivant montre les paramètres calculés de SIW .

La largeur	as	35.2mm
Le diamètre de via	d	5.15 mm
La distance entre les vias	s	20.6 mm
L'épaisseur de substrat	h	0.508 mm

Tableau. 1. les paramètres de guide SIW opérant dans la bande C de réception.

Ces paramètres sont utilisés pour construire le SIW à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. La figure suivante illustre la structure de guide SIW :

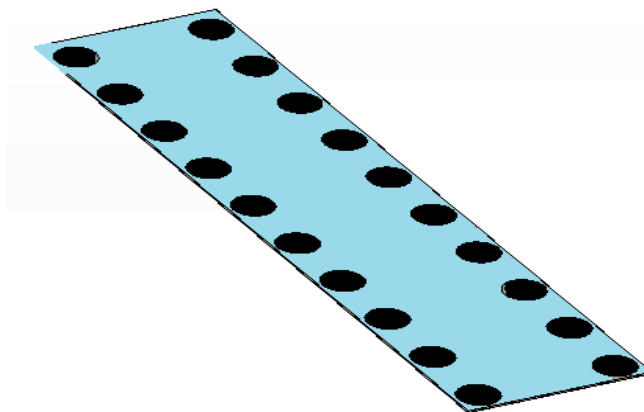


Figure II. 3. La structure de guide SIW opérant dans la bande C de réception.

Les coefficients de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de la structure SIW à la fréquence de coupure 3.4 GHz sont donnés par la figure suivante :

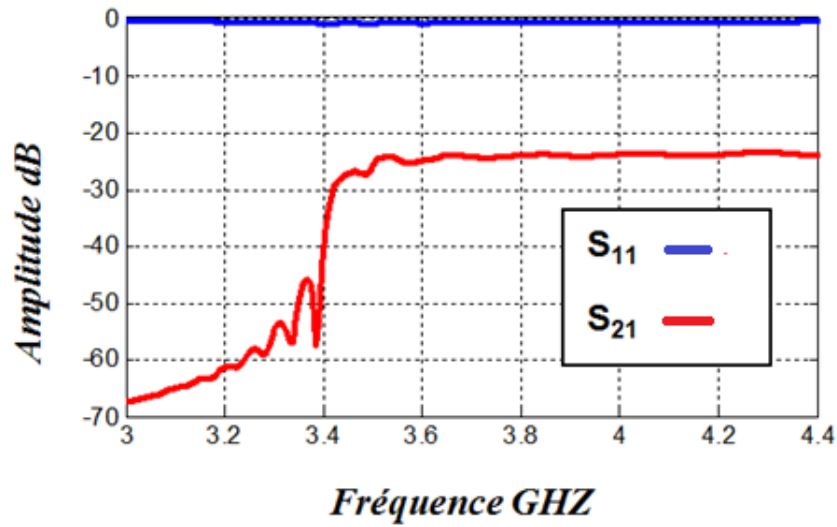


Figure II. 4. Les coefficients de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de la structure SIW opérant dans la bande C de réception.

A partir de la figure II. 4, on remarque qu'il n'y a pas une transmission dans les fréquences inférieures à $f=3.4$ GHz, et à partir de cette fréquence de coupure (identique à celle trouvée par le calcul théorique), la puissance incidente croit rapidement jusqu'à -20 dB mais la transmission reste faible et ceci est dû à la mauvaise adaptation du guide.

II.3. 1. Transition des lignes micro-rubans au guide d'ondes intégrés au substrat

Une fois le guide SIW est conçu, il faut donc obligatoirement avoir une transition vers une ligne de transmission pour assurer une parfaite adaptation. La ligne micro-ruban est l'une des lignes de transmission les plus utilisées dans la conception des systèmes micro-ondes.

Cette transition contient deux principaux paramètres, la largeur initiale W_0 , la largeur finale W de la ligne profilée. La largeur initiale de la ligne micro-ruban W_0 doit être calculée pour obtenir l'impédance caractéristique désirée. Cette largeur est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de 50 Ohm. Pour calculer la largeur W , il est nécessaire de calculer l'impédance de guidage de SIW, qui est donnée par l'équation (I.47) [7]

Pour calculer l'impédance de guidage, il est également nécessaire de calculer l'impédance d'onde du mode TE, qui est donnée par l'équation (I.48) [7]:

Les résultats de calcul et de simulation sont donnés par le tableau suivant :

Impédance	Largeur	Dimension
50 ohm	W_0	1.5 mm
5.52 ohm	W	21.88 mm

Tableau. 2. Les spécifications de la transition vers le guide SIW dans la bande C de réception.

Ces paramètres sont utilisés pour construire le taper à l'aide du logiciel ADS, la structure après optimisation est donnée par la figure suivante.

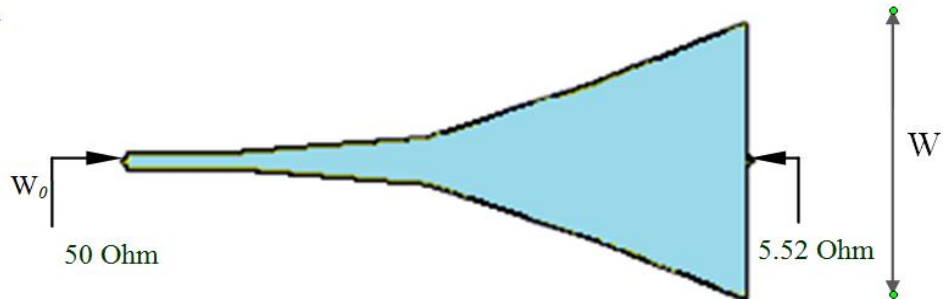


Figure II. 5. Taper optimisé sous ADS dans la bande C de réception.

Les coefficients de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de taper sont représentés sur la figure II.6.

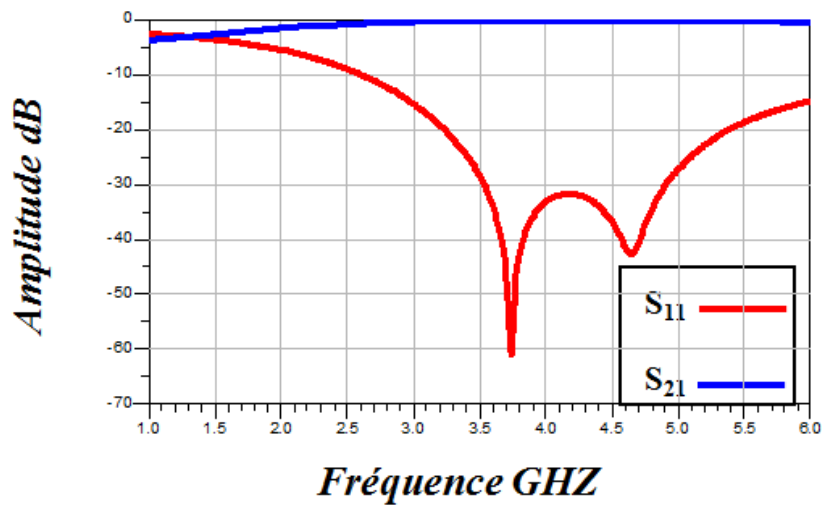


Figure II. 6. La puissance réfléchi et le coefficient de transmission de la transition dans la bande C de réception.

Selon la figure II.6, nous observons une adaptation excellente entre les fréquences 3.4-4.2 GHz. Cette adaptation est nécessaire pour éviter une chute de l'amplitude lors de l'insertion de transition avec le guide SIW.

La structure de transition de ligne micro-ruban avec le guide SIW est schématisée sur la figure II.7.

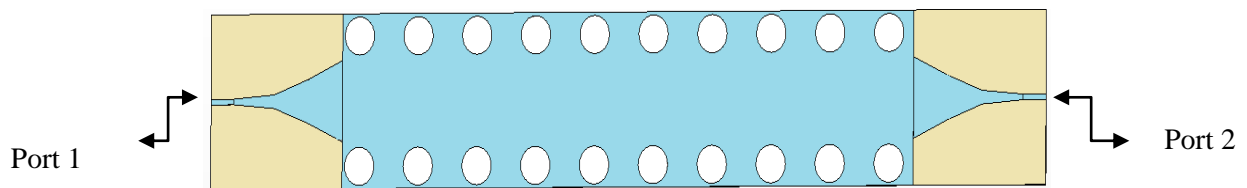


Figure II. 7. Topologie de la transition avec le guide SIW opérant dans la bande C de réception.

La puissance réfléchie ainsi que le coefficient de transmission de la topologie de transition avec le guide SIW obtenus par simulation sous le logiciel CST et Momentum entre la fréquence 3.4 et 4.2 GHz sont représentés respectivement sur les figures suivantes :

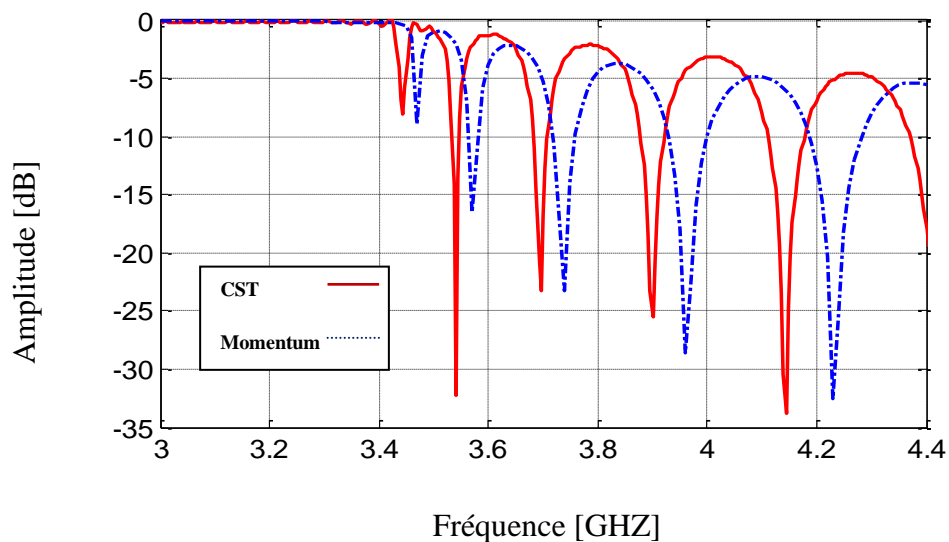


Figure II. 8. coefficient de réflexion S_{11} de guide SIW opérant dans la bande C de réception.

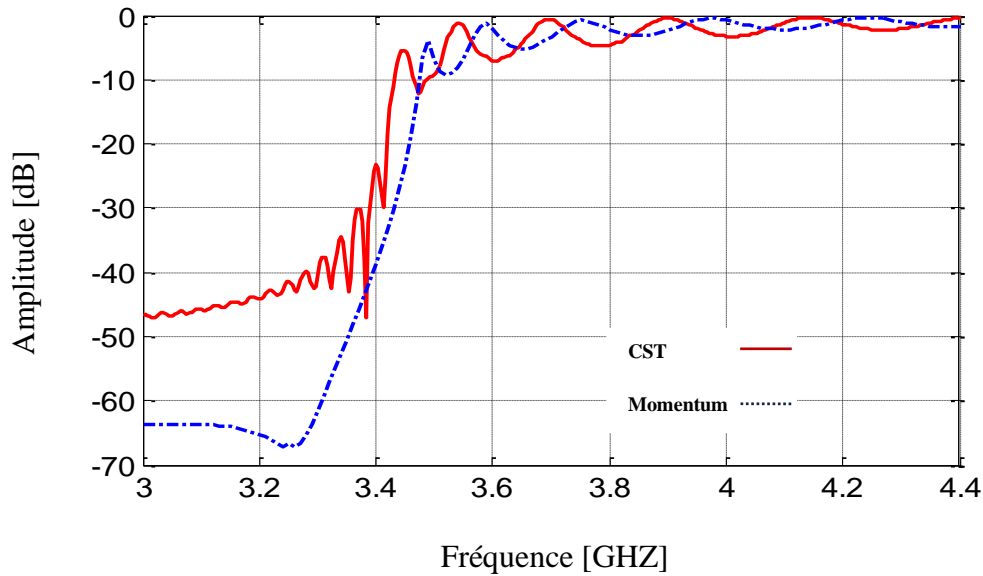


Figure II. 9. coefficient de transmission S_{12} de guide SIW opérant dans la bande C de réception.

A partir de la figure I.8 et la figure I.9 nous remarquons que le coefficient de réflexion S_{11} et le coefficient de transmission S_{12} sous CST et Momentum sont identiques, selon la figure I.8 il existe des pics de S_{11} qui sont inférieurs à -20 dB dans la bande de fréquence [3.4 4.4GHz], et dans la figure I.9 le S_{12} croit rapidement à partir de la fréquence de coupure jusqu'à une transmission totale de la puissance dans la bande de fréquence désirée.

II. 4. Conception du guide SIW opérant dans la bande C d'émission

Dans cette section, nous allons focaliser notre effort sur la conception d'un guide SIW opérant dans la bande C d'émission.

La figure II.10 représente la structure de SIW qui fonctionne dans la bande C d'émission pour le mode TE_{10} la simulation est faite sous le logiciel CST Microwave Studio. Le guide est conçu avec les paramètres suivants : $a_s = 21.5$ mm, $d = 3.65$ mm, $s = 14.7$ mm, $h = 0.508$ mm.

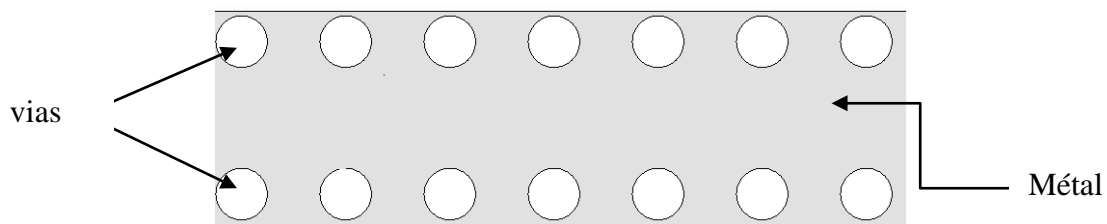


Figure II. 10. La structure de guide SIW opérant dans la bande C d'émission.

Afin de réaliser un guide SIW pour les applications dans la bande C, nous avons sélectionné la fréquence de coupure du mode TE_{10} à 5.7 GHz avec un substrat de type Arlon Cu 2331x (constante diélectrique $\epsilon_r = 2.33$ et $\text{Tang } \delta = 0.0013$). Le résultat de la simulation est présenté par la figure II.11.

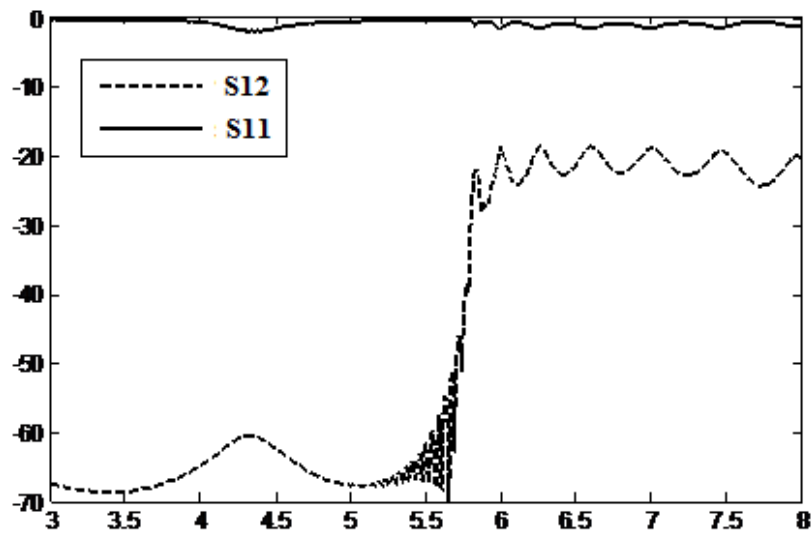
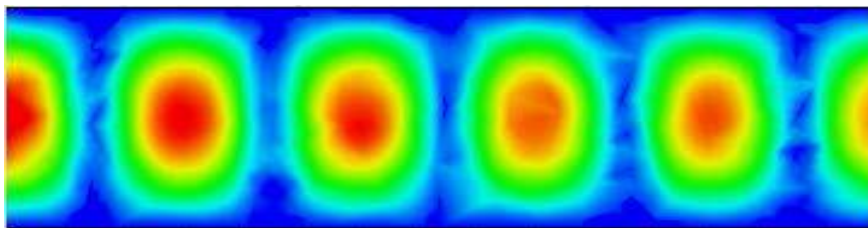


Figure II. 11. Coefficient de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de guide SIW opérant dans la bande C d'émission.

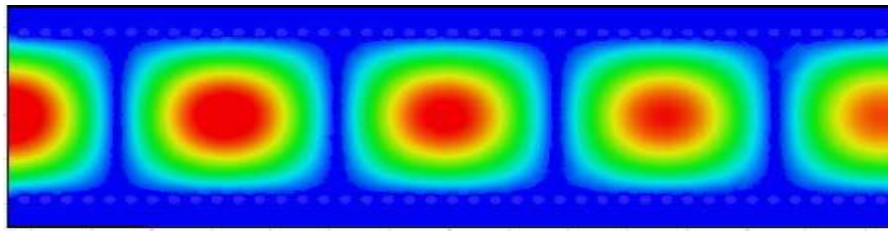
Il est clair que la transmission avant la fréquence de coupure est impossible, et à partir de cette fréquence la transmission augmente, mais reste toujours faible à cause de la mauvaise adaptation du guide.

Les propriétés de propagation du mode TE_{10} dans le guide SIW sont très proches de la distribution de champ électromagnétique de TE_{10} dans un guide d'ondes rectangulaire classique [8] [9]. La fuite d'énergie entre les cylindres adjacents est négligeable, si leur diamètre et la distance qui les sépare sont choisis correctement [10].

La figure II.12 montre la distribution de champ de vision transversale du guide d'onde diélectrique et SIW à 5.5 GHz.



(a)



(b)

Figure II. 12. La distribution de champ de vision transversale du guide d'onde diélectrique et SIW à 5,5 GHz. (a) guide d'onde rectangulaire, (b) guide d'onde intégré au Substrat sans transitions.

Pour améliorer la transmission et diminuer la réflexion une transition des lignes micro rubans au SIW est nécessaire, cette transition est réalisée par l'introduction d'un taper à la structure du SIW, le taper comporte deux principaux paramètres la largeur initial w_0 et la largeur final w , la largeur initial w_0 est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de 50 Ohm, et la largeur final w est calculée pour une impédance donnée par la relation (I.47), nous avons calculé w et w_0 à l'aide du logiciel ADS, les résultats de calcul et de simulation sont représentés par le tableau suivant :

Impédance	Largeur	dimension
50 ohm	w_0	1.45 mm
9.66 ohm	w	11.63 mm

Tableau. 3. Les spécifications de la transition vers le guide SIW dans la bande C d'émission.

Ces paramètres sont utilisés pour construire le taper à l'aide du logiciel ADS, la structure après optimisation est donnée par la figure suivante.

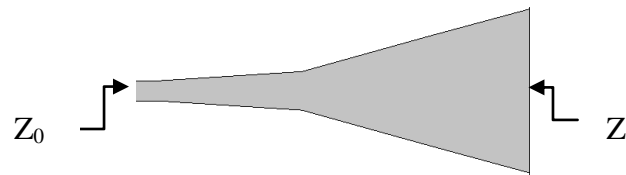


Figure II. 13. Taper optimisé sous ADS, avec les paramètres suivante : $Z_0 = 50$ ohms, $Z = 9.66$ ohm, $w_0 = 1.45$ mm. $w = 11.63$ mm.

La figure suivante illustre Le résultat de simulation du taper :

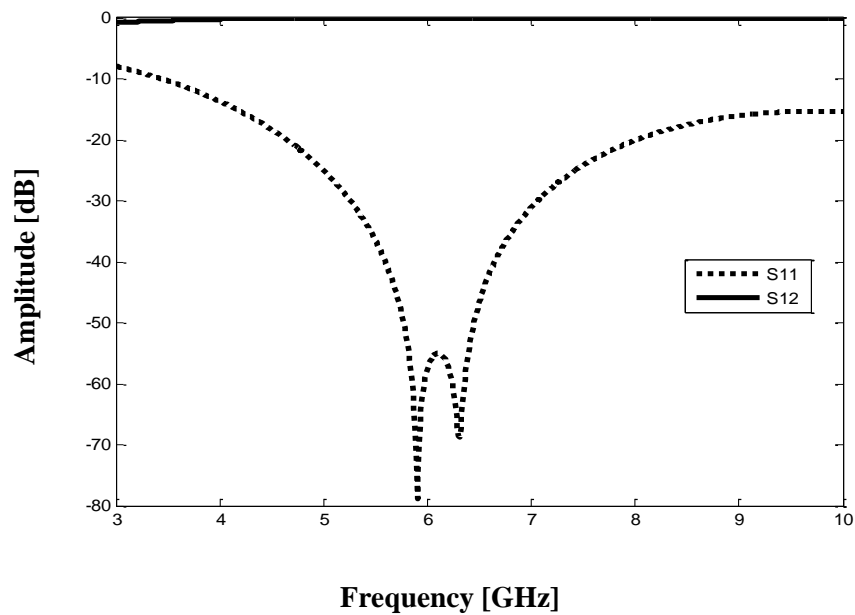


Figure II. 14. La puissance réfléchie et le coefficient de transmission de taper opérant dans la bande C d'émission.

La structure physique de la transition de ligne micro-ruban avec le guide SIW est illustrée par figure II.15.

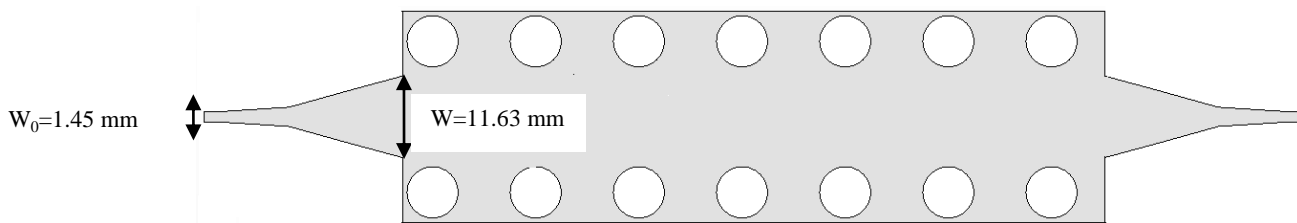


Figure II. 15. La structure physique de la transition de ligne micro-ruban avec le guide SIW opérant dans la bande C d'émission.

La puissance réfléchiée et le coefficient de transmission de la topologie de transition avec un guide SIW sont obtenus par simulation, en utilisant les logiciels CST et Momentum dans la bande des fréquences [5.7-7.5 GHz], et sont représentés respectivement dans les figures II.16 et II.17.

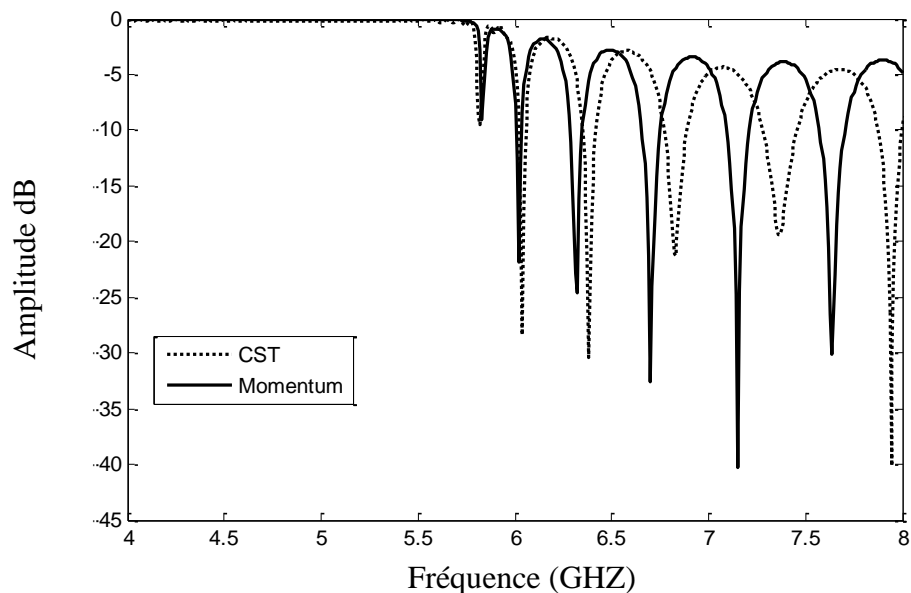


Figure II. 16. coefficient de réflexion S_{11} de guide SIW opérant dans la bande C d'émission.

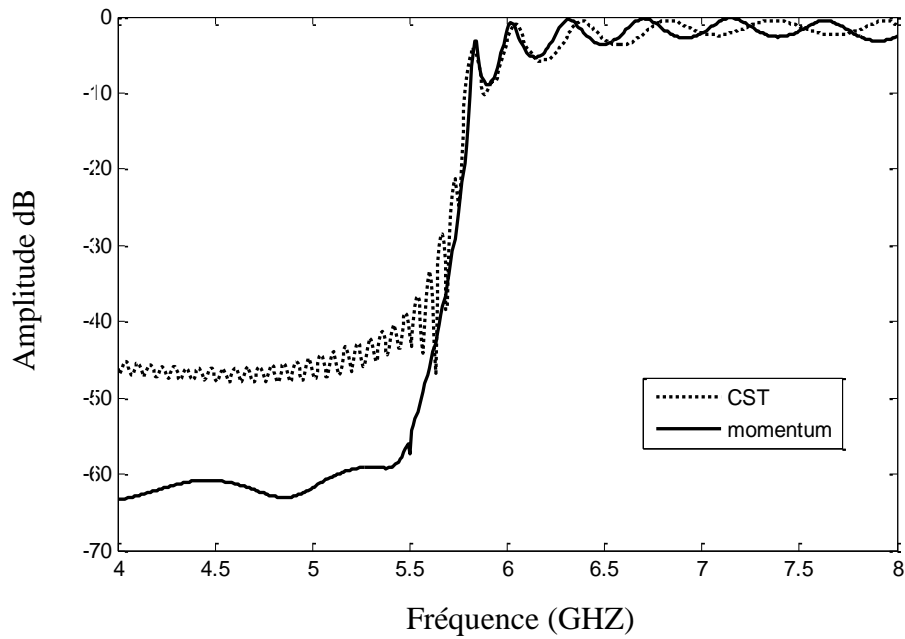


Figure II. 17. coefficient de transmission S_{12} de guide SIW opérant dans la bande C d'émission.

D'après les figures II.16 et II.17 et en utilisant le CST, on note qu'il existe des pics de coefficient de réflexion qui sont inférieurs à -20 dB dans la bande de fréquence [5.5 7.5 GHz], et il y a une transmission à partir de la fréquence de coupure jusqu'à une transmission totale de la puissance dans la bande de fréquence désirée, ces résultats sont vérifiées par le logiciel momentum.

II. 5. Conception du guide SIW dans la bande Ka

Dans cette partie, nous concevons un composant SIW qui fonctionne dans bande Ka pour le mode fondamentale TE_{10} avec logiciel CST Microwave Studio. Pour valider les résultats obtenus, une comparaison est faite selon la méthode du moment du logiciel Momentum.

Les procédures de conception commence par extraire la largeur équivalente du guide et ensuite calculer la largeur de SIW, le diamètre de via et la distance entre les vias par les formules précédente. la fréquence de coupure du mode TE_{10} dans SIW est sélectionnée environ 17.3 GHz avec les paramètres suivants : Arlon Cu 2331x , une constante diélectrique $\epsilon_r = 2,33$ et $\tan \delta = 0,0013$. Ces paramètres sont utilisés pour construire SIW en utilisant le logiciel CST Microwave Studio

Les résultats de calcul des paramètres du SIW sont donnés par le tableau suivant :

La largeur	as	7.1 mm
Le Diamètre de via	d	1.25 mm
La Distance entre les vias	s	4.9 mm
L'épaisseur de substrat	h	0.508

Tableau. 4. Les paramètres de SIW dans la bande Ka.

Nous avons utilisé ces paramètres pour construire le SIW à l'aide de logiciel CST, la figure suivante représente la structure du SIW :

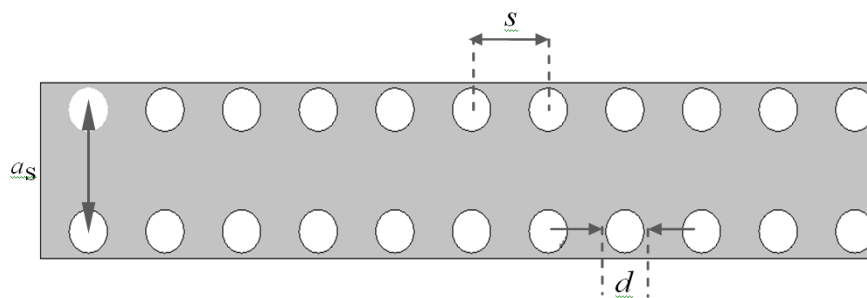


Figure II. 18. La structure du SIW dans la bande Ka.

Le résultat de la simulation pour la fréquence de coupure de 17.3 GHz est donnée par la figure II.19, il est clair que la transmission entre [10 à 17,3 GHz] est impossible avant la fréquence de coupure, qui est 17.3 GHz, et entre [17.3 à 21.2 GHz] la transmission est faible et ceci est dû à la mauvaise adaptation du guide.

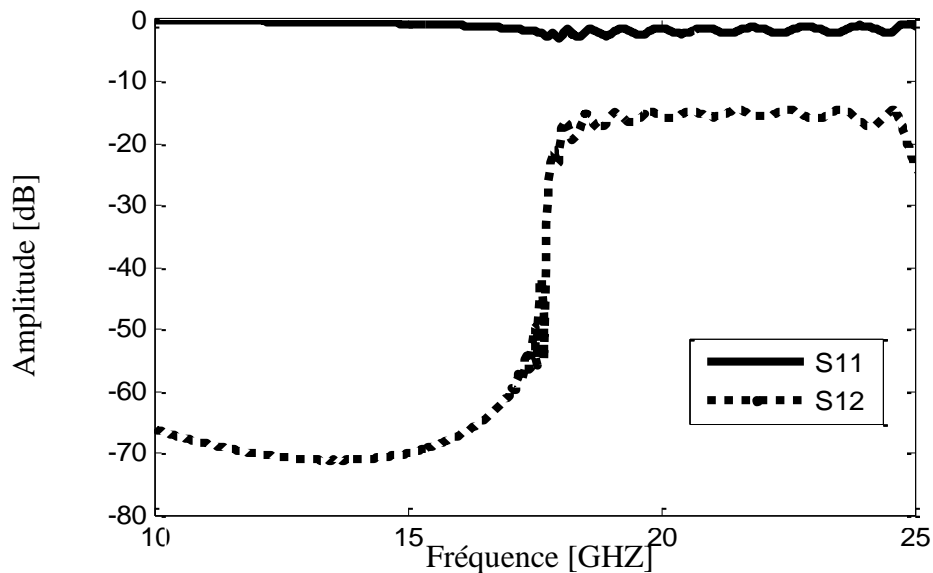


Figure II. 19. Coefficient de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de guide SIW opérant dans la bande Ka.

Pour adapter le guide, une transition des lignes micro rubans au SIW est nécessaire, cette transition est réalisée par l'introduction de taper au SIW. Le taper comporte deux principaux paramètres la largeur initial w_0 et la largeur final w , le résultat de calcul de dimension du taper et de simulation sous logiciel ADS est représenté par la figure suivante.

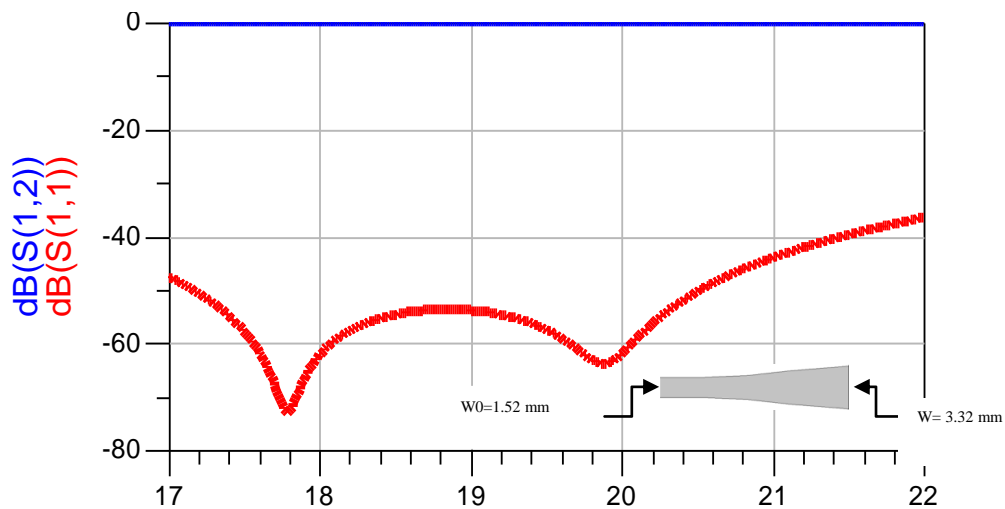


Figure II. 20. Coefficient de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de taper de guide opérant dans la bande Ka avec $Z_0=50$ ohm, $Z=29.29$ ohm, $w_0=1.52$ mm et $w=3.25$ mm.

Selon la figure II.20, nous observons une adaptation excellente entre 17 et 22 GHz, puisque le niveau de la puissance réfléchie est inférieure à -20 dB sur toute la gamme des fréquences. La structure de transition de ligne micro-ruban avec le guide SIW est représentée par la figure II.21.

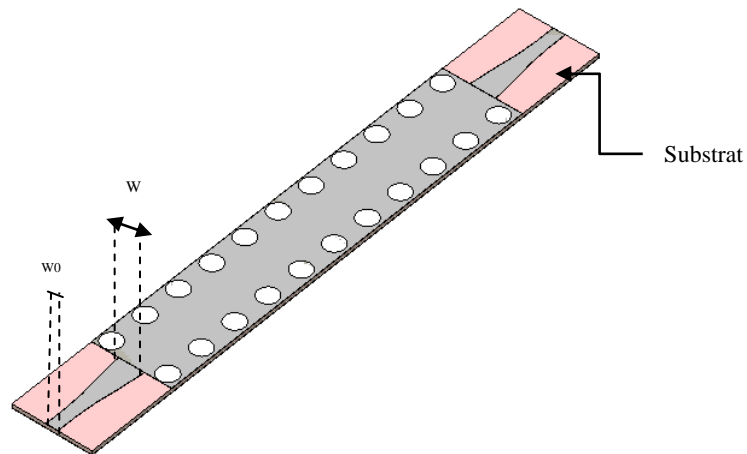


Figure II. 21. La structure de la transition de ligne microruban avec le guide SIW opérant dans la Ka.

La puissance réfléchi et le coefficient de transmission de la topologie de transition avec un guide SIW est obtenu par simulation en utilisant les logiciels CST et Momentum, et sont représentés respectivement dans les figures II.22 et II.23.

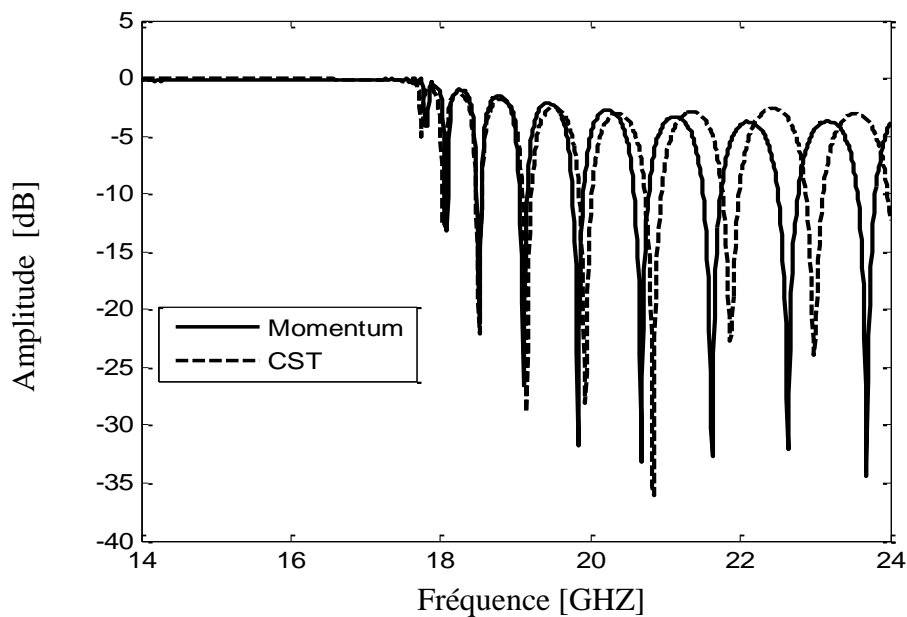


Figure II. 22. Coefficient de réflexion S_{11} de guide SIW opérant dans la bande Ka.

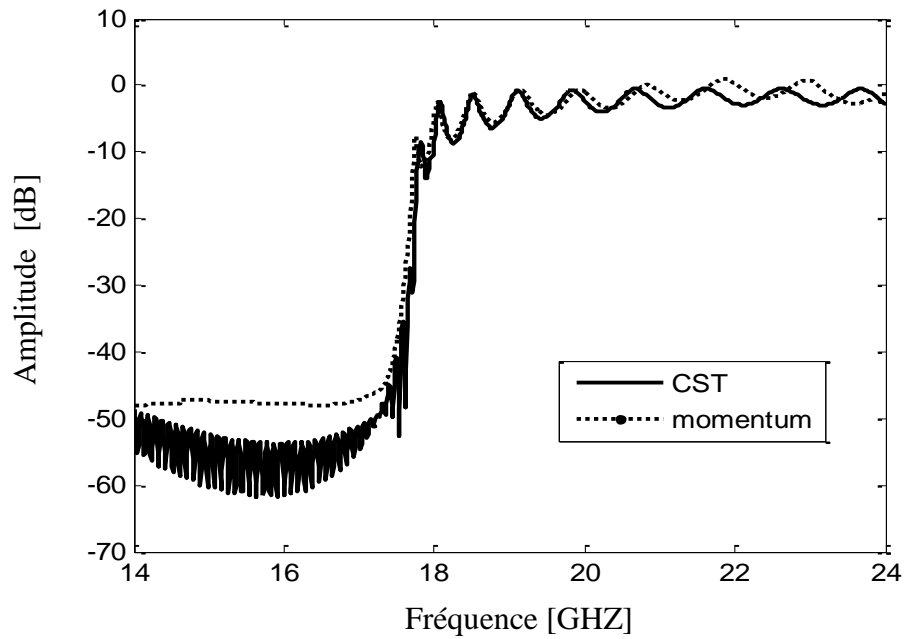


Figure II. 23. Coefficient de transmission S_{12} de guide SIW opérant dans la bande Ka.

Les figures II.23 et II.24 montrent qu'il existe des pics de coefficient de réflexion qui sont inférieurs à -20 dB dans la bande de fréquence [17 22 GHz], et il y a une transmission à partir de la fréquence de coupure jusqu'à une transmission totale de la puissance dans la bande de fréquence désirée, les résultats sont identique sous CST et momentum.

II. 6. Conception du guide SIW opérant dans la bande millimétrique

La figure II.24 représente une vue schématique d'un guide d'ondes intégré au substrat qui fonctionne dans la bande millimétrique. Le SIW est constitué de deux rangés de cylindre espacés par une distance $as=3.2$ mm, chaque rangé contient 22 cylindres (vias) de diamètre $d=0.4$ mm, les vias sont espacés entre eux par une distance $s=1.8$ mm.

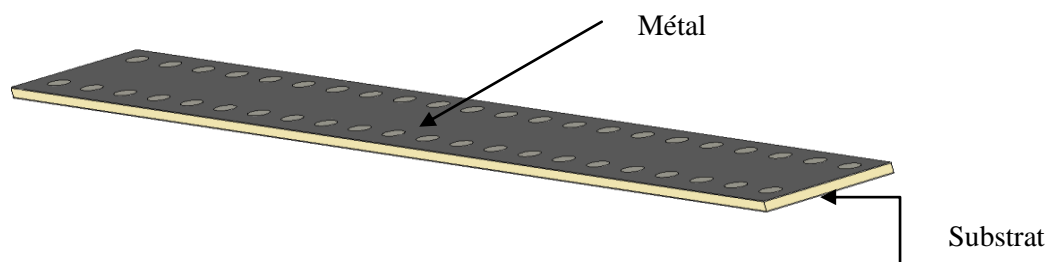


Figure II. 24. La structure SIW opérant dans la bande millimétrique.

Nous utilisons ces paramètres pour construire un guide SIW avec CST par les spécifications suivantes ; fréquence de coupure du mode TE_{10} est sélectionné à 31 GHz avec un substrat de type Arlon Cu 2331x (lossy), constante diélectrique $\epsilon_r = 2.33$ et $\tan \delta = 0.0013$. Les résultats de simulations dans la gamme des fréquences entre 25.5 et 38 sont donnés par la figure II.25. , il est clair que la transmission entre [25 à 31 GHz] est impossible avant la fréquence de coupure, qui est 17.3 GHz, et entre [31 à 38 GHz] la transmission est faible et ceci est dû à la mauvaise adaptation du guide.

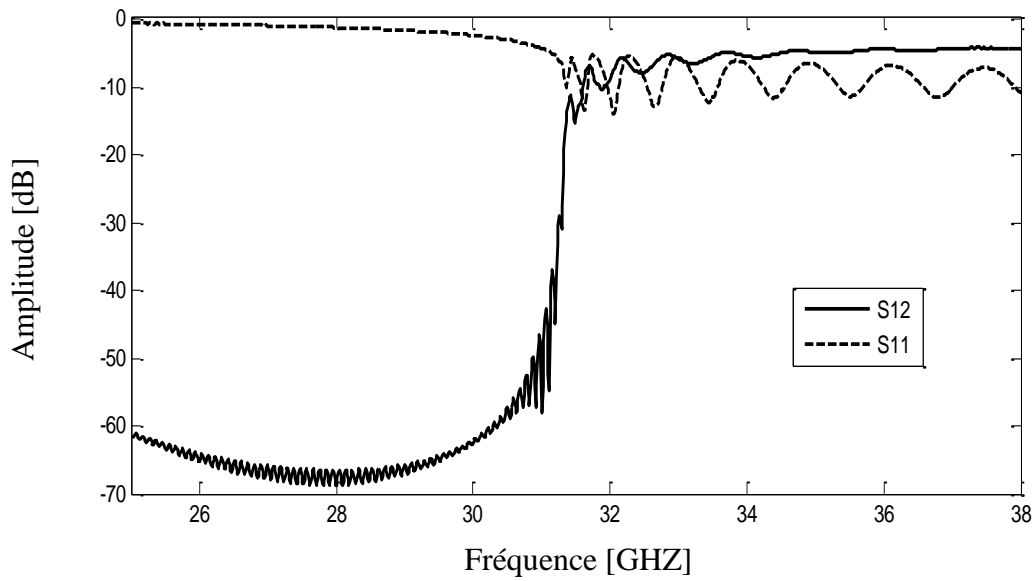


Figure II. 25. Coefficient de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de guide SIW opérant dans la bande millimétrique.

Afin de combiner les technologies de SIW et ligne micro-ruban, une transition SIW-micro-ruban est très nécessaire [11]. Ce type de transition est constitué d'une partie de ligne micro-ruban conique (taper) qui relie une ligne micro-ruban de 50 Ohm et le guide d'ondes intégré. Le taper est utilisé pour transformer le mode de la ligne micro-ruban quasi-TEM en mode TE_{10} dans le guide SIW, nous concevons un taper sous ADS. La structure de transition de la ligne micro-ruban avec le guide SIW est représentée sur la figure II.26.

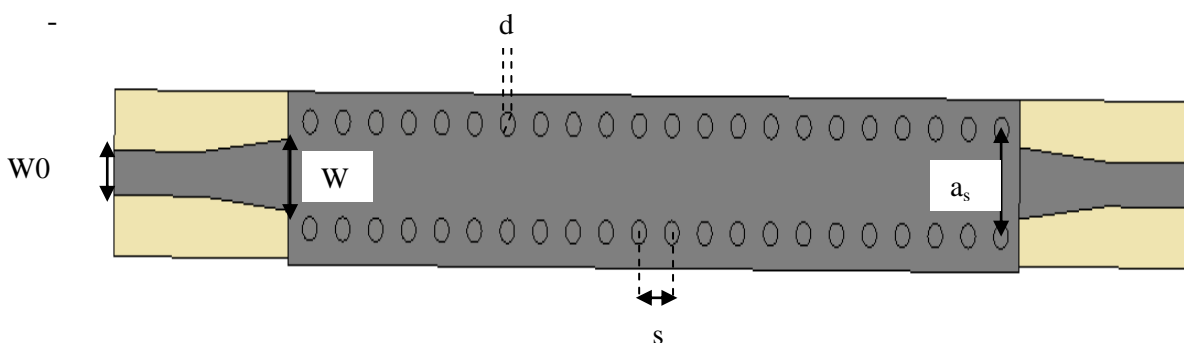


Figure II. 26. La topologie de transition de SIW opérant dans la bande millimétrique.

Cette ligne est simulée par CST. Le résultat de simulation est représenté par la figure II .27.

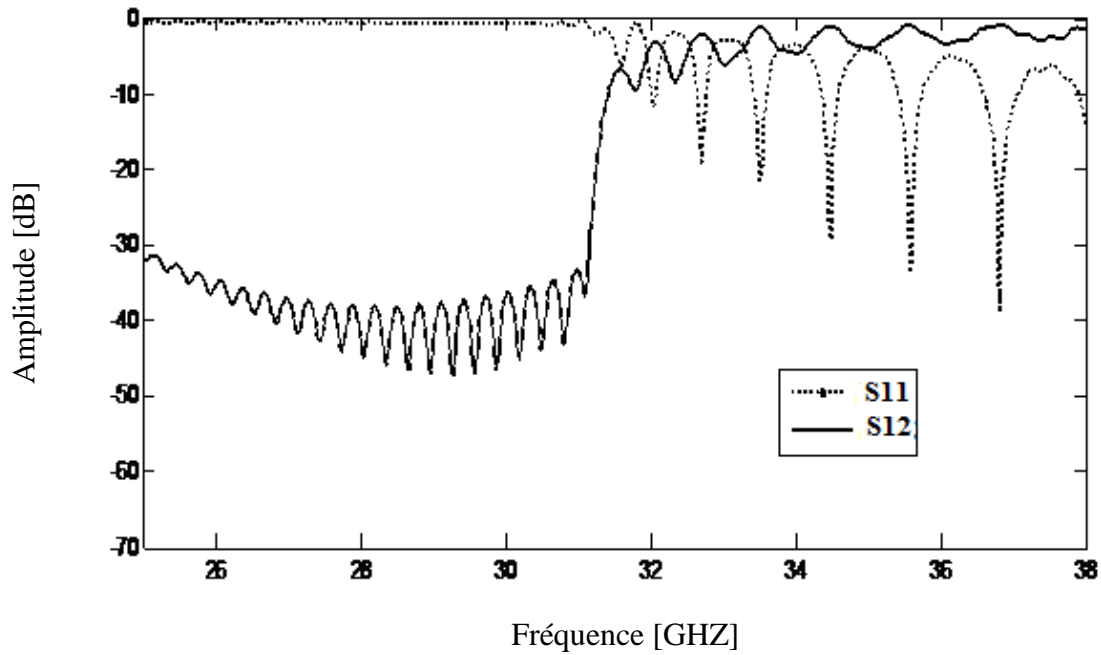


Figure II. 27. Coefficient de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de la topologie de transition de SIW opérant dans la bande millimétrique.

A partir de la figure II.28 nous remarquons qu'il existe des pics de S_{11} qui sont inférieure à -20 dB dans la bande de fréquence [31 38 GHz], et le coefficient de transmission S_{12} est supérieure à -2 dB dans la même bande.

II. 7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la construction du guide d'onde intégré au substrat 'SIW' opérant à la bande c, ka, et à la bande millimétrique,

Au début de construction nous avons calculé les paramètres de guide d'onde intégré au substrat par des équations analytiques citées, par la suite nous avons adapté les deux extrémités de SIW à une ligne de transmission de 50 Ohm à l'aide de transition conique (taper), la longueur et la largeur de taper sont déterminé par le calcul numérique sous ADS. Afin de valider cette technique, nous avons comparé les résultats par momentum.

Bibliographie

- [1] “Substrate Integrated Waveguide” www.microwaves101.com/encyclopedia.
- [2] Y. Cassivi, L. Perregriani, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, G. Conciauro, “Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguide” *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, Vol. 12, No. 9, pp. 333-335, 2002.
- [3] Ke Wu, Dominic Deslandes, and Yves Cassivi ”The Substrate Integrated Circuits - A New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics “*Microwave review* December 2003.
- [4] Y. Cassivi, L. Perregriani, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro, “Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide,” in *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, Sep.2002, pp. 333–335.
- [5] J. E. Rayas-Sanchez and V. Gutierrez-Ayala, "A General EM-Based Design Procedure for Single Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Atlanta, GA, Jun. 2008, pp. 983-986.
- [6] X. Chen, W. Hong, T. Cui, J. Chen and K. Wu, ' Substrate Integrated Waveguide (SIW) Linear Phase Filter', *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 15, No. 11, 2005.
- [7] Yong Ju BAN, “Tunable Ferrite Phase Shifters Using Substrate Integrated Waveguide Technique,”theses, December 2010.
- [8] Asanee Suntives, “High-Speed Data Transmission Using Substrate Integrated Waveguide-Type Interconnects”, Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montreal, Quebec, Canada February 2009.
- [9] Nathan Alexander Smith, “Substrate Integrated Waveguide Circuits and Systems “Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montréal, Québec, Canada May 2010.
- [10] D. Deslandes and K.Wu, "Accurate Modeling Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated waveguide", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol.54, no6, June 2006.
- [11] Teis Coenen, “Analysis and Design of Post Wall Waveguides for Applications in SIW” , the Telecommunication Engineering group of the Faculty of Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science of the University of Twente Enschede, The Netherlands,2010.

Chapitre III

La Conception des Antennes à Onde de Fuite en Technologie SIW : Résultats et Discussion.

III. 1 Introduction

En raison de leur capacité de balayage de fréquence et la facilité de l'alimentation, les antennes à ondes de fuite (LWA) possèdent certains avantages par rapport aux réseaux d'antennes classiques tels que : un gain élevé, le faisceau généré par l'antenne à onde de fuite peut être balayé en fonction de la fréquence.

Dans ce chapitre, on va concevoir des antennes à ondes fuites basées sur les guides d'onde intégrés au substrat qui fonctionnent dans les bandes C, Ku et la bande millimétrique avec des fentes transversales. L'antenne rayonne un faisceau principal à travers la paroi latérale du guide SIW, le faisceau principal peut être balayé en fonction de la fréquence.

Avant d'entamer les procédures de conception des antennes à onde fuite basées sur les guides d'onde intégrés aux substrats, nous allons présenter les caractéristiques principales des antennes.

III. 2 Les caractéristiques principales des antennes

L'antenne est un dispositif permettant de transformer la puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur en une puissance rayonnée (émetteur), ou transforme la puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée (récepteur). Dans la plupart des cas, une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes on dit que son fonctionnement est réciproque [1].

III.2. 1. Puissance rayonnée par une antenne

La puissance rayonnée par une antenne quelconque, dont le centre est placé au centre d'un repère sphérique (Figure III.1) et connectée à une source qui lui fournit une puissance électrique P_a .

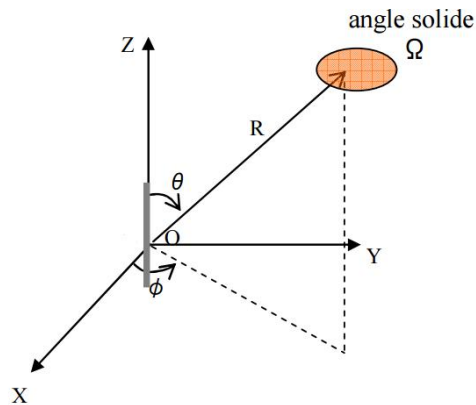


Figure III. 1. La puissance rayonnée par une antenne.

La puissance rayonnée dans une direction quelconque (θ, φ) dans un angle solide Ω (exprimé en stéradian) est donnée par l'équation suivante :

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega} \quad (\text{III.1})$$

La puissance fournie à une surface élémentaire située à une distance R est donnée par l'équation suivante :

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega R^2} \quad (\text{III.2})$$

La puissance rayonnée totale correspond à la somme des puissances rayonnées dans toutes les directions de l'espace [2].

$$P_{tot} = \int \int P(\theta, \varphi) d\theta d\varphi \quad (\text{III.3})$$

III.2. 2. Antenne isotrope

Une antenne isotrope est une source ponctuelle qui rayonne une onde sphérique, c'est-à-dire de manière constante dans toutes les directions de l'espace, la puissance P_A fournie par l'alimentation. Bien qu'une telle antenne n'ait pas de réalité physique, elle est considérée comme une antenne de référence [2].

Puissance rayonnée par unité d'angle solide est :

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{4\pi} \quad (\text{III.4})$$

Puissance rayonnée par unité de surface :

$$P(R, \theta, \varphi) = \frac{P_A}{4\pi R^2} \quad (\text{III.5})$$

III.2. 3. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. La direction du maximum de rayonnement est appelée l'axe de rayonnement de l'antenne [2]. On trace dans le diagramme de rayonnement la fonction caractéristique de rayonnement $r(\theta, \varphi)$ (équation III.6), qui varie entre 0 et 1 selon la direction.

$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_0(\theta_0, \varphi_0)} \quad (\text{III.6})$$

Ou :

$P(\theta, \varphi)$: Puissance rayonnée dans une direction quelconque

$P_0(\theta_0, \varphi_0)$: Puissance rayonnée maximale.

La Figure III.3 présente une coupe à $\varphi = \text{cste}$ d'un diagramme typique en échelle linéaire [1].

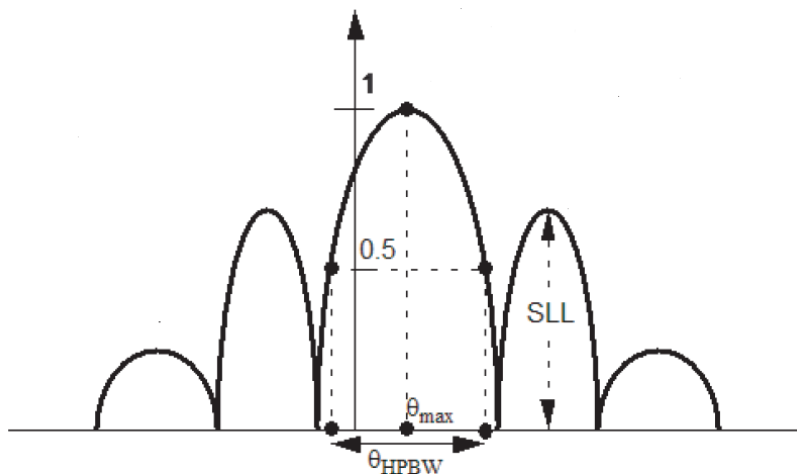


Figure III. 2. Diagramme de rayonnement en puissance.

On appelle lobe principal ou majeur le lobe contenant la direction de rayonnement maximal. Les autres lobes sont des lobes secondaires. Un lobe latéral est un lobe dans une direction autre que celle souhaitée pour le rayonnement de l'antenne. L'importance des lobes latéraux peut se chiffrer en considérant la direction appartenant à ceux-ci où l'intensité est maximale. On définit alors le niveau des lobes latéraux (side lobe level, SLL) comme [1] :

$$SLL = 10 \log_{10} \frac{P_{\text{max}}(\text{lobe principal})}{P_{\text{max}}(\text{lobe latéraux})} \quad (\text{III.7})$$

On définit θ_{HPBW} (Half Power Band width) : c'est l'angle entre les 2 points à -3 dB.

Classiquement, on a pris l'habitude de représenter le diagramme de rayonnement dans deux plans perpendiculaires qui sont : le plan E et le plan H. Le plan E est défini comme le plan contenant l'axe de l'antenne et le champ électrique. Le plan H est défini comme le plan contenant l'axe de l'antenne et le champ magnétique [4] ou bien dans les plans horizontaux ($\theta = 90^\circ$) et verticaux ($\varphi = \text{constante}$).

III.2. 4. Ouverture de l'antenne

L'ouverture angulaire à mi-hauteur ou ouverture à -3 dB est définie par l'écart angulaire existant entre les deux directions situées de chaque côté de l'axe, pour lesquelles la puissance est divisé par deux.

III.2. 5. Largeur de bande

La largeur de bande d'une antenne se rapporte à la gamme de fréquences sur laquelle celle-ci peut fonctionner convenablement, la largeur de bande peut également être décrite en termes de pourcentage de la fréquence centrale de la bande.

$$\text{largeur de bande} = 100 \times \frac{F_H - F_L}{F_C} \quad (\text{III.8})$$

Où : F_H est la fréquence plus élevée de la bande, F_L est la fréquence la plus basse de la bande et F_C est la fréquence centrale de la bande [7].

III.2. 6. Directivité

La directivité est la capacité d'une antenne à focaliser l'énergie dans une direction particulière au moment de transmettre ou de recueillir l'énergie provenant d'une direction particulière au moment de recevoir, la directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ et la

puissance que rayonnerait une antenne isotrope.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_R}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R} \quad (\text{III.9})$$

III.2.7. Gain

Le gain n'est pas une quantité qui peut être définie en termes de quantité physique tel que le Watt ou l'Ohm, c'est plutôt un rapport sans dimensions.

Le gain $G(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ sur la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes. En général, le gain G correspond au gain dans la direction de rayonnement maximal (θ_0, φ_0) . Cette propriété caractérise la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans une direction [2].

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_A}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta_0, \varphi_0)}{P_A} \quad (\text{III.10})$$

Si l'antenne est omnidirectionnelle et sans pertes, son gain vaut 1 ou 0 dB. Le gain est généralement exprimé en dB (voir annexe A) ou en dBi car une antenne isotrope est utilisée comme référence. On trouve aussi parfois le gain exprimé en dBd, lorsqu'une antenne dipôle est utilisée comme référence.

III.2.8. Rendement

Le rendement η d'une antenne traduit sa capacité à transmettre la puissance électrique en entrée P_A sous forme de puissance rayonnée P_R . On le définit comme le rapport entre la puissance totale rayonnée par une antenne et la puissance qui lui est fournie

$$P_R = \eta P_A \quad (\text{III.11})$$

III. 3 Différents types d'antennes

a) Antenne dipolaire

L'antenne dipolaire est constituée de deux fils alignés, très courts et reliés chacun à deux fils parallèles et très proches constituant une ligne bifilaire. Ces antennes de type filaires ont de nombreuses applications telles que : les antennes pour récepteurs radio, les antennes des talkies-walkies, etc.

b) Boucle magnétique

La boucle magnétique est constituée d'un fil conducteur ayant une forme qui permet le retour du fil sur lui-même

c) Antenne cornet

Les cornets sont des guides d'ondes à section progressivement croissante se terminant par une ouverture rayonnante [3, 4]. Sa qualité de transmission est excellente. Pour cette raison, il est utilisé en haute en fréquence. Son utilisation est très répandue en hyperfréquences. Le transformateur de puissance électromagnétique guidée en puissance rayonnée est l'antenne cornet.

d) Les antennes à ondes de fuites ("leaky waves antennas")

Les antennes à ondes de fuites peuvent également être considérées comme des antennes directives. Ces antennes sont caractérisées par un fonctionnement très particulier. Elles peuvent être constituées par toutes sortes de guides à fuites [5, 6, 7, 8] .

e) Antenne à réflecteur parabolique

L'antenne à réflecteur est constituée de la source d'émission associée à une partie métallique réfléchissante, souvent de forme parabolique. Les paraboles sont également très utilisées dans les applications grand gain type communications spatiales [9]. Elle permet d'avoir des lobes très directifs d'ouverture inférieure au degré et des lobes secondaires très bas.

f) Antennes plaquées

L'antenne plaquée, appelée aussi antenne patch est un type récent d'antenne dont le développement et l'utilisation sont de plus en plus fréquents. Elle est constituée d'un diélectrique, possédant un plan de masse métallique sur une face. Sur l'autre face, une gravure métallique permet de supporter des courants de surface qui créent le rayonnement électromagnétique.

III. 4 Conception de l'antenne LWA basé sur SIW dans la bande C

La nature des ondes qui propage dans le guide SIW avec des fentes transversales n'a pas été analysée théoriquement. Habituellement, le guide SIW peut être approché comme un guide d'onde rectangulaire [10].

La géométrie du guide d'onde intégré au substrat à fente transversale est représentée sur la Figure III.3. La fuite est obtenue par l'introduction d'un ensemble périodique de fentes transversales sur la partie supérieure de SIW, qui interrompent le flux de courant sur la paroi supérieure. La disposition des fentes détermine la polarisation et la direction de rayonnement de l'antenne LWA [3]. L'antenne LWA en technologie SIW est conçu sur un substrat de constant diélectrique de 2.33, $\text{tang}\delta=0.0013$ et d'épaisseur 0.558 mm pour des applications en bande C [5.7.7.5]. Le diamètre des vias est de 3.65 mm, et la distance entre vias adjacents est 14.7 mm.

Comme dans l'analyse de Hyneman [11], l'approximation de la distribution du champ de fente transversale est considérée comme

$$\underline{E}_t = \underline{Z} \cos\left(\frac{\pi x}{L}\right), \quad 0 \leq |x| \leq L/2 \quad (\text{III.12})$$

On applique une intégrale de l'équation de champ magnétique de l'ouverture à l'aide d'une approche de domaine spatiale, La constante de propagation complexe $k_z = \beta - j\alpha$ du guide d'onde rectangulaire à fente peut être calculée à partir de l'équation transcendante suivante [11]:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}^2(k_{zn} W/2) \left\{ \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[k_1^2 - \left(\frac{m\pi}{w_{eff}} \right)^2 \right] \times \right. \\ \left. \cos 2m\pi L/2w_{eff} - m/2L/2w_{eff} 2 \cot k_{ymn} h + j\pi/216 \times \mu r w_{eff} \right. \\ \left. fL/2h \times I_n = 0 \right. \quad (\text{III.13})$$

Où :

$$I_n = \int_0^\pi \left[\left(k_0^2 \frac{L^2}{\pi^2} - 1 \right) (\pi - r) \cos(r) + \left(k_0^2 \frac{L^2}{\pi^2} + 1 \right) \sin(r) \right] H_0^2 \left(\frac{k_{pn} L_r}{\pi} \right) dr \quad (\text{III.14})$$

Et :

$$k_{zn} = k_z + 2n\pi/p \quad (\text{III.15})$$

$$k_{pn} = \sqrt{k_0^2 - k_{zn}^2} \quad (\text{III.16})$$

$$k_{ymn1} = \sqrt{k_1^2 - (m\pi/w_{eff})^2 - k_{zn}^2} \quad (\text{III.17})$$

Dans l'équation III.17 k_1 est le nombre d'onde dans le substrat. Si le substrat est un diélectrique avec une tangente de perte $\tan\delta$, k_1 devient :

$$k_1 = k_0 \sqrt{\epsilon_r (1 - j \tan\delta)} \quad (\text{III.18})$$

Dans l'équation III.16, k_{pn} présente deux valeurs possibles grâce à la fonction de la racine carrée.

Si $\text{Im}(k_{pn}) > 0$ correspond à une onde impropre et l'onde va augmenter exponentiellement avec la distance radial par rapport l'axe z .

Si $\text{Im}(k_{pn}) < 0$ correspond à une onde propre et l'onde va décroître exponentiellement avec la distance radial par rapport l'axe z .

Dans les deux cas, il faut prendre dans le calcul les champs extérieurs pour assurer une impropre (augmentation exponentielle transversalement) comportement du mode de fuite pour les ondes de Floquet (harmoniques spatiales). Une fois le nombre d'onde k est calculé, les champs à l'intérieur et à l'extérieur du guide d'onde peuvent être calculés.

Dans cette partie nous concevons une antenne à onde fuite basée sur SIW avec des fentes (slots) transversales comme illustré sur la figure III.3. La structure de base a été conçue sur un substrat diélectrique de type Cu 233lx (lossy) avec une constante diélectrique $\epsilon_r = 2.33$ et $\tan\delta = 0.0013$.

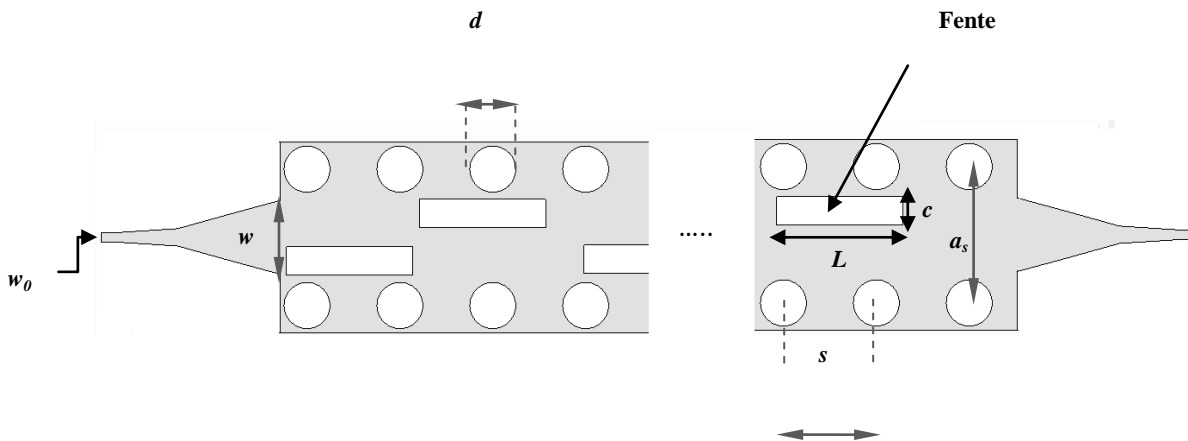


Figure III. 3. L'antenne LWA en technologie SIW avec les paramètres suivantes $d = 3.65$ mm, $s = 14.7$ mm, $a_s = 21.5$ mm, $w = 11.63$ et $w_0 = 1.45$ mm.

La longueur de fente peut être obtenue à l'aide de la relation suivante :

$$L = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \quad (\text{III.19})$$

Où :

λ_0 : La longueur d'onde en espace libre,

La largeur de fente “ c “ doit être inférieure à la moitié de L, et l'espacement entre les fentes de l'antenne est sélectionné à une demi-longueur d'onde guidée ($\lambda_g / 2$) afin de localiser les fentes pour avoir un rayonnement dans une même phase.

La structure finale obtenue après une transition micro-ruban ver le guide SIW avec quatre fentes est représentée sur la figure III.4.

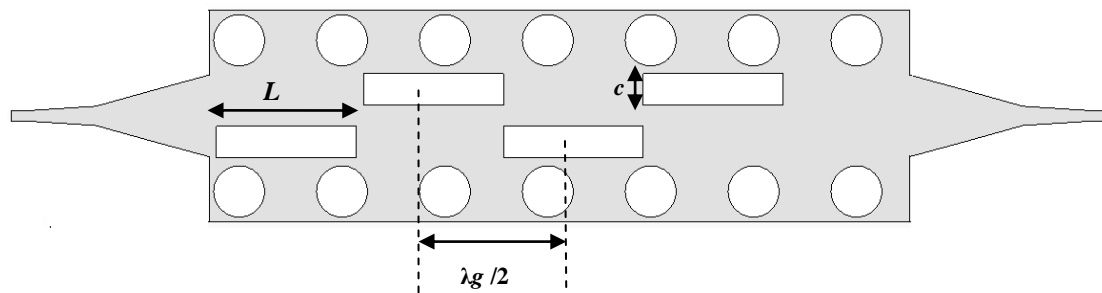


Figure III. 4. La structure de l'antenne LWA basée sur SIW dans la bande C, avec $L=20$ mm, $c=4.5$ mm et $\lambda_g=22$ mm.

Le résultat de simulation obtenu à l'aide du logiciel CST est représenté sur la figure III.5. L'antenne a été conçue pour résonner à la fréquence de 5.5 GHz.

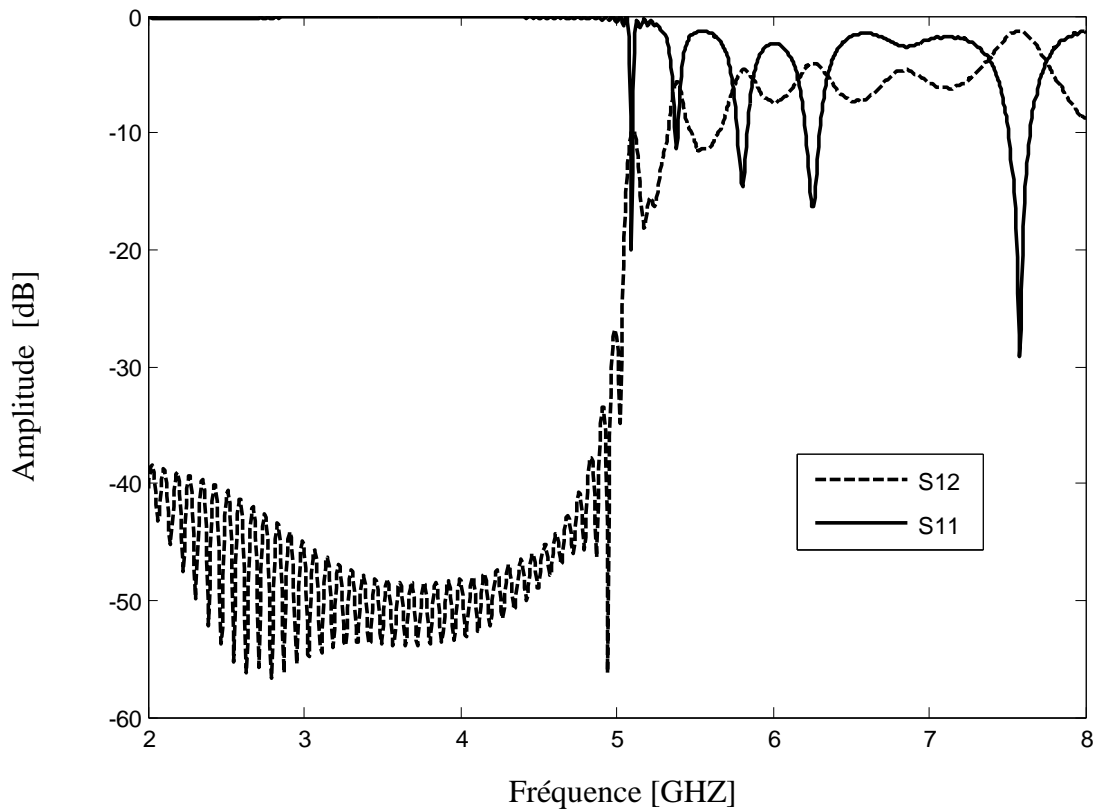
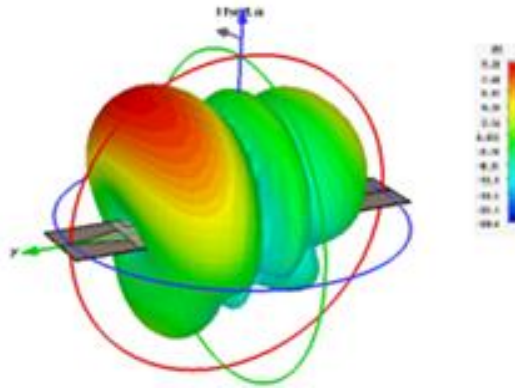


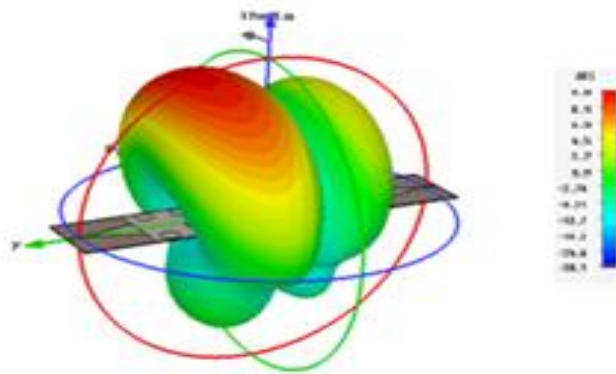
Figure III. 5. Les Coefficients de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de l'antenne LWA en technologie SIW opérant dans la bande C.

A partir de la figure III.5 nous remarquons qu'il ya une transmission à partir de la fréquence de coupure et il existe des pics de S_{11} qui sont inférieurs à -20 dB dans la bande de fréquence

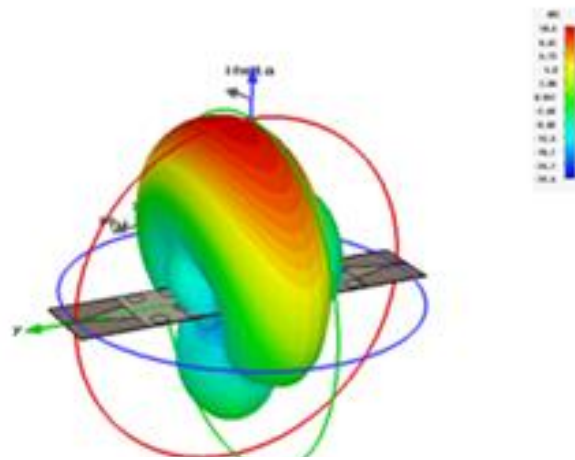
Les diagrammes de rayonnement simulé dans le plan 3-D et polaire à des fréquences différentes sont représentés sur la figure III.6 et figure III.7.



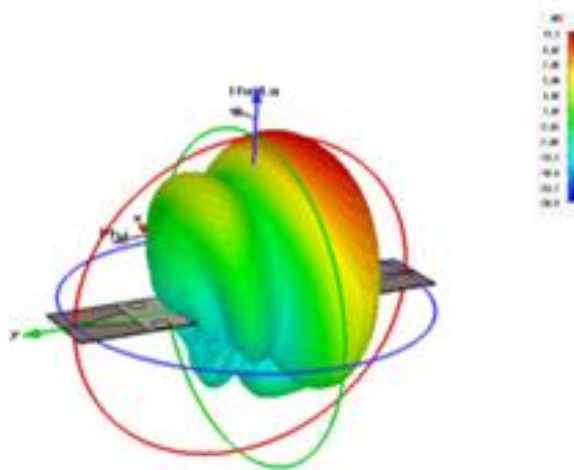
(a) : $f=5.384$ GHZ



(b) : $f=5.80$ GHZ

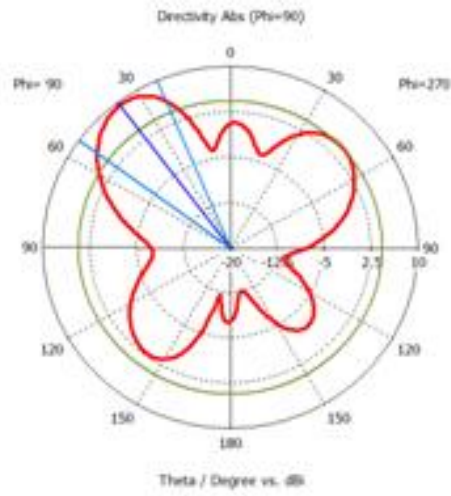


(c) : $f=6.25$ GHZ

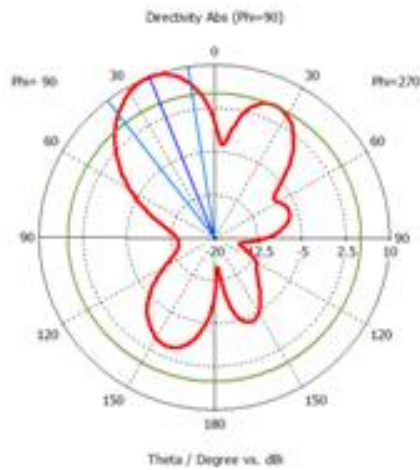


(d) : $f=7.5$ GHZ

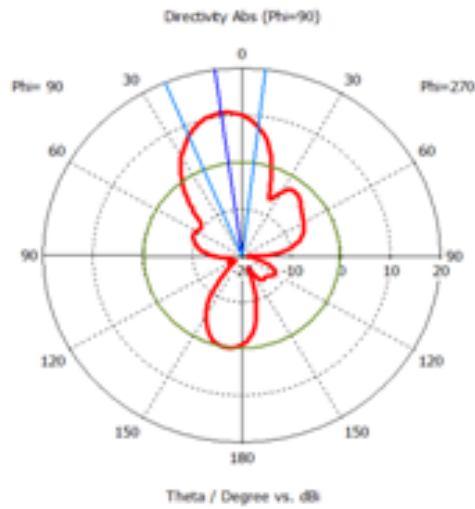
Figure III. 6. Diagrammes de rayonnements de l'antenne LWA avec quatre fentes opérant dans la bande C dans le plan 3-D.



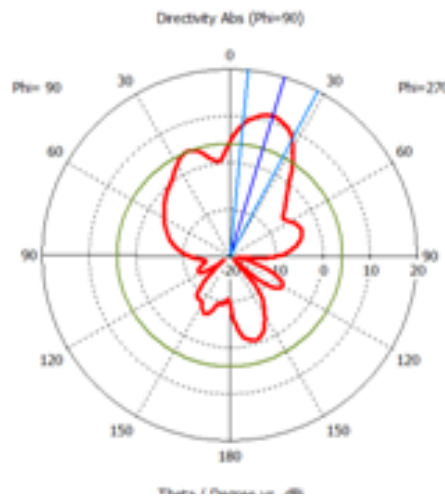
(a) : $f= 5.384$ GHZ



(b) : $f= 5.80$ GHZ



(c) :f= 6.25 GHZ



(d) :f= 7.5 GHZ

Figure III. 7. Diagrammes de rayonnements de l’antenne LWA avec quatre fentes opérant dans la bande C dans le plan polaire.

L’antenne rayonne une onde arrière (backward) avec une direction de -37° à 5.384 GHz, -22° à 5.8 GHz et de -8° à 6.25 GHz, et une onde avant (forward) avec une direction de $+17^\circ$ à 7.5 GHz. L’antenne proposée a des avantages de balayage de faisceau à partir d’une onde arrière (-37°) vers une onde avant ($+17^\circ$) avec une taille compacte.

Notre prochain objectif est d'augmenter le nombre des fentes de l'antenne et étudier l'effet de l'augmentation sur les diagrammes de rayonnement. La figure III.8 représente une antenne à onde de fuite en technologie SIW avec neuf slots, de longueur $L=20$ mm, et de largeur $c=4.5$ mm, l'espace entre les fentes est sélectionné à 22 mm.

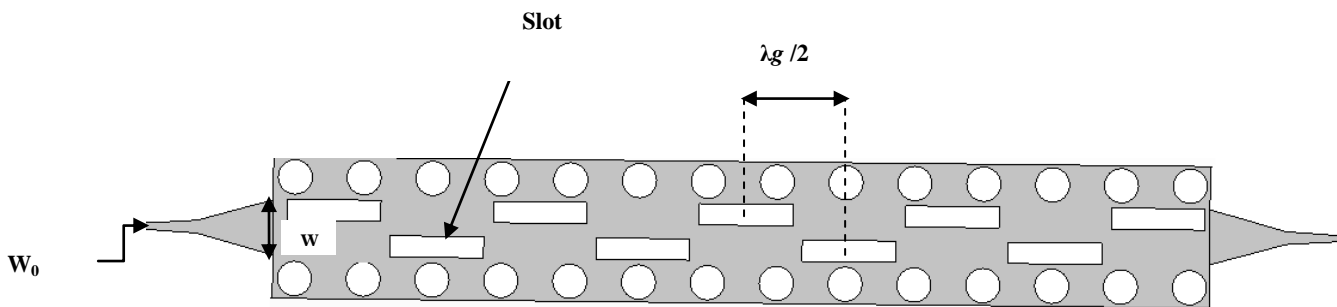
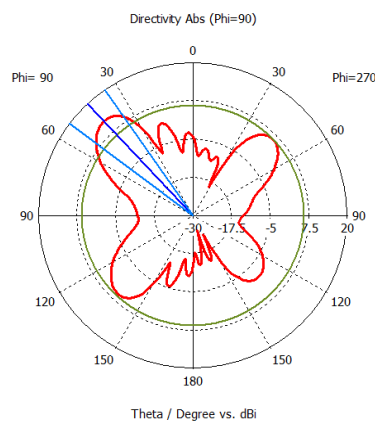
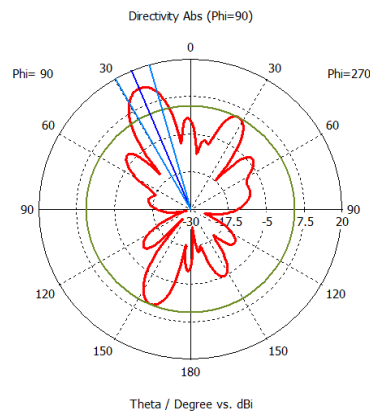


Figure III. 8. L'antenne LWA basée sur SIW avec 9 fentes; $e=20$ mm, $c=4.5$ mm, $\lambda_g =22$ mm $d=3.65$ mm, $s=14.6$ mm, $as=21.5$ mm, $w=11.63$ and $w_0=1.45$ mm.

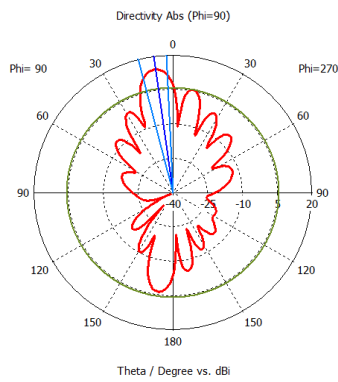
Les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne LWA en technologie SIW avec neuf slots dans le plan polaire sont représentés sur la figure III.9.



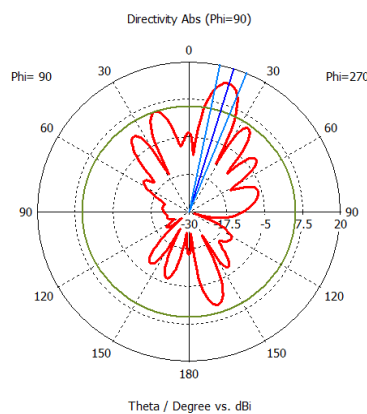
(a) : f=5.384 GHZ



(b) : $f=5.80$ GHZ



(c) : $f=6.25$ GHZ



(d) : $f=7.5$ GHZ

Figure III. 9. Diagrammes de rayonnement de l'antenne LWA avec neuf fentes dans laopérant bande C.

L'antenne rayonne une onde arrière (backward) avec une direction de -43° à 5.384 GHz, -22° à 5.8 GHz et de -8° à 6.25, et une onde avant (forward) avec une direction de $+17^\circ$ à 7.5 GHz.

Selon la figure III.7 et III.9 il n'y a pas une grande différence dans la direction du lobe principale entre LWA avec 4 fentes et l'antenne LWA avec 9 fentes mais LWA avec 9 fentes est plus directive. Le tableau I montre la directivité de l'antenne LWA avec 4 et 9 fentes.

Fréquence (GHZ)	5.384	5.80	6.25	7.5
L'ouverture angulaire à -3 dB de l'antenne lwa avec 4 fentes (deg)	34.4	28.9	29.6	22.3
L'ouverture angulaire à -3 dB de l'antenne lwa avec 9 fentes(deg)	18.4	14	11.8	10.5

Tableau III.1. La directivité de l'antenne LWA SIW avec 4 et 9 fentes.

III. 5 Conception de l'antenne LWA basée sur SIW dans la bande ku

La géométrie proposée de l'antenne à ondes de fuite basée sur les guides d'ondes intégrés au substrat est illustrée sur la figure III.10. La conception d'une antenne à fentes basée sur la technologie SIW peut être initialement équivalente à la conception d'une antenne à fente basée sur un guide d'ondes classique. Etant donné que les fentes sont réparties symétriquement sur la grande paroi supérieure du guide d'ondes, la longueur et la largeur de la fente sont sélectionnées respectivement à 4.3 mm et 1 mm, la distance entre les fentes est sélectionnée à 7.4 mm.

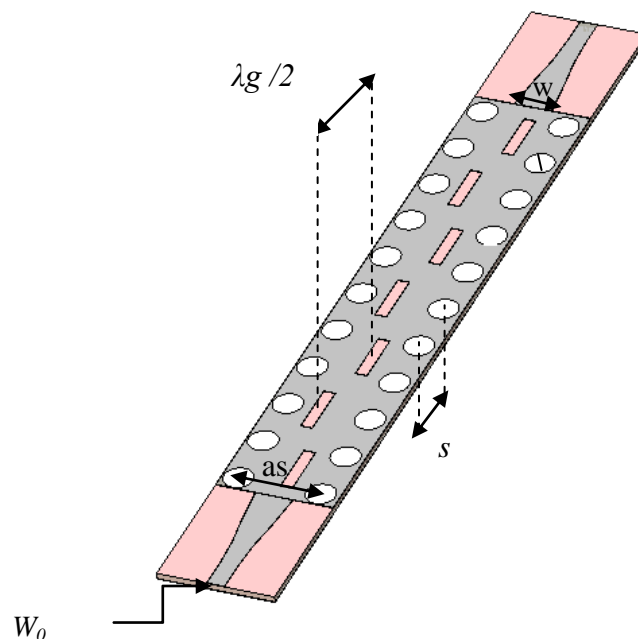


Figure III. 10. Lwa basée sur SIW dans la bande Ku avec $d=1.25$ mm, $s=4.9$ mm, $as=7.1$ mm, $w=3.25$ mm, $w_0=1.52$ mm, $L=4.3$ mm, $c=1$ mm and $\lambda_g=14.8$ mm.

L'antenne LWA en technologie SIW est conçue sur un substrat diélectrique de type Cu 233lx (une constante diélectrique $\epsilon_r=2.33$ et $\tan\delta=0.0013$) avec une épaisseur de 0.558 mm, Les paramètres S de la structure finale avec 7 fentes dans la gamme de fréquence [17 22 GHz] sont illustrés sur la figure III.11.

Il existe des pics de S_{11} qui sont inférieurs à -20 dB dans la bande de fréquence Ku (de 17 GHz à 21 GHz), avec des pertes d'insertion supérieures à -3 dB ce qui indique un bon rayonnement de fuite.

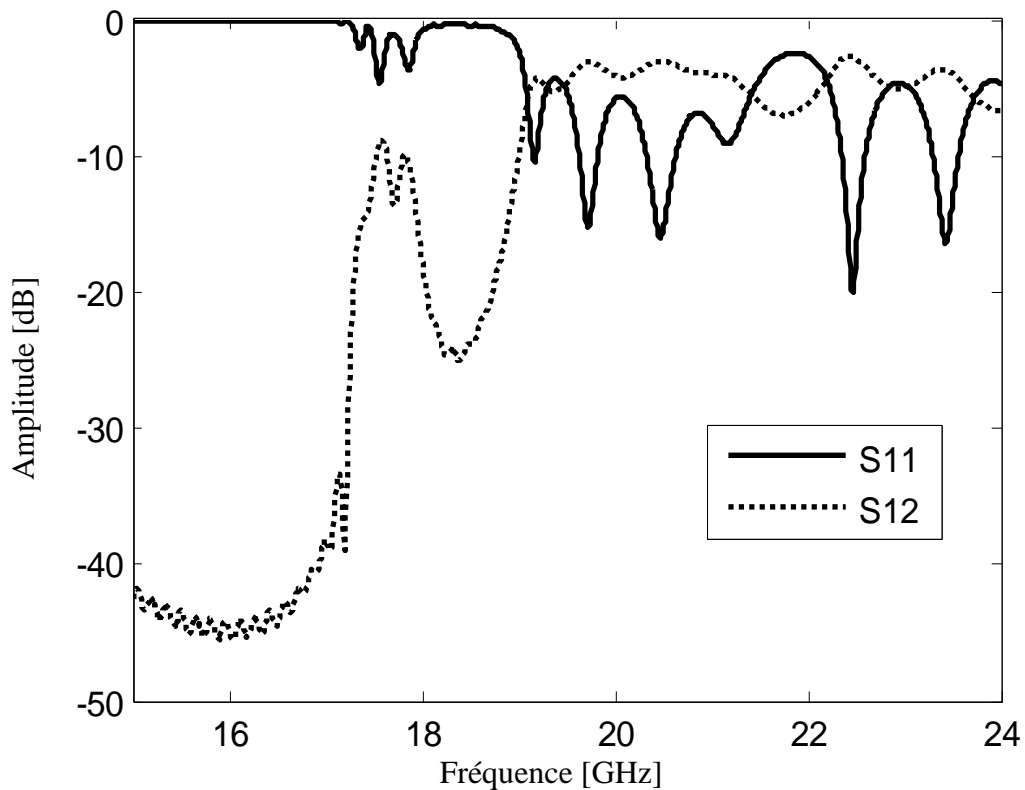
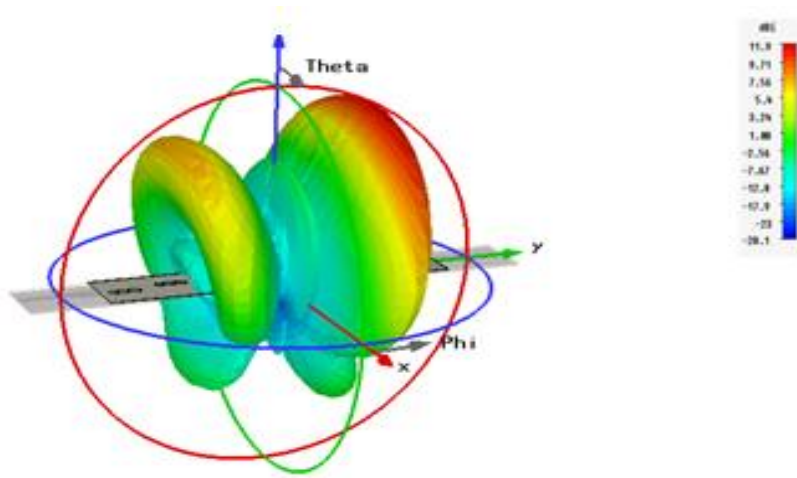
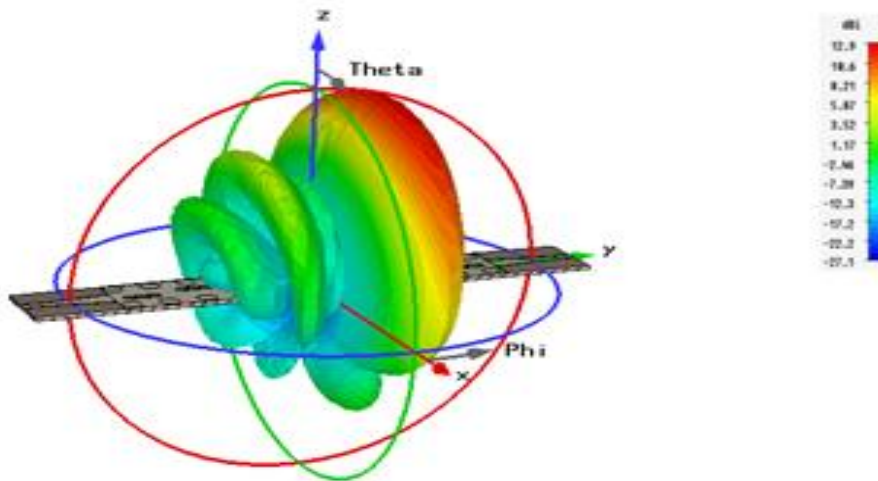


Figure III. 11. Les Coefficients de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de l'antenne LWA en technologie SIW opérant dans la bande ku.

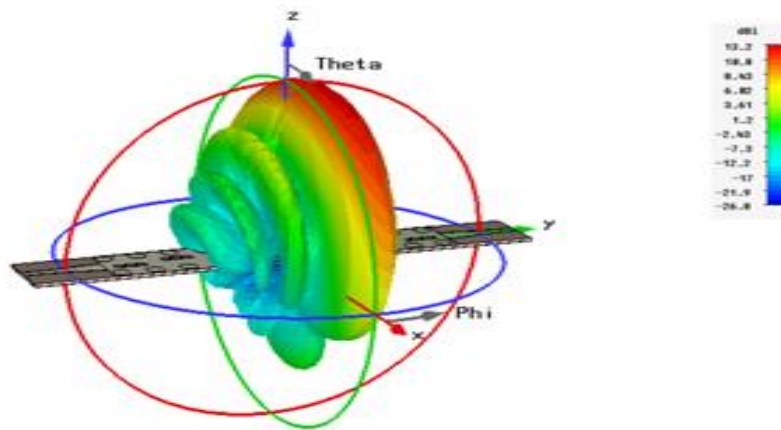
La figure III.12 représente les diagrammes de rayonnement en 3-D dans le plan polaire et à des fréquences différentes.



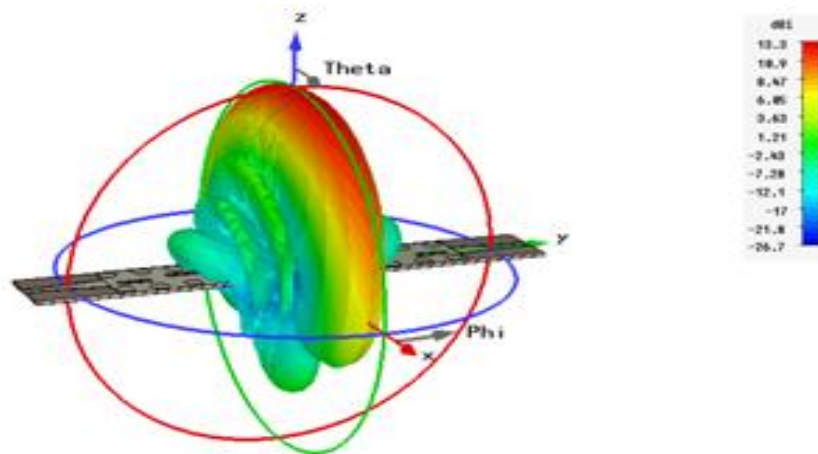
(a) : $f=19.11$ GHz



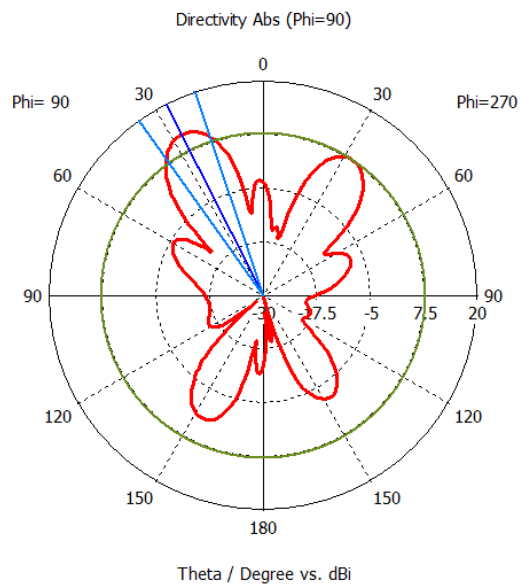
(b) : $f=19.83$ GHz



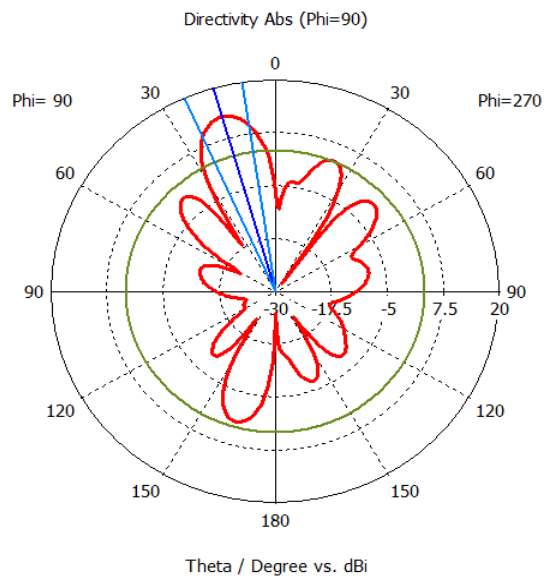
(c) : $f=20.68$ GHz



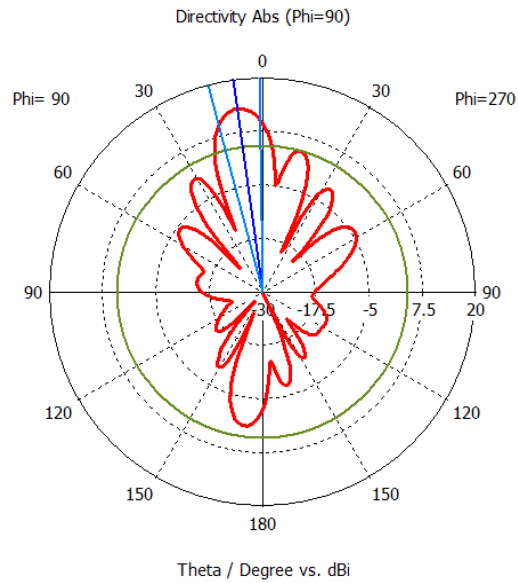
(d) : $f=20.68$ GHz



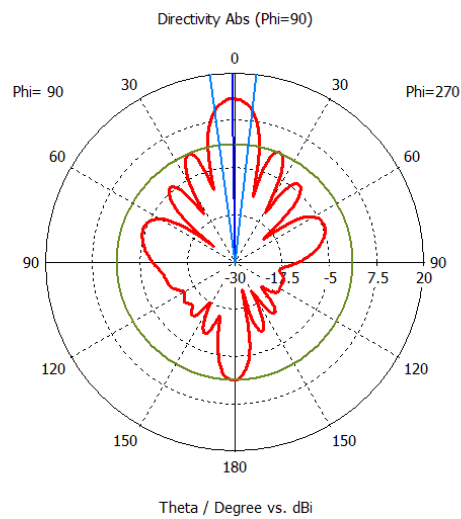
(a) : $f=19.11$ GHz



(b) : $f=19.83$ GHz



(c) : $f=20.68$ GHz



(d) : $f=21.6$ GHz

Figure III. 12. Les diagrammes de rayonnement 3-D et dans le plan polaire de l'antenne LWA basée sur la technologie SIW dans la bande Ku.

L'antenne rayonne une onde arrière (backward) avec une direction de -27° à 19.11 GHz, -16° à 19,83 GHz et de -8° à 20,68 GHz, et une onde bordée (broadside) avec une direction de -1° à 21,6 GHz.

III. 6 Conception des antennes LWA basées sur la technologie SIW opérants dans la bande millimétrique

Les antennes à ondes de fuite possèdent certains avantages par rapport aux réseaux d'antennes classiques. Un gain élevé peut être réalisé par une simple extension de sa longueur physique, ce qui peut être entrepris dans un format compact notamment dans les applications à ondes millimétriques

Dans cette partie, nous concevons une antenne à onde de fuite basée sur les guides d'onde intégrés au substrat, l'antenne rayonne l'énergie à partir des fentes longitudinales gravées dans la paroi supérieure de SIW.

La structure de SIW utilisée est composée de deux rangées de trous métalliques de diamètre $d=0.4$ mm, la distance entre les trous $s=1.8$ mm, et la distance entre les deux rangées $as=3.2$ mm. Les dimensions initiales de guide SIW ont été calculées sur la base des formules analytiques pour les guides d'ondes rectangulaires équivalentes (voir chapitre II) puis optimisées numériquement en utilisant le simulateur CST Microwave Studio.

Pour notre antenne LWA à base de la technologie SIW nous avons utilisé un substrat de type Cu 233lx (lossy) avec épaisseur $b=0.508$ mm, permittivité relative $\epsilon_r=2.33$ et le facteur de perte $\tan\delta=0.0013$. La figure III.13 montre la structure LWA SIW avec des fentes situées dans les deux côtés de SIW.

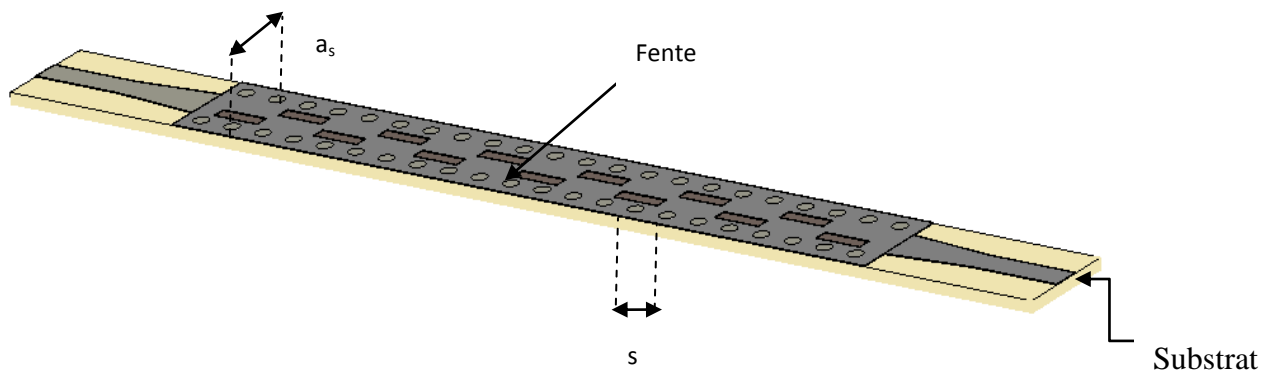


Figure III. 13. Antenne LWA à base de la technologie SIW opérant dans la bande millimétrique.

Les paramètres S de l'antenne LWA basée sur la technologie SIW sont présentés dans la figure III.14.

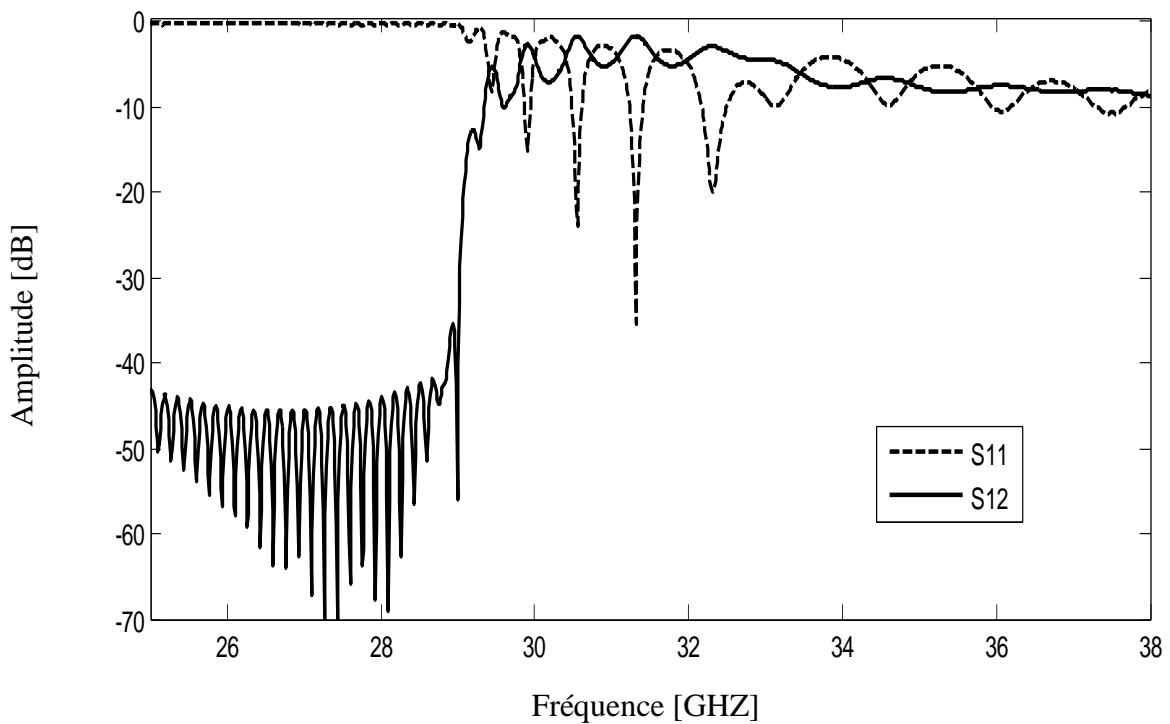
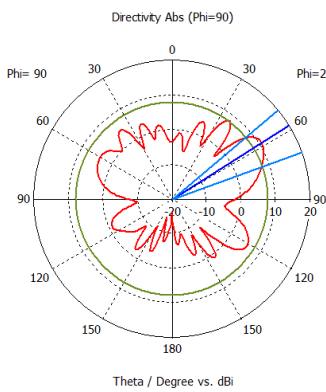


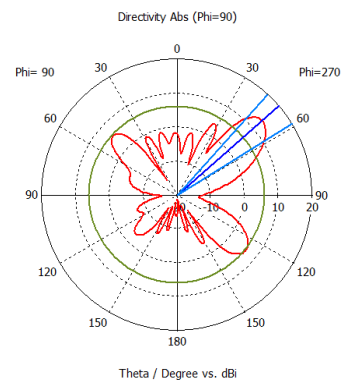
Figure III. 14. Les coefficients de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de l'antenne LWA basée sur la technologie SIW dans la bande millimétrique.

On peut observer selon de la figure III.14 qu'il existe des pics de S_{11} qui sont inférieurs à -20 dB dans la bande millimétrique et le coefficient de transmission S_{21} augmente à partir de la fréquence de coupeur jusqu'à une transmission supérieure à -10 dB dans la gamme [30 36 GHz].

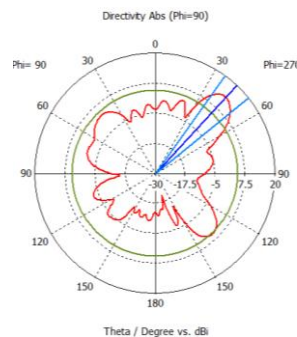
La figure III.15 montre respectivement les diagrammes de rayonnements simulés dans les plans polaires et 3-D. On voit bien que, lorsque la fréquence augmente, le lobe principal de faisceau se déplace de la direction $\theta=90^0$ (backfire) vers la direction de $\theta=0^0$ (broadside).



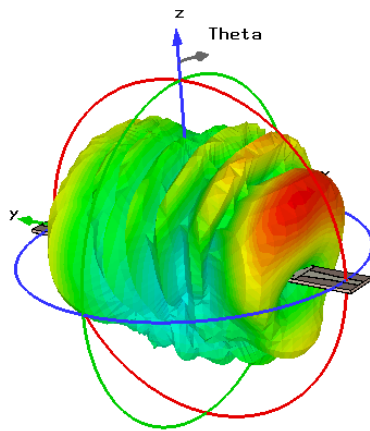
(a) : f= 32 GHz



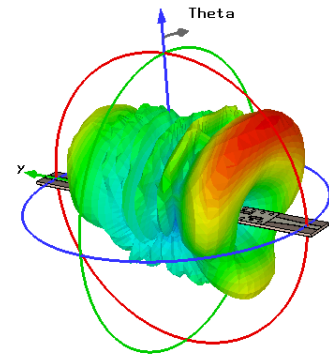
(b) : f= 33 GHz



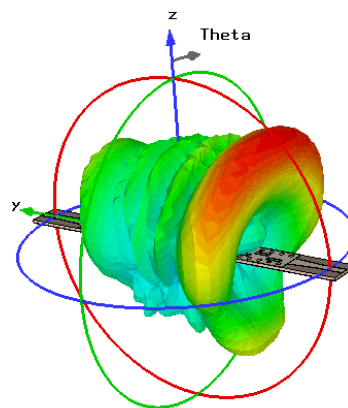
(c) : f= 34 GHz



(a) : $f= 32 \text{ GHz}$



(b) : $f= 33 \text{ GHz}$



(c) : $f= 34 \text{ GHz}$

Figure III. 15. Les diagrammes de rayonnements simulés de l'antenne LWA SIW dans la bande millimétrique dans les plans polaires et 3-D.

Dans la partie que ce suite, on va procéder au changement de la positions des fentes, la figure III.16 illustre la structure finale, Les Coefficients de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de l'antenne sont donnés sur la figure suivante :

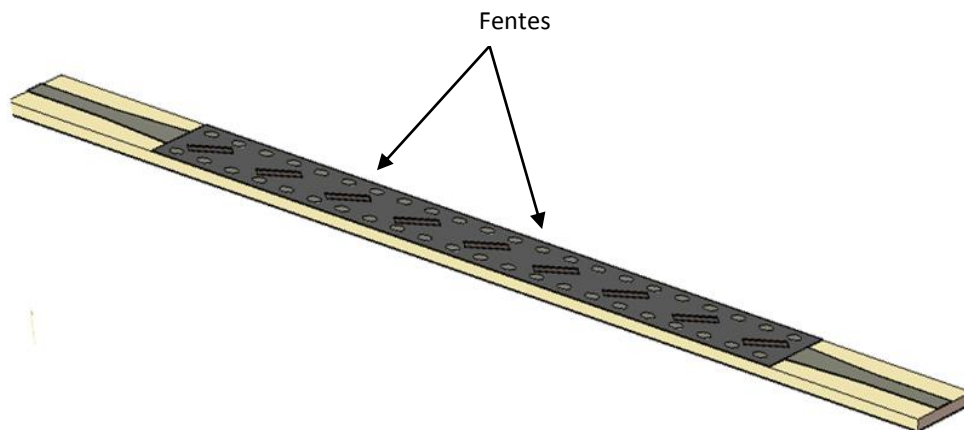


Figure III. 16. L'antenne LWA SIW avec des fentes situées dans le centre de guide SIW opérant dans la bande millimétrique.

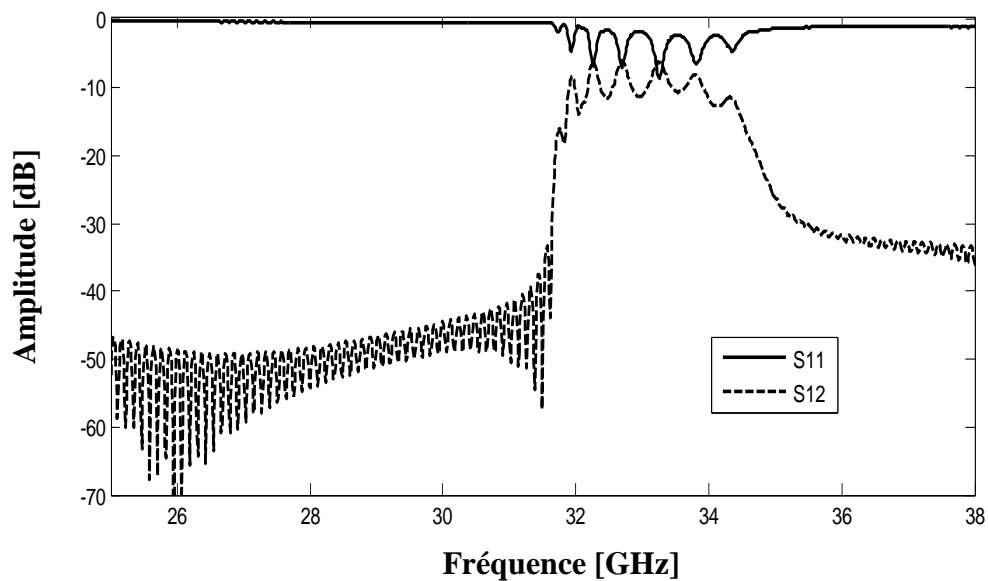
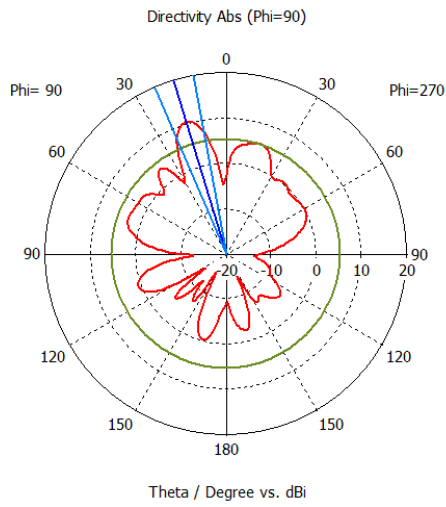
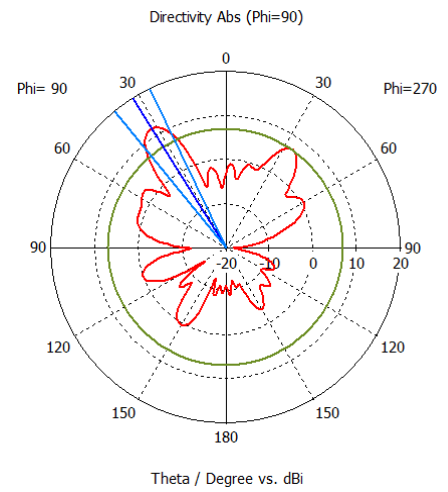


Figure III. 17. Les coefficients de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de l'antenne Lwa SIW opérant dans la bande millimétrique.

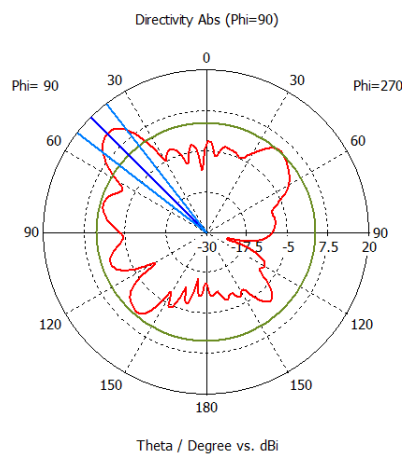
Les diagrammes de rayonnement simulés dans le plan polaire sont illustrés sur la figure III.18.



(a) : $f= 32$ GHz



(b) : $f= 33$ GHz



(c) : $f= 32$ GHz

Figure III. 18. Les diagrammes de rayonnements simulés en coordonnées polaires.

D'après cette figure, nous observons qu'en modifiant la position des fentes dans le centre, le diagramme de rayonnement devient plus directif.

III. 7 Conclusion

Dans ce chapitre on a proposé des antennes à ondes de fuite basées sur la technique SIW. Les résultats montrent que l'antenne proposée présente des avantages ; de grande largeur de bande, un gain élevé, le faible poids et la direction du rayonnement de l'antenne est changée en fonction de la variation de la fréquence.

Bibliographies

- [1] Odile Picon et coll, Les antennes Théorie, conception et applications.
- [2] Alexandre Boyer ANTENNES www.alexandre-boyer.fr.
- [3] A.W. Love. Electromagnetic Horn Antennas. New York, 1976.
- [4] Y. T. Lo and S. W. Lee. Antenna Handbook : chap 8. Van Nostrand Reinhold, 1988.
- [5] A.A. Oliner. Leaky-wave antennas. McGraw-Hill : New York, McGraw- 1993.
- [6] Tianxia Zhao, D.R. Jackson, and A.A. Williams, J.T.and Oliner. General formulas for 2-d leaky wave antennas general formulas for 2-d leaky-wave antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 53, Issue 11 :3525 – 3533, Nov. 2005.
- [7] A.A. and Song-Tsuen Peng Oliner, Ting-Ih Hsu, and A Sanchez. Guidance and leakage properties of a class of open dielectric wave guides : Part 2 new physical effects. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 29, Issue 9 :855 – 869, Sep 1981.
- [8] C. Luxey and J.M. Laheurte. Simple design of dual beam leaky wave antennas in microstrip. IEE Proceedings on Microwave on Antennas and Propagation, 144 n°6 :397–402, 1997.
- [9] A.W. Love. Reflector antennas. New York, 1978.
- [10] F. Xu and K. Wu, “Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 53, no. 1, pp. 66-73, Jan. 2005.
- [11] J. Liu, D. R. Jackson, and Y. Long, “Modal analysis of dielectric-filled rectangular waveguide with transverse slots,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 59, no. 9, pp. 3194–3203, Sep. 2011.
- [12] W. Cao, Z. N. Chen, W. Hong, B. Zhang, A. Liu, “A beam scanning leaky-wave slot antenna with enhanced scanning angle range and flat gain characteristic using composite phase-shifting transmission line,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 11, pp. 5871–5875, Nov. 2014.

Chapitre IV

Conception des Antennes LWA HMSIW et des Réseaux LWA SIW.

IV. 1. Introduction

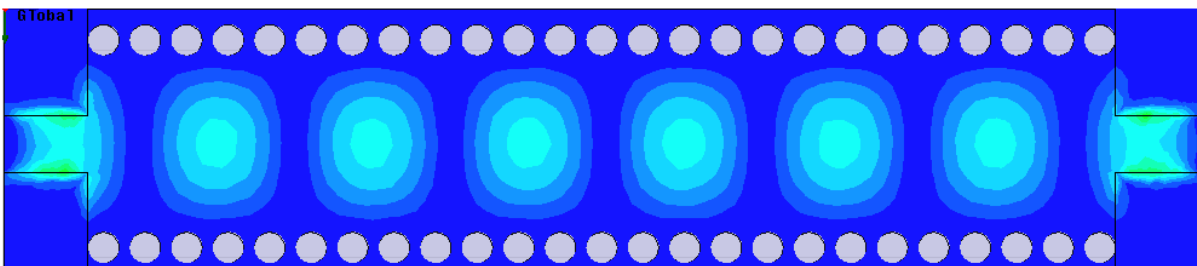
Le guide SIW est une technologie de guide d'ondes plan conçue pour des applications à ondes millimétriques en raison de ses avantages de fabrication facile, faible coût, de petite taille, faible perte et une intégration facile avec des circuits planaires. Une autre structure plus compacte à ondes guidées appelée le guide d'onde intégré au substrat demi-Mode (HMSIW). Le HMSIW préserve tous les avantages de la technologie SIW tandis que sa taille est presque réduite de moitié [1]-[4].

Les antennes à onde de fuite basées sur la technologie HMSIW peuvent être un bon candidat quand un diagramme de rayonnement de haute directivité est nécessaire pour une antenne sur un profil bas.

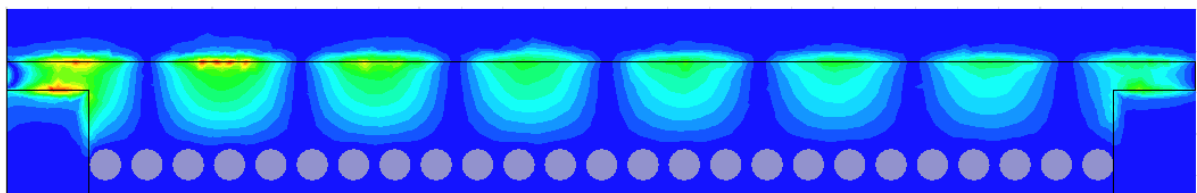
Ce chapitre est divisé en deux parties, dans la première partie on réalise une antenne à onde de fuite basée sur la technologie HMSIW qui fonctionne pour les applications de la bande X, l'antenne est caractérisée par un diagramme de rayonnement étroit et une capacité de balayage de fréquence. En deuxième partie on s'intéresse aux les réseaux d'antennes à onde de fuite basées sur les guides d'ondes intégrés aux substrats avec un diviseur de puissance de forme Y 1x2 et 1x4, les réseaux d'antenne LWA SIW permettent de générer un diagramme de rayonnement directif et une capacité de balayage de fréquence.

IV. 2. La technologie HMSIW

La technologie HMSIW est semblable au guide d'onde rectangulaire classique où les modes TE_{m0} peuvent être propagés. La distribution de champ du mode dominant TE_{10} est représentée dans la figure IV.1(a). Il est connu que, lorsqu'un SIW ne fonctionne que dans le mode dominant, le champ E est d'une valeur maximale au niveau du plan centrale verticale le long de la direction de propagation, donc le plan central peut être considéré comme un mur magnétique équivalent. Sur la base de cette idée nous pouvons couper le guide SIW en deux parties avec un mur magnétique fictif, et chaque moitié de guide SIW devient une structure HMSIW [6],[7]. On peut presque garder la distribution du champ d'origine dans sa propre partie et presque tous les avantages de guide SIW et la réduction de la taille près de la moitié. La distribution de champ du demi-mode TE_{10} dans un guide HMSIW est représentée sur la figure IV.1(b).



(a)



(b)

Figure IV. 1. La distribution du champ du mode dominant dans (a) : guide SIW et (b) guide HMSIW

Pour concevoir un dispositif HMSIW, les mesures devraient être prises dans la manière similaire à la conception d'un circuit SIW. En premier lieu, la largeur d'un guide SIW fonctionnant à la même plage de fréquence doit être déterminée comme décrit dans le chapitre II. Ensuite, la largeur de guide HMSIW (as_2) pourrait être réglée pour être approximativement une moitié de la structure SIW correspondante. Les courbes de la Figure IV.2 compare les paramètres S_{11} en fonction de la largeur as_2 , pour un bon fonctionnement on choisie la largeur de HMSIW égale a la moitié de guide SIW.

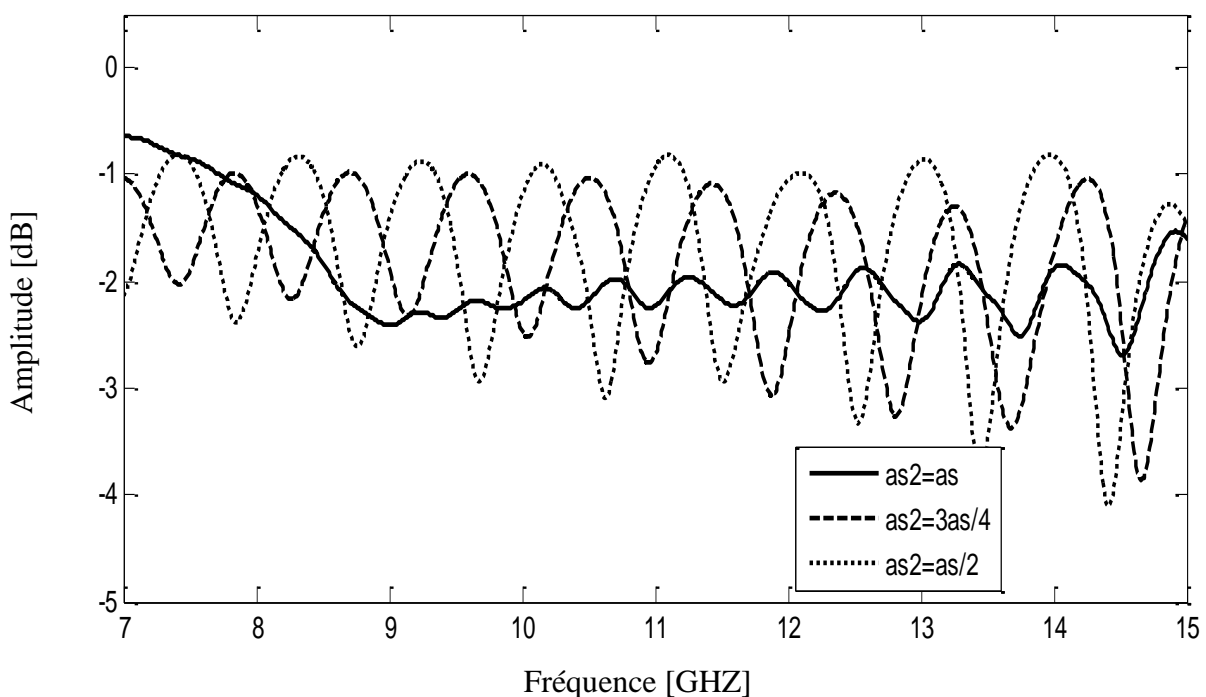


Figure IV. 2. Les coefficients de réflexions S_{11} en fonction de la largeur de guide SIW.

IV. 3. Conception du guide HMSIW dans la bande X

Le guide HMSIW proposé est conçu et simulé sur un substrat de type Arlon Cu 233 (lossy) avec une épaisseur de 0.508 mm et une constante diélectrique $\epsilon_r = 2.33$ et $\tan \delta = 0.0013$. La photographie de HMSIW est représentée sur la Figure IV.3. Le résultat de la simulation sous CST est donné par la figure IV.4 avec la fréquence de coupure du mode TE_{10} dans le guide SIW est sélectionnée environ 8,5 GHz. on peut observer qu'il ya une transmission à partir de fréquence coupure mais la transmission reste faible et ceci est dû à la mauvaise adaptation du guide HMSIW.

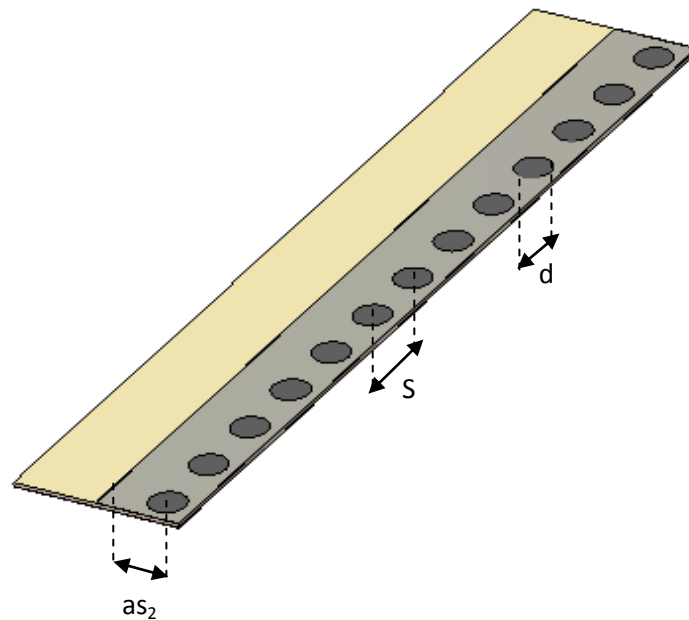


Figure IV. 3. La structure de guide HMSIW sans taper d'adaptation.

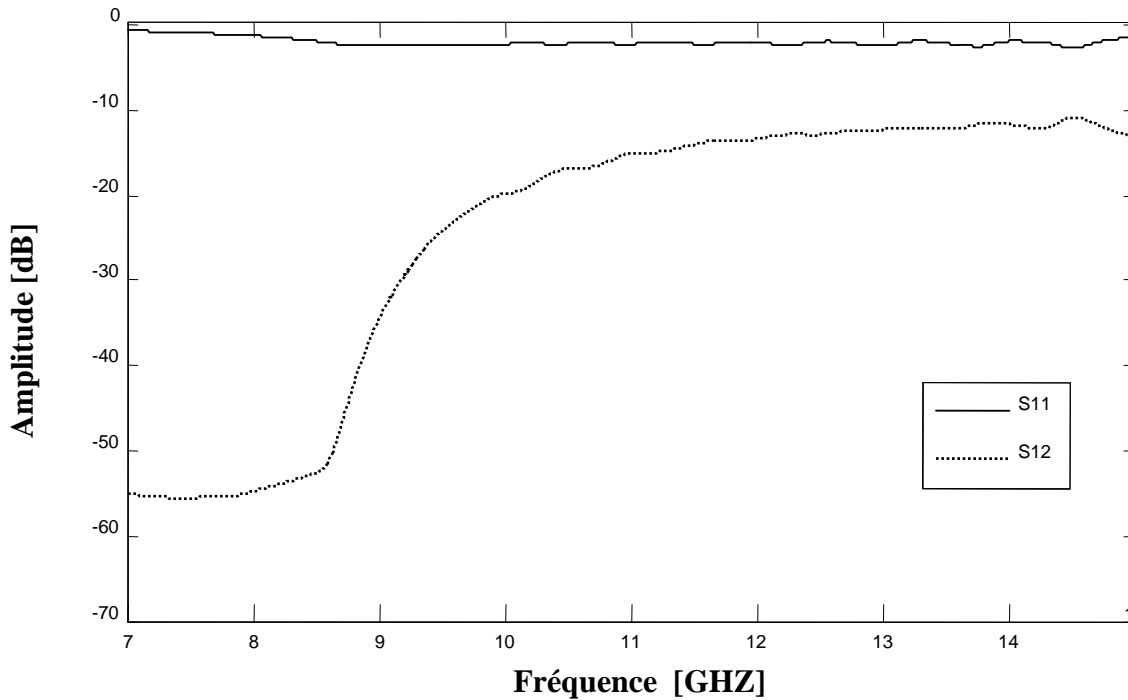


Figure IV. 4. Les paramètres S de la structure de guide HMSIW.

La topologie finale de guide HMSIW est illustrée sur la Figure IV.5, dans laquelle une transition entre ligne microruban de 50 ohms et HMSIW est utilisée pour une adaptation d'impédance.

Cette transition contient deux principaux paramètres, la largeur initiale W_0 et la largeur finale W de la ligne de profil. Il est nécessaire de calculer l'impédance HMSIW, qui est donnée par l'équation (I.47).

Le calcul de l'impédance de guidage, il est également nécessaire de calculer l'impédance d'onde du mode TE, qui est donnée par l'équation.

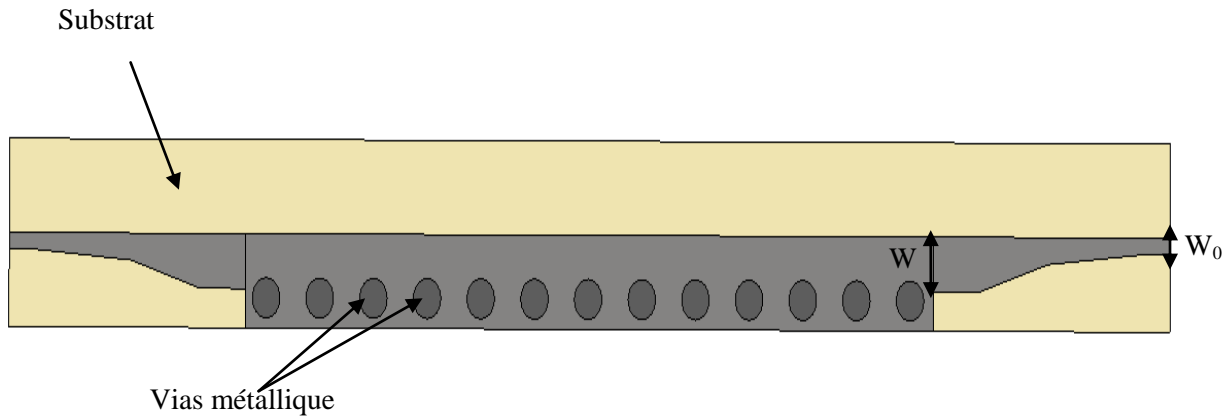


Figure IV. 5. La structure de guide HMSIW adaptée.

La puissance réfléchiée et le coefficient de transmission de la topologie de transition du guide HMSIW sont obtenus par simulation à l'aide du logiciel CST, sont présentés dans la figure IV.6. On peut observer qu'il existe des pics de S_{11} qui sont inférieurs à -20 dB dans la bande de fréquence 9.5 à 12 GHz et le coefficient S_{21} est supérieure à -10 dB dans la bande de fréquence 9.5 GHz à 12 GHz.

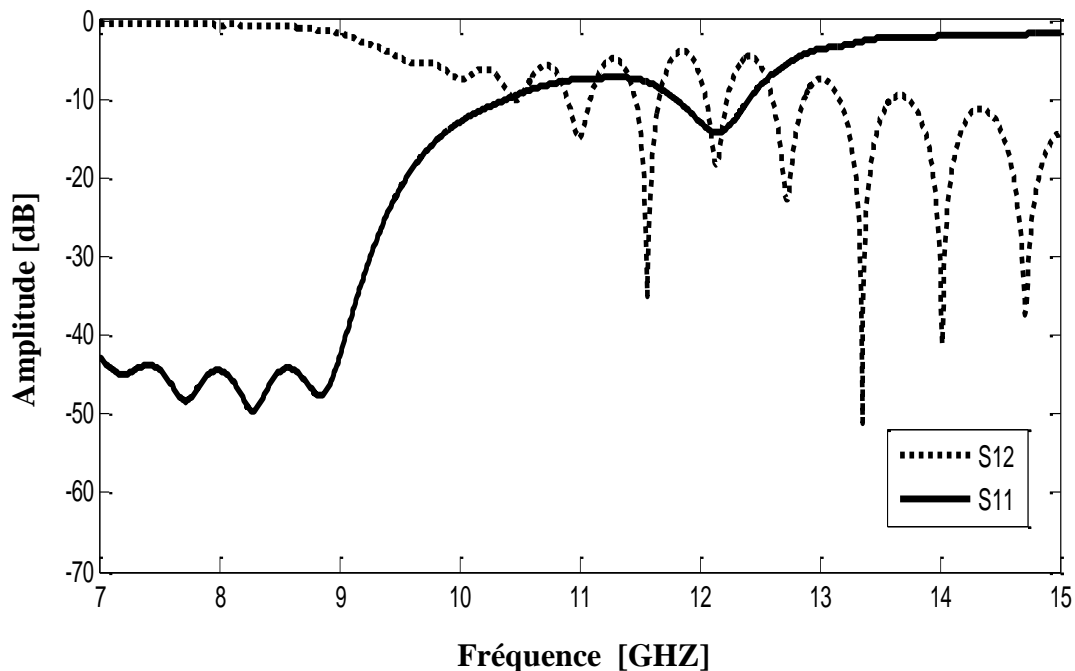


Figure IV. 6. La puissance réfléchiée et le coefficient de transmission de la topologie de transition avec un guide HMSIW opérant dans la bande X.

IV. 4. Conception de l'antenne LWA HMSIW opérant dans la bande X

Dans cette partie on réalise une antenne à onde de fuites basées sur la technologie HMSIW avec des fentes transversales. L'antenne est conçue sur un substrat de type Arlon Cu 2331x (lossy) de constante diélectrique $\epsilon_r = 2,33$ et $\tan \delta = 0,0013$, l'épaisseur du substrat est sélectionnée à 0.508 mm. La longueur et la largeur des fentes doivent être réglées afin d'obtenir la perte de rendement et le rayonnement souhaité. La figure suivante montre la vue schématique de l'antenne LWA HMSIW qui fonctionne dans la bande X.

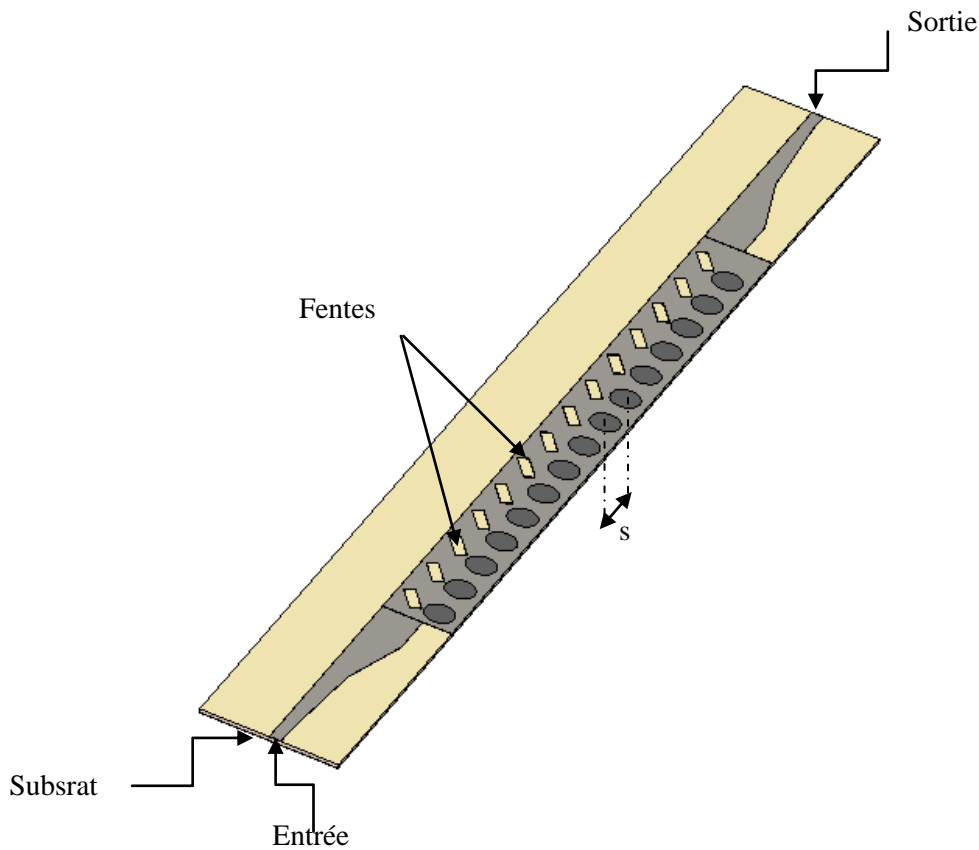


Figure IV. 7. L'antenne LWA basée sur la technologie HMSIW opérant dans la bande X.

La figure VI.8 représente les paramétrées S de l'antenne LWA basé sur la technologie HMSIW , On peut observer que le coefficient S_{11} est inférieure à -10 dB de 9 à 11 GHz et S_{21} coefficient est supérieure à -10 dB de 9 GHz à 11GHz.

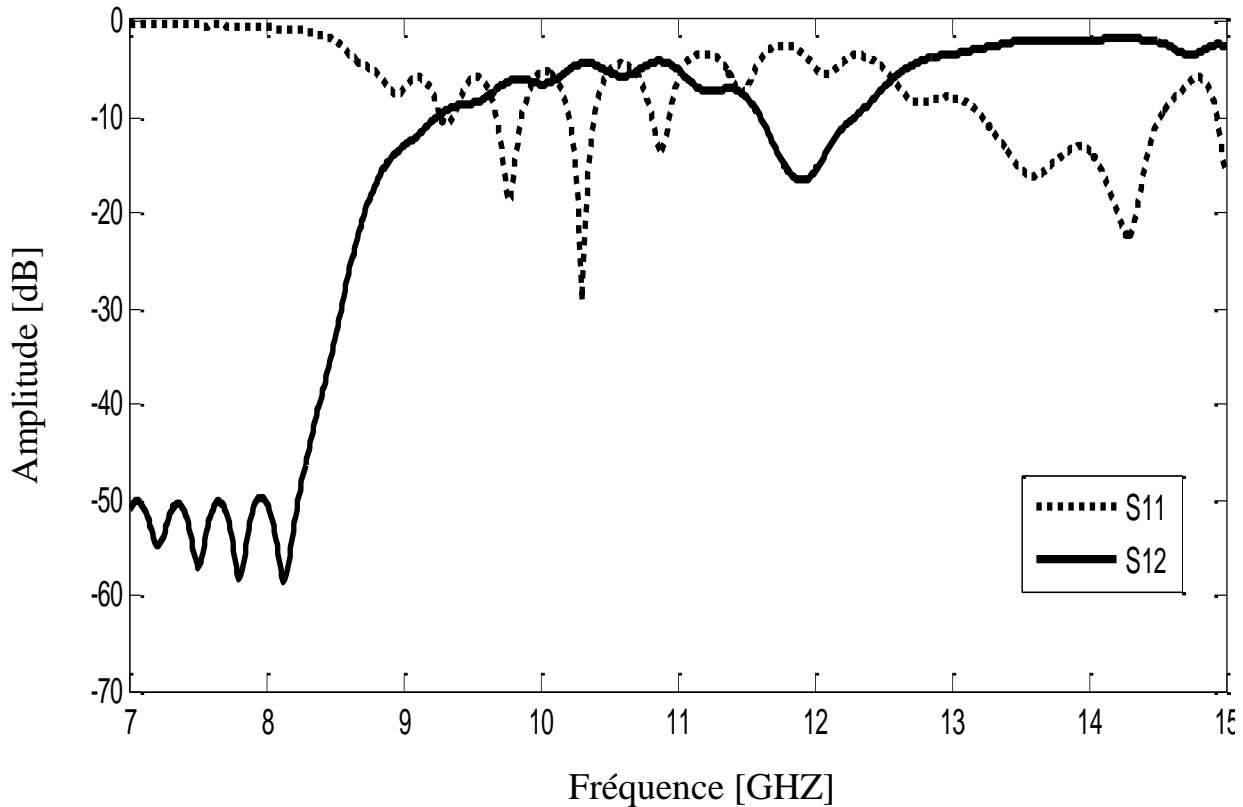
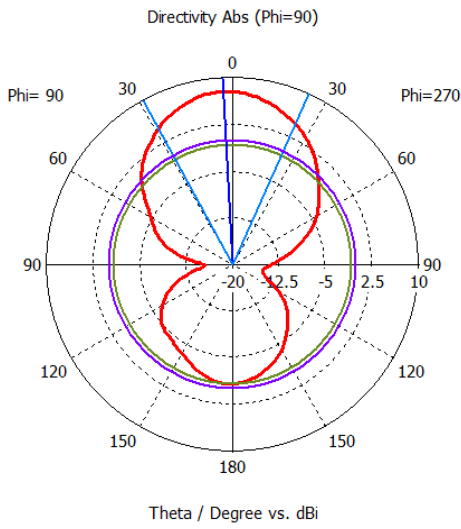
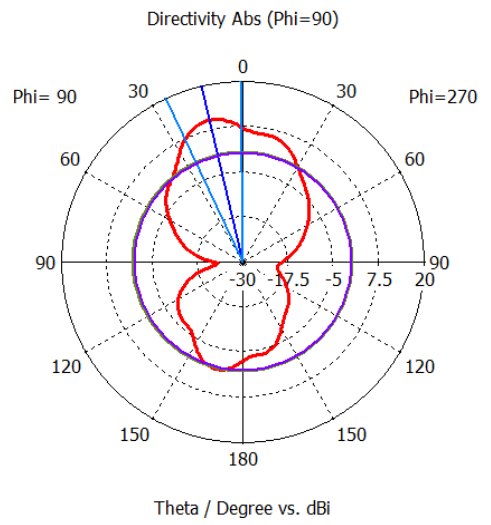


Figure IV. 8. Les paramétrées S de l'antenne LWA basée sur la technologie HMSIW.

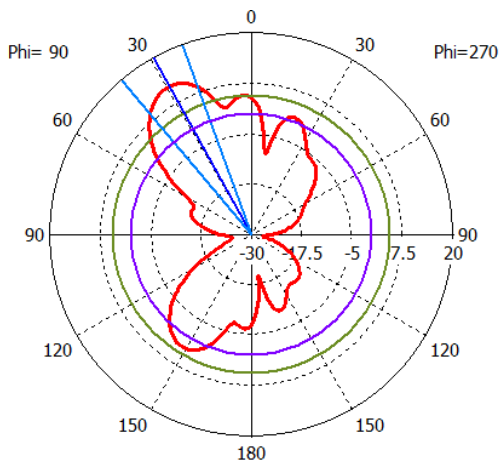
Les diagrammes de rayonnement simulé dans le plan polaire et 3-D de LWA HMSIW dans les fréquences 8, 8.5, 9 et 9.5 GHz sont représentés respectivement sur la figure IV.9 et figure IV.10. L'antenne rayonne un rayonnement de fuite bordé à la fréquence 8 GHz et une onde arrière dans les directions de -15° à 8 GHz, -30° à 8.5 GHz et de -45° à 9.5 GHz



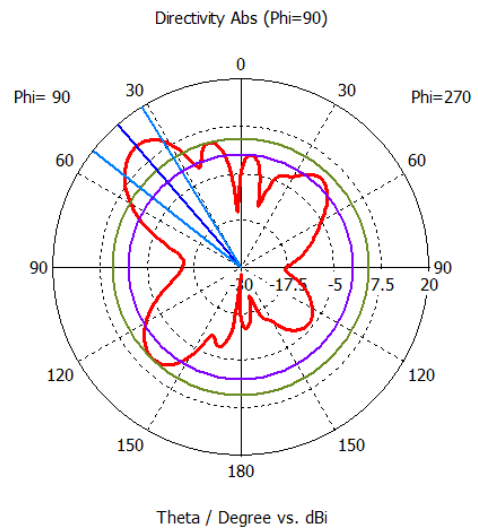
f= 8 GHz



f= 8,5 GHz

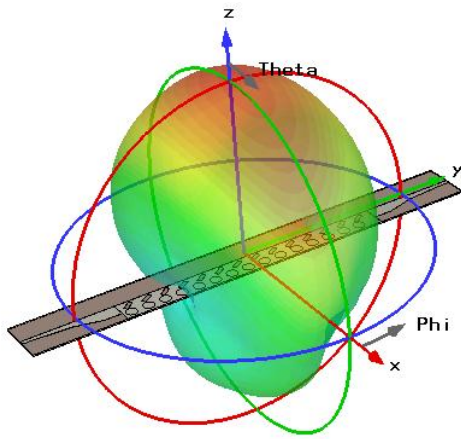


f= 9 GHz

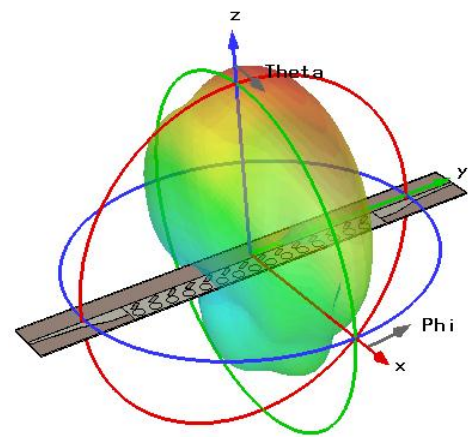


f= 9,5 GHz

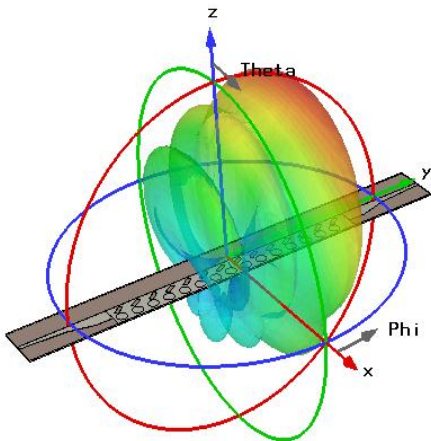
Figure IV. 9. Les diagrammes de rayonnement simulés dans le plan polaire de l'antenne LWA HMSIW



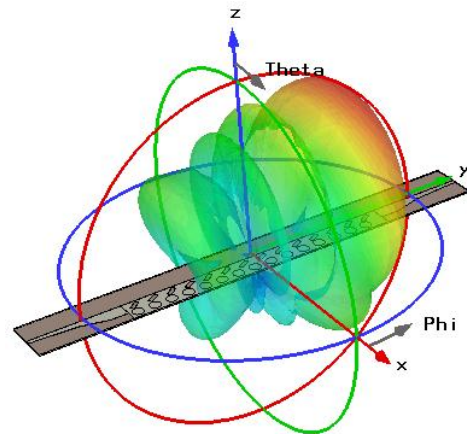
f= 8 GHz



f= 8,5 GHz



f= 9 GHz



f= 9,5 GHz

Figure IV. 10. Les diagrammes de rayonnement simulé dans le plan 3-D de l'antenne LWA HMSIW.

IV. 5. Réseaux d'antennes à onde de fuite basée sur la technologie SIW

Dans cette partie nous concevons un réseau d'antennes à onde de fuite basée sur la technologie SIW avec un diviseur de forme Y, le diviseur de puissance est constitué de guides d'ondes rectangulaires dans lesquels se propage le mode fondamental TE_{10} . Qui est couramment utilisé pour acheminer des copies d'un signal dans un système, Ces diviseurs de puissance s'appliquent soit dans les réseaux d'antennes de satellite, où dans les amplificateurs de puissance pour la division et la combinaison des signaux.

Le réseau est conçu sur un substrat de type Arlon Cu 233lx (lossy) de constante diélectrique $\epsilon_r = 2.33$ et $\tan \delta = 0.0013$, l'épaisseur du substrat est sélectionné à 0.508 mm. La largeur de SIW est de 18.75 mm, Le diamètre des vias est de 1 mm, et la distance entre vias adjacents est de 1.5 mm.

La structure proposée a été alimentée par une ligne micro-ruban classique. La section de la ligne micro-ruban reliant la surface rayonnante est conique pour une bonne adaptation d'impédance. La structure utilisée est généralement connue pour nous comme «Microstrip to SIW Transition». Plusieurs autres techniques de transition peuvent être consultées dans [3]

La longueur, la largeur et l'espacement entre les fentes d'un réseau d'antennes sont optimisés sous simulateur CST pour obtenir le réseau d'onde de fuite souhaité. Le réseau d'antennes doit être suffisamment long pour rendre la puissance d'entrée réduite à un niveau acceptable après rayonnement à partir de ces fentes. Le réseau l'antenne à onde de fuite doit être excité à ses deux extrémités, nous ferions mieux de concevoir une structure symétrique. Dans cette conception, nous utilisons un réseau d'antennes à onde de fuite uniformément espacées avec une grande largeur de bande.

Lorsque la fréquence augmente, le faisceau est dépointé vers la direction de propagation de l'onde qui fuit. Après l'optimisation, la configuration et les dimensions du réseau d'antennes proposé sont présentées dans Figure IV.11.

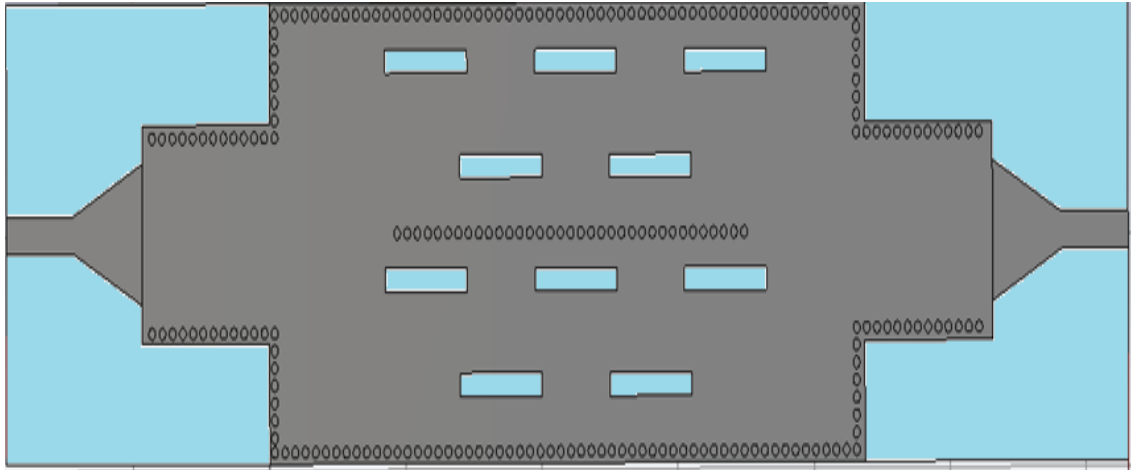


Figure IV. 11. Réseau d’antenne de type LWA SIW avec un diviseur de forme Y 1x2

Les paramètres S simulés du réseau d’antennes proposé sont présentés sur la Figure IV.12. Nous observons clairement qu’il y a des pics où le coefficient de réflexion S_{11} est inférieure à -20 dB et avec un niveau de S_{12} est supérieur à -2 dB qui montre des faibles pertes d’insertion.

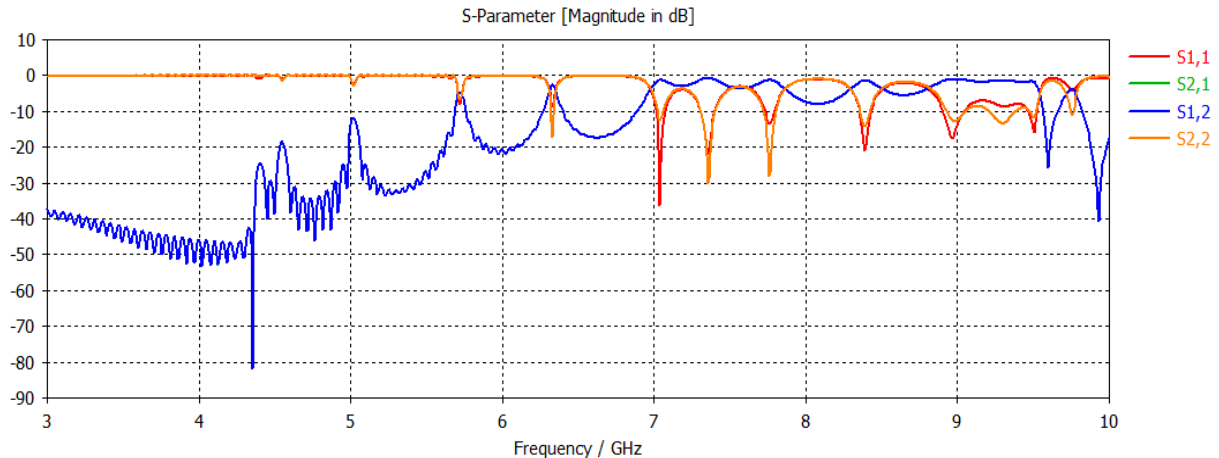


Figure IV. 12. Les paramètres S simulés du réseau d’antenne avec un diviseur de forme Y 1x2.

Les diagrammes de rayonnement en champ lointain de l’antenne à onde de fuite proposé sont simulés à des fréquences différentes. Dans ce cas de figure l’antenne rayonne une onde vers l’avant à partir de la fréquence 7.3 GHz à 8 GHz, et un rayonnement de fuite bordée est généré à la fréquence 8.5 GHz comme représenté sur la Figure IV.13.

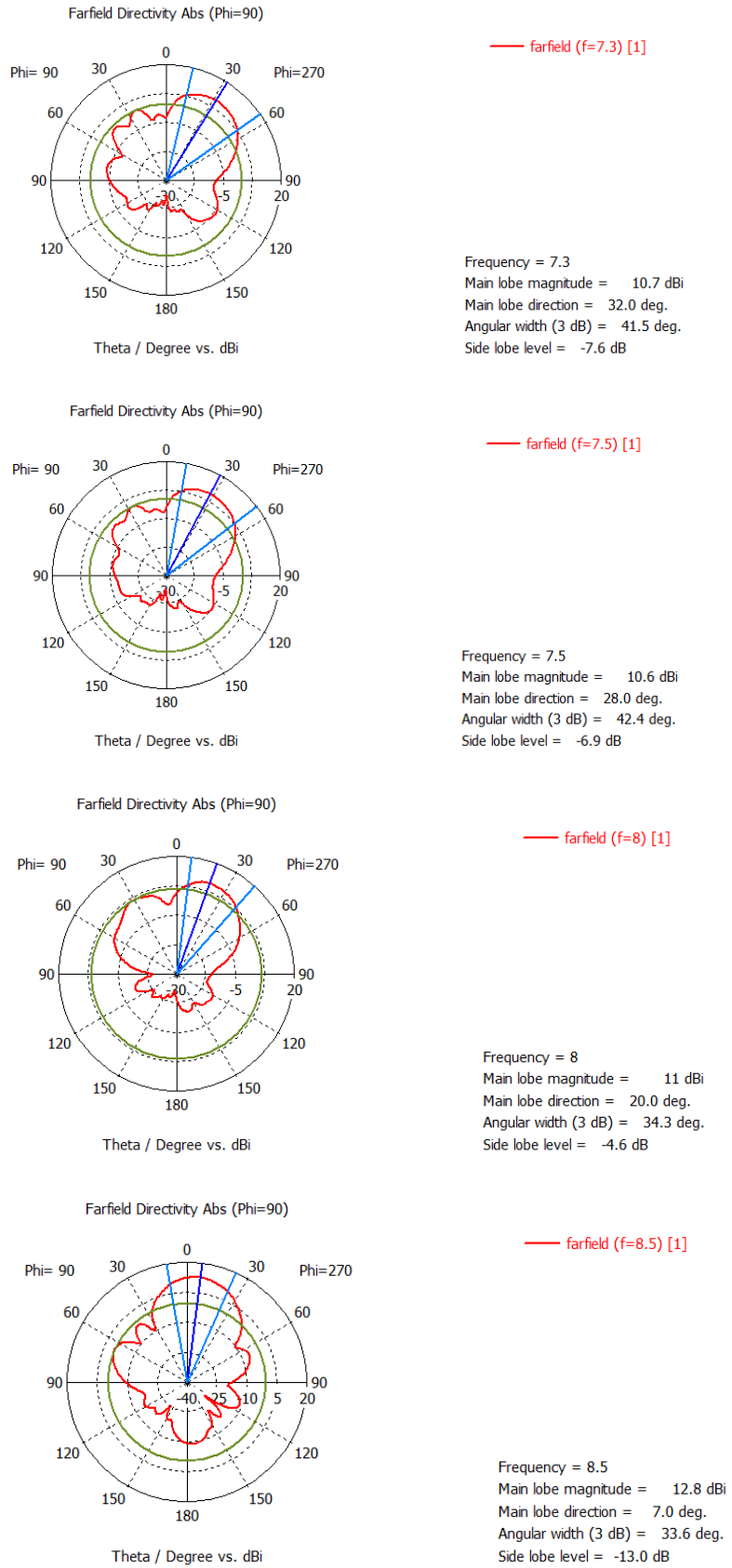


Figure IV. 13. Les diagrammes de rayonnement du réseau d’antennes proposé avec un diviseur de forme Y 1×2.

Dans cette section nous allons concevoir un réseau d'antennes à onde de fuite basé sur la technologie SIW avec un diviseur 1x4. Le réseau est conçu sur un substrat de type Arlon Cu 233lx (lossy) de constante diélectrique $\epsilon_r = 2.33$ et $\tan \delta = 0.0013$. L'épaisseur du substrat est sélectionnée à 0.508 mm.

La structure SIW correspondante a été conçue par des vias de diamètre $d=1$ mm, la distance entre les deux rangées de vias $a_s = 18$ mm et la distance entre les trous d'interconnexion dans les parois $s = 1.5$ mm. Les dimensions initiales du SIW ont été calculées sur la base des formules analytiques pour guides d'ondes rectangulaires équivalentes puis optimisés numériquement en utilisant le simulateur CST Microwave Studio,

La transition est réalisée par l'introduction de taper dans la structure. Les dimensions du taper l et w sont optimisées pour la gamme de fréquence désirée. L'objectif d'optimisation était de minimiser le coefficient de réflexion S_{11} et de maximiser le coefficient de transition S_{12} . La transition de la structure SIW à la ligne micro ruban 50 ohm avec $l = 9.21$ mm et $w = 4.42$ mm donne la meilleure adaptation et le transfert de puissance maximale dans la plage des fréquences spécifiée de l'antenne à onde de fuite. La figure suivante représente la structure finale de réseau LWA SIW avec un diviseur 1x4, les slots réparties sur la paroi supérieure du réseau.

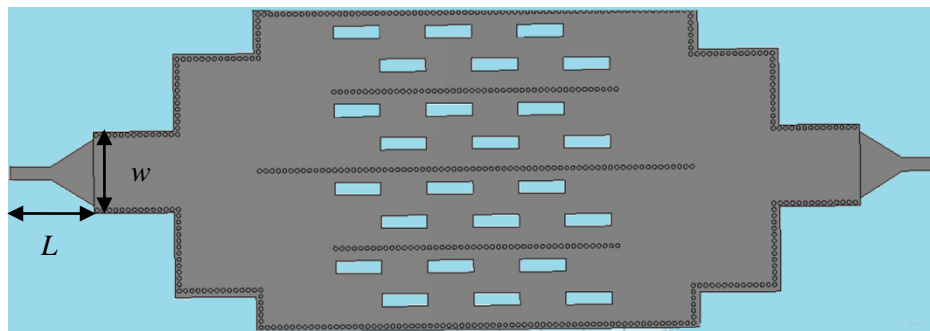


Figure IV. 14. La structure finale du réseau LWA SIW avec un diviseur de forme $Y1 \times 4$.

La figure IV.15 montre les Paramètres [S] simulés de réseau d'antennes à onde de fuite, qui montrent une bonne cohérence. Une perte inférieure à -10 dB dans la bande d'intérêt (de 5.7 GHz à 8 GHz), ce qui indique un bon rayonnement de fuite.

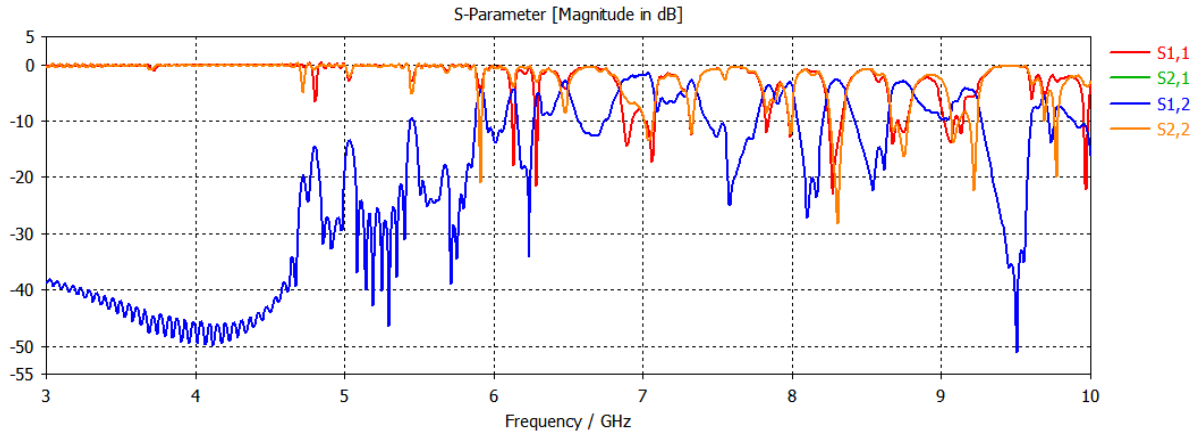
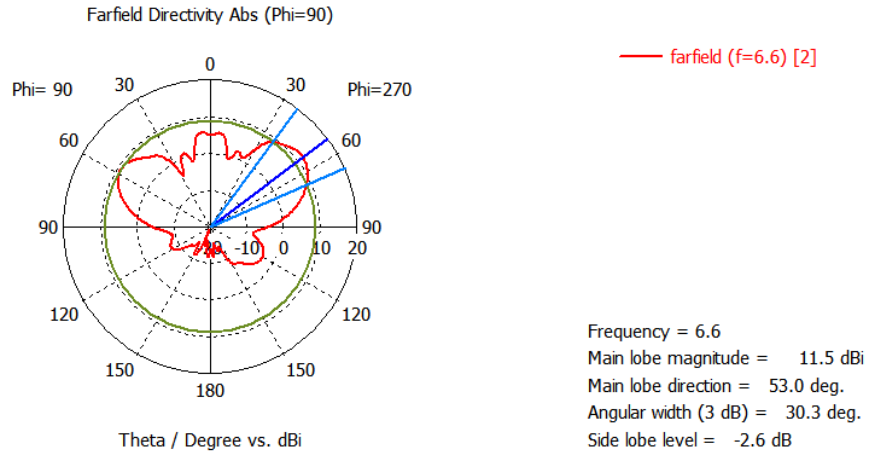


Figure IV. 15. les Paramètres [S]simulés de réseau d’antennes à onde de fuite basé sur la technologie SIW avec un diviseur de forme 1x4.

La figure IV.16 montre les diagrammes de rayonnement simulé à des fréquences différentes. L’antenne rayonne à partir d’une onde avant avec une direction principale de l’ordre + 53° à la fréquence 6.6 GHZ vers un rayonnement bordé à la fréquence 6.6 GHZ.



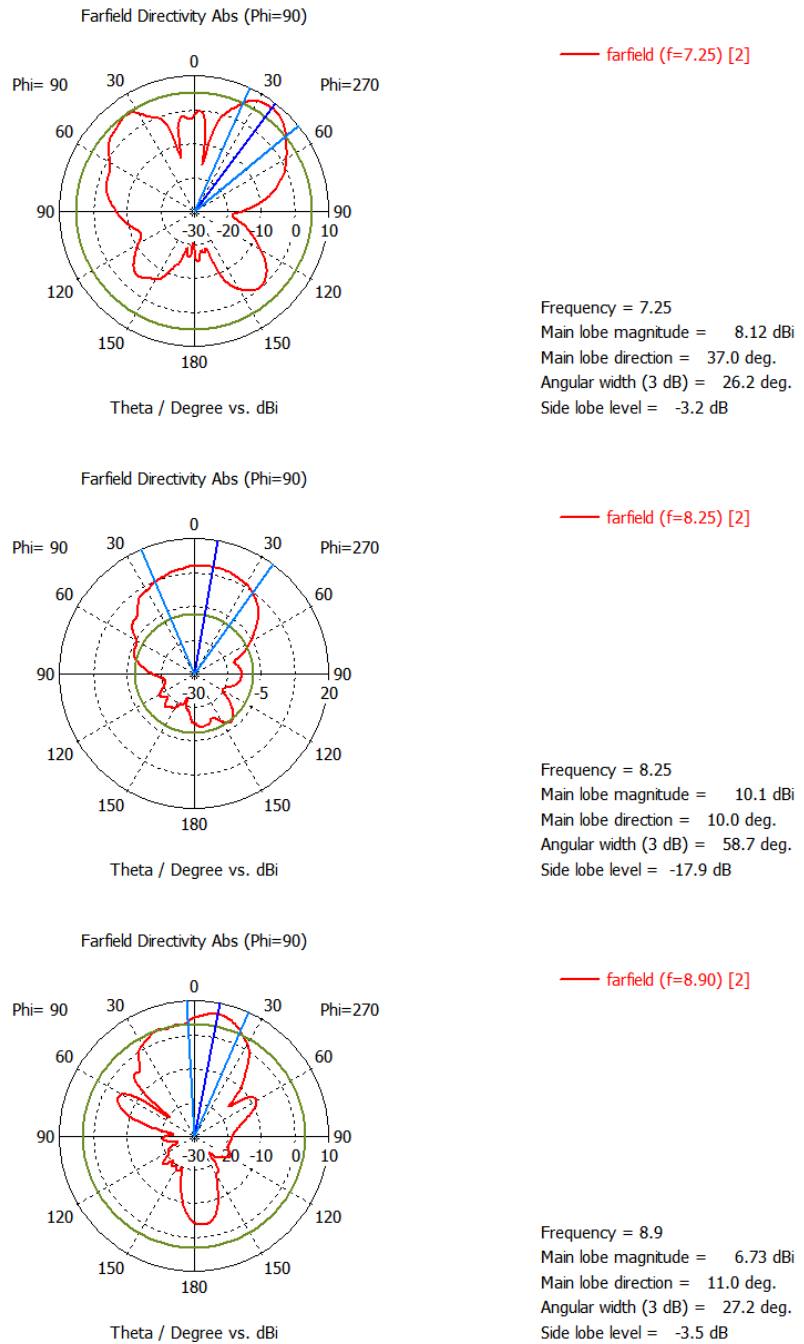


Figure IV. 16. Les diagrammes de rayonnement simulés de réseau d’antennes à onde de fuite basé sur la technologie SIW avec un diviseur de forme 1×4.

Le tableau suivant illustre une comparaison entre un réseau LWA basé sur la technologie SIW avec un diviseur de forme Y 1×2 et un réseau de LWA basé sur SIW avec un diviseur 1×4 à la fréquence 7.3 GHz.

	La direction du lobe principal	L'angle d'ouverture à 3dB	Niveaux des lobes secondaires
réseau de lwa basé sur siw avec un diviseur 1×2	32 deg	41 deg	-7.3dB
réseau de lwa basé sur siw avec un diviseur 1×4	37 deg	26.2 deg	-3.2dB

Tableau.5. Comparaison entre un réseau LWA basé sur la technologie SIW avec un diviseur de forme Y 1×2 et un diviseur 1×4 .

D'après la comparaison effectuée entre les deux réseaux LWA basée sur la technologie SIW nous constatons que l'augmentation du nombre de cellules permet de donner un rayonnement directif avec une diminution du niveau des lobes secondaires.

IV. 6. Conclusion

Au début de ce chapitre nous avons réalisé une antenne à onde de fuite basée sur HMSIW , L'antenne est caractérisée par nombreux avantages attrayants, une taille compacte, une fabrication facile, faible coût, faible perte, une large bande passante, et l'intégration directe avec les circuits planaires. La conception est d'abord passée par le calcul des paramètres de HMSIW, puis nous avons optimisé le HMSIW pour faire la transition entre la ligne micro-ruban et le HMSIW pour assurer une adaptation parfaite, après nous avons conçu une antenne onde de fuite sur la (HMSIW), l'antenne donne un rayonnement de fuite bordée à la fréquence 8 GHZ et une onde arrière (backward) avec une direction de -15° à 8 GHZ, -30° à 8.5 GHZ et de -45° à 9.5 GHZ.

Par la suite nous avons proposé des réseaux d'antennes à onde de fuite basés sur les guides d'ondes intégrés aux substrats avec diviseurs de forme Y 1x2 et 1x4, puis nous avons adapté les réseaux d'antennes avec une ligne micro ruban de 50 ohm, cette transition est assurée par l'introduction de taper dans les structures , Les paramètres initiaux du taper sont déterminés à l'aide du logiciel ADS, puis une optimisation de ces paramètres avec le logiciel CST. La direction du rayonnement de ces réseaux d'antennes est changée en fonction de la variation de la fréquence.

Bibliographies

- [1] K. Wu, D. deslandes, Y. Cassivi, "The Substrate Integrated Circuits - A New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics," in 6th Int. Conf. on Telecommunications in Modem Satellite, Cable and Broadcasing Service, TELSIXS, 2003.
- [2] Feng Xu, Yulin Zhang, Wei Hong, Ke Wu, Tie Jun Cui, "Finite-difference frequency-domain algorithm for modeling guided-wave properties of substrate integrated waveguide," IEEE Trans. on MTT, vol.51, no.11, pp.2221-2227, Nov. 2003.
- [3] W. Hong (Plenary Speech). "Development of Microwave Antennas, Components and Subsystems Based on SIW Technology," IEEE Microwave, Antenna, Propagation and Electromagnetics Conference, Beijing, China, Aug. 8-12, 2005.
- [4] W. Hong et al. (Keynote Talk): "Half Mode Substrate Integrated Waveguide: A New Guided Wave Structure for Microwave and Millimeter Wave Application," Joint 31st Int. Conf on Infrared and Millimeter Waves and 14th Int. Conf on Terahertz Electronics, Shanghai, Sept. 18-22, 2006.
- [5] Y. Q. Wang, W. Hong, Y. D. Dong, B. Liu, H. J. Tang, J. X. Chen, X. X. Yin, K. Wu, "Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) filter," IEEE Microw. Wireless Comput. Lett., vol. 17, no. 4, pp. 265–267, Apr. 2007.
- [6] B. Liu, W. Hong, Y. Q. Wang, Q. H. Lai, K. Wu, "Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) 3-dB coupler," IEEE Microw. Wireless Comput. Lett., vol. 17, no. 1, pp. 22–24, Jan. 2007.
- [7] Yong Ju BAN, "Tunable Ferrite Phase Shifters Using Substrate Integrated Waveguide Technique," theses, December 2010.

Conclusion générale

Dans cette thèse nous nous sommes intéressés sur la conception et l'analyse des antennes à onde de fuite alimentées par une nouvelle technologie nommée les guides d'ondes intégrés au substrat (GIS), qui fonctionnent dans les bandes de fréquence C, Ku et dans les bandes millimétriques. Les antennes sont conçues par l'introduction d'un ensemble des fentes sur la proéminente supérieure de GIS, les antennes proposées présentent des avantages de balayage de faisceau de l'arrière vers l'avant, à gain élevé, une taille compacte et une fabrication facile.

Le premier chapitre de ce mémoire est scindé en trois sections principales. Dans la première section, nous avons présenté la théorie de la propagation des ondes électromagnétiques dans un guide d'onde rectangulaire, puis nous avons présenté dans la deuxième section qui parle sur la technologie GIS ; Le GIS peut être considéré comme un guide d'onde rectangulaire classique rempli d'un diélectrique d'une largeur effective. La largeur effective peut être approximativement calculée à partir de formules empiriques, cette technologie présente plusieurs avantages tels que : un facteur Q élevé, une capacité de puissance élevée, ainsi que de ses faibles pertes et il est très intéressant lorsqu'on parle de miniaturisation des circuits et de réduction des coûts. À la fin de ce chapitre, nous avons introduit la théorie et les types d'antennes à onde de fuite à une dimension et à deux dimensions. Les antennes AOF unidimensionnelles peuvent être uniformes, ou périodiques. Cette classe soit produit un faisceau en éventail ou un faisceau de crayons. Les AOF-2D est capable de produire un faisceau de crayon transverse, ou un faisceau conique avec l'axe du cône perpendiculaire au plan de l'ouverture.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté la procédure de conception et la simulation des guides d'onde intégrés au substrat 'SIW' sous le simulateur CST Microwave studio fonctionnant dans les bandes C, Ka, Ku et dans la bande millimétrique. La conception est passée par le calcul des paramètres de guide SIW. Ensuite, nous avons calculé l'impédance d'entrée du guide et optimiser le taper pour faire la transition entre la ligne de transmission et l'entrée du guide pour assurer une parfaite adaptation.

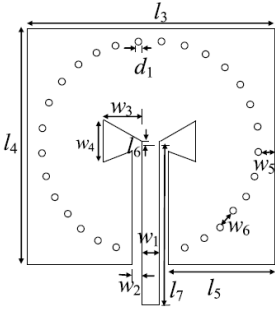
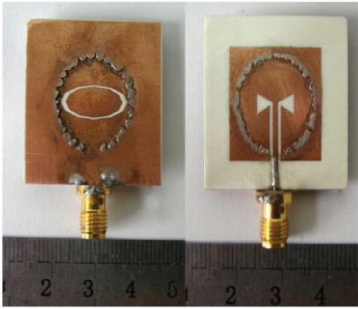
Dans le troisième chapitre nous avons proposé des antennes à onde de fuite basée sur GIS avec des fentes répartie sur la partie supérieure de GIS. Les fentes transversales sur la partie supérieure du guide SIW sont mis en œuvre pour perturber la distribution du courant, non seulement pour la puissance de rayonnement électromagnétique dans l'espace libre, mais aussi pour introduire un retard de phase supplémentaire dans la ligne de transmission sous-jacente. La largeur et la longueur des fentes sont optimisé sous CST pour obtenir le diagramme de rayonnement désiré. Les antennes proposée a des avantages de balayage de faisceau à partir d'une onde arrière vers une onde avant avec une taille compacte.

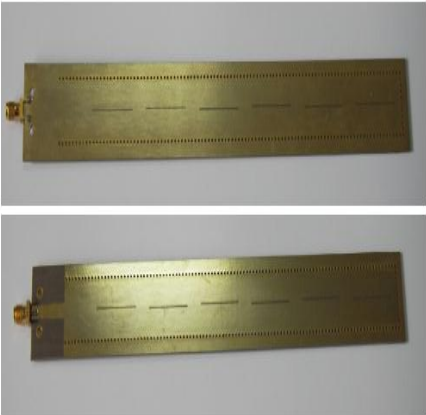
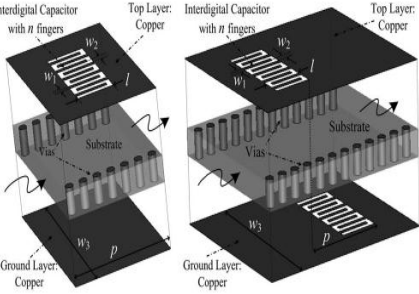
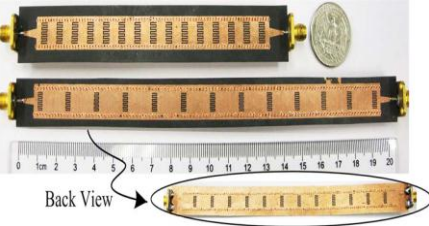

Dans le dernier chapitre nous avons proposé une antenne à onde de fuite basée sur la technique HMSIW (guide d'onde intégré au substrat demi-Mode) opérant dans la bande X, Le HMSIW préserve tous les avantages de SIW tandis que sa taille est presque réduite de moitié. L'antenne est caractérisée par un diagramme de rayonnement étroit et une capacité de balayage de fréquence. Au début nous avons calculé les paramètres de guide HMSIW par des équations empirique, puis nous avons optimisé le guide HMSIW pour faire la transition entre la ligne micro-ruban et le guide HMSIW pour assurer une adaptation parfaite. Après nous avons conçu une antenne à onde de fuite basé sur la technique (HMSIW). Il a été observé que la direction de rayonnement de l'antenne change a partir d'une direction bordée $\theta=0$ ver une onde arrière $\theta=90^\circ$,

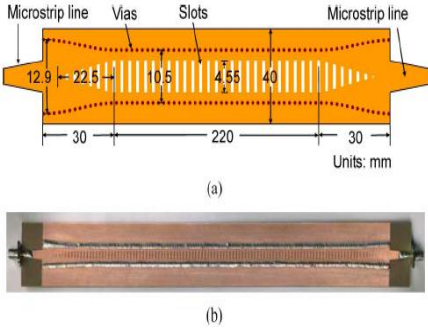
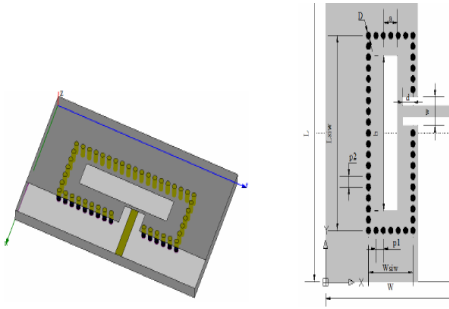
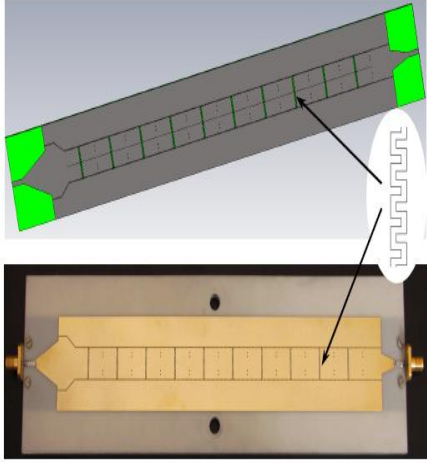
Enfin, nous avons analysé des réseaux LWA à deux ports en technologie SIW avec des diviseurs de puissance de forme Y 1×2 et 1×4 , qui fonctionnent dans la bande de fréquences C. Ces structures ont été conçues et optimisées sous le simulateur CST par l'ajustement de plusieurs paramètres géométriques décrivant leurs topologies. Les résultats obtenus montrent un balayage de fréquence à partir d'une onde avant ver un rayonnement vertical.

En perspective, nous pensons que ce travail peut être accompli par la réalisation pratique des différentes structures.

Annexe

		Bande de fréquence	Coefficient de Réflexion aux ports	gain	directivité
[1]	<p>2012</p>  <p>Broadband Substrate-Integrated Waveguide Slot Antenna</p>  <p>Figure 7. Photo of the antenna. (color figure available online)</p>	8-12 GHz	< -20 dB		

<p>[2]</p>	<p>2008</p>  <p>An omnidirectional slot antenna array of SIW</p>	<p>5.5-6.5 GHz</p>	<p>< -25 dB</p>		
<p>[3]</p>	 <p>The CRLH-SIW leaky-wave antennas</p>  <p>Back View</p> <p>Photograph of the two fabricated leaky-wave antennas</p>	<p>8-12 GHz</p>	<p>< - 10 dB</p>	<p>>9 dBi</p>	
	<p>Configurations of SIW long slot leaky-wave antennas</p> 	<p>33-37 GHz</p>	<p>< - 10 dB</p>	<p>12.2 dB</p>	

[4]	<p>Fig. 10. Photograph of the fabricated leaky-wave antennas.</p>			12.7 dB	
[6]	 <p>uniform slotted SIW leaky-wave antenna</p> 	10-12 GHZ	<-20 dB	>10 Db	>14 dB
[7]	 <p>The antenna layout, and a photograph of the prototype A Dual Band CRLH Substrate Integrated Waveguide Leaky Wave Antenna</p>	12 -14 GHZ	< -6 dB		

NEW DESIGN OF LEAKY WAVE ANTENNA BASED ON SIW TECHNOLOGY FOR BEAM STEERING

Souaad Doucha¹ and Mehadji Abri¹

¹Telecommunication Laboratory
Electrical and Engineering Departement, Faculty of Technology,
University of Abou-Bekr Belkaïd–Tlemcen
BP 230, Chetouane, 13000 Tlemcen- Algeria.
souadtelecom@gmail.com
abrim2002@yahoo.fr

ABSTRACT

This paper presents the results of an investigation of a new version of a leaky wave antenna that is based on a substrate integrated waveguide (SIW). The structure of SIW is composed of two rows of cylinders between metal plates; it can be easily produced by the standard method PCB" circuit" or LTCC method, the antenna is designed so that it can radiate in C-band. The direction of the main lobe of the antenna radiation pattern can be steered by changing the frequency in the band from backward direction to forward direction; the effect of increasing the number of slot arrays has also been analyzed to study the effect on radiation patterns. The numerical simulations have been performed using a commercial CST Microwave studio.

KEY WORDS

Leaky wave antenna, substrate integrated waveguide, slots, C-band, CST, moment's method.

1. INTRODUCTION

A leaky-wave antenna or LWA has been widely used in aerospace applications for many years. They are a guided structures using leakage wave propagation as a radiation mechanism. LWA based of closed waveguides require few means of calculations in the design are achievable with simple fabrication techniques and are therefore suitable for mass production.

The first substrate integrated waveguides was reported by Shigeki in 1994. The main purpose of the use of this new type of structure is increase the integration density while reducing the production costs; Shigeki demonstrated that two rows of cylinders between metal plates can confine electromagnetic fields as well as a rectangular waveguide. Substrate integrated waveguide (SIW) technology has been studied recently and has by now become a widely applied technique in planar microwave circuit design [1–4]. These structures have many advantages such as: mass production, high Quality factor, and low losses [5 –10].

An SIW LWA concept was proposed in [11], this antenna radiates energy through the SIW side. One of the applications of leaky-wave antenna based on substrate integrated waveguide (SIW) is

that the antenna radiates in one main beam that can be steered from the Back-Fire to the End-Fire by changing the frequency [12-13].

In this paper, we design a SIW component operating in C-band for TE₁₀ mode with CST Microwave Studio ® commercial software's. To validate the obtained results, a comparison will be made using the rigorous Moment method of Momentum Software. The design procedures begins by extracting the equivalent width guide and then calculate the width of SIW, by the following formulas design after adapt other parameters such as diameter and the distance between the vias, and for transit SIW to microstrip we use the equations of impedance matching. After that, we designed a leaky-wave antenna based on substrate integrated waveguide (SIW) with transverse slots, the antenna radiates one main beam that can be steered from the backward to the forward direction by changing frequency, and finely we increase the number of slot to study the radiation patterns effect.

In the present work, numerous simulation results will be carried out, and the properties of the antennas in matching and radiation will be presented.

2. SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE PARAMETERS

The SIW dimensions choice must be done carefully in order to get desired specifications. In this case, the two plain perfect conductors walls are replaced by metallic posts, cylinders must be the closest possible to tend towards a rectangular waveguide filled with dielectric. The cutoff frequency in case of a rectangular waveguide is given by:

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (1)$$

Where:

The cut off frequency of the fundamental mode TE₁₀ mode is determined by the following formula:

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (2)$$

For DFW wave guide the dimension a_d can be calculated as:

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon}} \quad (3)$$

The SIW waveguide width is written as [14]:

$$a_s = a_d + \left(\frac{d^2}{0.95s}\right) \quad (4)$$

Where:

d : diameter of the via

s : distance between the vias

For SIW design, the following two conditions are required:

$$\frac{\lambda_g}{5} < d \quad (5)$$

$$s \leq 2d \tag{6}$$

The guided wavelength is determined by the following formula:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2\right)}} \tag{7}$$

The configuration for the single layered SIW waveguide is shown in Figure 1.

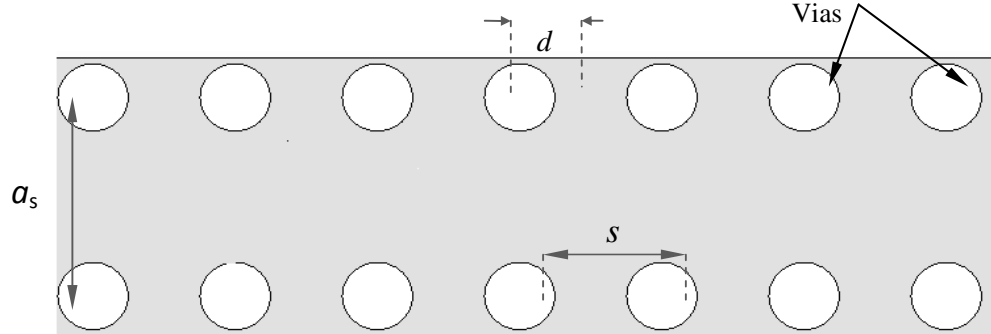


Figure 1. Layout of the symmetrical SIW waveguide parameters.

3. FEED DESIGN

In order to make an SIW working for C-band applications we investigated these equations the cutoff frequency of TE_{10} mode in SIW is selected about 5.7 GHz with the following parameters on Arlon Cu 2331x (lossy), with dielectric constant of $\epsilon_r = 2.33$ and $\tan\delta = 0.0013$. These parameters are used to construct SIW by using CST Microwave Studio software. The result of the simulation for the cutoff frequency 5.7 GHz is given by the Figure 2, it is clear that the transmission between [3-5.7GHz] is impossible before the cutoff frequency which is 5.7 GHz as theoretically calculated. In this case, the transmission between [5.7-7.5 GHz] is low and this is due to the poor adaptation of the guide.

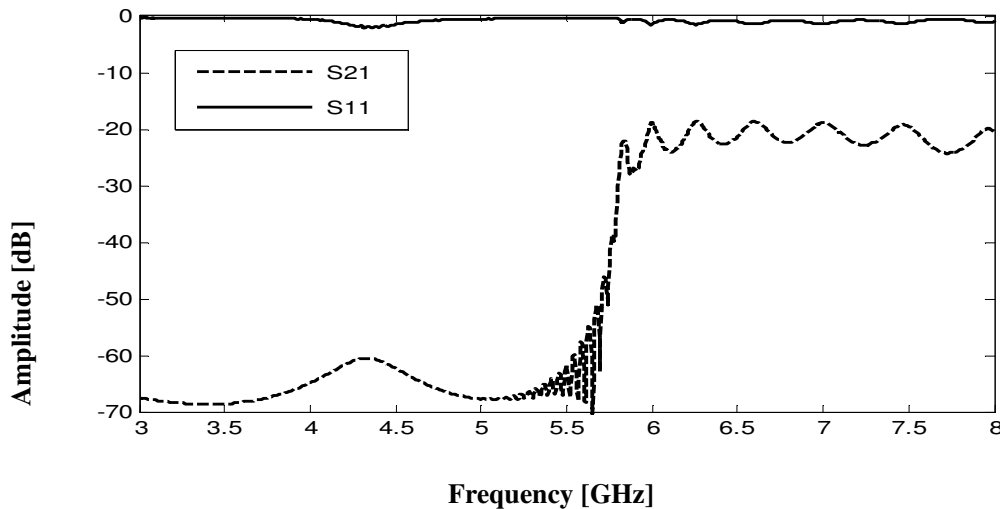


Figure 2. The reflected power and the transmission coefficient of the SIW waveguide. The SIW waveguide parameters are set to: $a_s = 21.5\text{mm}$, $d = 3.65\text{mm}$, $s = 14.7\text{mm}$, $b = 0.508\text{mm}$.

4. MICROSTRIP TRANSITION LINES IN SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE

Once the SIW is designed, it is necessary to have a transition to a transmission line to ensure a perfect adaptation. The parameters need to be carefully chosen to achieve an optimized design. The microstrip line is one of the most used in the conception of the microwave systems transmission lines.

This transition contains two main parameters, the original width W_0 , the final width W of the profile line. The initial width of the microstrip line W_0 must be calculated to obtain the desired characteristic impedance. This width is generally selected for a characteristic impedance of 50 Ohm. For calculating the width W , it is necessary to calculate the impedance of SIW guide, which is given by the following formula.

$$Z_{pi} = Z_{TE} \frac{\pi^2 b}{8 a_s} \tag{8}$$

For the calculation of the guide impedance, it is also necessary to calculate the wave impedance of TE mode, which is given by (9) :

$$Z_{TE} = j\omega \frac{\mu}{\gamma} = \omega \frac{\mu}{\beta} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \times \frac{\lambda_g}{\lambda} \tag{9}$$

The calculated parameters are used to construct a taper by using ADS (advanced design system) software. The simulation result of taper and the structure after optimization is shown in Figure 3.

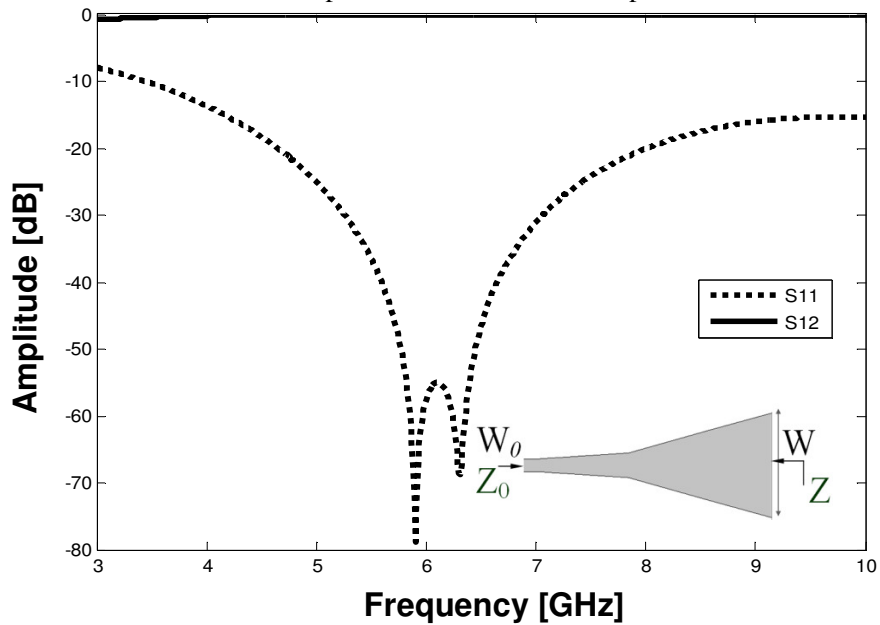


Figure 3. The return loss and the transmission coefficient of the transition and the geometrical layout of optimized taper. The parameters are set to: $Z_0=50\text{ohm}$, $Z=9.66\text{ ohm}$, $w_0= 1.45\text{ mm}$, $w=11.63\text{ mm}$.

According to the Figure 3, we see an excellent adaptation between 5.7-7.5 GHz. This is necessary to avoid a drop in dB when inserting transition guide with SIW. The physical transition structure of microstrip line with the guide SIW is shown in Figure 4.

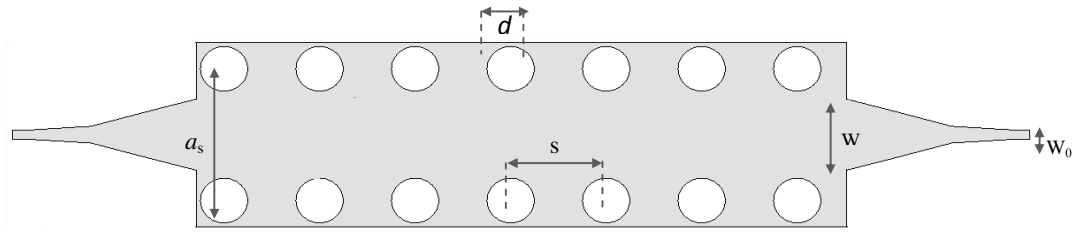


Figure 4. Topology of transition with SIW guide.

Reflected power and the transmission coefficient of the transition topology with SIW guide is obtained by simulation using CST and Momentum software's between [5.7-7.5GHz] are shown respectively in the Figure 5 and Figure 6.

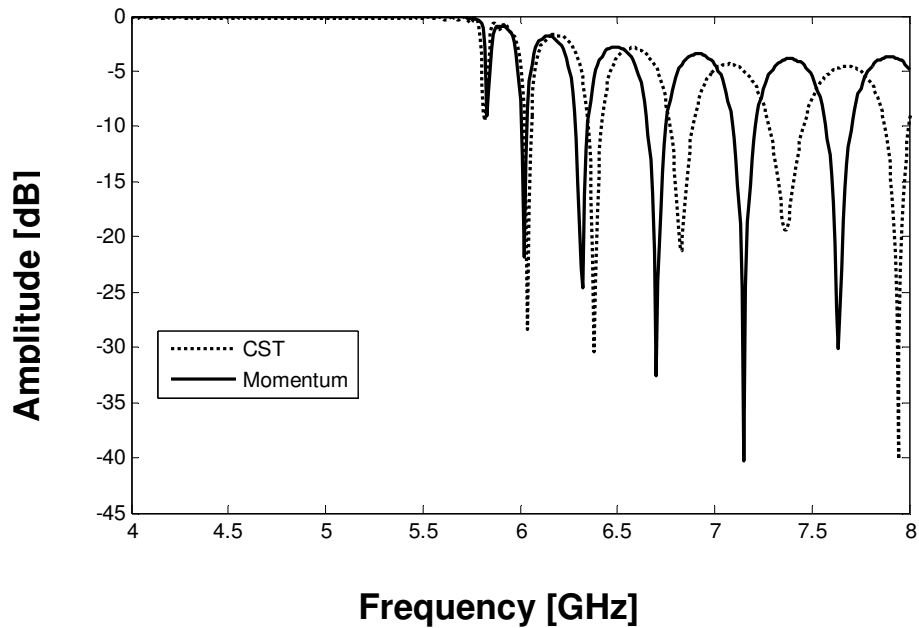


Figure 5. Return loss of the SIW guide presented in Figure 4 simulated with CST and Momentum software's. The SIW waveguide parameters are set to: $a_s = 21.5\text{mm}$, $d = 3.65\text{mm}$, $s = 14.7\text{mm}$, $b = 0.508\text{mm}$.

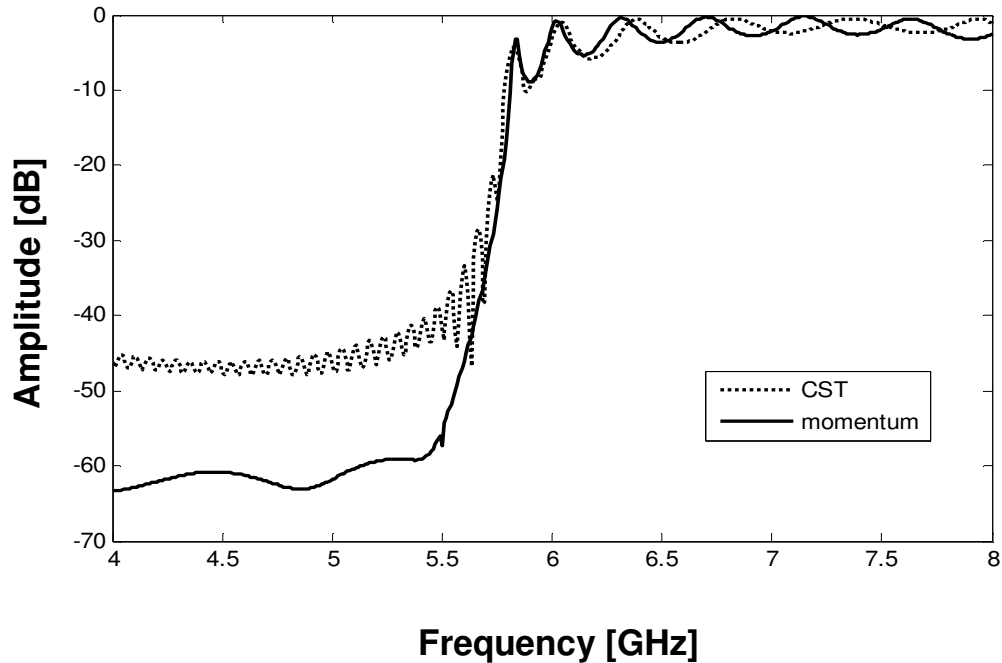


Figure 6. Transmission coefficient S_{12} of the waveguide.

Notice from Figure 5 and 6 that the both CST and Momentum simulation results agree well with the calculated cutoff frequency of 5.7 GHz. A remarkable improvement of the return loss has been achieved and several resonant frequencies appear in the range [5.7-8.0 GHz] with amplitude less than -20 dB.

5. SIW LEAKY-WAVE ANTENNA DESIGN

The geometry, parameters, top view for the proposed planar leaky-wave antenna are shown in Figure 7, the antenna under consideration is basically a wave guiding structure that possesses a mechanism that permits it to leak power all along its length. In this paper we construct a LWA based on SIW as shown in Figure 7.

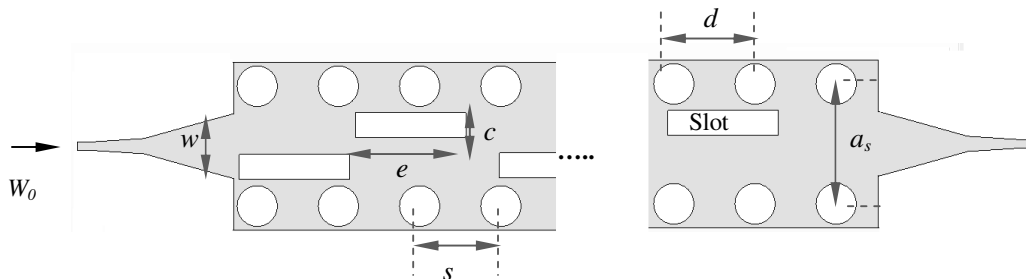


Figure 7. Top view of the proposed leaky-wave antenna based on Substrate integrated waveguide with $d=3.65$ mm, $s=14.7$ mm, $a_s=21.5$ mm, $w=11.63$ mm and $w_0=1.45$ mm.

The dimensions of the slots are important for the antenna to behave as a slot antenna. The dimensions of the slots can be obtained with the help of the following relations.

$$e = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \quad (10)$$

Dimension of c doesn't matters much but should be less than half of e . The gap between centre to centre of slots has been considered as $\lambda_g / 2$.

The final optimal physical structure as obtained after a microstrip to SIW transition with 4 uniform slots having the same size and the S-parameter of the LWA based in SIW are shown in Figure 8.

The radiation patterns in 3D representation and in polar coordinates of only one-port LWA are depicted respectively in Figure 9 and Figure 10

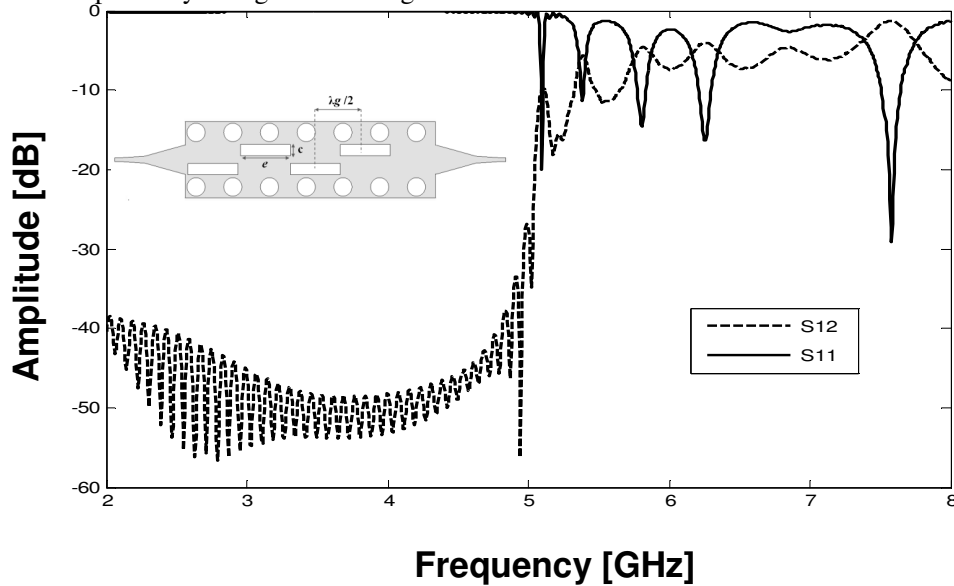


Figure 8. S-parameter of the LWA based in SIW in band [5.7 - 7.5 GHz],the antenna has been found to resonate at 5.5 GHz. Dimension of slots of leaky-wave antenna based on substrate integrated waveguide with: $e=20$ mm, $c=4.5$ mm and $\lambda_g =22$ mm.

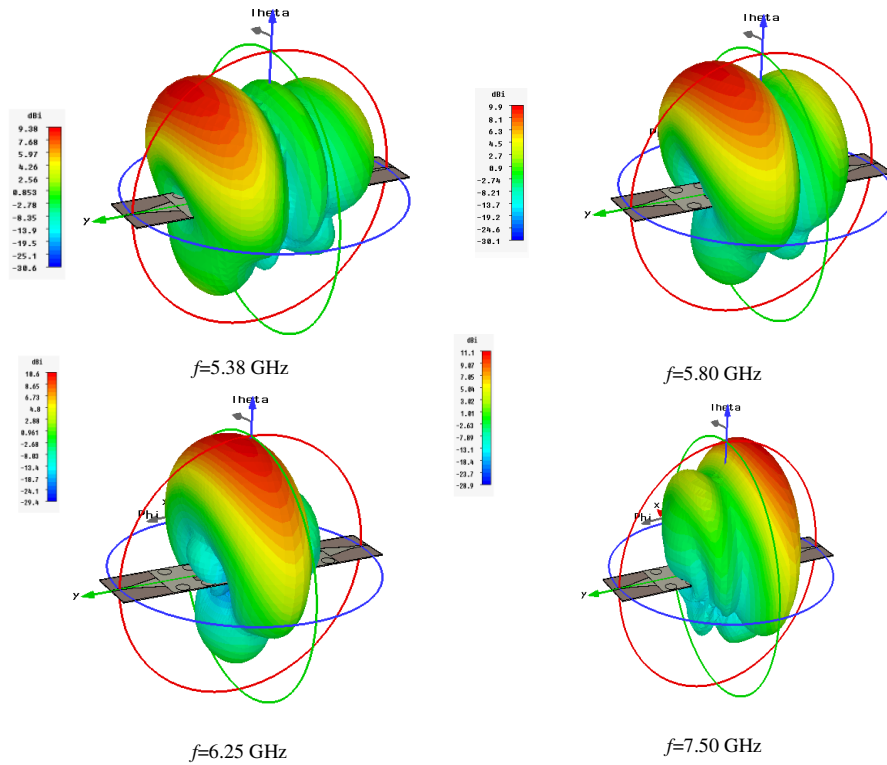


Figure 9. 3D radiation patterns obtained of LWA with changing frequency. $f= 5.38$ GHz with Main Lobe Direction MLD= $- 37^\circ$, $f=5.8$ GHz with MLD= $- 22^\circ$, $f=6.25$ GHz with MLD= 8° and $f=7.5$ GHz with MLD = 17° .

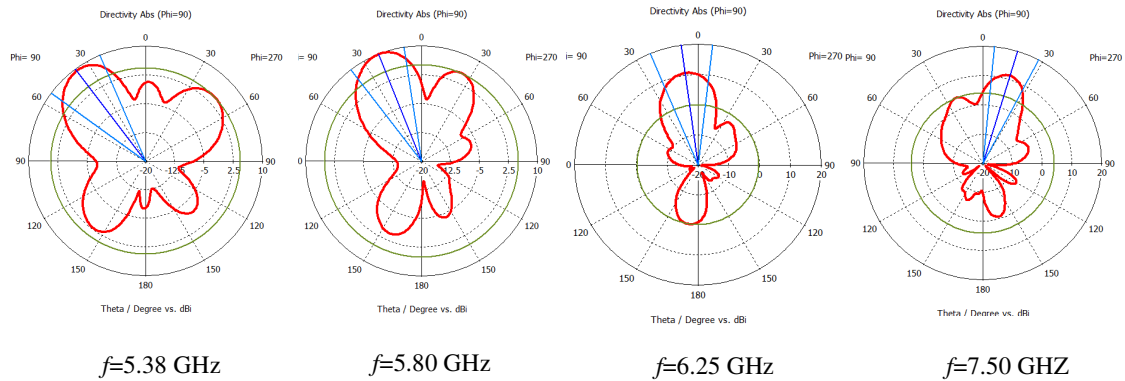


Figure 10. Radiation patterns in polar coordinates obtained of LWA with changing frequency. $f=5.38$ GHz with Main Lobe Direction MLD= $- 37^\circ$, $f=5.8$ GHz with MLD= $- 22^\circ$, $f=6.25$ GHz with MLD= 8° and $f=7.5$ GHz with MLD = 17° .

From Figure 9 and Figure 10 the beam directions are -37° , -22° , 8° and 17° calculated respectively the frequencies 5.38, 5.8 GHz, 6.25 GHz and 7.5 GHz. The scanning is assured using

this technique around the broadside direction ($\theta=0^\circ$). This phenomenon is well shown in polar plot.

Our next objective has been to increase the number of slot to study the effect on radiation patterns; the LWA with nine uniform slots has been shown in Figure 11.

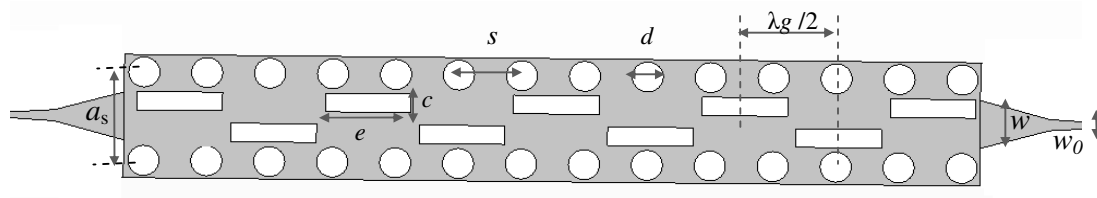


Figure 11. Leaky-wave antenna based on substrate integrated waveguide with 9 slots; $e=20$ mm, $c=4.5$ mm, $\lambda_g=22$ mm, $d=3.65$ mm, $s=14.7$ mm, $a_s=21.5$ mm, $w=11.63$ and $w_0=1.45$ mm.

The radiation efficiency of one-port LWA with 9 slots is plotted in figure 12.

According to the Figure 12 there is no great deference in main lobe direction between LWA with four uniform slots and LWA with nine uniform slots but the last one is more directive, to better observe this difference, a comparison has been made between the two antennas in term of half power beam width (HPBW).

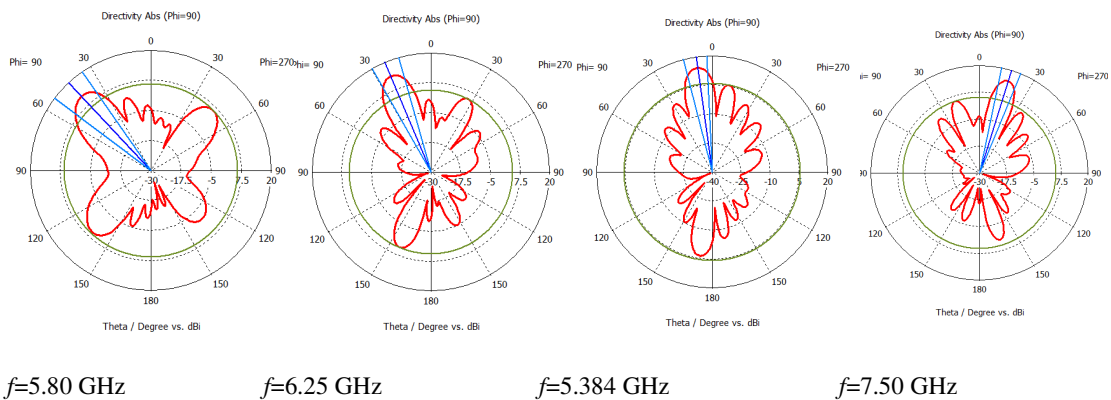


Figure 12. Radiation Patterns obtained of LWA with 9 slots with changing frequency; $f=5.384$ with main lobe direction $=-43^\circ$, $f=5.8$ GHz with MLD $=-23^\circ$, $f=6.25$ GHz with MLD $=8^\circ$ and $f=7.5$ GHz with MLD $=17^\circ$.

The following table shows the directivity of LWA with four and nine uniform slots:

Table . Antennas half power beam width HPBW obtained at different frequencies.

Frequency [GHz]	- 3 dB HPBW of LWA with 4 slots [°]	- 3 dB HPBW of LWA with 9 slots [°]
5.38	34.40	18.40
5.80	28.9	14.00
6.25	29.60	11.80
7.50	22.30	10.50

Notice from the Table, an improvement in the half power beam width has been recorded at different frequencies, the radiation patterns becomes more directing with 60° ie from -37° to 17° scanning angle for the antenna containing four uniform slots and 54° ie from -43° to 17° scanning angle.

6. CONCLUSION

In this paper a novel type of substrate integrated waveguide leaky wave antenna operating in the band [5.7-7.5 GHz] has been presented. First of all, based on rectangular waveguide theory, specific design rules of SIW for the design of via-hole array and effective width were reviewed. The cut off frequency was deliberately selected to avoid higher-order modes. The proposed antenna has good performance in array surroundings. A stable radiation pattern and wide usable bandwidth of the array are obtained using these types of LWA antennas. These antennas are well matched and more directing. Large scanning angle has been obtained for these antennas since the HPBW is great than 54° . Several simulation results are carried out, and the properties of the antennas are presented.

REFERENCES

- [1] Shen W, Yin WY, and Sun XW. Miniaturized Dual-Band Substrate Integrated Waveguide Filter with Controllable Bandwidths. *IEEE Microw and wireless compolett*; 2011, 21: 418-420.
- [2] Cassivi Y, Perregrini L, Arcioni P, Bressan, WuMK, Conciauro G. Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide. *IEEE MicroWir Compo Lett*; 2002, 12: 333–335.
- [3] Xu F, Wu K. Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide. *IEEE Trans on MTT*; 2005, 53: 66-73.
- [4] Xu F, Jiang X, Wu K. Efficient and accurate design of substrate integrated waveguide circuits synthesized with metallic via-slot arrays. *IET Microw Antennas Propag*; 2008, 2: 188–193.
- [5] Kim DY, Chung W, Park C, Lee S, Nam S. Design of a 45° Inclined SIW Resonant Series Slot Array Antenna for Ka-Band. *IEEE Antand Wir Propag Lett*; 2011, 10: 2011.
- [6] Yan L, Hong W, Hua G., Chen J, Wu K, and Cui TJ. Simulation and experiment on SIW slot array antennas. *IEEE Microwand Wir Compo Lett*; 2004, 14, 446–448.
- [7] Lu HC, Chu TH. Equivalent circuit of radiating longitudinal slots in substrate integrated waveguide. *IEEE AP-S Int Symp Dig*; 2004: 2341–2344.
- [8] Rayas-Sanchez JE, Gutierrez-Ayala V.A General EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions. *IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig*; 2008: 983-986.
- [9] Wen-Chung Liu, and Chih-Sheng Chen, Design of Missile-Mounted Siw Antenna With High Directivity for Data Transmission, *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 38, 79-88, 2013.
- [10] Sourav Moitra, Asish Kumar Mukhopadhyay & Anup Kumar Bhattacharjee, Ku-Band Substrate Integrated Waveguide (SIW) Slot Array Antenna for Next Generation Networks, Volume 13 Issue 5, 2013.
- [11] Chen IYu, Wang CJ, Jou CF. Substrate Integrated Waveguide Leaky-Wave Antenna: Concept and Design Considerations. *Asia Pacific Microwave Conference*, 2005:4-7.
- [12] Tang XJ, Xiao SQ, Wang BZ, Wang J. A 60-GHz Wideband Slot antenna Based on Substrate Integrated Waveguide Cavity. *Int J Infrared Milli Waves*; 2007, 28:275–281.
- [13] Dong Y, Itoh T. Composite right left-handed substrate integrated waveguide leaky-wave antennas. *39th European Microwave Conference*; 2009.
- [14] Chen X, Hong W, Cui T, Chen J and Wu K. Substrate Integrated Waveguide (SIW) Linear Phase Filter. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*; 2005, 15, 2005.

Leaky Wave Antenna Design based on SIW Technology for Millimeter Wave Applications

SOUAD DOUCHA, MEHADJI ABRI and HADJIRA ABRI BADAOU

Telecommunication Department, Faculty of Technology,

University of Tlemcen, Algeria

souadtelecom@gmail.com, abrim2002@yahoo.fr, elnbh@yahoo.fr

Abstract: - Actually, substrate integrated waveguide (SIW) technology offers a promising advance for the implementation of compact, low-loss and cost effective components at microwave and millimeter-wave frequency. In this paper a new type of leaky-wave antenna (LWA) using substrate integrated waveguide (SIW) as the base structure is proposed and numerically designed. The proposed antenna is therefore a good candidate for millimeter-wave applications. This antenna is accurately simulated by using CST the antenna radiates one main beam that can be steered from the backward to the forward direction by changing frequency. The simulations were conducted using the simulator CST Microwave studio.

Key words: -Leaky wave antenna, substrate integrated waveguide, CST.

1 INTRODUCTION:

In recent years, a new waveguide technology called the substrate integrated waveguide (SIW) has been introduced in many microwave communication systems [1-7]. SIW (substrate integrated waveguide,) is a synthetic rectangular electromagnetic waveguide formed in a dielectric substrate by densely arraying metalized via-holes which connect the upper and lower metal plates of the substrate, SIW is used to design all passive components and assemble all active components on a same support. Substrate integrated waveguide (SIW) has been applied to the design of leaky-wave antenna [8-10]. As a post wall waveguide, SIW is a planar structure and is suitable for millimeter-wave applications due to its advantages of low cost, low profile, and easy integration with planar circuits.

Leaky-wave antennas (LWAs) possess certain advantages over conventional antenna arrays. A high-gain LWA can be achieved by simply extending its physical length, which can result in a compact size especially in millimeter-wave applications. Furthermore, LWAs can be designed to exhibit both forward and backward beam steering by incorporating metamaterials into their unit cells. Nevertheless, the frequency-scanning capability of metamaterial-based LWAs is not suitable for more common fixed-frequency applications.

In this paper, a novel leaky-wave antenna based on the SIW technique in the millimeter-wave is presented, first we design a SIW component operating in millimeter-wave for TE_{10} mode with CST Microwave Studio® commercial software's. The design procedures begin by extracting the equivalent width guide and then calculate the width

of SIW, by the following formulas design. After that, and for transit SIW to microstrip we use the ADS (advanced design system) Software.

Finally, we design a leaky-wave antenna based on substrate integrated waveguide (SIW) with transverse slots; the antenna radiates one main beam that can be steered from the backward to the forward direction by changing frequency

2 Siw design

SIW constructed by metal filled via-hole arrays in substrate and grounded planes which can be easily interconnected with other elements of the system on a single substrate plat form without tuning, this system can be miniaturised into small package called the system in package SIP which has a small size and a low cost. A schematic view of an integrated waveguide is shown in Fig. 1. A substrate-integrated waveguide (SIW) is made of metallic via arrays in the substrate between top and bottom metal layer replacing the two metal sidewalls. The propagation properties of the mode in the SIW are very similar to the electromagnetic field distribution of TE_{10} like mode in a conventional metallic rectangular waveguide (RWG).

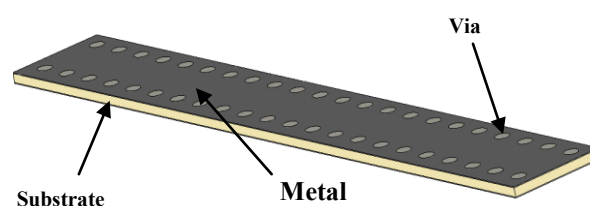


Fig.1 SIW structure.

Fig. 2 shows the cross-sectional view field distribution of dielectric waveguide and SIW without transitions at 5.5 GHz.

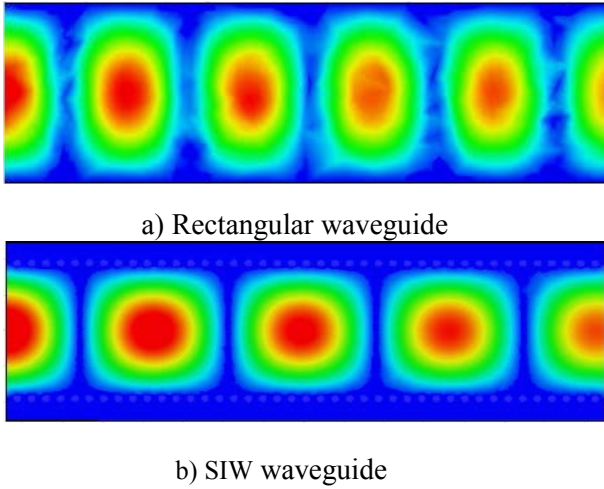


Fig.2 Electric fields distributions in rectangular waveguide and SIW waveguide.

In this section we calculate the parameters of SIW by the following equations.

Since SIW design generally works in TE₁₀ mode, so here $m=1, n=0$. Therefore the equation for cutoff frequency reduces to:

$$f_c = \frac{c}{2a} \tag{1}$$

For DFW with same cut off frequency, dimension "ad" is found by:

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \tag{2}$$

Having determined the dimension ad for the DFW, we can now pass to the design equations for SIW [1-2],[9].

$$a_s = a_d + \left(\frac{d^2}{0.95s}\right) \tag{3}$$

Where, a is the total broad side dimension of the rectangular waveguide, as is the separation between via rows (centre to centre), a is the width of DFW, d is the diameter (as shown in Fig. 2) and c is the velocity of light in free space.

For SIW design, the following two conditions are required [1-2],[9]:

$$d \leq \frac{\lambda_g}{5} \tag{4}$$

$$s \leq 2d \tag{5}$$

Where : λ_g (guided wavelength) is it given by:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \tag{6}$$

We use these equations to build a SIW with CST (Fig. 1) by the following specification ; cutoff frequency of TE₁₀ mode in SIW is selected about 31 GHz with the following parameters on Arlon Cu 2331x (lossy), with dielectric constant of $\epsilon_r=2.33$ and $\text{tang } \delta=0.0013$.

The result of the simulation for the cut off frequency 31 GHz is given by the Fig. 3.

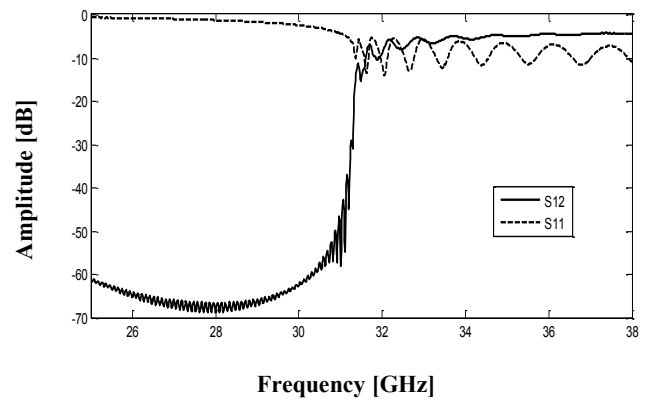


Fig. 3 The reflected power and the transmission coefficient of the SIW waveguide. The SIW waveguide parameters are set to: $a_s=3.2 \text{ mm}, d=0.4 \text{ mm}, s=1.8 \text{ mm}, b=0.508 \text{ mm}$.

In order to combine SIW and microstrip technologies, SIW-microstrip transitions are very required .

This kind of transition consists of a tapered microstrip line section that connects a 50 microstrip line and the integrated waveguide. The taper is used to transform the quasi-TEM mode of the microstrip line into the TE₁₀ mode in the waveguide.

This transition contains two main parameters, the original width W_0 , the final width W of the profile line. It is necessary to calculate the impedance of SIW guide, which is given by the following formula :

$$Z_{pi} = Z_{TE} \frac{b\pi^2}{8a_s} \tag{7}$$

For the calculation of the guide impedance, it is also necessary to calculate the wave impedance of TE mode, which is given by [1-2],[9]:

$$Z_{TE} = j\omega \frac{\mu}{\gamma} = j\omega \frac{\mu'}{\beta} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \times \frac{\lambda_g}{\lambda} \tag{8}$$

The calculated parameters are used to construct a taper by using ADS (advanced design system) software, the physical transition structure of microstrip line with the guide HMSIW is shown in Fig. 4.

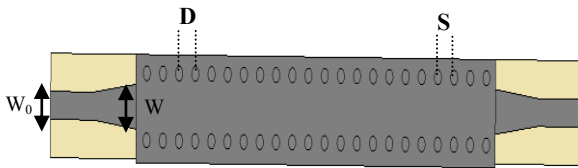


Fig. 4 Topology of transition with SIW guide.

This line is simulated by using CST. The simulated result is shown in Fig. 4.

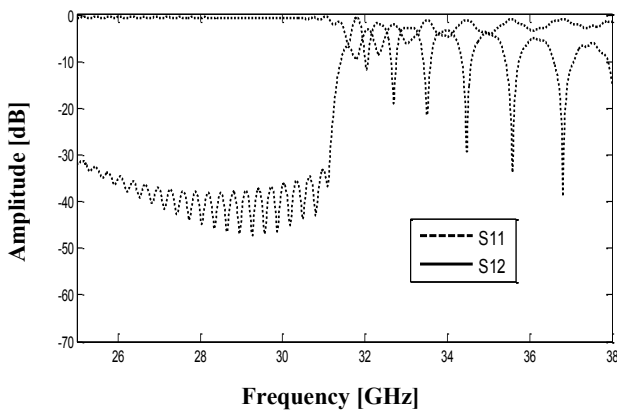


Fig. 5. Reflected power and the transmission coefficient of SIW guide.

We observe from Fig. 5 a good matching and the apparition of various resonant frequencies. Let us notice that there not is any transmission for the frequencies below the cut off frequency 31.5 GHz.

3 Leaky wave antenna using SIW

Fig. 6 shows the structure of a SIW LWA .The substrate Arlon Cu 233lx (lossy) with its thickness = 0.508 mm, $\epsilon_r= 2.33$ and loss tangent equal to 0.0013 with slots in the surface situated in both side of SIW.

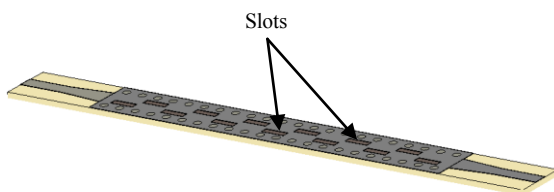


Fig. 6 Configurations of the proposed SIW leaky-wave antenna structures.

The simulated results of S-parameters for leaky wave antenna based on SIW are shown in Fig. 7. It can be observed that simulated S_{11} is below -10 dB from 30 to 36 GHz and S_{21} is bigger than -10 dB from 30 to 36 GHz.

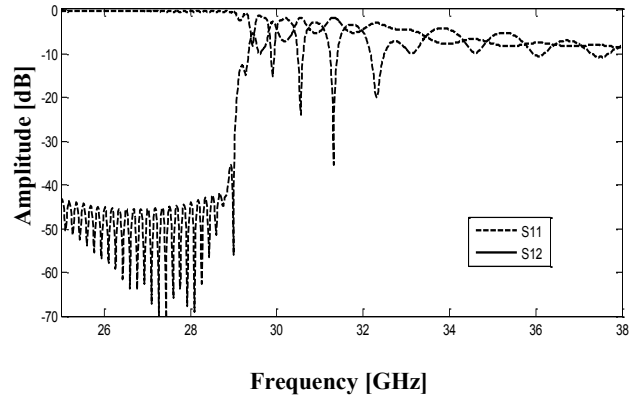


Fig. 7. simulated S-parameters of LWA based on SIW .

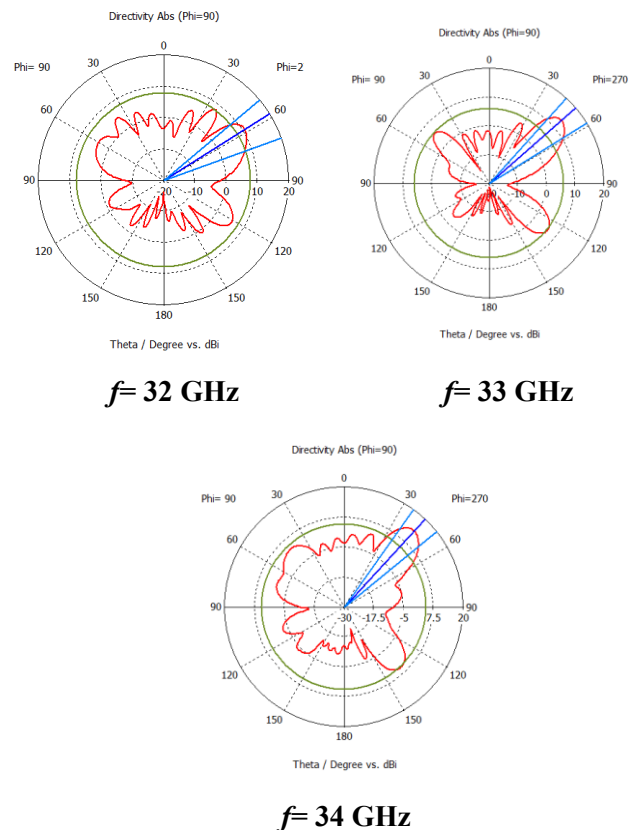


Fig. 8. The simulated radiation patterns in polar coordinates.

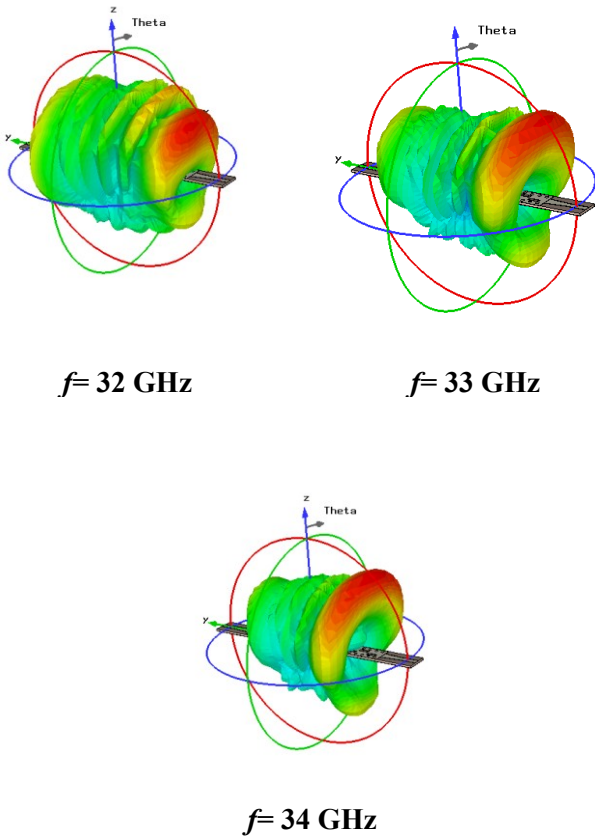


Fig. 9. The simulated radiation patterns in 3-D

Fig. 8 and 9 shows respectively the simulated radiation patterns in polar and 3-D. It is seen that, when the frequency is increased, the main beam moves from the backfire towards the end fire direction. At the transition frequency, the radiation goes exactly to the broadside.

In this part position of slots is changed, the figure below shows the final structure.

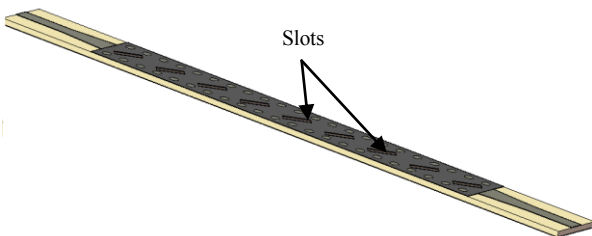


Fig. 10 SIW leaky-wave antenna structure.

The simulated results of S-parameters are shown in Fig. 11.

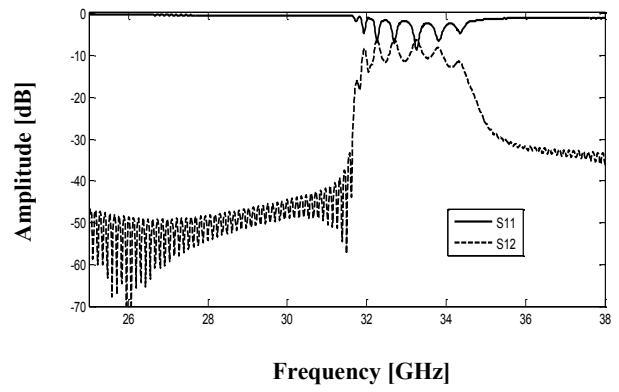


Fig. 11 simulated S-parameters of LWA based on SIW .

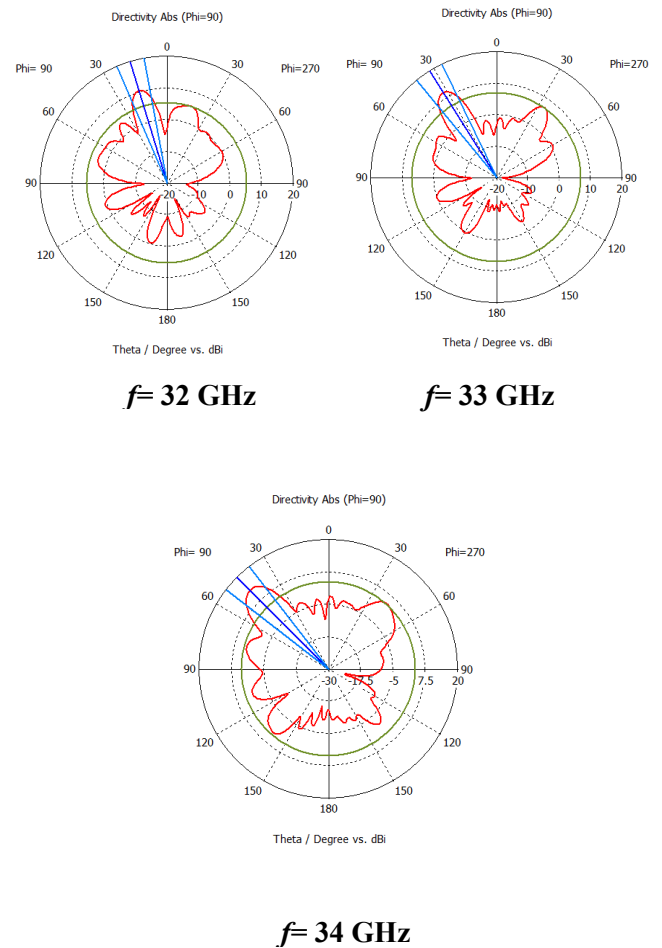


Fig. 12 The simulated radiation patterns in polar coordinates.

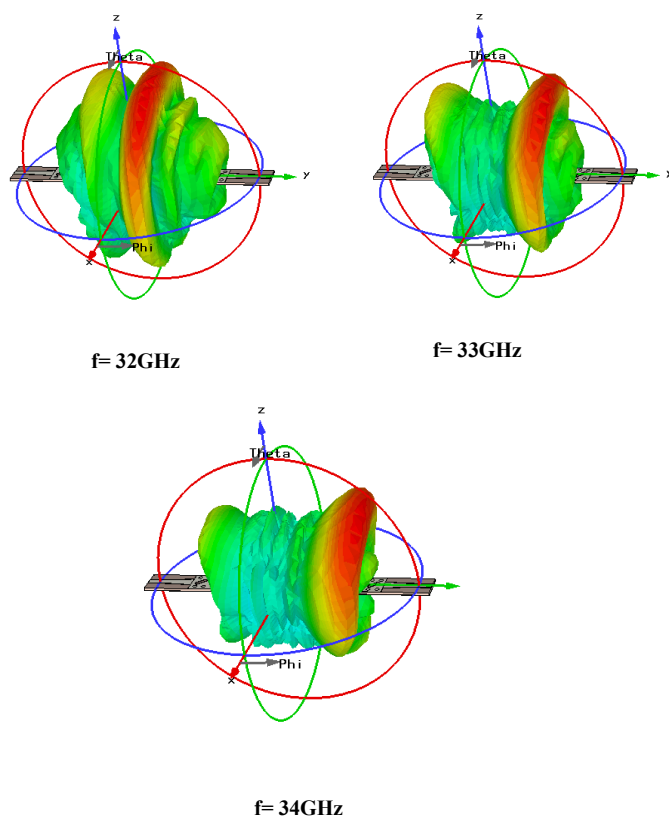


Fig. 13. The simulated radiation patterns in 3-D.

Fig. 12 and 13 shows respectively the simulated radiation patterns in polar and 3-D. It is seen that by changing the position of slots in the center, the radiation pattern diagram becomes more directive.

4 Conclusion

A leaky-wave antenna based on the SIW technique is proposed. Results show that the proposed antenna has the advantages of wide band width, high gain, low fabrication cost, low weight in addition to its common features like high directivity and beam steering capability which make it suitable for millimeter-wave applications. The design is first passed by calculating the parameters of SIW, then we optimize the taper to make the transition between supply and input guide to ensure a perfect adaptation, after that we designed a leaky wave antenna based on a substrate integrated waveguide (SIW), the direction of radiation in this antenna change according to the variation of frequency, it is concluded also that the position of slots influences the directivity.

References

- [1] B. Mansouri, M. Abri, H. Abri, M. A. Rabah, J. Tao, and T.-H. Vuong, *SIW Bandpass Filter Screens S-Band Signals*, pp. 62-66, Mars, 2015.
- [2] M. A. Rabah, M. Abri, J. Tao, and T. H. Vuong, *Substrate Integrated Waveguide Design Using The Two Dimensional Finite Element Method*, Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 35, pp. 21-30, 2014.
- [3] J. E. Rayas-Sanchez and V. Gutierrez-Ayala, *A General EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions*, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Atlanta, GA, Jun. 2008, pp. 983-986.
- [4] S. Lim, C. Caloz, and T. Itoh, *Electronically-controlled metamaterial based transmission line as a continuous-scanning leaky-wave antenna*, in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Fort Worth, TX, Jun. 6-11, 2004, pp. 313-316.
- [5] K. Okubo, M. Kishihara, A. Yamamoto, J. Yamakita, and I. Ohta, *New composite right/left-handed transmission line using substrate integrated waveguide and metal-patches in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Boston, MA, Jun. 7-12, 2009, pp. 41-44.
- [6] L. Yan, W. Hong, K. Wu and T.J. Cui, *Investigations on the propagation characteristics of the substrate integrated waveguide based on the method of lines IEE Proc.-Microw. Antennas Propag*, Vol. 152, No. 1, February 2005.
- [7] X. Chen, W. Hong, T. Cui, J. Chen and K. Wu, *Substrate Integrated Waveguide (SIW) Linear Phase Filter*, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 15, No. 11, 2005.
- [8] J. Xu, W. Hong, H. Tang, Z. Kuai, and K. Wu, *Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) Leaky-Wave Antenna for Millimeter-Wave Applications*, *Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 7, pp. 85 - 88, 2008.
- [9] S. Doucha and M. 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.
- [10] Y. Weitsch and T. Eibert, *A left-handed/right-handed leaky-wave antenna derived from slotted rectangular hollow waveguide in European Microwave Conf*, Munich, Germany, Oct. 9-12, 2007, pp. 917-920.

A Leaky Wave Antenna Design Based on Half-mode Substrate Integrated Waveguide Technology for X Band Applications

S. Doucha¹, M. Abri², H. Abri Badaoui³, B. Fellah⁴

Telecommunication Departement, Faculty of Technology, University of Tlemcen– BP 230, Chetouane,
13000 Tlemcen, Algeria

Article Info

Article history:

Received Dec 31, 2016

Revised Apr 24, 2017

Accepted May 18, 2017

Keyword:

Leaky wave antenna

Half Mode substrate integrated

Waveguide

X-Band

CST

ABSTRACT

A new type of leaky-wave antenna (LWA) using half-mode substrate integrated waveguide (HMSIW) as the base structure is proposed in this paper. The structure consists of an array of slot, antenna designed to operate in X band applications from 8 to 12 GHz. HMSIW preserves nearly all the advantages of SIW whereas its size is nearly reduced by half. The antenna radiates one main beam that can be steered from the backward to the forward direction by changing frequency.

Copyright © 2017 Institute of Advanced Engineering and Science.
All rights reserved.

Corresponding Author:

1. INTRODUCTION

Substrate Integrated Waveguides (SIW) is used for transmission of Electromagnetic waves. They are planar structures belonging to the family of Substrate Integrated Circuits. Because of their planar nature, they can be fabricated on planar circuits like Printed Circuit Boards (PCB) and can be integrated with other planar transmission lines like microstrips. They retain the low loss property of their conventional metallic waveguides and are widely used as interconnection in high speed circuits, filters, directional couplers, antennas. The SIW consists of two linear metallic connected via dielectric substrate with a height of h . The electromagnetic fields within the SIW are confined by these metallic via arrays [1].

A more compact guided wave structure called half-mode substrate integrated waveguide (HMSIW) has recently been proposed [2],[3], which preserves nearly all the advantages of SIW whereas its size is nearly reduced by half. The transverse slotted rectangular waveguide is a simple structure that works as a leaky-wave antenna having frequency beam-scanning capability, with an orthogonal polarization from the conventional travelling-wave slotted antenna. Because of the polarization, the transverse slotted rectangular waveguide can scan from near broadside to end fire if the waveguide is filled with a dielectric material [4].

Due to their superior frequency-scanning capability and ease of feeding, leaky-wave antennas (LWAs) possess certain advantages over conventional antenna arrays. A high-gain LWA can be achieved by simply extending its physical length, which can result in a compact size especially in millimeter-wave applications. Furthermore, LWAs can be designed to exhibit both forward and backward beam steering by incorporating metamaterials into their unit cells [5],[6]. Nevertheless, the frequency-scanning capability of metamaterial-based LWAs is not suitable for more common fixed-frequency applications. Thus, there has been considerable interest in tunable scan angle LWAs [7].

In this paper, a novel leaky-wave antenna based on the HMSIW technique in the band X is presented, first we design a HMSIW component operating in X-band for TE₁₀ mode with CST Microwave Studio ® commercial software's. The design procedures begin by extracting the equivalent width guide and then calculate the width of HMSIW, by the following formulas design. After that, and for transit HMSIW to microstrip we use the ADS (advanced design system) Software.

Finally, we design a leaky-wave antenna based on half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) with transverse slots; the antenna radiates one main beam that can be steered from the backward to the forward direction by changing frequency. To confirm our results another simulator HFSS is used for comparison.

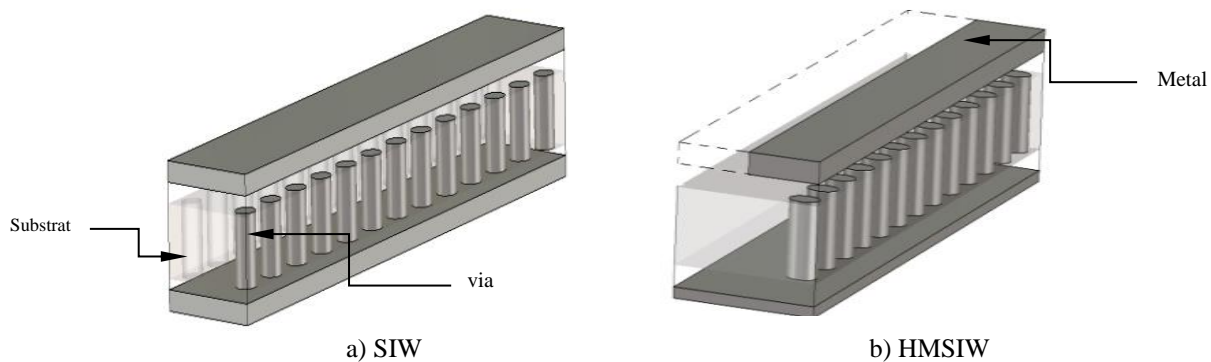


Figure 1. shows the construction of SIW and HMSIW

2. HMSIW EQUATIONS

When the dominant mode propagates in a SIW, the maximum value of E-field is placed at the vertical center plane along the transmission direction. In addition, because of large width to height ratio (WHR), the normal magnetic field is equal to zero at this plane. As a result, the symmetrical plane of SIW could be considered as a magnetic wall when it works at its dominant mode. Based on this theory, the SIW structure could be bisected into halves at the magnetic wall. Each half is called HMSIW and is able to support nearly half of the original field distribution. In this section we calculate the parameters of HMSIW by the following equations. Since SIW design generally works in TE_{1, 0} mode, so here $m=1$, $n=0$. Therefore the equation for cutoff frequency reduces to:

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

For DFW with same cut off frequency, dimension "ad" is found by:

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Having determined the dimension ad for the DFW, we can now pass to the design equations for SIW [8].

$$a_s = a_d + \left(\frac{d^2}{0.95s} \right)$$

where, a is the total broad side dimension of the rectangular waveguide, as is the separation between via rows (centre to centre), a is the width of DFW, d is the diameter (as shown in Figure 2) and c is the velocity of light in free space. For SIW design, the following two conditions are required [9]:

$$d \leq \frac{\lambda_g}{5}$$

$$s \leq 2d$$

where : λ_g (guided wavelength) is [10]

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

3. HMSIW DESIGN

The Figure 2 shows the transmission coefficient and the reflection coefficient of HMSIW with different values of guide width (a_{s2}), from the figure it can be seen that there is a transmission from the cut-off frequency (8.5GHz) for a width equal to half of guide SIW ($a_{s2} = a_s / 2$).

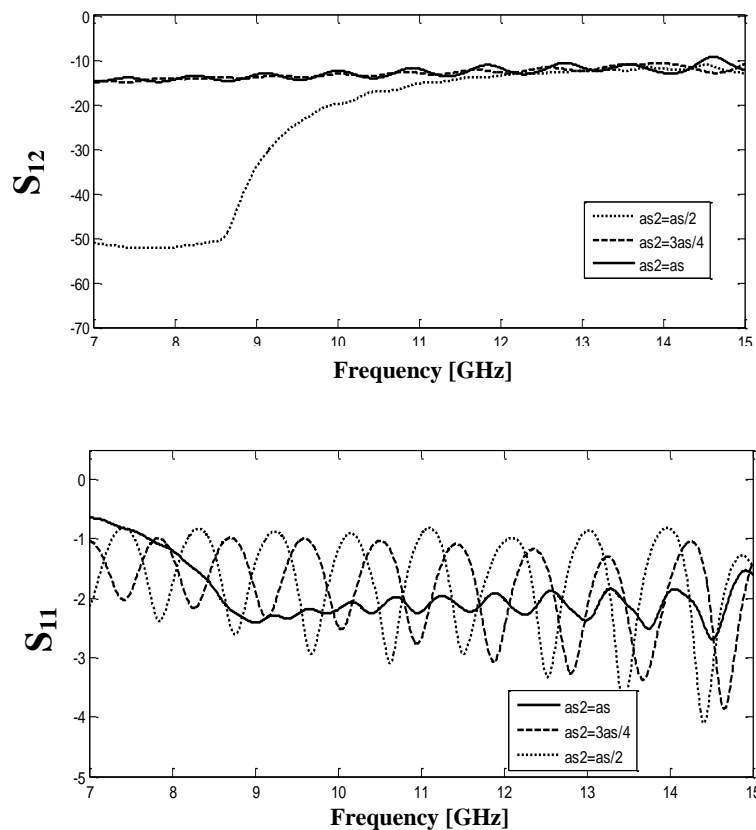


Figure 2. The transmission coefficient and the reflected power of the HMSIW waveguide for different values a_{s2}

The structure of the HMSIW is sketched in Figure 3. The substrate is covered with copper on both sides forming a waveguide, together with one row of metallic vias along the wave propagation direction, The thickness and the width of the HMSIW are h and a_{s2} , respectively. The diameter of the metallic vias is d , and the period of the vias is s . We use The previous equations to build a HMSIW with CST by the following specifications; cutoff frequency of TE_{10} mode in SIW is selected about 8.5 GHz with the following parameters : substrat type Arlon Cu 2331x (lossy), dielectric constant of $\epsilon_r = 2.33$ and $\tan \delta = 0.0013$. The figure 4 shows the dominant mode electric fields of HMSIW guide simulated in frequency 10 GHz.

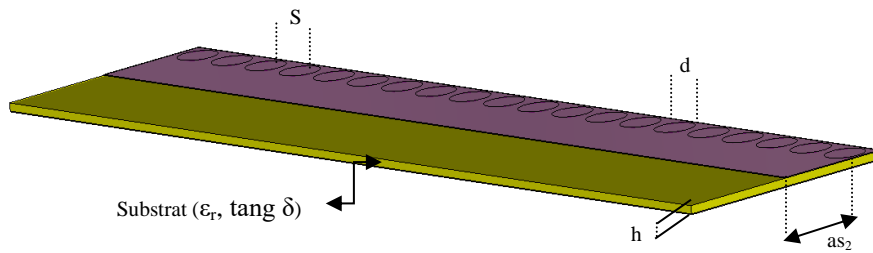


Figure 3. HMSIW parameters

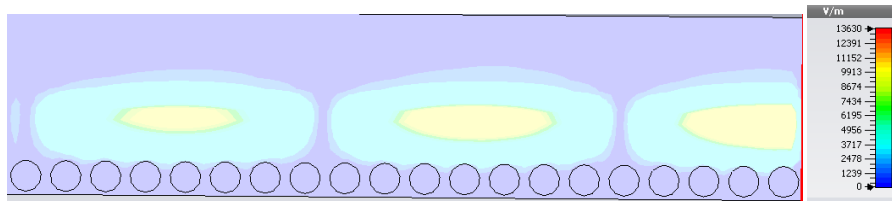


Figure 4. The dominant mode electric fields of HMSIW guide simulated in frequency 10 GHZ

The simulation results between the frequencies ranges [8-15 GHz] are illustrated in the figure 5, it is clear that the transmission between [7-8.5 GHz] is impossible because it is before the cutoff frequency, which is 8.5 GHz as calculated theoretically. In this case, the transmission between [8.5-15 GHz] is low and this is due to the incorrect adaptation of the guide.

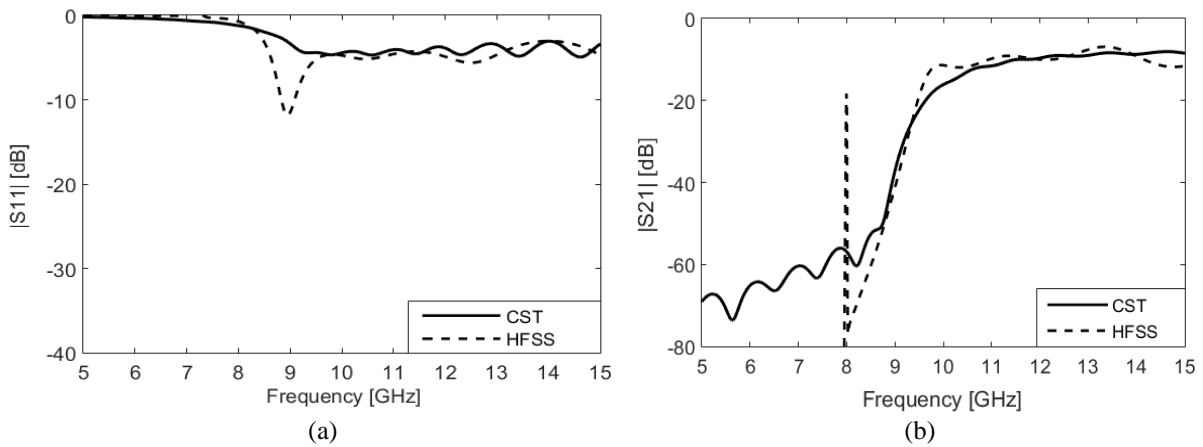


Figure 5. (a):The reflected power and (b) : the transmission coefficient of the HMSIW waveguide. The HMSIW waveguide parameters are set to: $a_{s2}=7.4$ mm, $d=2.5$ mm, $s=3.25$ mm, $h=0.508$ mm

Once the SIW is designed, it is necessary to have a transition to a transmission line to ensure a perfect adaptation. This transition contains two main parameters, the original width W_0 , the final width W of the profile line .It is necessary to calculate the impedance of SIW guide, which is given by the following formula [8] :

$$Z_{pi} = Z_{TE} \frac{b\pi^2}{8a_s}$$

For the calculation of the guide impedance, it is also necessary to calculate the wave impedance of TE mode, which is given by [8] :

$$Z_{TE} = j\omega \frac{\mu}{\gamma} = \omega \frac{\mu'}{\beta} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \times \frac{\lambda_g}{\lambda}$$

The calculated parameters are used to construct a taper by using ADS (advanced design system) software, the physical transition structure of microstrip line with the guide HMSIW is shown in Figure 6.

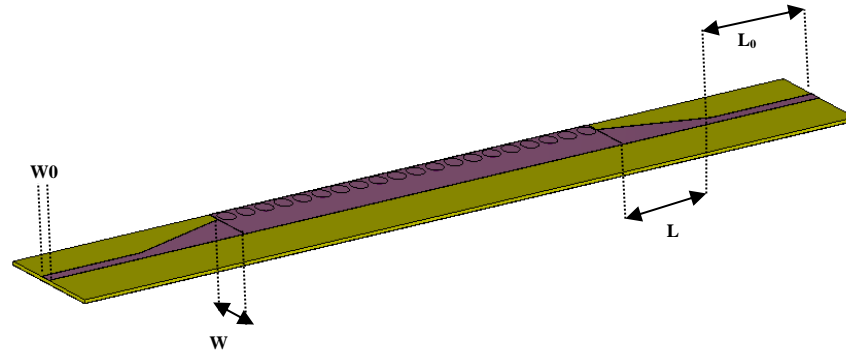


Figure 6. Topology of transition with HMSIW guide. with $w=5.59$ mm, $w_0=1.59$ mm, $L=16.63$ and $L_0=16.99$ mm

The Reflected power and the transmission coefficient of the transition topology with HMSIW guide is obtained by simulation using CST software are shown in the Figure 7. One can observe that in the total passband (8.5 - 15 GHz) the reflection coefficient S_{11} is less than -10 dB and the S_{12} increases rapidly from the cut-off frequency to a total transmission of the power, obtained results are confirmed with HFSS which is used for comparison .

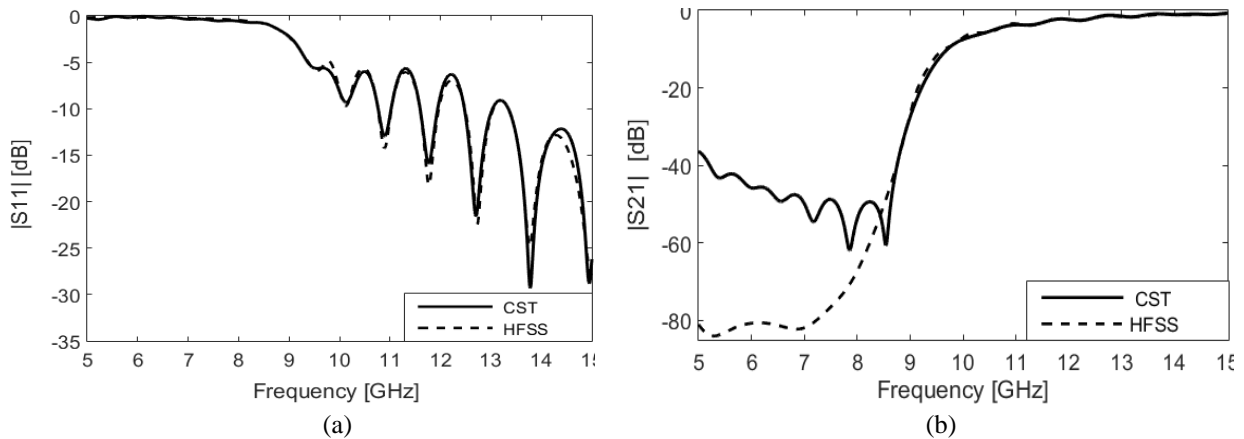


Figure 7. (a): Reflected power and (b): the transmission coefficient of the transition topology with HMSIW guide

4. LWA BASED ON HMSIW DESIGN

The leaky-wave antennas are essential to provide the benefit of high directivity without complex feeding network. The geometry of the HMSIW with transverse slot is shown in Figure 8. The leakage is obtained by the introduction of a periodic array of transverse slots on the top of HMSIW which interrupt the current flow on the top wall. The arrangement of the slots determines the polarization and the direction of radiation of the LWA antenna. The LWA antenna in HMSIW technology is designed on a substrate with a constant dielectric of 2.33, $\text{tang}\delta = 0.0013$ and thickness 0.508 mm for X-band applications.

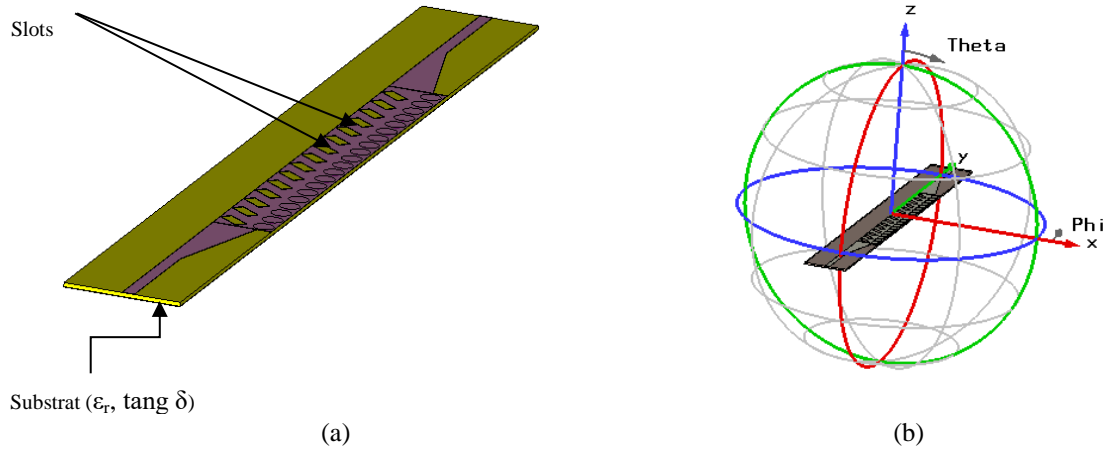


Figure 8. (a) Structure of leaky-wave antenna based on HMSIW, (b) LWA HMSIW alignment in the coordinates

The simulated results of S-parameters for leaky wave antenna based on HMSIW is shown in Figure 9. It can be observed that simulated S_{11} is below -10 dB from 8.5 to 15 GHz and S_{21} is bigger than -5 dB from 9 to 15 GHz. The Figure 10 shows the dominant mode electric fields of LWA HMSIW simulated in frequency 10 GHz. The same results are also obtained with HFSS simulator.

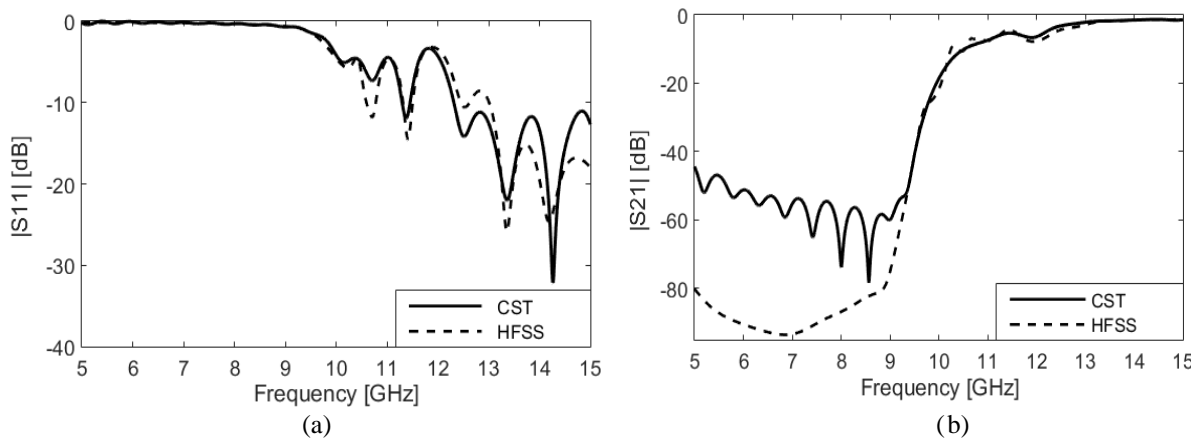
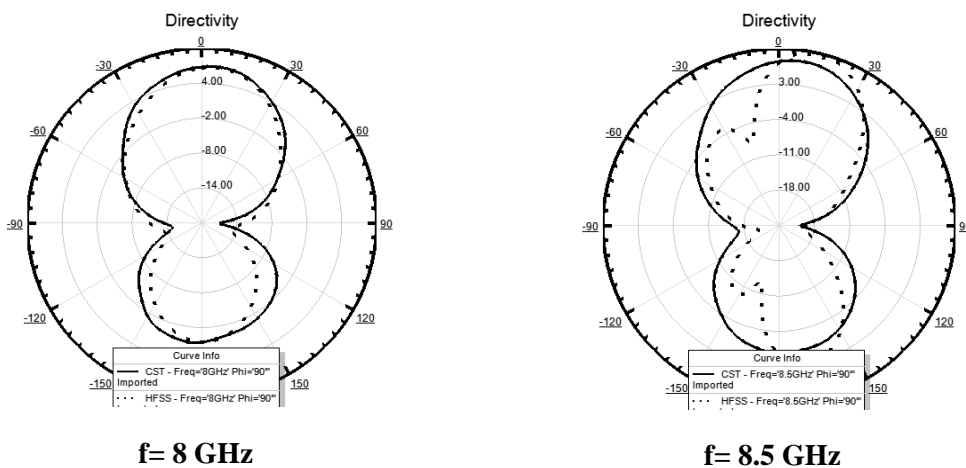


Figure 9.(a): Reflected power and (b): the transmission coefficient of LWA based on HMSIW



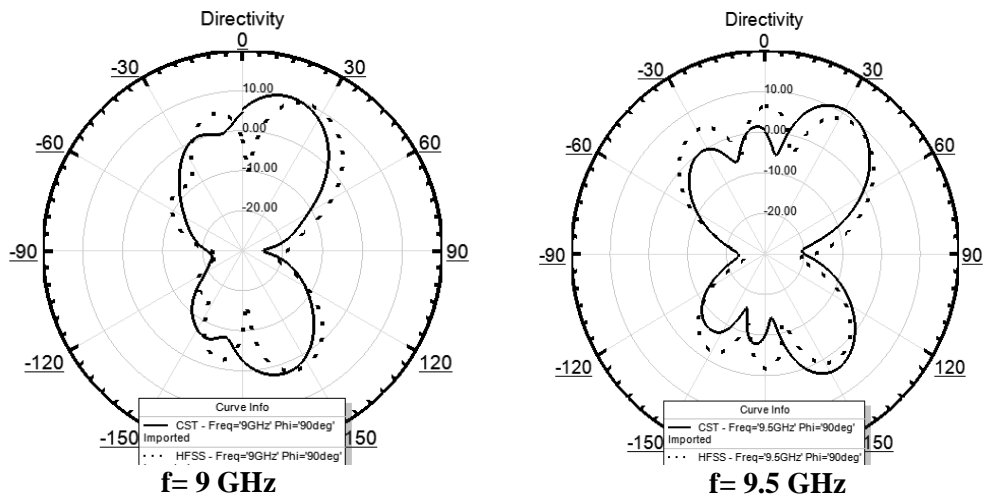


Figure 10. The simulated radiation patterns in polar coordinates

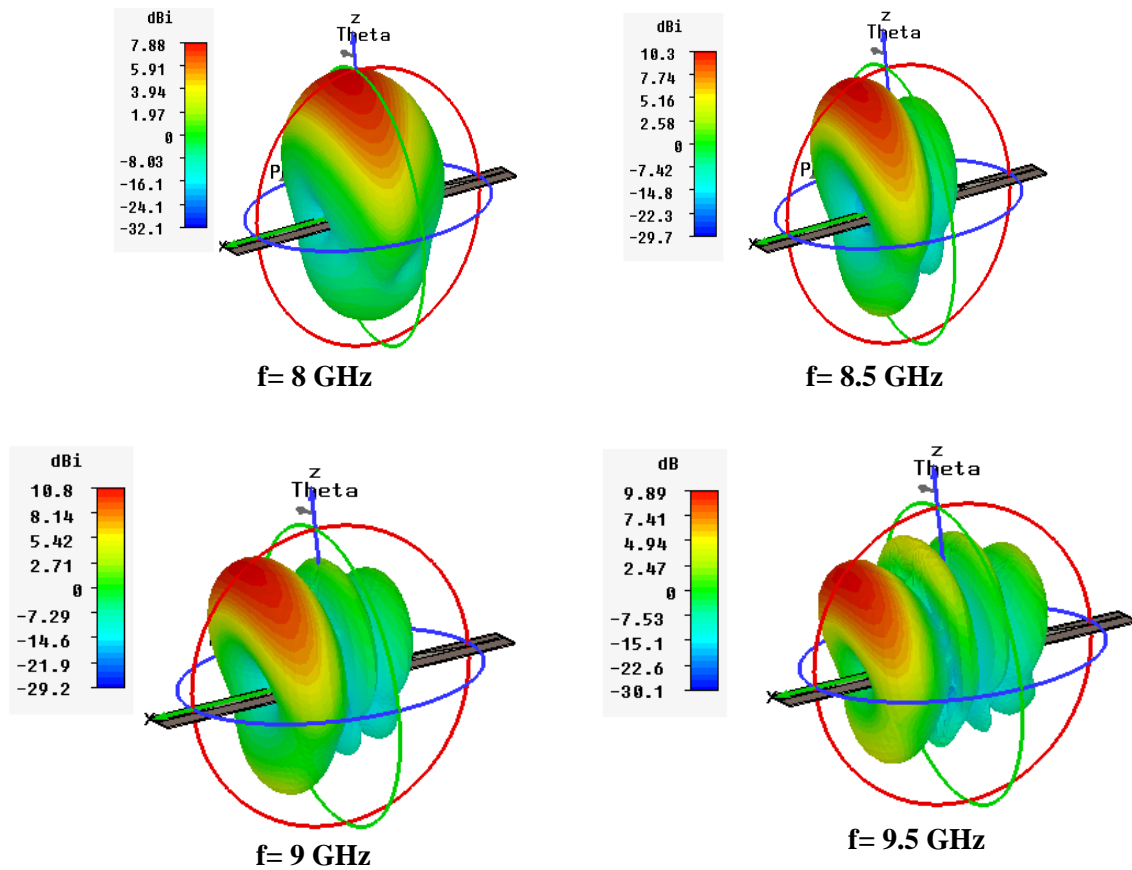


Figure 11. The simulated radiation patterns in 3-D

Figure 10 and 11 shows respectively the simulated radiation patterns in polar and 3-D. As shown, the mainlobe direction of this LWA HMSIW scans from 0° at 8 GHz to 46° at 9.5 GHz, with a maximal realized gain of 10.8 dB at 32° ($f=9$ GHz). So when the frequency is increased, the narrow beam scans smoothly from the broadside to end fire direction. Both of HFSS and CST give the same result.

5. CONCLUSION

A leaky-wave antenna based on the HMSIW technique is proposed. The antenna is characterized by many attractive advantages, including compact size, easy fabrication, low cost, low loss, wide bandwidth, and direct integration with planar circuits. The design is first passed by calculating the parameters of HMSIW, then we optimize the taper to make the transition between supply and input guide to ensure a perfect adaptation, after that we design a leaky wave antenna based on a half mode substrate integrated waveguide (HMSIW), simulations are realised with both of CST and HFSS (for comparison) , the direction of radiation in this antenna change according to the variation of frequency.

REFERENCES

- [1] A. Nasri, *et al.*, "A Compact SIW Mixer for Millimeter-Wave Applications," *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, vol/issue: 4(6), pp. 902-908, 2014.
- [2] Y. Q. Wang, *et al.*, "Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) filter," *IEEE Microw. Wireless Comput. Lett.*, vol/issue: 17(4), pp. 265-267, 2007.
- [3] B. Liu, *et al.*, "Half mode substrate.integrated waveguide (HMSIW) 3-dB coupler," *IEEE Microw. Wireless Comput. Lett.*, vol/issue: 17(1), pp. 22-24, 2007.
- [4] T. V. R. Krishna, *et al.*, "Microstrip Line Fed Leaky Wave Antenna with Shorting Vias for Wideband Systems," *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol/issue: 6(4), pp. 1725-1731, 2016.
- [5] Y. Weitsch and T. Eibert, "A left-handed/right-handed leaky-wave antenna derived from slotted rectangular hollow waveguide," in *European Microwave Conf.*, Munich, Germany, pp. 917-920, 2007.
- [6] K. Okubo, *et al.*, "New composite right/left-handed transmission line using substrate integrated waveguide and metal-patches," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Boston, MA, pp. 41-44, 2009.
- [7] S. Lim, *et al.*, "Electronically-controlled metamaterial based transmission line as a continuous-scanning leaky-wave antenna," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Fort Worth, TX, pp. 313-316, 2004.
- [8] X. Chen, *et al.*, "Substrate Integrated Waveguide (SIW) Linear Phase Filter," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol/issue: 15(11), 2005.
- [9] J. E. R. Sanchez and V. G. Ayala, "A General EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Atlanta, GA, pp. 983-986, 2008.
- [10] Y. J. Ban, "Tunable Ferrite Phase Shifters Using Substrate Integrated Waveguide Technique," *theses*, 2010.

Résumé : Les antennes à dépointage de faisceau jouent un rôle clé dans les systèmes modernes et trouvent beaucoup d'applications telles que les réseaux locaux ou les systèmes satellitaires et de surveillance nécessitent de larges angles de couverture. Cette thèse s'inscrit dans ce contexte, et concernent la conception des réseaux d'antennes à ondes de fuites alimentés par des guides d'ondes intégrées aux substrats (GIS en anglais SIW) fonctionnant à plusieurs bandes de fréquences (C, X, Ku) et pour des applications millimétriques. Beaucoup d'architectures seront proposées et simulées. Le GIS donne une très bonne solution pour intégrer une antenne réseau de guide d'ondes à fente et son réseau d'alimentation dans un substrat planaire. Cette structure hautement intégrée et compact peut non seulement réduire la taille du système entier, mais aussi améliorer le rendement du système. Le guide d'ondes intégré au substrat est une structure à ondes guidées qui présente des avantages avec un facteur de qualité Q élevé et une excellente isolation ligne à ligne. La technique GIS a été largement utilisé dans la construction de composants passifs, tels que coupleurs, diviseurs, filtres, et déphaseurs. Les dimensions optimisées de chaque GIS miniaturisés sont proposés en se basant sur l'analyse paramétrique et les transitions entre une ligne micro-ruban et le GIS dans un environnement de conception sur substrat multicouche sont présentés. La simulation de ces différents réseaux sera accomplie en employant un outil très puissant et parfaitement adapté à ce genre de ces structures, il s'agit de CST Microwave studio. Afin de valider ces résultats, une comparaison avec Momentum sera effectuée.

Mots clés : Réseaux d'antennes, antennes à ondes de fuites, dépointage de faisceaux, guides d'ondes intégrés au substrat, CST Microwave studio, Momentum.

Abstract: Antennas with Beam depointage play a key role in modern systems and find many applications such as local area networks or satellite and surveillance systems requiring wide coverage angles. This inscription thesis is in this context and concerns the design of Leak Wave Antenna Networks powered by Subsystem Waveguides (SIW) operating in several frequency bands (C, X, Ku) and for millimeter applications. Many architectures will be proposed and simulated. The GIS provides a very good solution for integrating a slotted waveguide network antenna and its feed network into a planar substrate. This highly integrated structure and compact can not only reduce the size of the entire system, but also improve the system performance. The substrate-integrated waveguide is a guided wave structure, which has advantages with high Q-factor and excellent line-to-line isolation. The GIS technique has been widely used in the passive component construction, such as couplers, dividers, filters, and phase shifters. The optimized dimensions of each miniaturized GIS are proposed based on parametric analysis and the transitions between a microstrip line and the GIS in a multi-layer substrate design environment are presented. The simulation of these different networks will accomplish by using a very powerful tool and perfectly adapted to this kind of these structures. This is CST Microwave studio. In order to validate these results, a comparison with Momentum will be carried out.

Keywords: Antenna arrays, Leak wave antennas, Beam depointage, Waveguides integrated into the substrate, CST Microwave studio, Momentum.

ملخص : تلعب هوائيات الإزاحة الشعاعية دورا رئيسيا في النظم الحديثة و تملك العديد من التطبيقات مثل شبكات المنطقة المحلية أو الأقمار الصناعية ونظم المراقبة التي تتطلب زوايا تغطية واسعة، وهذه الأطروحة هي جزء من هذا السياق، وتهتم بتصميم شبكات هوائيات ذات موجة تسرب مدعوم من دليل الموجة المتكاملة إلى ركائز (SIW في اللغة الإنجليزية) تعمل في عدة ترددات (C, X, Ku) والتطبيقات الملي مترية. وسيتم اقتراح العديد من البنى والمحاكاة. يوفر GIS حلا ممتازا لدمج الهوائي موجة تسرب وشبكة تزويدها بالطاقة في الركيزة المستوية. هذا الهيكل متكامل للغاية ومدمج الذي يقلل من حجم النظام بأكمله ويحسن أداء النظام. الدليل الموجي المتكامل الركيزة هو هيكل الموجة الموجهة التي لديها عدة مزايا : عامل جودة عالي و خط عزل ممتاز وقد استخدمت تقنية GIS في بناء العديد من المكونات السلبية مثل مقارنات، مقسمات، مرشحات، ومزحزحات الطور. وتقتصر الأبعاد المثلى لكل نظام GIS استنادا إلى التحليل البارامتري، ويتم عرض التحولات بين خط الشريط الصغير و GIS في بيئة تصميم الركيزة متعدد الطبقات. وسيتم إنجاز محاكاة هذه الشبكات المختلفة باستخدام أداة قوية جدا ومتكيفة تماما لهذا النوع من هذه الهياكل، هي CST ومن أجل التحقق من صحة هذه النتائج، سيتم إجراء مقارنة مع Momentum .

الكلمات المفتاحية : شبكات الهوائي، هوائيات ذات موجة التسرب، انحراف الأشعة، الدليل الموجي متكاملة الركيزة (GIS) ، Momentum .