

Université Abou Bekr Belkaid  
Tlemcen Algérie



جامعة أبي بكر بلقايد

تلمسان الجزائر

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



# THESE

Présentée

A L'UNIVERSITE DE TLEMCEM  
FACULTE DE TECHNOLOGIE

Pour l'obtention du diplôme de  
**DOCTORAT**  
Spécialité : " Télécommunications "

Par

**FELLAH Benzerga**

---

**ÉTUDE ET CONCEPTION DES RESEAUX D'ANTENNES A  
OUVERTURE PROGRESSIVE POUR IMAGERIE PASSIVE  
EN TECHNOLOGIE SIW : MODELISATION PAR LA METHODE  
DES ELEMENTS FINIS 2D**

---

Soutenue en 18 juin 2016 devant le Jury :

MELIANI Maghnia

LASRI Boumedienne

DEBBAT Fatima

ABRI Mehadji

Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen

Professeur à l'université de Saida

Maitre de conférences (A) à l'université de Mascara

Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen

Présidente

Examineur

Examineur

Directeur de thèse

# إهداء

إلى الوالدين الذي قال الله تعالى في حقهم

"وَقَضَىٰ رَبُّكَ أَلَّا تَعْبُدُوا إِلَّا إِيَّاهُ وَبِالْوَالِدَيْنِ إِحْسَانًا إِمَّا يَبُلُغَنَّ عِنْدَكَ الْكِبَرَ

أَحَدُهُمَا أَوْ كِلَاهُمَا فَلَا تَقُلْ لَهُمَا أُفًّا وَلَا تَنْهَرُهُمَا وَقُلْ لَهُمَا قَوْلًا كَرِيمًا "

(23) (سورة الإسراء)

إلى إخوتي وإلى كل أصدقائي

# Remerciements

A l'ensemble de mon jury de thèse, à mes maîtres, qui sont pour moi des exemples et des références en rigueur scientifique de la recherche qualitative. Il me sera très difficile de remercier tout le monde car c'est grâce à l'aide de nombreuses personnes que j'ai pu mener cette thèse à son terme.

Cette thèse a été effectuée au sein du Laboratoire de Télécommunication de Tlemcen sous la direction de Monsieur ABRI Mehadji Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen. Je veux lui exprimer ma profonde reconnaissance d'avoir accepté d'orienter ces travaux de recherches, vous avez toujours été disponible pendant la période de préparation de cette thèse ainsi qu'à vos aides précieuses. La pertinence de vos remarques et la justesse de vos corrections, sont pour moi un exemple de rigueur et je vous en remercie. Je m'engage, à mon tour, à transmettre l'esprit de compagnonnage que vous m'avez inculqué. Votre exigence et votre souci du détail m'ont incitée à approfondir ma réflexion. Merci, vous êtes un directeur formidable.

Je remercie Madame MELIANI Maghnia Maitre de conférences (A) à l'université du Tlemcen de m'avoir fait l'honneur de bien voulu présider le jury de cette thèse. C'est avec un immense plaisir pour qu'elle soit parmi le jury de ma thèse. Sa grande expérience et sa richesse connue dans le domaine de la télécommunication de façon générale et dans le domaine de la modélisation en particulier vont m'aider à me donner des remarques précieuses et très enrichissantes. Vos qualités professionnelles et votre rigueur sont pour moi des exemples à suivre. Merci.

Je remercie également Madame DEBBAT Fatima Maitre de conférences (A) à l'Université de Mascara, je suis extrêmement reconnaissant d'avoir accepté de participer au jury de soutenance de ma thèse et d'assurer la tâche d'examineur et d'avoir consacré une partie de votre temps précieux à l'examen de ce travail. Certainement, vos connaissances remarquables dans les antennes vont contribuer à me donner des remarques précieuses et très enrichissantes.

J'adresse mes vifs remerciements à monsieur LASRI Boumediene professeur à l'Université de Saida, d'avoir accepté de rapporter sur cette thèse et pour l'intérêt que vous avez porté à mes travaux de recherche, le temps que vous avez consacré à la lecture de mon manuscrit et les précieuses remarques. Je suis très reconnaissant pour votre regard d'experte que vous

avez porté sur mon manuscrit. Je vous remercie encore une fois pour votre sympathie et vos qualités humaines et scientifiques. Merci.

Je tiens à remercier le Professeur Junwu Tao de l'université de Toulouse pour ses aides précieuses au niveau de la modélisation par la méthode des éléments finis ainsi que le docteur Tan-Hoa Vunog. Grace au Professeur Junwu Tao nous avons l'occasion de découvrir ce merveilleux monde de la Technologie SIW.

Je tiens également très chaleureusement à exprimer ma profonde reconnaissance à Madame ABRI Née BADAoui Hadjira Maitre de Conférence (A) à l'université de Tlemcen pour ses remarques précieuses, ses aides constructives dans la correction de différentes publications et articles et pour la qualité de ses avis et critiques considérés toujours comme un complément positif.

Enfin je ne voudrais pas oublier de remercier toute les personnes qui m'ont aidé de loin ou de près à réaliser ce travail. Merci tout le monde.

# Résumé

Avec le développement rapide des technologies microondes et millimétriques, les spécifications de conception des circuits et systèmes sont de plus en plus exigeantes. La tendance pour le développement des systèmes de communication se dirige vers un poids minimisé, une taille réduite, de multiples fonctions, une fiabilité accrue et un faible coût. Les ondes millimétriques sont réservées à des applications de plus en plus variées comme les systèmes d'imagerie passifs et/ou active. Dans cette thèse, deux volets seront traités. La première étape concerne la simulation des diviseurs de puissance à base de la technologie GIS (Guide Intégré au Substrat) ou SIW en anglais (Substrate Integrated Waveguide) par la méthode des éléments finis bidimensionnels sous QFEM et, en deuxième étape, des réseaux d'antennes pour imagerie passive à rayonnement longitudinal et à haute directivité fonctionnant dans le domaine millimétrique seront étudiés et développés. L'antenne de base est de type TSA (Travelling Wave Antenna), qui appartient à la famille des antennes à ondes progressives qui sont des éléments rayonnants non résonants contrairement aux antennes résonantes qui sont à faible largeur de bande telle que les antennes imprimées ou les dipôles. Les antennes TSAs de type Vivaldi (avec une fente à profil exponentiel) furent proposées par Gibson, sont donc plus large bande et ont un gain plus important. Nous proposons d'alimenter ces dernières par guides d'ondes intégrés aux substrats au lieu des lignes de transmission. Ces derniers ont l'avantage, comme leur nom l'indique, d'être intégrés directement dans le substrat. L'utilisation de ceux-ci permet de diminuer les coûts de production, le poids et un excellent facteur de qualité. L'utilisation de la technologie SIW est privilégiée afin de démontrer la haute intégrabilité et les avantages en termes de performance qui peuvent être atteints. Afin de mener ces travaux, le simulateur CST Microwave studio sera largement utilisé au cours de cette thèse.

## Mots clés :

Onde millimétrique, bande V, imagerie passive, réseau d'antennes, guides d'ondes intégrés au substrat, méthode des éléments finis bidimensionnels, QFEM, CST Microwave studio.

## **Abstract**

With the rapid development of microwave and millimeter technology, the circuits and systems design specifications are increasingly demanding. The trend for the development of communication systems is moving towards a minimized weight, small size, multiple functions, high reliability and low cost. Millimeter waves are reserved for applications increasingly varied as passive imaging systems and / or active. In this thesis, two aspects will be addressed. The first step is simulation based power dividers of GIS technology (Guide Integrated into the substrate) or SIW in English (Substrate Integrated Waveguide) by the method of two-dimensional finite element under QFEM and, second stage, networks antenna for passive imaging longitudinal radiation and high directivity operating in the millimeter range will be studied and developed. The basic antenna type TSA (Travelling Wave Antenna), which belongs to the family of wave antennas that are not resonant radiating elements unlike resonant antennas that are low bandwidth such as printed antennas or dipoles. The TSA antennas Vivaldi type (with an exponential profile slot) was proposed by Gibson, are more broadband and have a larger gain. We propose to supply the latter with waveguides integrated with the substrates in place of the transmission lines. These have the advantage, as their name suggests, to be integrated directly into the substrate. Using them reduces production costs, weight and excellent quality factor. The use of SIW technology is preferred in order to demonstrate the high integrability and benefits in terms of performance that can be achieved. To conduct this work, the CST Microwave Studio simulator will be used extensively in this thesis.

### **Key words:**

Millimeter wave, V band, passive imaging, antennas array, substrate integrated wave guide, bi dimensional finite element method, QFEM, CST Microwave studio.

## ملخص

مع التطور السريع في الميكروويف والتكنولوجيا المليمترية، والدوائر وتصميم النظم مواصفات يطالبون بشكل متزايد. الاتجاه لتطوير نظم الاتصالات يتجه نحو وزن أدنى الي حد ممكن، وصغر حجمها، وظائف متعددة، والموثوقية العالية والتكلفة المنخفضة. محجوزة الموجات المليمترية لتطبيقات متنوعة على نحو متزايد على نظم التصوير السلبي أو النشطة. في هذه الأطروحة، سيتم تناول جانبين. الخطوة الأولى هي محاكاة لخواص القوة استنادا لتكنولوجيا نظم جديدة (الموجه الموجي المندمج على السطح) من خلال طريقة العناصر متناهية الأبعاد تحت اسم QFEM، المرحلة الثانية، سيتم دراسة وتطوير الشبكات الهوائية سلبية التصوير الإشعاعي الطولي والاتجاهية العالية التي تعمل في نطاق مليمتر. نوع الهوائي الأساسي TSA، الذي ينتمي إلى عائلة من الهوائيات الموجهة التي ليست عناصر يشع الرنانة عكس الهوائيات الرنانة التي هي عرض النطاق الترددي المنخفض مثل هوائيات المطبوعة أو ثنائيات الاقطاب. TSA هوائيات نوع فيفالدي (ذو المعادلة الأسية) مقترحه من طرف جيبسون، هي أكثر واسعة النطاق ولها مكاسب أكبر. نقترح لتزويد هذه الأخيرة مع الدليل الموجي متكاملة مع ركائز بدلا من خطوط النقل. هذه لديها ميزة، وكما يوحي اسمها، أن تكون متكاملة مباشرة إلى الركيزة. استخدامها يقلل من تكاليف الإنتاج، والوزن وعامل جودة ممتازة. ويفضل استخدام تكنولوجيا الموجه الموجي المندمج على السطح من أجل إظهار تكامل وفوائد عالية من حيث الأداء التي يمكن تحقيقها. للقيام بهذا العمل، سيتم استخدام جهاز محاكاة CST ميكروويف ستوديو على نطاق واسع في هذه الأطروحة.

**كلمات البحث :** الموجات المليمترية، التصوير السلبي، هوائيات، الدليل الموجي الركيزة متكاملة، طريقة العناصر المحدودة ثنائية الأبعاد السريعة QFEM، CST الميكروويف الاستوديو.

# Sommaire

<b>LISTE DES ACRONYMES</b> .....	11
<b>LISTE DES FIGURES</b> .....	12
<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	22
<b>CHAPITRE I</b> .....	25
<b>ETAT DE L'ART DE TECHNOLOGIE SIW ET L'IMAGERIE PASSIVE</b> .....	25
<b>I. 1. INTRODUCTION</b> .....	26
<b>I. 2. GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE</b> .....	26
I. 2. 1 DEFINITION.....	26
I. 2. 2 ETUDE DES MODES TE .....	29
I. 2. 3 ETUDE DES MODES TM .....	31
<b>I. 3. GUIDE D'ONDE CIRCULAIRE</b> .....	31
<b>I. 4. TECHNOLOGIES PLANAIRES</b> .....	32
I.4.1. LIGNES MICRO-RUBAN .....	32
I.4.2. LIGNE COPLANAIRE .....	36
I.4.3. LIGNE TRI-PLAQUE.....	37
<b>I. 5. LA TECHNOLOGIE DES GUIDES D'ONDES INTEGRES AU SUBSTRAT SIW</b> 38	
I.5. 1 INTRODUCTION .....	38
I.5. 2 PROBLEMATIQUE .....	38
I.5. 3 DEFINITION .....	39
I.5. 4 PRINCIPE.....	39
I.5. 5 STRUCTURE SIW .....	40
I.5. 6 TYPES DE STRUCTURES SIW .....	40
I.5. 7 SIW ET LES MECANISMES POUR LUTTER CONTRE LES PERTES .....	41
I.5. 8 LES AVANTAGES DE LA TECHNOLOGIE SIW .....	42
I.5. 9 PARAMETRES DES GUIDES D'ONDES INTEGRES AU SUBSTRAT (GUIDES SIW) .....	42
<b>I. 6. TRANSITION DES LIGNES MICRO-RUBANS AUX GUIDES D'ONDES INTEGRES AU SUBSTRAT</b> .....	44
<b>I. 7. LES APPLICATIONS D'IMAGERIE PASSIVE</b> .....	46
I. 7. 1. RESEAU A PLAN FOCAL (FPA) .....	46
I. 7. 2. IMAGERIE DIRECTE PAR DISPOSITIF FOCALISANT : BALAYAGE MECANIQUE.....	47
I. 7. 3. IMAGERIE DIRECTE PAR DISPOSITIF FOCALISANT : BALAYAGE ELECTRONIQUE .....	48
<b>I. 8. CONCLUSION</b> .....	49
<b>CHAPITRE II</b> .....	50
<b>FORMULATION DE LA METHODE DES ELEMENTS FINIS FEM-2D</b> .....	50
<b>II. 1 INTRODUCTION</b> .....	51
<b>II. 2 QUELQUES EXEMPLES DES METHODES NUMERIQUES RIGOUREUSES APPLIQUEES POUR L'ANALYSE DES GUIDES A BASE DE LA TECHNOLOGIE SIW</b> .....	52



II. 2. 1	METHODE DES FRONTIERES D'EXPANSION DE MODE INTEGRAL-RESONANCE BI-RME .....	52
II. 2. 2	L'APPROCHE EN MODE D'ADAPTATION MMA .....	53
II. 2. 3	LA METHODE ITERATIVE BASEE SUR LE CONCEPT D'ONDE (WCIP).....	53
<b>II. 3</b>	<b>LA METHODE DES ELEMENTS FINIS .....</b>	<b>54</b>
II. 3. 1.	ELEMENT RECTANGULAIRE.....	56
II. 3. 2.	ELEMENT TRIANGULAIRE.....	57
II. 3. 3.	FORMULATION DE LA METHODE DES ELEMENTS FINIS EN PLAN H.....	58
II. 3. 4.	FORMULATION DE LA METHODE DES ELEMENTS FINIS EN PLAN E .....	61
II. 3. 5.	L'IMPLEMENTATION DE LA METHODE DES ELEMENTS FINIS .....	63
<b>II. 4</b>	<b>CONCLUSION .....</b>	<b>66</b>
CHAPITRE III.....		68
<b>ANALYSE DES JONCTIONS EN TECHNOLOGIE SIW EN BANDE V PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS....</b>		<b>68</b>
<b>III. 1.</b>	<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>69</b>
<b>III. 2.</b>	<b>RESULTATS DE SIMULATIONS ET DISCUSSIONS .....</b>	<b>70</b>
III. 2. 1.	ANALYSE DU GUIDE SIW EN BANDE V .....	70
III. 2. 2.	COUDES EN TECHNOLOGIE SIW .....	73
III. 2. 3.	DIVISEURS DE PUISSANCE EN TECHNOLOGIE SIW .....	80
III. 2. 3. 1.	<i>Diviseurs de puissance en T et Y 1×2 avec deux coudes de 90° .....</i>	<i>80</i>
III. 2. 3. 2.	<i>Diviseurs de puissance en T avec coudes droits.....</i>	<i>86</i>
III. 2. 3. 3.	<i>Diviseurs de puissance en T 1×4 et 1×8.....</i>	<i>93</i>
III. 2. 3. 4.	<i>Diviseurs de puissance 1×2, 1×4 et 1×8 à coudes circulaires.....</i>	<i>100</i>
III. 2. 3. 5.	<i>Diviseurs de puissance 1×2, 1×4 et 1×8 à coudes chanfreinés .....</i>	<i>110</i>
<b>III. 3.</b>	<b>CONCLUSION .....</b>	<b>122</b>
<b>CHAPITRE IV .....</b>		<b>123</b>
<b>LES ANTENNES ET RESEAUX D'ANTENNES ANTIPODALES SIW POUR IMAGERIE PASSIVE .....</b>		<b>123</b>
<b>IV. 1.</b>	<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>124</b>
<b>IV. 2.</b>	<b>RESEAUX D'ANTENNES ANTIPODALES DE PROFIL LINEAIRE .....</b>	<b>124</b>
IV. 2. 1.	ANTENNE SEULE ANTIPODALE DE PROFIL LINEAIRE .....	124
IV. 2. 2.	DIVISEUR DE PUISSANCE SIW DE LA JONCTION T AVEC UNE TIGE INDUCTIVE .....	127
IV. 2. 3.	RESEAU COMPOSE DE DEUX ANTENNES ANTIPODALES DE PROFIL LINEAIRE.....	129
<b>IV. 3.</b>	<b>RESEAUX D'ANTENNES VIVALDI ANTIPODALES DE PROFIL EXPONENTIEL.....</b>	<b>131</b>
IV. 3. 1.	ANTENNE VIVALDI ANTIPODALE DE PROFIL EXPONENTIEL AVEC LIGNE COPLANAIRE .....	131
IV. 3. 2.	ETUDE DE L'ANTENNE VIVALDI ANTIPODAL .....	134
IV. 3. 2. 1.	<i>Antenne Vivaldi sans transition micro ruban .....</i>	<i>134</i>
IV. 3. 2. 2.	<i>Antenne Vivaldi avec ligne micro-ruban.....</i>	<i>136</i>
IV. 3. 3.	RESEAU D'ANTENNES DE HUIT ELEMENTS DE PROFIL EXPONENTIEL DE TYPE VIVALDI .....	140

<b>IV. 4.</b>	<b>ANTENNE DE TYPE VIVALDI AVEC DEUX PROFILS EXPONENTIEL</b>	<b>141</b>
<b>IV. 5.</b>	<b>ANTENNE DE TYPE VIVALDI AVEC TROIS PROFILS EXPONENTIELS</b>	<b>143</b>
<b>IV. 6.</b>	<b>RESEAU D'ANTENNES DE QUATRE ANTENNES ANTIPODALES AVEC DEUX PROFILS EXPONENTIELS DE TYPE VIVALDI AVEC DIVISEUR DE PUISSANCE SIW 1×4 .....</b>	<b>145</b>
<b>IV. 7.</b>	<b>ANTENNE VIVALDI DE PROFIL SERIES DE FOURIER FINIE .....</b>	<b>148</b>
IV. 7. 1.	RESEAU D'ANTENNES VIVALDI DE PROFIL DE TYPE SERIES DE FOURIER FINIE AVEC DIVISEUR DE PUISSANCE SIW 1×2 .....	150
IV. 7. 2.	RESEAU D'ANTENNES VIVALDI DE PROFIL DE TYPE SERIES DE FOURIER FINIE AVEC DIVISEUR DE PUISSANCE SIW 1×4 .....	152
IV. 7. 3.	RESEAU D'ANTENNES VIVALDI A PROFIL SERIE DE FOURIER FINIE AVEC DIVISEUR DE PUISSANCE SIW 1×8 .....	153
<b>IV. 8.</b>	<b>ANTENNE VIVALDI A PROFIL DE TYPE SERIES DE FOURIER FINIE OPERANT DANS BANDE S .....</b>	<b>155</b>
IV. 8. 1.	RESEAU D'ANTENNES DE PROFIL SERIES DE FOURIER FINIE AVEC DIVISEUR DE PUISSANCE SIW 1×4 OPERANT EN BANDE S .....	156
IV. 8. 2.	RESEAU D'ANTENNES DE PROFIL SERIES DE FOURIER FINIE AVEC LE DIVISEUR DE PUISSANCE SIW 1×8 .....	158
<b>IV. 9.</b>	<b>CONCLUSION .....</b>	<b>160</b>
	<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>162</b>
<b>ANNEXE</b>	<b>164</b>	
<b>A. 1.</b>	<b>LA FORMULATION DE SERIE DE FOURIER .....</b>	<b>164</b>
<b>A. 2.</b>	<b>LA CONCEPTION D'ANTENNE POUR L'APPROCHE DE SERIE DE FOURIER .....</b>	<b>165</b>
<b>A. 3.</b>	<b>LA LISTE DE PARAMETRES DE COURBURE DE L'ANTENNE SERIE DE FOURIER FINIE .....</b>	<b>166</b>
<b>A. 4.</b>	<b>LA COURBURE DE L'ANTENNE SERIE DE FOURIER FINIE PAR LOGICIEL CST .....</b>	<b>167</b>
	<b>REFERENCES .....</b>	<b>168</b>
	<b>LES TRAVAUX SCIENTIFIQUES .....</b>	<b>176</b>

## Liste des acronymes

SIW	Substrate Integrate Waveguide
MWSIW	Millimeter Wave Substrate Integrated Wavegu
TE	Transverse Electrique
TM	Transverse Magnétique
TEM	Transverse Electromagnetique
FEM	Finite Element Method
QFEM	Quick Finit Element Method
FEM-2D	Finite Element Method bi-dimensionnel
FDTD	Finite Difference Time Domain
MoM	méthode des moments
TLM	Transmission-Line Method
CST	Computer Structure Technology
MWS	Microwave Studio
MVM	Méthode Variationnelle Multimodale
BI-RME	Boundary Integral-Resonant Mode Expansion
HF	Hight Frequency (haute fréquence)
HFSS	Hight Frequency Structure Simulator
CAO	Circuit Assisté par Ordinateur
MMA	Mode-Matching Approach
MMT	Approche en Mode d'Adaptation
WCIP	Wave Concept Iterative Process Method
MIC	Monolithic Integrated Circuit
MMIC	Microwave Monolithic Integrated Circuit
CPU	Computer Processing Unit
RAM	Random Access Memory
PEC	Perfect Electric Conductor
OEM	Onde électromagnétique
UWB	Ultra Wade Band
LTSA	Linearly Tapered Slot Antenna
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MWSIW	Millimeter Wave Substrate Integrated Waveguide
TOS	Taux d'onde stationnaire
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio (taux d'onde stationnaire)

# Liste des figures

<b>Chapitre I.</b> Etat de l'art de technologie SIW et l'imagerie passive .....	25
<b>Figure I. 1.</b> Guide d'onde rectangulaire. ....	27
<b>Figure I. 2.</b> Ordre d'apparition des modes $TE_{mn}$ dans un guide d'onde rectangulaire [29].	31
<b>Figure I. 3.</b> Structure d'un guide d'onde circulaire. ....	31
<b>Figure I. 4.</b> Structure d'une ligne micro-ruban. ....	32
<b>Figure I. 5.</b> Structure d'une ligne coplanaire. ....	37
<b>Figure I. 6.</b> Structure d'une ligne tri-plaque. ....	37
<b>Figure I. 7.</b> Structure d'un guide SIW. ....	38
<b>Figure I. 8.</b> Exemple d'une structure en technologie SIW. ....	39
<b>Figure I. 9.</b> Amplitudes du champ électrique en mode fondamental dans une structure SIW. .....	40
<b>Figure I. 10.</b> Différentes topologies de SIW [35] .....	41
<b>Figure I. 11.</b> Guide SIW avec ses paramètres. ....	42
<b>Figure I. 12.</b> Lignes de champs dans un guide d'ondes rectangulaire et dans une ligne micro- ruban. ....	44
<b>Figure I. 13.</b> Transition d'un SIW vers un micro-ruban avec ses paramètres. ....	45
<b>Figure I. 14.</b> Principe d'imagerie millimétrique passive par réseau à plan focal (FPA) [48]. .....	47
<b>Figure I. 15.</b> Concept du système d'imagerie directe avec une lentille [49]. ....	47
<b>Figure I. 16.</b> Comparaison d'images issues d'une caméra optique, d'une caméra infrarouge et d'un système d'imagerie passive à 35 GHz avec une lentille [49]. ....	48
<b>Figure I. 17.</b> La configuration d'un réseau à commande de phase en réception [53]. ....	49
<b>Chapitre II.</b> Formulation de la Méthode des Eléments Finis FEM-2D .....	50
<b>Figure II. 1.</b> Filtre micro-ondes SIW de dimension (en milimètres): $d=1.0$ , $p=2.0$ , $w_m=1.85$ , $w_t=3.2$ , $l_t=6.3$ , $w_s=14.88$ , $w_1=8.258$ , $w_2=5.718$ , $w_3 = 5.18$ , $x_1=1.571$ , $x_2=2.141$ , $x_3=2.46$ , $l_1=4.1$ , $l_1=12.8$ et $l_2=14.1$ . (b) Filtre operant en bande de dimension (en milimètres) : $d=0.6$ , $p=1.2$ , $w_m=0.37$ , $w_t=0.7$ , $l_t=1.05$ , $w_s=2.746$ , $o_1=0.69$ , $o_2=1.784$ , $o_3=1.026$ , $l_1=2.59$ , $l_1=2.172$ et $l_2=2.438$ . ....	52
<b>Figure II. 2.</b> Les paramètres [S] des filtres. (a) filtre micro-ondes. (b) filtre millimétriques. .....	52

<b>Figure II. 3.</b> Comparaison entre la méthode (MMT) et de CST (a) guide SIW. (b) filtre dual-mode dans la technologie SIW. ....	53
<b>Figure II. 4.</b> Cavités SIW couplées en bande C. ....	54
<b>Figure II. 5.</b> Cavités SIW couplées pour $w = 10$ mm. Coefficients de a) Transmission b) Réflexion. ....	54
<b>Figure II. 6.</b> Elément rectangulaire. ....	56
<b>Figure II. 7.</b> élément triangulaire. ....	57
<b>Figure II. 8.</b> Structure d'une jonction SIW en plan H. ....	59
<b>Figure II. 9.</b> Fonction de pondération globale obtenue en connectant des fonctions de pondération du premier ordre défini sur les éléments adjacents et centrées sur le même nœud global $i$ . ....	64
<b>Chapitre III.</b> Analyse des Jonctions en technologie SIW en bande V par la méthode des éléments finis ....	68
<b>Figure III. 1.</b> Structure guide d'ondes intégrée au substrat opérant en bande V. (b) maillage de la structure. Les paramètres du guide sont données par : $w=2.28\text{mm}$ , $d=0.38\text{ mm}$ , $p=0.7\text{ mm}$ , $L_2=13.93\text{ mm}$ , $L_1=3.88\text{ mm}$ et $d_1=0.8\text{ mm}$ . ....	71
<b>Figure III. 2.</b> Comparaison des résultats obtenus par la méthode des éléments finis rapide (QFEM), HFSS et CST Microwave Studio du guide présenté sur la figure III. 1. (a) Les puissances réfléchies. (b) Les pertes d'insertions. ....	72
<b>Figure III. 3.</b> La distribution du champ électrique du guide SIW aux fréquences 60, 65, 70 et 75 GHz. ....	73
<b>Figure III. 4.</b> Vue de face une des structures les coudes en technologie SIW dans le plan H. Les paramètres sont donnés par : $w_{siw} = 2.4\text{ mm}$ , $d = 0.25\text{ mm}$ , $s = 0.5\text{ mm}$ , $L = 6.3\text{ mm}$ . (a) coude à $90^\circ$ avec une tige inductive $m = 2.4\text{ mm}$ , (b) maillage du coude à angle $90^\circ$ . ....	74
<b>Figure III. 5.</b> Les puissances réfléchies obtenus par FEM-2D et le simulateur CST du coude $90^\circ$ avec une tige inductive métallique présenté sur la figure III. 4. (b) Coefficients de transmissions correspondants. ....	75
<b>Figure III. 6.</b> Vue de face des structures des coudes en technologie SIW dans le plan H. Les paramètres sont données par : $w_{siw} = 2.4\text{ mm}$ , $d = 0.25\text{ mm}$ , $S = 0.5\text{ mm}$ , $L = 6.3\text{ mm}$ . (a) coude circulaire avec $r = 2.3\text{ mm}$ , (b) maillage du coude circulaire. ....	75

<b>Figure III. 7.</b>	Les puissances réfléchies obtenues par FEM-2D et le simulateur CST du coude circulaire présenté sur la figure III. 6. (b) Coefficients de transmissions correspondants. ....	76
<b>Figure III. 8.</b>	Vue de face des structures des coudes en technologie SIW dans le plan H. Les paramètres sont donnés par : $w_{siw} = 2.4 \text{ mm}$ , $d = 0.25 \text{ mm}$ , $s = 0.5 \text{ mm}$ , $L = 6.3 \text{ mm}$ . (a) coude chanfreiné avec $W_{opt} = 1.75 \text{ mm}$ , et (b) maillage du coude chanfreiné.....	77
<b>Figure III. 9.</b>	Les puissances réfléchies obtenus par FEM-2D et le simulateur CST du coude chanfreiné présenté sur la figure III. 8. (b) Coefficients de transmissions correspondants. ....	78
<b>Figure III. 10.</b>	Distribution du champ électrique dans le coude de $90^\circ$ , circulaire et le coude chanfreiné représentés respectivement des fréquences : (a) $63.5 \text{ GHz}$ , (b) $64 \text{ GHz}$ , (c) $63.5 \text{ GHz}$ , (d) $64 \text{ GHz}$ , (e) $50 \text{ GHz}$ et (f) $55.5 \text{ GHz}$ . ....	79
<b>Figure III. 11.</b>	(a) la structure de jonction T de diviseur de puissance optimisé avec via inductif. (b) Le maillage est généré selon la procédure de Delaunay sous Matlab. Les paramètres sont définis comme: $w = 2.60 \text{ mm}$ , $D = 0.40 \text{ mm}$ , $p = 0.70 \text{ mm}$ , $1.60 \text{ mm} = m$ , $h = 1.30 \text{ mm}$ , $d_h = 0.20 \text{ mm}$ , $d_1 = 0.70 \text{ mm}$ , $d_2 = 0.70 \text{ mm}$ , $L_1 = 10.35 \text{ mm}$ et $L_2 = 9.50 \text{ mm}$ . ....	81
<b>Figure III. 12.</b>	Comparaison des résultats de simulation obtenus par la méthode des éléments finis et ceux fournis par le logiciel CST Microwave Studio pour de diviseur de puissance en T présenté sur la figure III. 11. (a) les puissances réfléchies $S_{11}$ . (b) coefficients de transmission $S_{21}$ , (c) coefficient de transmission $S_{31}$ . ....	82
<b>Figure III. 13.</b>	Diviseur de puissance en Y, $w = 2.5 \text{ mm}$ , $d = 0.40 \text{ mm}$ , $p = 0.70 \text{ mm}$ , $d_h = 0.20 \text{ mm}$ , $0.50 \text{ mm}$ , $m = L = 2.70 \text{ mm}$ , $0.70 \text{ mm} = d_1$ , $d_2 = 0.70 \text{ mm}$ , $L_1 = 11.06 \text{ mm}$ , $L_2 = 5.30 \text{ mm}$ , .....	83
<b>Figure III. 14.</b>	Comparaison entre les résultats obtenus par la méthode des éléments finis et ceux de logiciel CST Microwave Studio pour les diviseurs de puissance en Y. (a) la puissance réfléchie. (b) coefficients transmission $S_{21}$ . (c) coefficients de transmissions $S_{31}$ . ....	85
<b>Figure III. 15.</b>	La répartition des champs électriques dans la jonction T et Y. ....	86
<b>Figure III. 16.</b>	Vue de face des diviseurs en technologie SIW avec plusieurs vias métalliques. Les paramètres du diviseur sont donnés par $d = 0.38 \text{ mm}$ , $p = 0.76 \text{ mm}$ . (a) diviseur avec un seul via $d_h = 0.18 \text{ mm}$ . (b) maillage généré correspondant. (c)	

	diviseur avec deux vias $d_h = 0.18 \text{ mm}$ . (d) maillage généré correspondant. Les dimensions sont données par: $m = L = 1.70 \text{ mm}$ , $d_1 = 0.70 \text{ mm}$ , $d_2 = 0.70 \text{ mm}$ , $11.06 \text{ mm}$ , $L_1 = L_2 = 5.30 \text{ mm}$ [84].	88
<b>Figure III. 17.</b>	Résultats de simulation du diviseur avec un via inductif présenté sur la figure III.16 (a) obtenus par 2D-FEM et CST Microwave studio. (a) puissance réfléchies. (b) coefficients de transmission en $S_{21}$ (c) coefficients de transmission $S_{31}$ .	90
<b>Figure III. 18.</b>	Résultats de simulation du diviseur avec deux vias inductifs présenté sur la figure III. 16 (c) obtenus par 2D-FEM et CST Microwave Studio. (a) puissances réfléchies. (b) coefficients de transmission $S_{21}$ . (c) Coefficients de transmission $S_{31}$ .	91
<b>Figure III. 19.</b>	La répartition du champ électrique dans les diviseurs de puissance de SIW obtenus avec la méthode des éléments finis. Les champs sont simulés respectivement aux fréquences: (a) 52.2 GHz, (b) 57 GHz, (c) 58 GHz, (d) 58.5 GHz.	92
<b>Figure III. 20.</b>	Vue dans le plan H d'une structure de diviseur de puissance SIW 1x4. Les paramètres sont définis comme suit: $w = 2.65 \text{ mm}$ , $d = 0.4 \text{ mm}$ , $p = 0.7 \text{ mm}$ , $m = 1.6 \text{ mm}$ , $S = 1.3 \text{ mm}$ , $d_h = 0.2 \text{ mm}$ . $d_1 = d_2 = 0.75 \text{ mm}$ , $L_1 = 15.9 \text{ mm}$ , $L_2 = 9.65 \text{ mm}$ . (b) diviseur de puissance SIW $1 \times 4$ avec maillage selon la procédure.	94
<b>Figure III. 21.</b>	Comparaison entre les résultats de simulation obtenus par la méthode des éléments finis et CST studio Microwave studio pour le diviseur de puissance SIW $1 \times 4$ présenté dans la figure III. 20. (a) Les résultats des coefficients de réflexion. (b) Les résultats coefficients de transmission [72].	95
<b>Figure III. 22.</b>	Vue dans le plan H du diviseur de puissance SIW $1 \times 8$ . Les paramètres sont définis comme: $w = 2.65 \text{ mm}$ , $d = 0.4 \text{ mm}$ , $p = 0.7 \text{ mm}$ , $m = 1.6 \text{ mm}$ , $S = 1.3 \text{ mm}$ , $d_h = 0.2 \text{ mm}$ , $d_1 = d_2 = 0.75 \text{ mm}$ , $L_1 = 30.65 \text{ mm}$ et $L_2 = 13.55 \text{ mm}$ . (b) Diviseur de puissance SIW $1 \times 8$ avec maillage selon la procédure de Delaunay.	96
<b>Figure III. 23.</b>	Résultats de simulation de comparaison entre la méthode des éléments finis et CST Microwave studio du diviseur de puissance SIW $1 \times 8$ présenté dans la figure III. 22. (a) Les puissances réfléchies. (b) Coefficients de transmission [72].	97

<b>Figure III. 24.</b>	Distribution du champ électrique de diviseur de puissance SIW 1x4 simulé aux fréquences suivantes: $f=53$ GHz, $f=55$ GHz, $f=62$ GHz et $f=65$ GHz. ....	98
<b>Figure III. 25.</b>	La distribution du champ électrique dans le diviseur de puissance SIW 1x8 simulé aux fréquences suivantes: $f=53$ GHz, $f=55$ GHz, $f=62$ GHz et $f=65$ GHz. ....	99
<b>Figure III. 26.</b>	Vue de face d'une structure SIW avec coude circulaire dans le plan H. Les paramètres sont donnés par: $w_{\text{siw}}=2.4$ mm, $d=0.25$ mm, $S=0.5$ mm, $L=6.3$ mm. (a) coude circulaire avec : $W_{\text{opt}}=1.75$ mm, et (b) maillage du coude circulaire. ....	100
<b>Figure III. 27.</b>	Comparaison des résultats de simulation de la méthode des éléments finis et les résultats de logiciels de CST à Microwave Studio pour diviseurs de puissance 1x2. (a) Puissance réfléchie. (b) Coefficient de transmission $S_{21}$ . (c) Coefficient de transmission $S_{31}$ . ....	102
<b>Figure III. 28.</b>	La distribution du champ électrique du diviseur de puissance 1x2 simulé aux fréquences suivantes: $f=53$ GHz, $f=59.4$ GHz et $f=70.6$ GHz.....	103
<b>Figure III. 29.</b>	Vue dans le plan H structure de diviseur de puissance SIW 1x4. Les paramètres sont définis comme suit: $w=2.65$ mm, $d=0.4$ mm, $p=0.7$ mm, $1.6$ mm $m$ , $S=1.3$ mm, $d_h=0.2$ mm. $d_1=d_2=0.75$ mm, $L_1=15.9$ mm, $L_2=9.65$ mm. (b) selon la procédure de Delaunay du diviseur. ....	104
<b>Figure III. 30.</b>	Comparaison des résultats de simulation de la méthode des éléments finis et les résultats de logiciels de CST à Microwave Studio pour diviseurs de puissance 1x2. (a) Puissance réfléchie. (b) Coefficient de transmission $S_{21}$ . (c) Coefficient de transmission $S_{31}$ .....	105
<b>Figure III. 31.</b>	La distribution du champ électrique à l'intérieur du diviseur de puissance SIW 1x4 simulé aux fréquences suivantes: $f=49$ GHz, $f=57.3$ GHz et $f=67.8$ GHz. ....	106
<b>Figure III. 32.</b>	Structure de diviseur de puissance SIW 1x8 en plan H. Les paramètres sont définis comme suit: $w=2.65$ mm, $d=0.4$ mm, $p=0.7$ mm, $m=1.6$ mm, $S=1.3$ mm, $d_h=0.2$ mm, $d_1=d_2=0.75$ mm, $L_1=30.65$ mm et $L_2=13.55$ mm. (b) Maillage de la structure selon la procédure de Delaunay.....	107
<b>Figure III. 33.</b>	Comparaison entre la méthode des éléments finis et CST Microwave Studio pour diviseur de puissance SIW 1x8 présenté dans la figure III. 32. (a) Les	



résultats des puissances réfléchies. (b)-(S<sub>i1</sub>) Coefficients de transmission.

109

- Figure III. 34.** Distribution de champ électrique du diviseur de puissance SIW 1x8 par FEM-2D pour les fréquences suivante:  $f=51.9$  GHz,  $f=59.3$  GHz et  $f=65.9$  GHz. .... 110
- Figure III. 35.** Vue d'en haut d'une des structures les coudes de jonction SIW dans le plan H. avec  $w_{siw}=2.4$  mm,  $d=0.25$  mm,  $S=0.5$  mm,  $L=6.3$  mm. (a) coude méplat avec  $W_{opt}=1.75$  mm, et (b) mailles du coude méplat. .... 111
- Figure III. 36.** Comparaison des résultats de simulation de la méthode des éléments finis et les résultats de logiciels de CST à Microwave Studio pour diviseurs de puissance 1x2 à coudes chanfreinés. (a) Puissance réfléchie. (b) Coefficient de transmission S<sub>21</sub>. (c) Coefficient de transmission S<sub>31</sub>. .... 112
- Figure III. 37.** La distribution du champ électrique du diviseur de puissance 1x2 simulé aux fréquences suivantes:  $f=53.7$  GHz,  $f=57.4$  GHz et  $f=61.9$  GHz..... 113
- Figure III. 38.** Vue dans le plan H structure de diviseur de puissance SIW 1x4 à coudes chanfreinés avec un via au centre. Les paramètres sont définis comme suit:  $w=2.65$  mm,  $d=0.4$  mm,  $p=0.7$  mm,  $1.6$  mm,  $m=$ ,  $S=1.3$  mm,  $d_h=0.2$  mm.  $d_1=d_2=0.75$  mm,  $L_1=62.4$  mm,  $L_2=38.69$  mm.(b) Maillage selon la procédure de Delaunay du diviseur..... 115
- Figure III. 39.** Comparaison des résultats de simulation de la méthode des éléments finis et les résultats de logiciels de CST à Microwave Studio pour diviseurs de puissance 1x2 à coudes chanfreinés avec un via au centre. (a) Puissance réfléchie. (b) Coefficient de transmission S<sub>21</sub>. (c) Coefficient de transmission S<sub>31</sub>..... 116
- Figure III. 40.** La distribution du champ électrique du diviseur de puissance 1x4 à coudes chanfreinés avec un via au centresimulé aux fréquences suivantes:  $f=51.2$  GHz,  $f=57$  GHz et  $f=59.8$  GHz ..... 117
- Figure III. 41.** Structure de diviseur de puissance SIW 1 x 8 en plan H à coudes chanfreinés avec un via au centre. Les paramètres sont définis comme:  $w=2.65$  mm,  $d=0.4$  mm,  $p=0.7$  mm,  $m=1.6$  mm,  $S=1.3$  mm,  $d_h=0.2$  mm,  $d_1=d_2=0.75$ mm,  $L_1=100.51$  mm et  $L_2=49.95$  mm. (b) le maillage en fonction raffinement de Delaunay du diviseur de puissance SIW 1 x 8..... 118
- Figure III. 42.** Comparaison entre la méthode des éléments finis et CST Microwave Studio pour diviseur de puissance SIW 1x8 à coudes chanfreinés avec un via au

	centre présenté dans la figure III. 41. (a) Les résultats des puissances réfléchies. (b) Coefficients de transmission.....	120
<b>Figure III. 43.</b>	La distribution du champ électrique du diviseur de puissance SIW 1×8 à coudes chanfreinés avec un via au centre simulé aux fréquences suivantes: $f = 48.9$ GHz, $f = 52.5$ GHz et $f = 56.5$ GHz.....	121
<b>Chapitre IV.</b>	Les antennes et réseaux d'antennes antipodales SIW pour imagerie passive .	123
<b>Figure IV. 1.</b>	La structure de l'antenne antipodale de profil linéaire est alimentée par un guide SIW et une ligne micro ruban. Les paramètres sont données par : $W_a = 5.5$ , $L_a = 21.93$ et $S = 0.2$ , $w_{siw} = 3.5$ , $d = 0.37$ et $p = 0.7$ , $w_{in} = 1.25$ , $w_{out} = 2.57$ et $L_t = 5$ (tous les paramètres sont en millimètres). .....	125
<b>Figure IV. 2.</b>	Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne antipodale de profil linéaire présentée sur la figure IV.1.....	126
<b>Figure IV. 3.</b>	Les gains de l'antenne antipodale pour les fréquences 55, 60, 65, 70 GHz....	127
	D'après la figure IV.3, nous remarquons qu'un maximum de gain est observé pour $\phi = 0^\circ$ avec un niveau de l'ordre de 9 dB pour la fréquence 60 GHz.....	127
<b>Figure IV. 4.</b>	La structure de diviseur de puissance SIW avec les tiges inductives: $W_{siw} = 5$ mm, $d = 0.37$ mm, $p = 0.74$ mm, $d_h = 0.2$ mm, $S = 1.2$ mm et $m = 1.85$ mm..	128
<b>Figure IV. 5.</b>	Les résultats de simulation de diviseur de puissance SIW 1×2.....	128
<b>Figure IV. 6.</b>	Réseau d'antennes antipodales de profil linéaire avec: $W_a = 12.5$ mm et $L_a = 31.72$ mm.....	129
<b>Figure IV. 7.</b>	Le coefficient de réflexion de réseau d'antennes de profil linéaire présenté sur la figure IV. 6.....	130
<b>Figure IV. 8.</b>	Le rapport d'ondes stationnaires ROS de réseau d'antennes présenté sur la figure IV. 6. ....	130
<b>Figure IV. 9.</b>	Les gains de réseau d'antennes pour différentes fréquences.....	131
<b>Figure IV. 10.</b>	Antenne Vivaldi antipodale de profil exponentiel avec ligne coplanaire avec: $w_{in} = 1.55$ mm, $w_{out} = 2.7$ mm $s = 0.4$ mm, $L_a = 24.5$ mm et $w_a = 8$ mm. ....	132
<b>Figure IV. 11.</b>	Le coefficient de réflexion de l'antenne Vivaldi avec la ligne coplanaire de l'antenne présentée sur la figure IV. 10.....	133
<b>Figure IV. 12.</b>	Gains simulés de l'antenne de profil exponentiel de type Vivaldi.....	133
<b>Figure IV. 13.</b>	Structure de l'antenne Vivaldi sans ligne micro-ruban avec la largeur du guide SIW $W_{siw} = 5$ , l'espacement de tige $p = 1$ , diamètre de tige $d = 0.5$ , la largeur	

	de l'antenne $w_a = 7.6$ , la longueur de l'antenne $L_a = 18.8$ (tous les paramètres en millimètre). ....	135
<b>Figure IV. 14.</b>	Coefficient de réflexion de l'antenne Vivaldi sans ligne micro-ruban ( $y = \pm 0.21e0.24x$ ). ....	135
<b>Figure IV. 15.</b>	La structure de l'antenne Vivaldi de profil exponentiel avec ligne micro-ruban. Les dimensions sont données par: $L_m = 7.25 \text{ mm}$ , $w_{in} = 1.515 \text{ mm}$ , $w_{out} = 2.85 \text{ mm}$ , le guide SIW avec : $L_{siw} = 6 \text{ mm}$ , $w_{siw} = 5 \text{ mm}$ , $d = 0.5 \text{ mm}$ , $p = 1 \text{ mm}$ , et les paramètres de profil avec : $L_a = 12.8 \text{ mm}$ , $w_a = 8.635 \text{ mm}$ . ....	136
<b>Figure IV. 16.</b>	Les coefficients de réflexion de l'antenne Vivaldi avec différents profils exponentielles avec ligne micro ruban.....	137
<b>Figure IV. 17.</b>	Le paramètre $S_{11}$ de l'antenne Vivaldi optimisée avec ligne micro-ruban ( $y = \pm 0.21e0.245x$ ). ....	138
<b>Figure IV. 18.</b>	Gains et les diagrammes de rayonnements de l'antenne Vivaldi en plan E et H présenté sur le figure IV. 15 calculés au fréquences: (a) $f = 55 \text{ GHz}$ , (b) $f = 60 \text{ GHz}$ et (c) $f = 65 \text{ GHz}$ .....	139
<b>Figure IV. 19.</b>	La structure de réseau d'antennes avec diviseur de puissance SIW $1 \times 8$ de profil exponentiel avec $L_r = 37.8 \text{ mm}$ , $w_r = 67.90 \text{ mm}$ et $m = 2.42 \text{ mm}$ . .	140
<b>Figure IV. 20.</b>	Coefficient de réflexion $S_{11}$ de réseau d'antennes Vivaldien fonction de la fréquence.....	141
<b>Figure IV. 21.</b>	La structure de l'antenne Vivaldi à profil de deux exponentiels avec la ligne micro-ruban de transition. Les paramètres de cette structure sont donnés par: $x_1 = 1.63 \text{ mm}$ , $x_2 = 5.15 \text{ mm}$ , $y_1 = 6 \text{ mm}$ , $y_2 = 7 \text{ mm}$ , $L_{siw} = 10 \text{ mm}$ et $L_t = 7.25 \text{ mm}$ . ....	142
<b>Figure IV. 22.</b>	Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne Vivaldi à profil de deux exponentiels en fonction de la fréquence.....	143
<b>Figure IV. 23.</b>	La structure de l'antenne Vivaldi à profil de trois exponentiels et avec la ligne micro ruban de transition. Les paramètres de cette structure sont donnés par: $x_1 = 3.977 \text{ mm}$ , $x_2 = 2.80 \text{ mm}$ , $x_3 = 8.34 \text{ mm}$ , $y_1 = 4 \text{ mm}$ , $y_2 = 4 \text{ mm}$ , $y_3 = 4 \text{ mm}$ , $L_{siw} = 10 \text{ mm}$ et $L_t = 7.25 \text{ mm}$ .(a) vue en haut. (b) vue en bas.....	144
<b>Figure IV. 24.</b>	Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne Vivaldi à profil de trois exponentiels en fonction de la fréquence.....	145

<b>Figure IV. 25.</b>	La structure du réseau d'antennes de type Vivaldi avec le diviseur de puissance SIW 1×4 de profil exponentiel. $L_r = 35.25\text{mm}$ , $w_r = 35.326\text{ mm}$ , $m = 2\text{ mm}$ . .....	146
<b>Figure IV. 26.</b>	Coefficient de réflexion $S_{11}$ de réseau d'antennes de type Vivaldi de profil de deux exponentiels présenté sur la figure IV. 25 en fonction de la fréquence. ....	146
<b>Figure IV. 27.</b>	Diagramme de rayonnement en 2D de réseau d'antennes pour les fréquences: $f = 63.23\text{ GHz}$ , $f = 86.15\text{ GHz}$ et $f = 71.54\text{ GHz}$ . ....	147
<b>Figure IV. 28.</b>	Diagramme de rayonnement en polaire de réseau d'antennes pour les différentes fréquences : $f = 63.23\text{ GHz}$ , $f = 86.15\text{ GHz}$ et $f = 71.54\text{ GHz}$ . ....	147
<b>Figure IV. 29.</b>	La structure de l'antenne avec un profil de type Séries de Fourier Finie avec: $L_t = 3.65\text{ mm}$ , $w_1 = 0.8\text{ mm}$ , $w_2 = 2.3\text{ mm}$ . Pour le guide SIW: $L_{siw} = 12\text{ mm}$ , $w_{siw} = 4.71\text{ mm}$ , $d = 0.25$ , $p = 0.5$ , et les paramètres de profil: $L_a = 12.80\text{ mm}$ et $w_a = 6.71\text{ mm}$ . ....	149
<b>Figure IV. 30.</b>	Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne ayant un profil de type séries de Fourier Finie en fonction de la fréquence. ....	150
<b>Figure IV. 31.</b>	La structure de réseau d'antennes de profil de type série de Fourier finie avec le diviseur de puissance SIW 1×2 avec: $L_r = 28.95\text{ mm}$ , $w_r = 13.82\text{ mm}$ et $m = 2.27\text{ mm}$ . ....	151
<b>Figure IV. 32.</b>	Coefficient de réflexion $S_{11}$ de réseau d'antennes de profil de type série de Fourier finie avec diviseur de puissance SIW 1×2 en fonction de la fréquence. ....	151
<b>Figure IV. 33.</b>	La structure de réseau d'antennes Vivaldi de profil de type série de Fourier avec le diviseur de puissance SIW 1×4 avec : $L_r = 34.95\text{ mm}$ , $w_r = 28.6\text{ mm}$ , et $m = 2.27\text{ mm}$ . ....	152
<b>Figure IV. 34.</b>	Coefficient de réflexion $S_{11}$ de réseau d'antennes Vivaldi à profil Série de Fourier Finie avec un diviseur de puissance SIW 1×4 en fonction de la fréquence.....	153
<b>Figure IV. 35.</b>	La structure de réseau d'antennes Vivaldi à profil Série de Fourier Finie avec un diviseur de puissance SIW 1x8 avec : $L_a = 13.81\text{ mm}$ , $L_p = 17\text{ mm}$ , $w_r = 55.28\text{ mm}$ , $L_{siw} = 2.4\text{ mm}$ , $w_{siw} = 5.2\text{ mm}$ , $d = 0.2\text{ mm}$ , $h = 2.325\text{ mm}$ et $L_t = 4.25\text{ mm}$ . ....	154

<b>Figure IV. 36.</b>	Coefficient de réflexion $S_{11}$ de réseau d'antennes Vivaldi à profil de type Série de Fourier Finie avec le diviseur de puissance SIW $1 \times 8$ en fonction de la fréquence.....	154
<b>Figure IV. 37.</b>	La structure de l'antenne à profil de type série de Fourier finie avec : $L_{in} = 11$ mm, $L_{out} = 15$ mm, $w_{in} = 3$ mm, $w_{out} = 6.5$ mm, $s_1 = 1$ mm, $s_2 = 5$ mm. Pour le guide SIW : $L_{siw} = 60$ mm, $w_{siw} = 43$ mm. Les paramètres de profil : $L_a = 130$ mm, $w_a = 56.82$ mm. ....	155
<b>Figure IV. 38.</b>	Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne à profil de type Séries de Fourier Finie présentée sur la figure IV.37 en fonction de la fréquence. ....	156
<b>Figure IV. 39.</b>	La structure de réseau d'antennes de profil séries de Fourier Finie avec le diviseur de puissance SIW $1 \times 4$ avec : $L_a = 286$ mm, $w_a = 176.8$ mm, $h = 18$ mm et $d_h = 1$ mm. ....	157
<b>Figure IV. 40.</b>	Coefficient de réflexion $S_{11}$ de réseau d'antennes de profil de type Séries de Fourier Finie avec le diviseur de puissance SIW $1 \times 4$ .....	157
<b>Figure IV. 41.</b>	La structure de réseau d'antennes de profil de type séries de Fourier finie avec le diviseur de puissance SIW $1 \times 8$ avec : $L_a = 286$ mm, $w_a = 176.8$ mm, $h = 18$ mm et $d_h = 1$ mm. ....	158
<b>Figure IV. 42.</b>	Coefficient de réflexion $S_{11}$ de réseau d'antennes avec diviseur de puissance SIW $1 \times 8$ de deux antennes de profil Séries de Fourier Finie en fonction de la fréquence.....	159
<b>Figure IV. 43.</b>	Diagrammes de rayonnement du réseau d'antenne présenté sur la figure IV. 41.....	160
Annexe		164
<b>Figure A. 1.</b>	La courbure $y(\theta) = f(x(\theta))$ , avec $\theta = -\pi/2:0$ de serie de Fourier finie par l'équation analytique avec logiciel CST Microwave studio. ....	167

# Introduction générale

L'imagerie millimétrique passive est une méthode de formation des images d'objets ou de scène fondée sur la détection du rayonnement millimétrique provenant de ces objets ou de cette scène. Pendant ces dernières décennies (ou plus, si l'on inclut l'imagerie micro-ondes radiométrique), de nombreuses études ont abordé ce thème de l'imagerie millimétrique sans toutefois aboutir à des systèmes compacts avec un coût très bas. Ainsi, l'évolution de la technologie en bande millimétrique suscite actuellement un regain d'intérêt dans ce secteur. Cette évolution permet d'envisager une extension de la gamme des systèmes d'imagerie millimétrique compacts et réalisant des images en temps réel avec un coût très bas.

L'intérêt majeur des systèmes d'imagerie millimétrique, est la possibilité de former des images quelles que soient les conditions atmosphériques (temps clair ou à faible visibilité - brouillards, sable), et même à travers les vêtements et certains obstacles [1-2]. Pour des applications de faible portée tel que la surveillance et la sécurité des personnes dans les lieux publics, des publications récentes [3] font état de travaux notamment au Japon et aux USA. Ces études portent sur des scanners corporels fondés sur l'imagerie passive et active en bande millimétrique. Il s'agit alors de détecter le rayonnement du corps humain dans une bande de fréquence s'étalant de 30 GHz à 300 GHz [4].

Au cours de cette thèse, nous allons étudier et concevoir des composants millimétriques, il s'agit des diviseurs de puissance à base de la technologie SIW et des réseaux d'antennes pour les applications d'imagerie passive. En effet, les guides d'ondes millimétriques intégrés au substrat (millimeter wave substrate integrated waveguide) MWSIW sont des blocs de construction utilisés pour les applications micro-ondes des circuits millimétriques et les systèmes intégrés tels que les filtres [5-6], les coupleurs et pour les réseaux d'antennes [7-8]. Le guide d'onde intégrée sur le substrat (SIW) a été proposé par Deslandes et Wu en 2001 [9]. Au cours des dernières années, de nombreux dispositifs ont été développés en utilisant la technologie SIW: transitions vers différentes lignes planes [10-11], mélangeurs et les oscillateurs [12-13], etc. En raison des avantages de cette technologie, telles que faible coût, facteur de qualité élevé, faible perte d'insertion, facilitée d'intégration, ... etc, cette technologie est très répandue dans de nombreuses applications [14-15].

Diverses méthodes de modélisation électromagnétique des circuits en ondes millimétriques et centimétriques ont été mises au point. La tendance actuelle consiste à utiliser les outils de simulation pour réduire les temps et les coûts de fabrication de ces circuits. Le

temps de calcul augmente avec la complexité du circuit et la conception fait souvent appel à des processus d'optimisation, par conséquent, l'obtention d'un modèle électromagnétique précis permet de gagner en temps de calcul et peut potentiellement réduire les réglages post-fabrications très coûteux.

Les méthodes sont fondées sur la distribution du champ électromagnétique dans le guide d'ondes telles que : la méthode des moments (MoM) [16], la méthode des éléments finis (FEM) [17] et la méthode de différence temporelle (FDTD) [18] sont des méthodes numériques utilisées pour analyser de tels composants à base de la technologie SIW. Récemment, il y a eu un grand intérêt pour l'application de la méthode des éléments finis (FEM) pour la modélisation des composants hyperfréquences telles que des guides d'ondes, des antennes et réseaux d'antennes [14-17]. Parmi les avantages de la FEM, c'est qu'elle permet d'analyser des structures à géométries très complexes et de traiter une grande variété de problèmes d'ingénierie en électromagnétiques en 2D et 3D [19].

Il a été démontré très récemment [66] que pour les dispositifs ayant une section constante qui s'étend sur toute la longueur du guide d'onde intégrée au substrat, l'excitation en mode  $TE_{10}$  va produire seulement des modes  $TE_{m0}$  et le problème de trois dimensions peut se réduire à un problème de deux dimensions par l'analyse de la composante du champ  $E_y$  dans le plan H, cela implique que l'on peut employer la méthode des éléments finis bidimensionnels pour simuler des structures à trois dimensions à base de la technologie SIW.

Dans cette thèse, une tentative a été faite pour appliquer la méthode des éléments finis à deux dimensions sous QFEM dans le plan H pour déterminer les coefficients de transmission, coefficients de réflexion et la distribution du champ de ces composants proposés en technologie SIW opérant dans le domaine millimétrique tel que : les guides [20], les coudes et des diviseurs de puissance à plusieurs ports à base de la technologie SIW [21.22]. De même des antennes et des réseaux d'antennes à rayonnement longitudinal dit Vivaldi antipodale seront conçues opérant en bande V.

Cette thèse est répartie comme suit:

En première chapitre, un état de l'art sur la technologie SIW sera exposé pour introduire les différents concepts de base en relation avec cette dernière. Nous commençons par rappeler des définitions des guides classiques rectangulaires et circulaires, nous présentons également les différentes équations qui régissent ces structures. Nous passons par la suite à la technologie planaire à savoir les lignes micro-rubans et leurs caractéristiques, les lignes coplanaires et les

lignes tri-plaques. La technologie SIW avec ses différentes caractéristiques, son principe, son avantage par rapport à technologie classique ainsi que les techniques de transmission avec les équations qui en découlent, seront illustrés au cours de ce chapitre. Quelques applications de l'imagerie passive seront présentées à la fin de ce chapitre.

En deuxième chapitre, nous allons aborder la méthode des éléments finis, pour cela, et en premier lieu une introduction sur les différentes méthodes d'analyse numérique est exposée suivie par d'un classement dans les domaines spatiaux et spectraux. Quelques exemples de l'application de ces méthodes pour la modélisation des structures à base de la technologie SIW seront reportés. Ensuite, les techniques de maillage en éléments rectangulaires et triangulaires seront présentées par des schémas et illustrations. Finalement, la méthode des éléments finis bidirectionnels adoptée pour l'analyse des jonctions à base de la technologie SIW dans un contexte rapide en plan E et H sera exposée avec détailler. Nous présentons toutes les équations de cette dernière qui sont appliquées pour l'étude de nos structures.

En troisième chapitre, nous allons présenter les résultats de simulation de l'application de la méthode des éléments finis pour les jonctions à base de la technologie SIW à savoir les guides opérant dans le domaine millimétrique SIW à savoir les guides simples des coudes, des coudes  $90^\circ$  avec une tige d'indicative, des coudes circulaires et le coude chanfreiné. Les diviseurs de puissance  $1 \times 2$  avec différents coudes ( $90^\circ$  avec une tige d'indicative, circulaire et chanfreiné). Nous allons également présenter les résultats d'analyse des jonctions  $1 \times 4$  et  $1 \times 8$  avec différents coudes. Les performances de ces différentes structures en terme de réflexion et de transmission seront présentées et commentées en détaille pour un fonctionnement optimal dans les bandes divisées. La distribution des champs présentés à des fréquences des résonances et également présenté.

Le quatrième chapitre sera réservé à l'optimisation et à la conception des nouvelles topologies originales des antennes à profil de type linéaire, exponentielle et série de Fourier finie de type Vivaldi. Ces antennes sont dédiées pour les applications millimétriques dans la bande V et C, elles seront associées par des différentes topologies des diviseurs optimisés de puissance SIW pour obtenir des réseaux d'antennes avec un gain élevé.

Cette thèse se terminera par une conclusion générale. Une annexe et une référence bibliographique seront rajoutées à fin de ce chapitre afin de bien servir le lecteur.



# **Chapitre I**

**Etat de l'art de technologie SIW et l'imagerie passive**

## I. 1. Introduction

Avec l'avancement technologique qu'observe le domaine des télécommunications, l'apparition de nouvelles techniques de conception d'antennes et autres dispositifs de télécommunication ont vu le jour. Les guides d'ondes sont les dispositifs qui ont le plus bénéficié de ce développement. Nous nous intéresserons dans ce chapitre à introduire quelques notions sur la technologie planaire dite « micro-ruban SIW » (Substrate Integrate Waveguide) tout en donnant quelques notions de cette technologie. Vu que notre étude s'articule autour des diviseurs de puissance SIW dans le domaine millimétrique, nous tâcherons d'éclaircir la théorie de ces derniers.

De manière générale, plusieurs types de guides électromagnétiques existent selon les fréquences que nous souhaitons transporter (guides d'ondes métalliques creux, guides d'ondes planaires...etc.).

## I. 2. Guide d'onde rectangulaire

### I. 2. 1 Définition

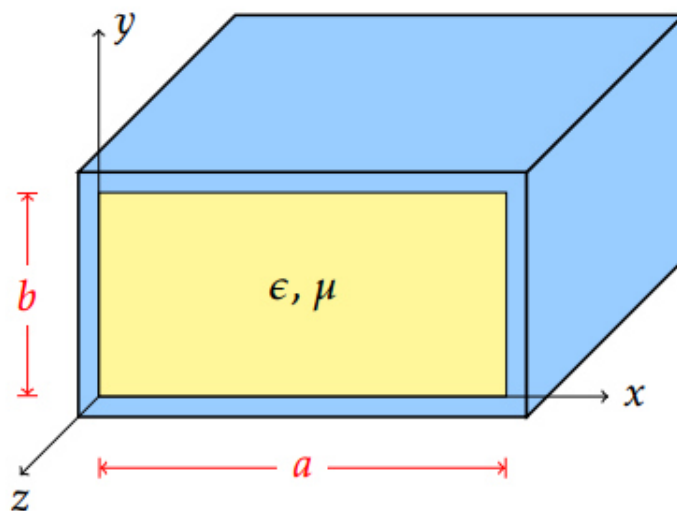
Un guide d'onde est un système qui sert à guider les ondes électromagnétiques ou les ondes acoustiques selon la taille du guide, celui-ci peut être monomode, c'est-à-dire qu'il ne supporte qu'un mode de propagation ou alors multimode, c'est-à-dire qu'il va supporter plusieurs modes de propagation [23].

Un mode correspond à une configuration spatiale du champ électromagnétique. On peut citer les modes transverse électrique (TE) et transverse magnétique(TM), pour lesquels le champ électrique et le champ magnétique constituant l'onde sont orthogonaux à la direction de propagation. Selon la répartition du champ chaque mode voit un indice différent des matériaux constituant le guide d'onde dépendant de chaque mode. L'indice vu par chaque mode définit l'indice effectif.

Parmi les guides d'ondes courants, on peut citer les câbles coaxiaux utilisés pour des fréquences allant de quelques dizaines de kilohertz (KHz) à plusieurs centaines de mégahertz (MHz) [24]. Ils sont constitués deux conducteurs cylindriques des même axe, isolés électriquement l'un de l'autre. Ainsi, des courants électriques opposés parcourent les deux conducteurs, mais l'onde est localisée dans l'espace séparant les deux conducteurs, et se propage dans le sens de la longueur du câble.

Pour la propagation des ondes hyperfréquence (plusieurs gigahertz) le guide d'ondes peut être constitué d'un simple conducteur creux dans lequel l'onde se propage [25]. Comme pour les ondes libres, la propagation des ondes y est régie par les équations de Maxwell [26]. La géométrie interne du guide permet de définir une fréquence de coupure, qui est la fréquence minimale que doit avoir l'onde pour pouvoir se propager [27].

Le guide rectangulaire est l'un des premiers types de lignes de transmission utilisés pour transporter des signaux hyperfréquences. Plusieurs composantes, tels que des coupleurs, détecteurs, ou atténuateurs sont disponibles commercialement pour des fréquences de 1 GHz à plus de 220 GHz. Bien que les circuits hyperfréquences sont de plus en plus miniaturisés, les guides rectangulaires sont encore utilisés cause de leur capacité à transporter de grandes puissances [28].



**Figure I. 1.** Guide d'onde rectangulaire.

La figure I. 1 montre un exemple de guide rectangulaire. On suppose que le guide est rempli d'un diélectrique ayant une permittivité  $\epsilon$  et une perméabilité  $\mu$ . Par convention, le côté le plus long du guide est sur l'axe  $x$ , ce qui donne  $a > b$ .

Les équations de Maxwell qui régissent le champ électromagnétique dans ce guide [26], s'écrivent:

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

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

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

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

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

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

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

La pulsation de l'onde est:

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

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

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

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

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

$\gamma$ ,  $\alpha$  et  $\beta_g$  représentent respectivement le coefficient de propagation, l'atténuation et la constante de propagation longitudinale.

$$\beta_g = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, K_c^2 = \epsilon \mu \omega^2 \quad (\text{I.11})$$

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

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

Avec :

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = 3.10^8 \text{ m/s} \quad (\text{I.13})$$

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

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

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

$\nabla_t^2$  traduit le Laplacien transverse déduit de  $\nabla^2 = \nabla_t^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$

Avec :

$$K_c^2 = k^2 - \gamma^2 \quad (\text{I.16})$$

Nous retrouvons trois types de mode de propagation pour un guide d'onde rectangulaire:

- ❖ L'onde transverse électrique TE caractérisée par  $E_z = 0$  et  $H_z \neq 0$ .
- ❖ L'onde transverse magnétique TM caractérisée par  $H_z = 0$  et  $E_z \neq 0$ .
- ❖ L'onde hybride caractérisée par  $E_z \neq 0$  et  $H_z \neq 0$ .

Le mode transverse électromagnétique TEM ( $E_z = H_z = 0$ ) ne peut pas exister dans un guide fermé en raison de ses parois qui forment une équipotentielle dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation.

La formule de fréquence de coupure de tous les modes pour un guide d'onde rectangulaire est donnée :

$$f_c = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{I.17})$$

### I. 2. 2 Etude des modes TE

Dans le cas de propagation des modes  $TE_z = 0, H_z \neq 0$

La solution  $H_z$  s'écrit sous la forme:

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{I.18})$$

$$K_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (\text{I.19})$$

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

$$E_x(x,y) = H_0 \frac{j\omega\mu}{K_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{I.20})$$

$$E_y(x,y) = -H_0 \frac{j\omega\mu}{K_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{I.21})$$

$$E_z(x,y) = 0 \quad (\text{I.22})$$

$$H_x(x,y) = H_0 \frac{y}{K_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{I.23})$$

$$H_y(x,y) = H_0 \frac{y}{K_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{I.24})$$

$$H_z(x,y) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{I.25})$$

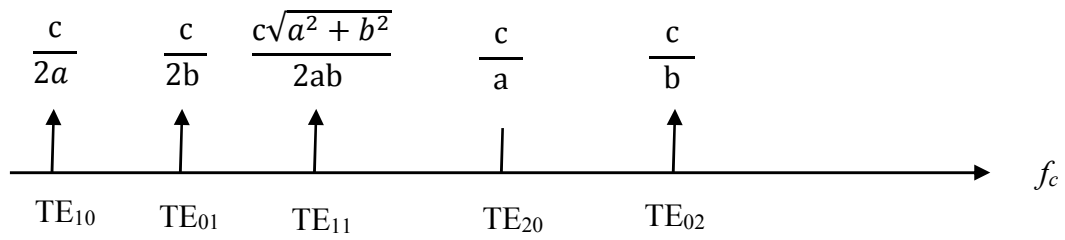
$$K_c^2 = \left(\frac{\omega}{\vartheta}\right)^2 - \gamma^2 \quad (\text{I.26})$$

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

$$f_c = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{I.27})$$

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. Le mode, pour lequel la fréquence de coupure est la plus basse, est nommé mode dominant, si  $a > b$  le mode dominant d'un guide d'onde rectangulaire vide est le  $TE_{10}$  avec  $f_c = \frac{c}{2a}$ .

Le classement des modes comme le montre la figure I. 2 est obtenue à partir du calcul des fréquences de coupure  $f_{cmn}$ .



**Figure I. 2.** Ordre d'apparition des modes  $TE_{mn}$  dans un guide d'onde rectangulaire [29]

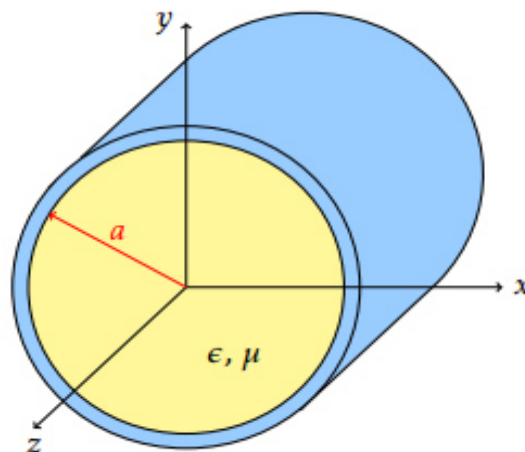
### I. 2. 3 Étude des modes TM

Les ondes TM sont caractérisées par  $H_z = 0$  et  $E_z \neq 0$ , telle que le champ magnétique seulement est orthogonal à l'axe de propagation  $\vec{H} \perp \vec{z}$ .

Le mode TM possède la même constante de propagation et la même fréquence de coupure que le mode TE. Cependant, les modes  $TM_{10}$  et  $TM_{01}$  n'existent pas. Le plus bas mode TM qui se propage est  $TM_{11}$ .

### I. 3. Guide d'onde circulaire

Le guide d'onde circulaire est un tube cylindrique qui peut aussi supporter des ondes TE et TM. Le mode de fonctionnement est semblable à celui du guide rectangulaire. Cependant, la rigidité d'une telle structure est difficile à assurer, et ce type de guide d'onde est moins utilisé en pratique.



**Figure I. 3.** Structure d'un guide d'onde circulaire.

## I. 4. Technologies planaires

Les technologies planaires sont complémentaires aux technologies volumiques. Là où ces dernières peinent à cause de leur encombrement et poids trop important, ou à cause de leur mauvaise connectivité, les technologies planaires répondent favorablement à ces critères. Elles sont par ailleurs adaptées aux productions de masse, et donc à la réduction des coûts. Ces qualités ont un prix qui se paye par des puissances admissibles limitées au Watt.

Le principe est basé sur l'utilisation d'un substrat diélectrique sous forme de plaques, métallisées sur l'une ou les deux faces. Plusieurs conceptions sont alors possibles, comme par exemple le micro-ruban, le coplanaire ou la tri-plaque.

### I.4.1. Lignes Micro-ruban

La ligne micro-ruban est très utilisée pour la fabrication de circuits hyperfréquences, principalement parce qu'elle s'apprête bien à une fabrication par procédé photo-lithographique, et également parce qu'elle permet une intégration simple des composants passives et actifs par montage en surface. Dans une ligne micro-ruban, les lignes de champ sont surtout concentrées dans le diélectrique entre la ligne métallisée et le plan de masse, bien qu'une faible portion se retrouve également dans l'air au-dessus du substrat. Cela implique qu'une ligne micro-ruban ne puisse supporter un mode TEM pur, puisque la vitesse de phase " $c$ " des champs TEM dans le diélectrique " $\epsilon_r$ " diffère de celle dans l'air.

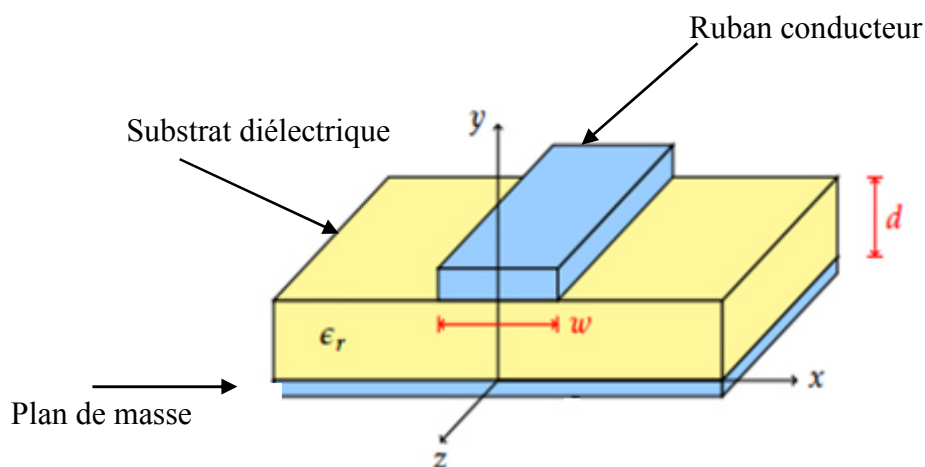


Figure I. 4. Structure d'une ligne micro-ruban.



En réalité, les champs exacts d'une structure micro-ruban correspondent à une onde TM et TE. Toutefois, dans la plupart des cas pratiques, l'épaisseur du diélectrique est électriquement suffisamment petite et par conséquent les champs sont quasi-TEM, c'est-à-dire qu'ils correspondent au cas statique. Par conséquent, on peut approximer la constante de propagation, la vitesse de phase et l'impédance caractéristique à l'aide de solutions statiques et quasi-statiques. La vitesse de phase et la constante de propagation sont alors données par :

$$\vartheta_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (\text{I.28})$$

$$\beta = \beta_0 \sqrt{\epsilon_e} \quad (\text{I.29})$$

$$\text{Où : } \beta_0 = \frac{2\pi.f}{c} = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

$\epsilon_e$  est la constante diélectrique effective de la ligne micro-ruban. Puisque les lignes de champ sont en partie dans le diélectrique et en partie dans l'air, le constant diélectrique effectif prend une valeur intermédiaire entre 1 et la constante diélectrique du substrat  $\epsilon_r$ :

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r \quad (\text{I.30})$$

La constante diélectrique effective  $\epsilon_e$  dépend de l'épaisseur du substrat  $d$  et de la largeur de la trace métallisée  $W$ . Elle peut être approximée par l'équation suivante :

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot d/W}} \quad (\text{I.31})$$

Le constant diélectrique effectif correspond à la constante diélectrique d'un milieu homogène qui remplacerait les régions diélectriques et l'air de la structure micro-ruban. L'impédance caractéristique de la ligne peut être approximée comme suit :

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left( \frac{8d}{w} + \frac{w}{4d} \right) & \text{pour } \frac{w}{d} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[ w/d + 1.393 - 0.667 \cdot \ln(w/d + 1.444) \right]} & \text{pour } \frac{w}{d} > 1 \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

Si maintenant nous voulons obtenir le rapport  $W/d$  pour réaliser une ligne d'impédance caractéristique  $Z_0$ , l'équation suivante peut être utilisée :

$$\frac{w}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} \frac{w}{d} < 1 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(\pi B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] \frac{w}{d} > 1 \end{cases} \quad (I.33)$$

$$\text{Où: } A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{\pi}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (I.34)$$

L'atténuation dans la ligne micro-ruban due aux pertes du diélectrique est :

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_r - 1) \tan(\delta) N_P}{2\sqrt{\epsilon_e (\epsilon_r - 1)}} \text{ NP/m} \quad (I.35)$$

Où :  $\tan(\delta)$  est la perte tangentielle du diélectrique. Où  $\delta$  L'atténuation due aux pertes dans le conducteur est approximée par :

$$\alpha_c = \frac{R_s}{z_0 w} \text{ NP/m} \quad (I.36)$$

Où:

$$R_s = \sqrt{\omega \mu_0 / 2\sigma} \quad (I.37)$$

$R_s$  correspond à la résistivité de surface et  $\sigma$  à la conductivité du matériau conducteur.

### a) Caractéristiques des lignes micro-rubans

On peut citer les caractéristiques suivantes :

- Les signaux en courant alternatif aussi bien qu'en courant continu peuvent être transmis.
- Les composants actifs, diodes et transistors peuvent être facilement implémentés (des connexions en dérivation sont aussi facilement réalisables).
- La caractérisation des composants sur le circuit est simple à effectuer.
- La longueur d'onde de la ligne est considérablement réduite (généralement un tiers) de sa valeur dans le vide.
- La structure est assez irrégulière et peut résister modérément à des tensions et des niveaux de puissances élevés.

**b) Avantages et inconvénients des lignes micro-rubans**

Il est évident qu'une ligne micro ruban de base (non protégée) n'est pas vraiment une structure pratique. Elle est couverte d'air et en réalité, il est souhaitable d'avoir des circuits aussi bien couverts pour les protéger contre les interférences extérieures.

Les buts principaux du blindage sont de fournir la force mécanique, protégeant la fin du support et la chaleur qui se dissipe dans le cas des applications de haute puissance.

L'emballage doit protéger les circuits contre l'humidité, la poussière, et d'autres contaminants environnementaux. La ligne micro ruban est la plus couramment employée pour le moment, cette ligne présente les avantages suivants par rapport aux lignes coaxiales et aux guides d'ondes.

On peut citer les avantages suivants :

- Toute configuration du conducteur supérieur peut être déposée directement sur le diélectrique ce qui est une opération peu coûteuse.
- Des éléments semi-conducteurs peuvent être aisément fixés à cette structure puisqu'elle est de configuration plane.
- Tous les éléments incorporés à la structure sont aisément accessibles.

Mais malgré ces performances, ils ont des inconvénients qu'on peut citer:

- Le champ électrique est perturbé par l'interface air diélectrique.
- Existence d'un effet de bord : les champs s'étendent de part et d'autre de ruban.
- Les champs électriques et magnétiques sont orthogonaux dans le plan transverse.
- Les pertes sont plus élevées par suite du rayonnement ; elles dépendent fortement de l'épaisseur et de la constante diélectrique du substrat.

On peut concevoir des MIC, à base de micro ruban pour des fréquences allant de quelques gigahertz (ou même moins) à plusieurs dizaines de gigahertz.

Aux fréquences plus élevées, surtout dans la zone des longueurs d'ondes millimétriques, les pertes (y compris les rayonnements) deviennent importantes.

Dans une ligne micro ruban les champs électromagnétiques existent en partie dans l'air au-dessus du substrat diélectrique et en partie dans le substrat lui-même.

Donc :

- Le champ électrique est perturbé par l'interface air – diélectrique.
- Existence d'un effet de bord : les champs s'étendent de part et d'autre de ruban.

- Les champs électriques et magnétiques sont orthogonaux dans le plan transverse.

Pour diminuer les pertes par ondes rayonnées, les solutions sont les suivantes :

- Augmenter l'épaisseur «  $d$  » du substrat.
- Utiliser des substrats à constantes diélectriques considérables.

Cependant, le rayonnement est l'effet désiré dans les antennes micro ruban.

### c) Matériaux du substrat

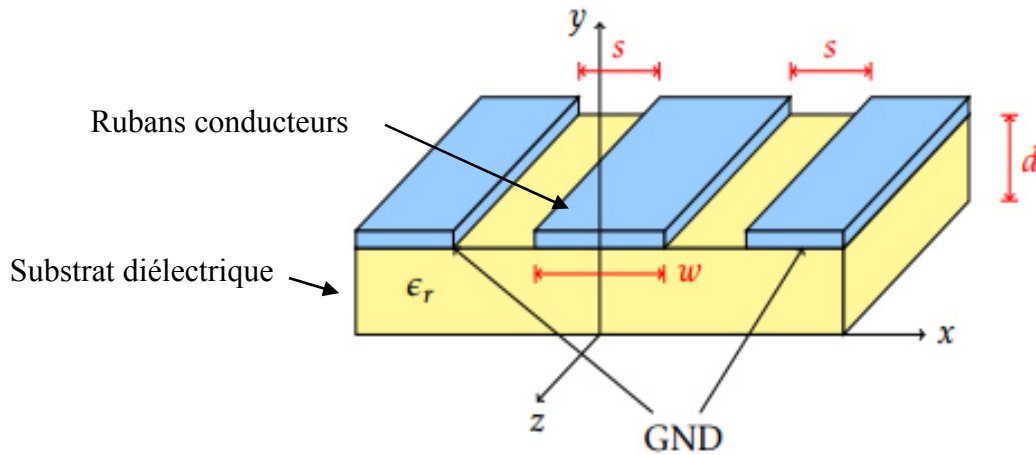
Le substrat est une partie intégrale de la ligne micro ruban et détermine les caractéristiques électriques du circuit. En même temps que l'épaisseur «  $d$  » du substrat, la constante diélectrique définit l'opération de base de la structure. Un bon substrat doit avoir une constante diélectrique «  $\epsilon_r$  » uniforme et une épaisseur «  $d$  », pour assurer la reproductibilité du circuit. Le matériel du substrat fournit également l'appui mécanique qui assure que des composantes implantées sont correctement placées et mécaniquement stable.

Les pertes diélectriques du substrat doivent être très petites afin d'assurer un rendement élevé des circuits et des facteurs de qualité acceptables pour des filtres de résonateurs.

Les substrats peuvent être groupés en cinq catégories principales: en céramique, synthétique, composé, semi-conducteur et ferromagnétique.

## I.4.2. Ligne coplanaire

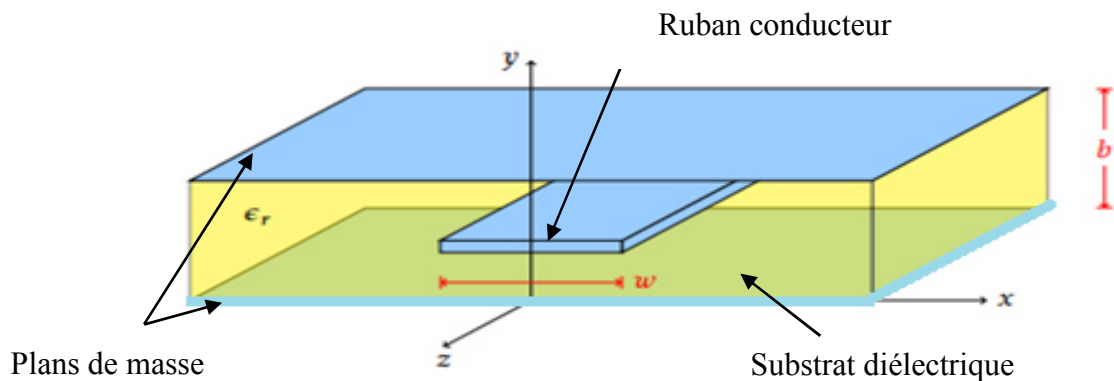
La technologie coplanaire se matérialise par une métallisation sur une seule face de substrat. La ligne est alors matérialisée par deux fentes gravées dans le métal, comme le montre la figure I.5. Cette technologie a pour avantage de réduire encore le coût de fabrication puisque tout est réalisé sur une seule face. On s'affranchit ainsi des perçages et de dépôt métalliques supplémentaires. Cependant, le fait d'avoir trois conducteurs en parallèle rend la propagation possible selon deux fondamentaux. Le premier qui est le mode quasi-TEM, et le second est le mode TE. Ce dernier apparait notamment avec la présence de discontinuités. La solution pour s'affranchir du mode TE consiste à mettre au même potentiel les deux plans métalliques extérieur à la ligne. Mais en pratique, cela reste difficile et couteux à réaliser. Pour cette raison le coplanaire reste peu utilisé.



**Figure I. 5.** Structure d'une ligne coplanaire.

### I.4.3. Ligne tri-plaque

La technologie tri-plaque revient à noyer un ruban métallique dans un substrat, dont les deux faces ont été métallisées. Nous retrouvons donc, comme pour le coplanaire, trois conducteurs en parallèles, avec deux modes de propagation possibles. Mais contrairement au coplanaire, le mode parasite peut être facilement éliminé en ajoutant des tiges métallisées tout au long de la ligne, pour relier les deux faces métallisées et les maintenir au même potentiel électrique. De plus, le fait de noyer la ligne dans un substrat permet de réduire considérablement les dimensions grâce à la permittivité relative plus élevée. Par ailleurs, la métallisation des deux faces protège des pertes par rayonnement. Les inconvénients de tri-plaque sont d'avoir des coûts de réalisation plus élevés que les autres techniques planaires, et l'ajout de composants localisés est plus difficile à réaliser.



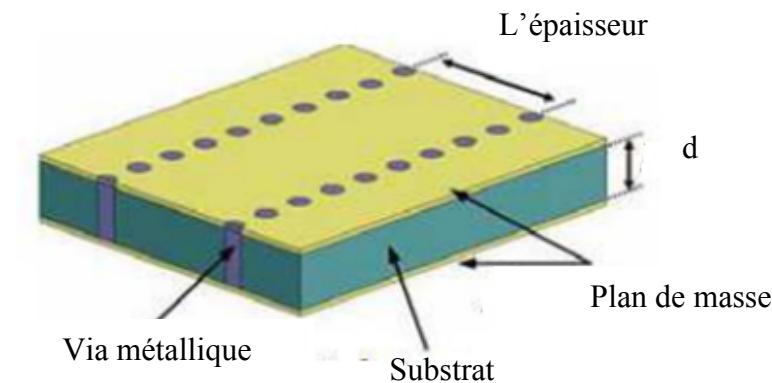
**Figure I. 6.** Structure d'une ligne tri-plaque.

## I. 5. La technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW

### I.5. 1 Introduction

Nous avons montré les caractéristiques d'un guide d'onde rectangulaire ainsi que ses paramètres théoriques. Elle nous a permis de bien comprendre les principes physiques les plus importants et de les interpréter. Tout ce qui est valable pour un guide d'onde rectangulaire sera par la suite projeté dans la technologie SIW.

La technologie de guide d'ondes intégré au substrat SIW représente une solution très prometteuse pour le développement des circuits et des composants qui opèrent dans la bande millimétrique. La majorité des composants qui s'appuie sur un guide d'ondes rectangulaire classique a été réinventée avec un équivalent fonctionnant avec la technologie SIW, grâce à la similarité entre le guide d'onde et cette dernière. Cette technologie est compatible avec plusieurs composants passifs, actifs et même des antennes. Cette partie fournit une vue d'ensemble des avancés dans les structures SIW et dans l'intégration de cette technologie avec des composants [30].



**Figure I. 7.** Structure d'un guide SIW.

### I.5. 2 Problématique

Vu la congestion du spectre radiofréquence pour la communication sans fil et dans le domaine des micro-ondes, les chercheurs s'intéressent de plus en plus à la bande millimétrique là où les allocations spectrales sont plus accessibles et intéressantes en termes de transfert à très haut débit, comparé aux autres technologies de ligne de transmission.

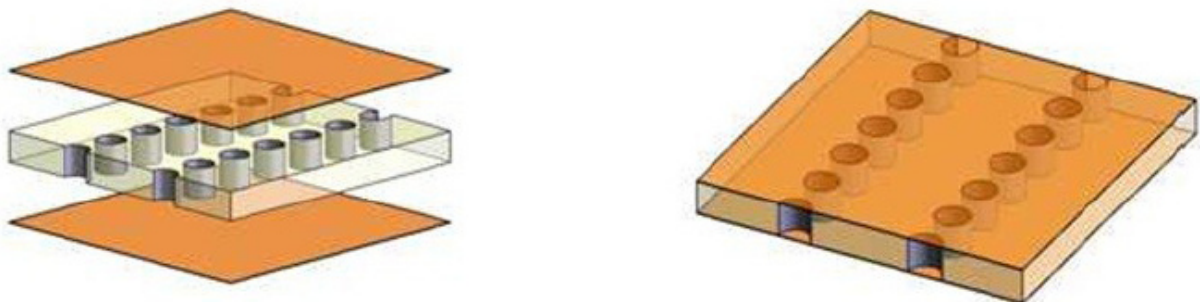
### I.5.3 Définition

La technologie SIW apporte un gain en termes de facteur de qualité par rapport aux technologies planaires. Sa facilité d'intégration avec ces dernières, ainsi que son coût de production sont autant d'atouts qui la rendent attractive. Son encombrement reste en revanche l'un de ses principaux défauts.

Cette technologie offre deux solutions pour y remédier :

- L'utilisation d'une technologie multicouche pour empiler les cavités et réduire ainsi l'empreinte.
- L'utilisation d'un substrat de haute permittivité afin de réduire les dimensions selon les trois axes [31].

Pour résumer, un guide SIW est similaire à un guide d'ondes. Il consiste en un substrat diélectrique compris entre deux plans conducteurs et des lignes de trous ou fentes périodiques métallisées connectant ces deux plans conducteurs.



**Figure I.8.** Exemple d'une structure en technologie SIW.

### I.5.4 Principe

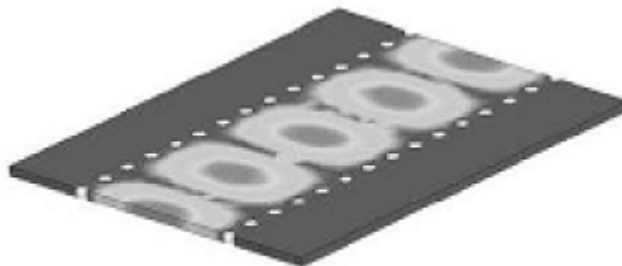
Au cœur de ces systèmes, les diviseurs de puissances et les antennes à base de la technologie SIW ont une importance grandissante. Dans un environnement spatial, les contraintes de fiabilité et d'encombrement sont particulièrement drastiques. Le choix des matériaux est par ailleurs limité, ce qui réduit les possibilités d'innovation. Cependant, l'amélioration de la précision et de la fiabilité dans les technologies de fabrication ouvre de nouvelles perspectives d'innovation et d'amélioration des composants. Ces travaux ont ainsi été

motivés par ce souci d'apporter toujours plus de performance et de fiabilité, pour un encombrement moindre en tirant profit du potentiel offert par la technologie SIW [30].

### I.5.5 Structure SIW

Les études théoriques montrent que les caractéristiques de propagation dans une structure SIW sont similaires à celles d'un guide d'ondes rectangulaire. Plus précisément, si on néglige les pertes de rayonnement entre les trous métalliques, les modes SIW coïncident exactement avec les modes de propagation d'un guide d'ondes rectangulaire transverse électrique mais pas les modes transverses magnétiques [32].

Le mode transverse magnétique nécessite des courants surfaciques sur les deux plans conducteurs horizontaux d'un guide d'onde rectangulaire, mais dans notre cas, à cause de l'espace créé par les trous métalliques, ces courants horizontaux ont des difficultés à circuler [33]. Donc pour la technologie SIW le mode fondamental est le mode  $TE_{10}$ , avec un courant électrique sur les deux plans métalliques en haut et en bas ce qui explique la similarité entre un guide d'onde rectangulaire et la technologie SIW.



**Figure I. 9.** Amplitudes du champ électrique en mode fondamental dans une structure SIW.

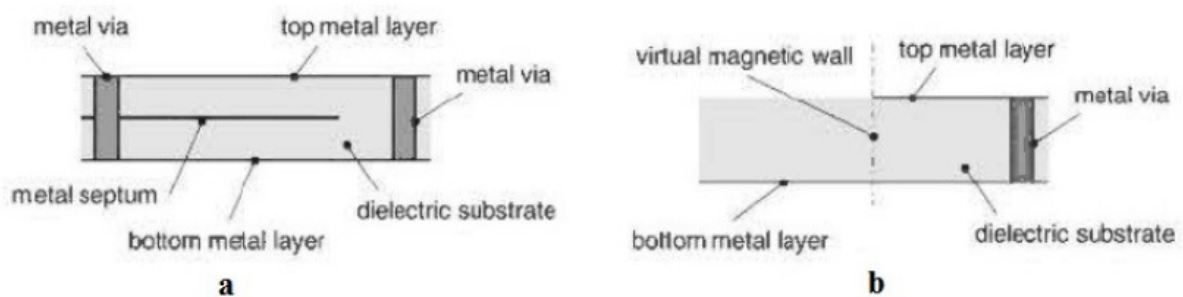
### I.5.6 Types de structures SIW

Tout comme un guide d'ondes, une structure SIW possède aussi une fréquence de coupure, un mode fondamental et un facteur d'atténuation. En effet, d'autres critères sont à prendre en considération dans la conception des circuits à base de la technologie SIW. Il s'agit de la taille du composant et de la bande d'opération qui sont les plus importantes. Pour la bande d'opération d'un guide d'ondes, on se limite à la bande entre la fréquence de coupure du mode  $f_c$  et celle le premier supérieur et comme ça on peut garantir l'apparition du monomode : autrement dit un seul mode qui se propage.



Différents topologie ont été proposées pour améliorer la structure SIW en termes de taille et de bande passante reportée sur la figure I.10 ; la structure SIW plié a été proposée dans la figure I.10. (a), et consiste à ajouter un troisième plan métallique entre les deux plans en haut et en bas et qui touche une seule rangée des trous conducteurs. Ceci permet une réduction significative de la taille accompagnée par une augmentation des pertes [34].

Le demi-monde SIW a été introduit dans la figure I.10. (b). Ce dernier est basé sur une coupure verticale au milieu du guide d'ondes comme un plan magnétique virtuel ; ce qui permet une réduction considérable de la taille [35].



**Figure I. 10.** Différentes topologies de SIW [35] .

### I.5. 7 SIW et les mécanismes pour lutter contre les pertes

La réduction des pertes est la clé de la réussite de la technologie SIW, qui est une qualité critique surtout pour la bande millimétrique. Trois mécanismes de perte sont à prendre en considération au moment du design d'un circuit à base de la structure SIW [36-09]. Ces derniers sont causés par les pertes dans le diélectrique et les pertes de rayonnement dues à la séparation entre les trous métalliques.

Le comportement des pertes dans le conducteur et dans le diélectrique dans une structure SIW sont similaires à celui d'un guide d'onde rectangulaire rempli par le diélectrique, donc on peut appliquer les équations [37].

Ceci signifie que les pertes de conduction seront réduites significativement avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat. Les pertes dans le diélectrique ne dépendent que de la matière utilisée et pas de la géométrie du guide d'ondes. Finalement les pertes de rayonnement sont acceptables si le rapport  $s/d$  (espacement/diamètre des trous) est inférieur à

2.5 [38]. En pratique, la valeur recommandée est 2 [38]. En effet, lorsque l'espacement  $s$  est petit et le diamètre  $d$  est grand l'espacement entre les trous métalliques se réduit, et ainsi on se rapproche des conditions d'un plan métallique continu d'où la minimisation des pertes par rayonnement. En général, la contribution des pertes dans le diélectrique est la plus importante pour la bande millimétrique.

### I.5.8 Les avantages de la technologie SIW

Le Guide d'onde intégré au substrat (SIW) montre des avantages tels que [38]:

- La possibilité d'intégration avec d'autres systèmes radiofréquences,
- Faible coût de construction,
- Un facteur de qualité élevé,
- Faible pertes,
- Taille réduite.

### I.5.9 Paramètres des guides d'ondes intégrés au substrat (guides SIW)

Pour concevoir une bonne structure SIW, il faut suivre quelques étapes simples de conception. Les paramètres nécessaires pour la conception du guide sont les suivants : Le diamètre  $d$  des cylindres, la distance  $p$  entre les cylindres,  $h$  est la hauteur du substrat, la distance  $a_s$  entre les deux rangées de cylindres et la largeur effective  $a_d$ .

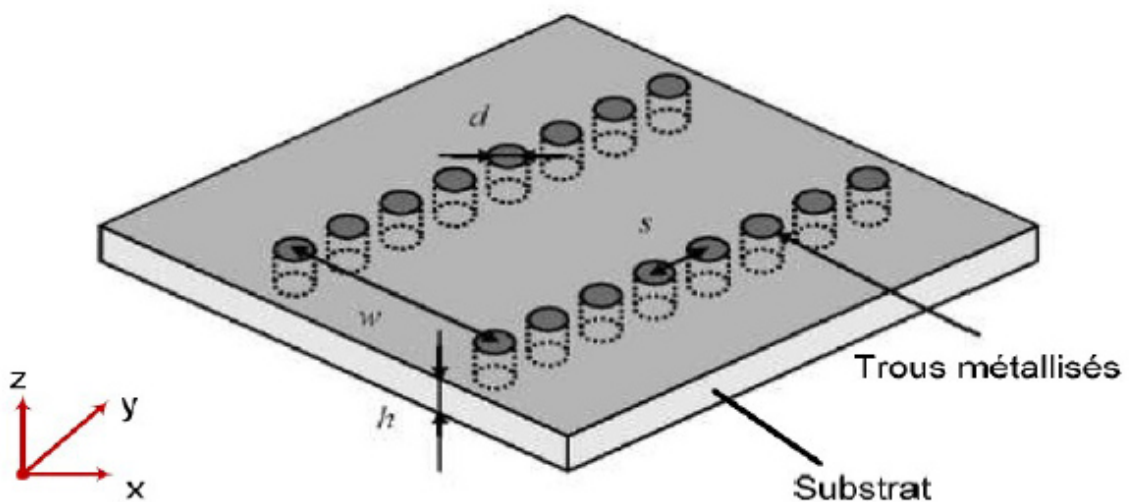


Figure I. 11. Guide SIW avec ses paramètres.

En remplaçant les cylindres par deux simples murs conducteurs parfaits, on retrouve un guide rectangulaire. Les cylindres doivent donc être le plus rapprochés possibles pour tendre vers un guide rectangulaire. Cependant, le circuit devient alors très vulnérable aux bruits 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. Le ratio entre le rayon des cylindres et la distance entre deux cylindres consécutifs est le paramètre le plus important pour contrôler les pertes. D'après Deslandes si  $p = 2 \cdot d$  les pertes par radiation sont alors négligeables par rapport aux autres pertes [38].

Notons qu'il existe de nombreuses combinaisons qui peuvent très bien fonctionner. Pour la conception d'une structure SIW les deux conditions sur  $d$  et  $\lambda_g$  doivent être toujours respectés:

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (\text{I.38})$$

Où :  $\lambda_g$  est la longueur d'onde du guide.

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}{c^2}}} \quad (\text{I.39})$$

Avec :

$$d < p \leq 2d \quad (\text{I.40})$$

Un autre paramètre important qui définit la largeur du guide est la distance entre les deux rangées de cylindres noté  $a_s$ .

Dans un guide d'ondes rectangulaire conventionnel, la largeur du guide est calculée à partir de la fréquence de coupure désirée donnée précédemment par l'équation (I.41).

Pour le mode TE<sub>10</sub>, cette relation peut être simplifiée par la formule suivante :

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (\text{I.41})$$

La largeur effective  $a_d$  pour la même fréquence de coupure est donnée par :

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.42})$$

La largeur effective  $a_d$  pour la même fréquence de coupure est donnée par :

$$a_s = a_d + d^2/0.95p \quad (\text{I.43})$$

## I. 6. Transition des lignes micro-rubans aux guides d'ondes intégrés au substrat

D'autre part, depuis que les composants SIW et les circuits planaires ont pu être intégrés sur le même substrat, différentes transitions efficaces ont été proposées pour adapter des guides d'ondes avec les circuits planaires. Nous citons en particulier la transition micro-ruban conique (taper) coplanaire au guide d'ondes, facilement réalisable [09-10].

Une transition doit être simple à réaliser, engendrer un minimum de pertes et l'adaptation doit donc être optimale. Vu que l'impédance au niveau du guide est beaucoup plus importante que celle de la ligne micro ruban (généralement de  $50 \Omega$  dans la gamme des micro-ondes), la conception d'un tel dispositif reste assez compliquée. Les dimensions de cette transition sont optimisées pour fonctionner dans une bande de fréquences donnée.

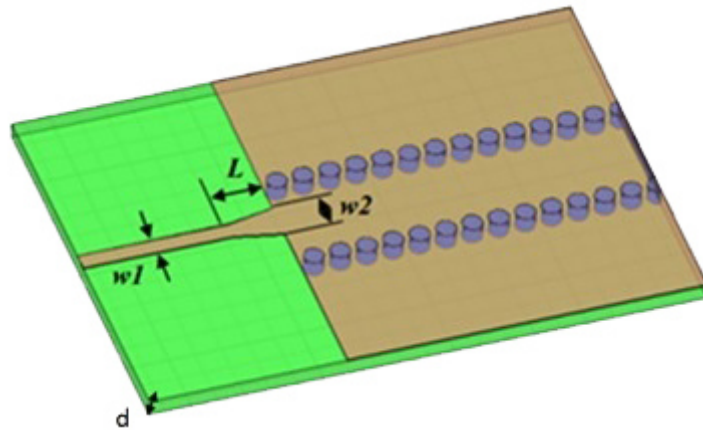
Les structures de transition entre les circuits planaires et les guides d'ondes rectangulaires traditionnels ont été largement étudiées, et différentes approches d'adaptation d'impédance sont été utilisées en microondes.

La nécessité de combiner les deux technologies ensemble, celle du guide d'ondes intégré dans les substrats et celle de la ligne micro-ruban, impose de dépasser les dissimilitudes physiques et électromagnétiques de ces supports de transmission. Il est apparent que les champs sont dans les deux cas, polarisés de la même façon, par contre les champs du guide d'ondes couvrent une région plus grande par rapport à ceux de la ligne micro ruban plus concentrés entre le plan de masse et le conducteur Figure I.12.



**Figure I. 12.** Lignes de champs dans un guide d'ondes rectangulaire et dans une ligne micro-ruban.

Une des dernières pour y remédier, consiste donc à forcer les lignes de champ du guide à se concentrer de façon continue. Une technique a été proposée [09] comme solution à la transformation sans pertes du mode de propagation quasi-TEM dans la ligne micro-ruban au mode fondamental transverse électrique du guide d'ondes. Il s'agit de la transition coplanaire micro-ruban- guide d'ondes figure I.13, laquelle est très efficace et à large bande.



**Figure I. 13.** Transition d'un SIW vers un micro-ruban avec ses paramètres.

Cette transition est conçue essentiellement d'un taper micro-ruban reliant la ligne micro-ruban de largeur initiale  $w_1$ , de largeur finale  $w_2$ , ainsi que de longueur  $L$  de la ligne profilée. La largeur initiale de la ligne micro-ruban  $w_1$  est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de  $Z_0 = 50 \Omega$ . Le calcul du rapport se fait par la formule suivante :  $\frac{w_1}{d}$

Une fois le SIW fabriqué, on doit le tester. Il faut donc obligatoirement avoir une transition vers une ligne de transmission qui est reliée à un analyseur de réseau. La ligne micro-ruban est une des lignes de transmission les plus utilisées dans la conception de systèmes micro-ondes. Une transition du SIW vers une ligne micro-ruban a été proposée par Deslandes dans [40]. La topologie de la structure est donnée à la figure I.13.

Transition d'un SIW vers un micro-ruban avec ses paramètres. Cette transition contient trois principaux paramètres, soit la largeur initiale  $W_1$ , la largeur finale  $W_2$  ainsi que la longueur  $L$  de la ligne profilée. La largeur initiale de la ligne micro-ruban  $W_1$  est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ . D'après [41], on calcule le rapport par la formule suivante :

$$\frac{w_1}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A w}{e^A - 1 d} < 2 \\ \left[ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right\} \right] \right] \frac{w}{d} > 2 \end{cases} \quad (\text{I.44})$$

Où:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (\text{I.43})$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (\text{I.44})$$

Pour ce qui est du paramètre L, la longueur optimale peut être obtenue d'après [09-43]. En choisissant la largeur médiane entre la ligne micro-ruban et la fin de la transition, donc en prenant  $w_{milieu} = w + w_0/2$ , il suffit de calculer la longueur d'onde pour cette largeur et de fixer la longueur à un quart de longueur d'onde. Il faut commencer par trouver la constante diélectrique effective pour cette largeur de ligne micro-ruban :

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 2d/w_{milieu}}} \quad (\text{I.45})$$

Il faut calculer par la suite le  $\lambda_c$  avec l'équation suivante :

$$\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r}} \quad (\text{I.46})$$

Finalement, ce tronçon quart d'onde peut aussi être optimisé avec un logiciel à onde complète afin de minimiser les pertes de retour.

## I. 7. Les applications d'imagerie passive

### I. 7. 1. Réseau à plan focal (FPA)

Cette technique d'imagerie par réseau à plan focal utilise un réseau d'éléments de détection indépendants placés derrière une lentille ou un réflecteur d'imagerie figure I.14, où chaque élément représente un pixel de l'image.

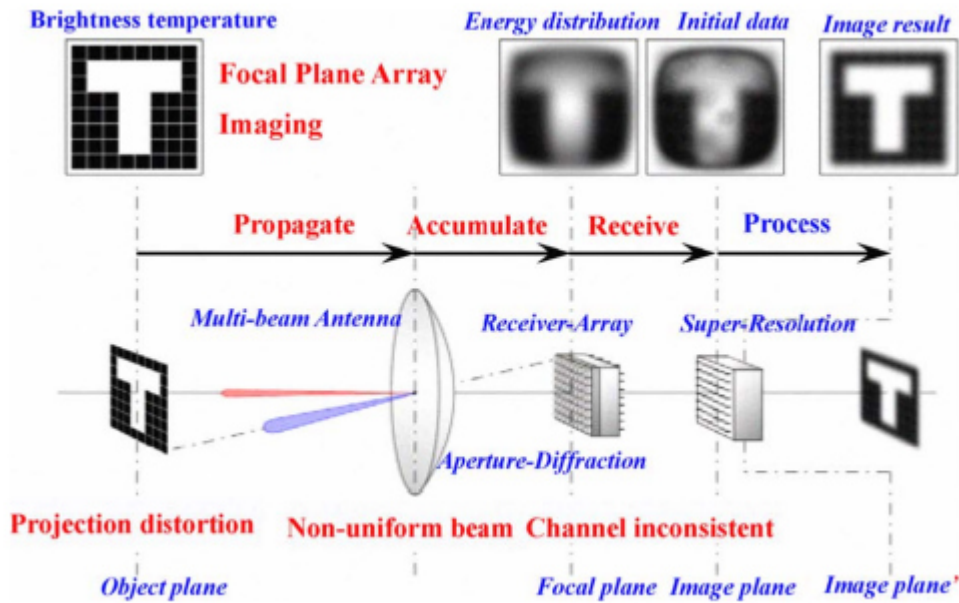


Figure I. 14. Principe d'imagerie millimétrique passive par réseau à plan focal (FPA) [44].

### I. 7. 2. Imagerie directe par dispositif focalisant : balayage mécanique

Dans ce type de système, le rayonnement incident est focalisé sur le récepteur avec des réflecteurs paraboliques ou des lentilles diélectriques. L'image est ensuite formée soit par un mouvement du détecteur dans un plan focal soit en balayant (mécaniquement ou électroniquement) le faisceau.

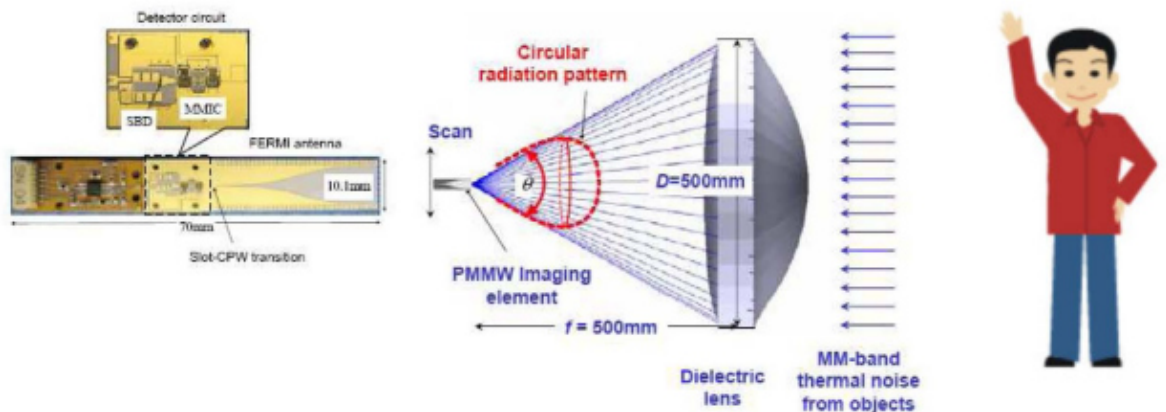
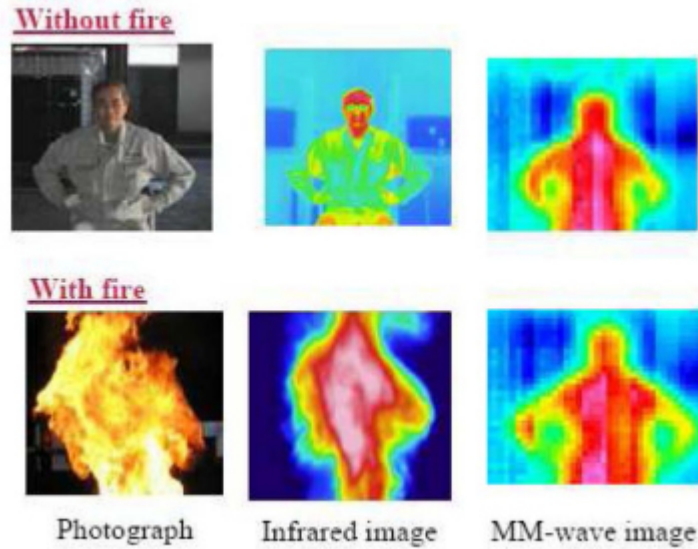


Figure I. 15. Concept du système d'imagerie directe avec une lentille [45].



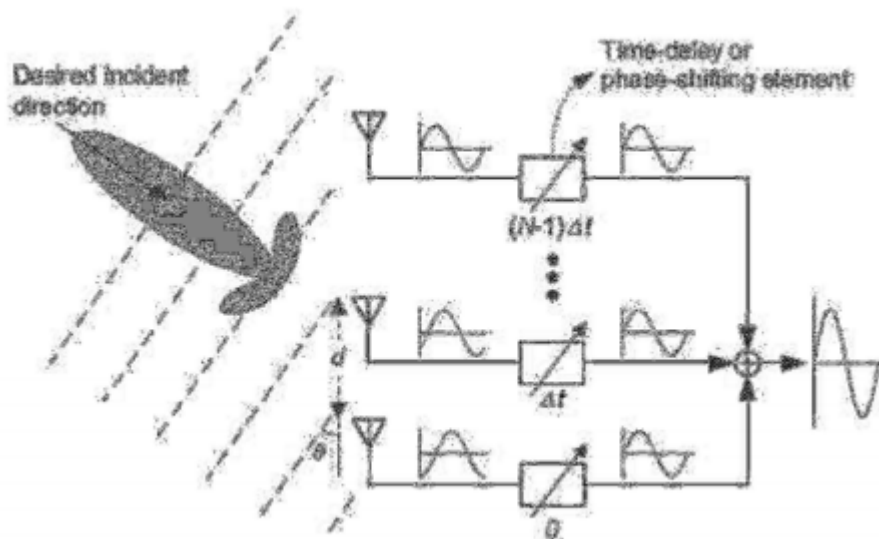
**Figure I. 16.** Comparaison d'images issues d'une caméra optique, d'une caméra infrarouge et d'un système d'imagerie passive à 35 GHz avec une lentille [45].

Un exemple de système d'imagerie millimétrique passive à balayage mécanique et fonctionnant à 35 GHz est proposé dans les références [45-46]. Le système utilise une lentille de grande taille de diamètre de 50 cm qui focalise le rayonnement millimétrique capturé sur un récepteur (voir figure I.16). Ce dernier est composé d'une antenne large bande de type TSA (Tapered Slot Antenna) associée à un circuit MMIC large bande [47-48]. Les amplificateurs à faible bruit « LNA » connectés en série ont un gain total de 40 dB et un facteur de bruit de 4 dB à 35 GHz. La bande passante du système est d'environ 20% s'étalant de 31 GHz à 39 GHz.

### **I. 7. 3. Imagerie directe par dispositif focalisant : balayage électronique**

Le principe de balayage électronique est le plus souvent basé sur un réseau de sources rayonnantes entre lesquelles une loi de phase particulière est appliquée afin de dépointer le diagramme de rayonnement dans la direction souhaitée. En changeant électroniquement cette loi de phase, on peut donc balayer très rapidement la scène à observer. Le balayage électronique peut être obtenu, soit par un réseau d'antennes à commande de phase en utilisant des déphaseurs électroniques (figure I.17), soit par une antenne de type leaky-wave ou bien encore en implémentant une matrice du Butler [49].





**Figure I. 17.** La configuration d'un réseau à commande de phase en réception [53].

L'antenne leaky-wave est composée d'une structure guidée soit avec une longue fente soit avec une série de fentes. Le rayonnement de ces fentes est dépointé dans une direction particulière en fonction de l'espacement des fentes et de la fréquence du rayonnement.

## I. 8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons introduit quelques notions sur les guides d'ondes avec les différents types de technologies existantes. En première lieu, nous nous sommes intéressés à l'étude des guides dits rectangulaires et circulaires et les différents modes de propagation ainsi que l'ensemble des équations de maxwells.

Nous nous sommes intéressés également et plus précisément à une nouvelle technologie en émergence depuis plusieurs années qui se nomment les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW). Cette nouvelle technologie est très prometteuse grâce à son faible coût de production et aussi à sa petite dimension qui facilite son intégration au sein des circuits pour différents types d'application. En effet, il devient possible d'utiliser des guides d'ondes sans même sortir du substrat. Cette technologie est très intéressante lorsque l'on parle de miniaturisation des circuits et de réduction des coûts imagerie passive.

# **Chapitre II**

## **Formulation de la Méthode des Eléments Finis FEM-2D**

## II.1 Introduction

La modélisation des circuits hyperfréquences permet de prédire leurs bons fonctionnements avec un gain considérable de temps. Les outils de modélisation électromagnétique associés aux logiciels commerciaux de simulation connaissent une grande expansion. Malgré cela, la recherche des outils de modélisation moins versatiles qui soient encore plus rapides et plus précis reste un sujet d'actualité. La modélisation de discontinuités entre les guides d'ondes est la base de la conception de plusieurs dispositifs hyperfréquences (filtres, multiplexeurs, polariseurs, etc...). Par conséquent, de nombreuses méthodes de calcul ont été développées et sont généralement classées en deux types: analytiques et numériques. Les méthodes analytiques permettent d'avoir une solution exacte. Leur champ d'application est limité à des structures présentant des géométries et des conditions aux limites particulières. Pour la plupart des situations pratiques, la solution exacte n'est pas accessible. On se contente d'avoir une solution tronquée (approximative) fournie par les méthodes numériques.

On peut classer les méthodes numériques en deux catégories selon le type de discrétisation:

- Les méthodes à discrétisation spatiale

L'espace 3D ou 2D étant maillé en plusieurs éléments. Dans chaque élément, l'approximation de la solution se fait directement à partir des équations de Maxwell. Les méthodes les plus connues sont : la méthode des éléments finis FEM (Finite element method) [50-51], la méthode des différences finies FD, ou la méthode des différences finies dans le domaine temporel FDTD [52] (finite difference time domain), la TLM (the transmission-line method) [53] etc. Elles couvrent un domaine d'applications très vaste. Néanmoins, elles demandent des moyens informatiques importants et un temps de calcul très lourd dès que le rapport géométrie/longueur d'onde dépasse quelques dizaines.

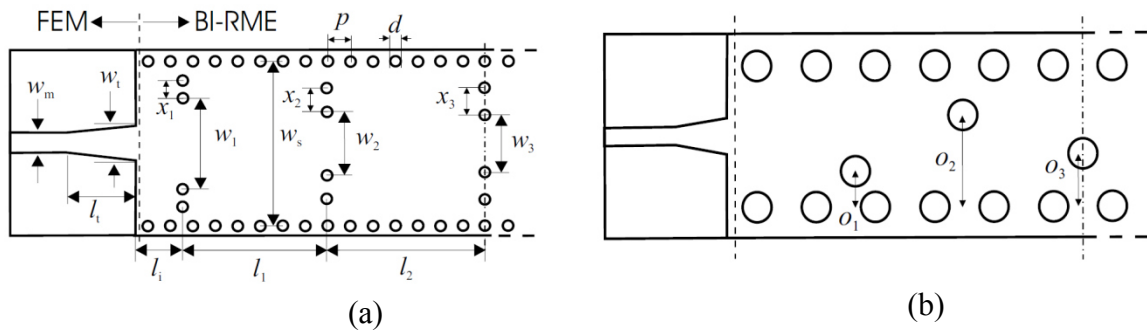
- Les méthodes à discrétisation spectrale.

L'approximation de la solution ne se fait pas directement à partir des équations de Maxwell mais après avoir effectué un calcul analytique plus poussé permettant de traduire les champs électromagnétiques sous formes canoniques. Cet effort est récompensé par un gain considérable de temps et de moyens informatiques. Par contre, ces méthodes sont moins versatiles que les méthodes à discrétisation spatiale. Parmi les méthodes à discrétisation spectrale on cite la technique de raccordement modal [53], la matrice S-généralisée [54] et la MVM [55-56].

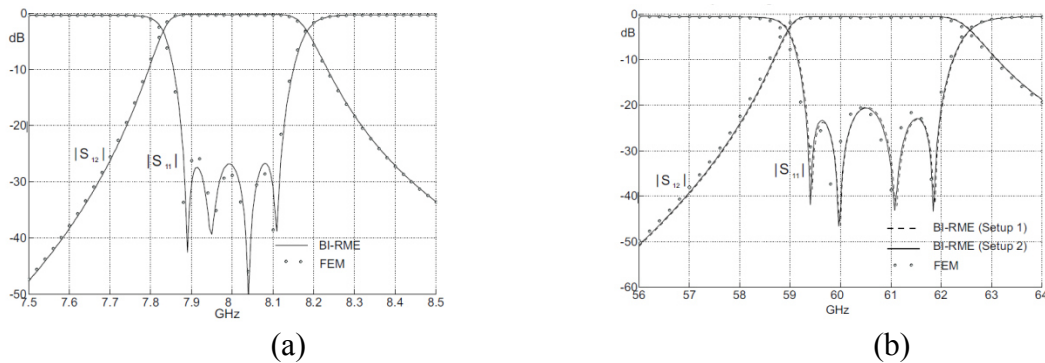
## II. 2 Quelques exemples des méthodes numériques rigoureuses appliquées pour l'analyse des guides à base de la technologie SIW

### II. 2.1 Méthode des frontières d'expansion de mode Intégral-résonance BI-RME

Dans [57], une application de la Méthode des frontières d'expansion de mode Intégral-résonance (Boundary Integral-Resonant Mode Expansion : BI-RME) pour la modélisation précise d'un guide intégré au substrat a été effectuée. La nouvelle formulation exploite pleinement la géométrie particulière de cette classe de structures, fournissant ainsi une méthode très efficace d'analyse pour être utilisée dans les outils de CAO des filtres SIW. Les avantages de cette méthode ont été démontrés avec succès par la conception de deux filtres fonctionnant dans les bandes micro-ondes et celle des ondes millimétriques comme montre le figure II. 1. Une très bonne concordance est observée entre la méthode BI-RME et celle des éléments finis issue de HFSS comme montré sur le figure II. 2.



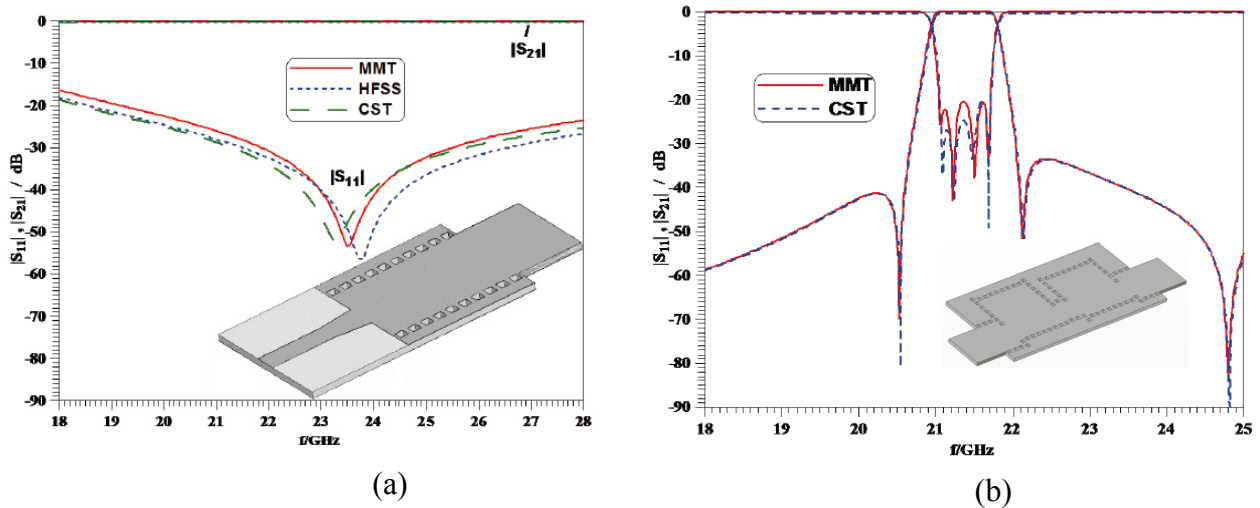
**Figure II. 1.** Filtre micro-ondes SIW de dimension (en millimetres):  $d=1.0$ ,  $p=2:0$ ,  $w_m=1.85$ ,  $w_t=3.2$ ,  $l_t=6.3$ ,  $w_s=14.88$ ,  $w_1=8.258$ ,  $w_2=5.718$ ,  $w_3 = 5.18$ ,  $x_1=1.571$ ,  $x_2=2.141$ ,  $x_3=2.46$ ,  $l_t=4.1$ ,  $l_1=12.8$  et  $l_2=14.1$ . (b) Filtre operant en bande de dimension (en millimetres) :  $d=0.6$ ,  $p=1:2$ ,  $w_m=0.37$ ,  $w_t=0.7$ ,  $l_t=1.05$ ,  $w_s=2.746$ ,  $o_1=0.69$ ,  $o_2=1.784$ ,  $o_3=1.026$ ,  $l_t=2.59$ ,  $l_1=2.172$  et  $l_2=2.438$ .



**Figure II. 2.** Les paramètres [S] des filtres. (a) filtre micro-ondes. (b) filtre millimétriques.

## II. 2. 2 L'approche en mode d'adaptation MMA

Une approche en mode d'adaptation (mode-matching approach MMA) est présentée qui permet une analyse rapide et précise des composants en technologie guides d'ondes intégrés aux substrats avec des vias rectangulaires. Des modèles de plusieurs discontinuités sont décrits qui comprennent des lignes micro ruban ainsi que l'alimentation diélectrique-guide d'onde. La technique numérique est vérifiée par comparaison avec le simulateur commerciale disponible dans le domaine. Un exemple d'un guide et filtre bi-mode en technologie guides d'ondes intégrées aux substrats illustre les capacités de l'approche [58].



**Figure II. 3.** Comparaison entre la méthode (MMT) et de CST (a) guide SIW. (b) filtre dual-mode dans la technologie SIW.

## II. 2. 3 La méthode itérative basée sur le concept d'onde (WCIP)

Dans cet exemple, la cavité est définie à l'aide de trous métallisés (vias) périodiques définissant des murs latéraux (Figure II. 4). Elle présente une réponse à bande étroite, de faibles pertes, et la réponse électrique est figée en termes de bande passante et de fréquence centrale en fonction des dimensions.

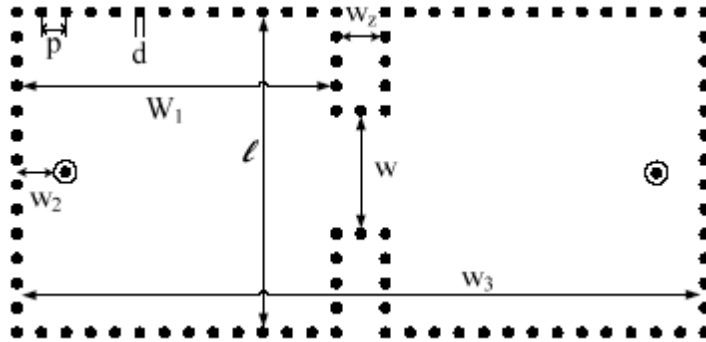
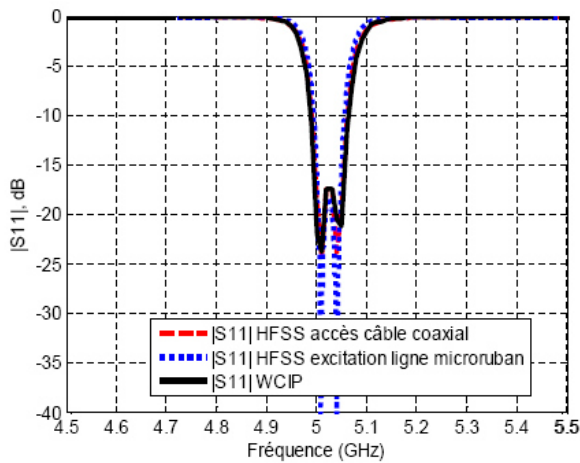


Figure II. 4. Cavités SIW couplées en bande C.

Le type d'excitation est modifié par rapport [59-36] : la ligne micro-ruban est remplacée par un accès câble coaxial, ce qui permet une fermeture totale de la cavité et en améliore ses performances en terme de coefficient de qualité (Disparition des pertes de radiation dues à l'insertion de la ligne micro-ruban). Les réponses simulées avec la WCIP et HFSS sont présentées sur les figures II. 5 pour  $w=10\text{ mm}$ . Les résultats sont en bon accord. Le temps de simulation avec la WCIP est de 5.1s par un point de fréquence contre 14.3s pour le logiciel FEM (HFSS : mesh : 23925 tetrahedra,  $\Delta s$  :0.01, N° de passes max : 20).



(b)

Figure II. 5. Cavités SIW couplées pour  $w = 10\text{ mm}$ . Coefficients de a) Transmission  
b) Réflexion.

### II. 3 La méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est un outil très puissant pour résoudre beaucoup de problèmes en électromagnétisme [14]. Elle a été proposée en 1940. Sa première application en électromagnétisme a été effectuée par Sylvester [60- 61]. Au début, cette méthode utilise une approche scalaire [60-61]. Cette approche a connu beaucoup de problèmes notamment pour son

application aux problèmes vectoriels. Ces problèmes ont été surmontés en introduisant les éléments d'arêtes [62-63] (approche vectorielle). C'est cette dernière approche qui nous intéresse dans cette thèse.

D'une manière générale, la résolution d'un problème donné en utilisant la FEM comprend quatre phases [14] :

- La subdivision du domaine global: La première étape est la subdivision du domaine entier en plusieurs sous domaines ou éléments. Pour une structure régulière (ex: rectangulaire), les éléments choisis sont souvent des rectangles.

Pour une forme complexe, les éléments sont des triangles. Pour des raisons d'implémentation, il faut donner des informations sur les nœuds et les arêtes de chaque élément tels que les coordonnées des nœuds, les numéros d'arêtes dans toute la structure (numéros globaux), les numéros d'arête dans l'élément (numéros locaux) ...

- Définition des fonctions d'interpolation: la deuxième étape consiste à choisir les fonctions d'interpolation qui permettent d'approximer les paramètres inconnus (dans notre cas les champs électriques) dans chaque élément. Les fonctions d'interpolations sont souvent des polynômes d'ordre 1, 2, ... qui sont définis uniquement dans l'élément en considération.
- Formulation du système d'équations. Cette phase comprend trois étapes:
  - Formulation des équations élémentaires dans chaque élément en utilisant soit la méthode de Ritz soit celle de Galerkin.
  - Somme des équations élémentaires dans tous les éléments pour former un système d'équations. Ce processus est connu sous le nom d'*assemblage*.
  - Imposer les conditions aux limites pour obtenir le système d'équations final près à la résolution.
- Solution du système d'équations en utilisant des méthodes directes ou itératives.

Dans cette section, on va s'intéresser uniquement aux deux premières étapes qui serviront à l'hybridation des méthodes FEM et MVM décrite dans le chapitre II.

### II. 3. 1. Elément rectangulaire.

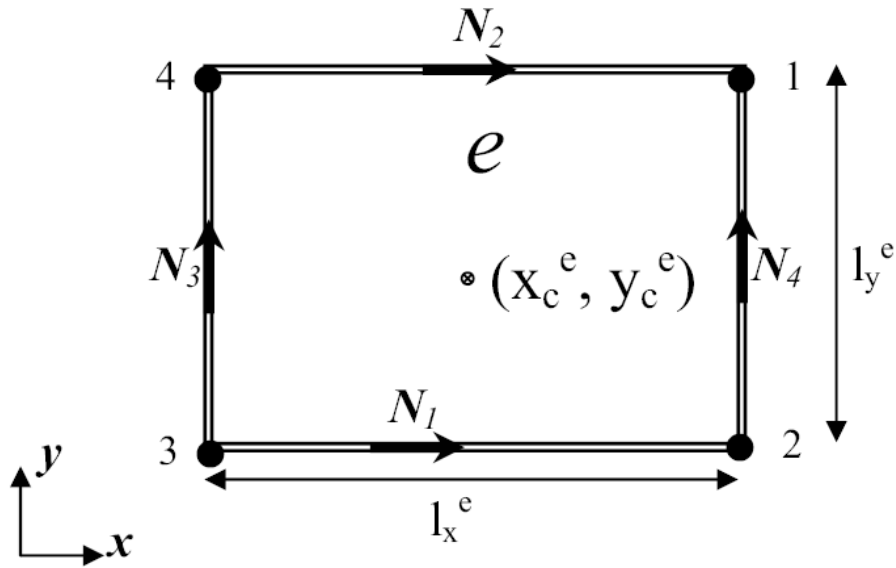


Figure II. 6. Elément rectangulaire.

On considère un élément rectangulaire  $e$  (figure. II.6). Le couple  $(x_c^e, y_c^e)$  étant le centre de l'élément. Dans un élément rectangulaire, le champ électrique peut être écrit de la manière suivante :

$$E^e(x, y) = \sum_{m=1}^4 E_m^e N_m^e(x, y) \quad (\text{II.1})$$

$E_m^e$ : Champ électrique tangentiel à l'arête  $m$  de l'élément  $e$ .

$N_m^e(x, y)$ : Fonction d'interpolation relative à l'arête  $m$  de l'élément  $e$ .

Les fonctions d'interpolation  $N_m^e(x, y)$  du premier ordre pour un élément rectangulaire sont données par [14-63-64]:

$$N_1^e = \frac{1}{l_y^e} (y_c^e - y + \frac{l_y^e}{2})x \quad (\text{II.2})$$

$$N_2^e = \frac{1}{l_y^e} (y - y_c^e + \frac{l_y^e}{2})x \quad (\text{II.3})$$

$$N_3^e = \frac{1}{l_x^e} (x_c^e - x + \frac{l_x^e}{2})y \quad (\text{II.4})$$

$$N_4^e = \frac{1}{l_x^e} (x - x_c^e + \frac{l_x^e}{2})y \quad (\text{II.5})$$



### II. 3. 2. Elément triangulaire

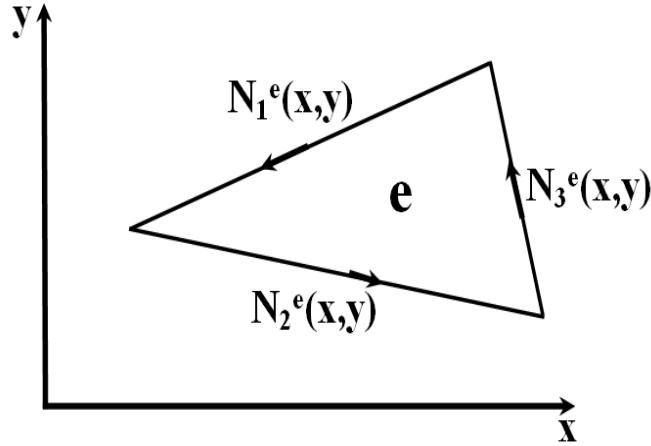


Figure II. 7. élément triangulaire.

Dans un élément triangulaire  $e$  (figure. II.7), le champ électrique peut être écrit de la manière suivante :

$$E^e(x, y) = \sum_{m=1}^3 E_m^e N_m^e(x, y) \quad (\text{II.6})$$

Le champ électrique dans toute la surface discrétisée a la forme suivante :

$$E(x, y) = \sum_{e=1}^{N_e} \sum_{m=1}^3 E_m^e N_m^e(x, y) \quad (\text{II.7})$$

$N_e$  : nombre d'éléments.

Les fonctions d'interpolation  $N_m^e$  du premier ordre pour un élément triangulaire sont données par [51, 68]:

$$N_1^e(x, y) = l_1^e (L_1^e \nabla L_2^e - L_2^e \nabla L_1^e) \quad (\text{II.8})$$

$$N_2^e(x, y) = l_2^e (L_2^e \nabla L_3^e - L_3^e \nabla L_2^e) \quad (\text{II.9})$$

$$N_3^e(x, y) = l_3^e (L_3^e \nabla L_1^e - L_1^e \nabla L_3^e) \quad (\text{II.10})$$

$l_i^e$  : Longueur de l'arête  $i$  dans l'élément  $e$ .  $\nabla$  est l'opérateur du gradient.

$$L_i^e = \frac{1}{2A^e} (a_i^e + b_i^e x - c_i^e y) \quad (\text{II.11})$$

$A^e$  : Surface de l'élément  $e$  donnée par :

$$A^e = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix} = \frac{1}{2} (b_1 c_2 - b_2 c_1) \quad (\text{II.12})$$

$$a_1^e = x_2 y_3 - x_3 y_2, \quad b_1^e = y_2 - y_3 \quad \text{et} \quad c_1^e = x_3 - x_2 \quad (\text{II.12})$$

$$a_2^e = x_3 y_1 - x_1 y_3, \quad b_2^e = y_3 - y_1 \quad \text{et} \quad c_2^e = x_1 - x_3 \quad (\text{II.13})$$

$$a_3^e = x_1 y_2 - x_2 y_1, \quad b_3^e = y_1 - y_2 \quad \text{et} \quad c_3^e = x_2 - x_1 \quad (\text{II.14})$$

Les fonctions d'interpolation  $N_m^e$  peuvent être mises sous une forme plus simple comme suit [70]:

$$N_m^e = \frac{l_i}{4(A^e)^2} [(A_m + B_m y)x + (C_m + D_m x)y] \quad (\text{II.15})$$

$$A_1 = a_1^e b_2^e - a_2^e b_1^e, \quad B_1 = c_1^e b_2^e - c_2^e b_1^e, \quad C_1 = a_1^e c_2^e - a_2^e c_1^e \quad \text{et} \quad D_1 = B_1 \quad (\text{II.16})$$

$$A_2 = a_2^e b_3^e - a_3^e b_2^e, \quad B_2 = c_2^e b_3^e - c_3^e b_2^e, \quad C_2 = a_2^e c_3^e - a_3^e c_2^e \quad \text{et} \quad D_2 = -B_2 \quad (\text{II.17})$$

$$A_3 = a_3^e b_1^e - a_1^e b_3^e, \quad B_3 = c_3^e b_1^e - c_1^e b_3^e, \quad C_3 = a_3^e c_1^e - a_1^e c_3^e \quad \text{et} \quad D_3 = -B_3 \quad (\text{II.18})$$

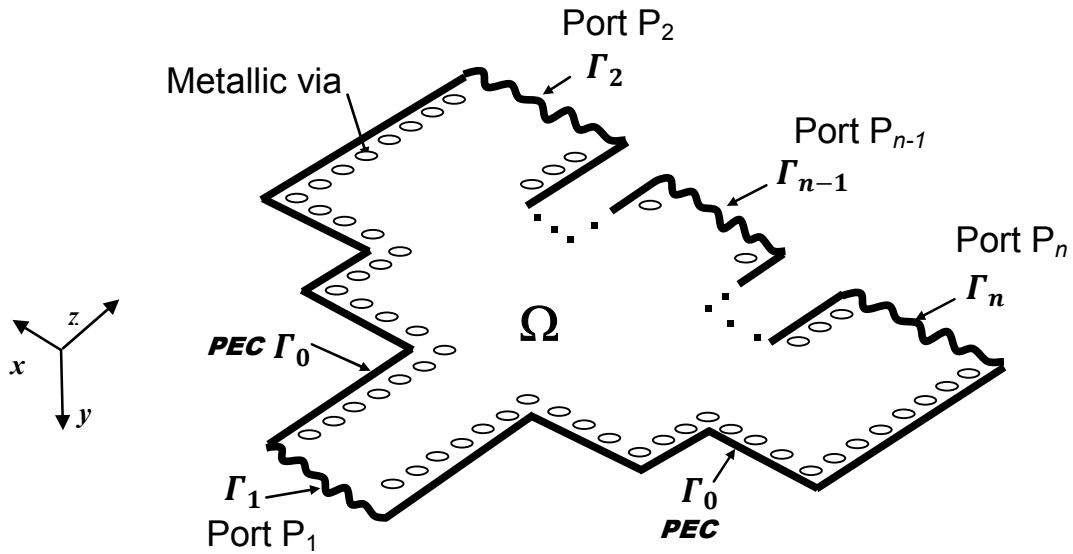
### II. 3. 3. Formulation de la méthode des éléments finis en plan H

Au cours de cette section, la formulation de la méthode des éléments finis utilisée durant cette thèse sera exposée. Des coudes et diviseurs à base de la technologie SIW en plan H placé le long de l'axe (direction de propagation) seront représentés.

Ce type de dispositifs est fréquemment utilisé dans les circuits micro-ondes comme les coupleurs directionnels, les diviseurs de puissance, les multiplexeurs, les déphaseurs, les filtres, ... etc.

En supposant que le guide SIW est excité selon le mode fondamental  $TE_{10}$  à travers deux ports, une composante du champ électromagnétique suffisant en cas de jonctions homogènes en plan E ou H [14].

Une présentation de la méthode des éléments finis du problème sera réalisée en considérant le cas d'une jonction en plan H, le cas de jonctions homogènes en plan E sera abordé dans la section suivante. La géométrie ainsi que les systèmes de référence utilisés pour l'analyse d'un guide SIW en plan H sont esquissées dans la figure II.8.



**Figure II.8.** Structure d'une jonction SIW en plan H.

La région  $\Omega$  où la méthode des éléments finis est appliquée est délimitée par la paroi parfaitement conducteur  $\Gamma_0$ , et par  $(n)$  ports définis  $\Gamma_k$  ( $k = 1, 2, 3, \dots, n$ ), puisque la géométrie de problème est uniforme le long de la direction  $z$ , seuls les modes  $TE_{m0}$  sont excités dans les guides d'ondes et le champ électrique dans la région  $\Omega$  a seulement la composante  $E_y$ . Les composants des champs électriques et magnétiques,  $E_{y_{wg}}$  et  $H_{x_{wg}}$ , lorsque le port  $j$  est alimenté par le mode  $TE_{10}$  peuvent être exprimés sous la forme [65]:

$$E_{y_{wg}}^{(k)}(x^{(k)}) = \delta_{kn} e_1^{(n)} e^{j\beta_1^{(n)} z^{(n)}} + B_1^{(k)} e_1^{(k)}(x^{(k)}) e^{-j\beta_1^{(k)} z^{(k)}} \quad (\text{II.19})$$

$$j\omega\mu_0 H_{x_{wg}}^{(k)}(x^{(k)}) = \frac{\partial E_{y_{wg}}^{(k)}}{\partial z^{(k)}} \quad (\text{II.20})$$

Lorsque  $e_1^{(k)}(x^{(k)})$  sont les fonctions orthonormées modales du mode  $TE_{10}$ .

$$e_1^{(k)}(x^{(k)}) = \frac{2}{\sqrt{a^{(k)}b}} \sqrt{\frac{k_0 Z_0}{\beta_1^{(k)}}} \sin\left(\frac{m\pi}{a^{(k)}} x^{(k)}\right) \quad (\text{II.21})$$

Dans (II.19) à (II.21),  $k_0$  et  $Z_0$  sont les constantes de propagation et l'impédance caractéristique, respectivement.

$\beta_1^{(k)}$  désigne la constante de propagation dans le guide d'ondes avec des dimensions  $a^{(k)}$  et  $b$ :

$$\begin{cases} \beta_1^{(k)} = \sqrt{k_0^2 - k_{t_1}^{(k)2}} & \text{pour } k_0^2 \geq k_{t_1}^{(k)2} \\ \beta_1^{(k)} = -j\sqrt{k_{t_1}^{(k)2} - k_0^2} & \text{pour } k_{t_1}^{(k)2} > k_0^2 \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Et  $k_{t_1}^{(k)2} = \frac{m\pi}{a^{(k)}}$  présente la constante de propagation du mode TE<sub>10</sub>

A l'intérieur de la région homogène  $\Omega$ , le domaine ne peut pas être exprimé en termes de fonctions analytiquement connus, donc le problème est résolu par la recherche de la solution de l'équation de Helmholtz scalaire:

$$\nabla_t \left( \frac{1}{\mu_r} \nabla_t E_y \right) + k_0^2 \varepsilon_r E_y = 0 \quad (\text{II.23})$$

Où :  $\varepsilon_r$  et  $\mu_r$  sont respectivement la permittivité et la perméabilité relatives.

Les conditions aux limites sont:

$$E_y = 0, \quad k = 1, 2, 3, \dots, N \quad (\text{II.24})$$

Sur le mur métallique  $\Gamma_0$ :

$$E_y|_{\Gamma_k} = E^{(k)}_{y_{wg}} \quad k = 1, 2, 3, \dots, N \quad (\text{II.25})$$

$$H_x|_{\Gamma_k} = H^{(k)}_{x_{wg}} \quad k = 1, 2, 3, \dots, N \quad (\text{II.26})$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial n} \Big|_{\Gamma_k} = \frac{\partial E^{(k)}_{y_{wg}}}{\partial z} \quad k = 1, 2, 3, \dots, N \quad (\text{II.27})$$

Par l'utilisation de la méthode résiduelle pondérée (the weighted residual procedure) par le choix de différentiables arbitraire ( $C^{(0)}$ ), les fonctions de pondération (weighting functions)  $W, \overline{W}$  et  $\overline{\overline{W}}$ , les équations (II.23), (II.24), (II.25) et (II.26) devient :

$$\iint_{\Omega} W \nabla_t \cdot \left( \frac{1}{\mu} \nabla_t E_y \right) d\Omega + \iint_{\Omega} k_0^2 \varepsilon_r W E_y d\Omega = 0 \quad (\text{II.28})$$

$$\int_{\Gamma_0} \overline{W} E_y d\Gamma_0 = 0 \quad (\text{II.29})$$

$$\int_{\Gamma_k} \overline{W} E_y d\Gamma_k = \int_{\Gamma_k} \overline{W} E^{(k)}_{y_{wg}} d\Gamma_k \quad k = 1, 2, 3, \dots, N \quad (\text{II.30})$$

$$\int_{\Gamma_k} \overline{\overline{W}} \frac{\partial E_y}{\partial n} d\Gamma_k = \int_{\Gamma_k} \overline{\overline{W}} \frac{\partial E^{(k)}_{y_{wg}}}{\partial z} d\Gamma_k \quad k = 1, 2, 3, \dots, N \quad (\text{II.31})$$

En appliquant l'identité de Green à (II.28) et une introduction de la condition aux limites (II.31), conduit à la forme faible de l'équation de Helmholtz:

$$\iint_{\Omega} W \nabla_t \cdot \left( \frac{1}{\mu} \nabla_t E_y \right) d\Omega - k_0^2 \iint_{\Omega} \epsilon_r W E_y d\Omega - \int_{\Gamma_k} W \frac{\partial E^{(k)}_{y_{wg}}}{\partial z^{(k)}} d\Gamma_k = 0 \quad (\text{II.32})$$

### II. 3. 4. Formulation de la méthode des éléments finis en plan E

La formulation du problème électromagnétique dans le cas de jonctions homogènes E planes suit un chemin semblable à celle décrite dans la section précédente, mais compte tenu de différentes composantes du champ électromagnétique [14-66]. En particulier, en ne supposant que le dispositif alimenté par le mode TE<sub>10</sub> dominant, en raison de la symétrie de translation des structures le long de l'axe  $x$ , le champ électromagnétique dans chaque section de la jonction du plan E a la même variation que celle de l'excitant. En conséquence,  $E$  et  $H$  à l'intérieur de la jonction peuvent être exprimées comme

$$H(x, y, z) = H_t(x, y, z) + H_x(x, y, z) = h_t(y, z) \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) + \hat{x}b_x(y, z) \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \quad (\text{II.33})$$

$$E(x, y, z) = E_t(x, y, z) + E_x(x, y, z) = e_t(y, z) \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) + \hat{x}e_x(y, z) \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \quad (\text{II.34})$$

En raison de la symétrie de la jonction homogène et le type d'excitation, le champ électrique diffusé ne possède pas la composante  $e_x$ , donc seule la composante  $b_x$  du champ électromagnétique dans la direction  $z$  peuvent propager. Ceci suggère de formuler le problème dans la région  $\Omega$  en termes de  $b_x$  seulement, ce qui satisfait l'équation d'Helmholtz:

$$\nabla_t^2 b_x + k_t^2 b_x = 0 \quad (\text{II.35})$$

Avec :

$$k_t^2 = k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \quad (\text{II.36})$$

En fait, cet ensemble de modes a la composante  $H_x$  du champ magnétique avec la variation désirée de  $\sin(\pi/ax)$  comme en (II.33). En conséquence, la composante  $x$  du champ magnétique

en guide d'onde  $k, b_{xwg}^{(k)}$ , lorsque le port ( $j$ ) est alimenté avec le mode  $TE_{10}$ , peut être exprimée comme:

$$b_{xwg}^{(k)}(y^{(k)}) = \delta_{kj} b_0^{(j)}(y^{(j)}) e^{j\beta_0^{(j)} z^{(j)}} - \sum_{n=0}^{\infty} B_n^{(k)} b_n^{(k)}(y^{(k)}) e^{-j\beta_0^{(k)} z^{(k)}} \quad (II.37)$$

Où  $b_n^{(k)}$  est la fonction modale.

$$b_n^{(k)}(y^{(k)}) = \frac{G_n^{(k)}}{\sqrt{1+\delta_{0n}}} \cos\left(\frac{n\pi}{b^{(k)}} y^{(k)}\right) \quad (II.38)$$

Avec  $\beta_n^{(k)}$  et  $G_n^{(k)}$  sont la constante de propagation et le facteur de normalisation respectivement d'un guide d'onde SIW de dimension  $a$  et  $b$ .

$$\begin{cases} \beta_1 = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b^{(k)}}\right)^2} & \text{pour } k_0^2 \geq \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b^{(k)}}\right)^2 \\ \beta_1 = -j\sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b^{(k)}}\right)^2 - k_0^2} & \text{pour } \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b^{(k)}}\right)^2 > k_0^2 \end{cases} \quad (II.39)$$

$$G_n^{(k)} = 2 \sqrt{\frac{2Z_0}{ab^{(k)}k_0\beta_n^{(k)}\left[k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2\right]}} \quad (II.40)$$

Comme dans le cas du guide en plan H, la caractérisation de dispositif nécessite la résolution de l'équation de Helmholtz (II.37) avec des conditions aux limites:

$$\frac{\partial b_x}{\partial n} = 0 \quad (II.41)$$

Cette condition sera sur la paroi métallique  $\Gamma_0$  de guide SIW, et les conditions de continuité des champs électriques et magnétiques tangentiels à chaque port, c'est pour des composants  $e_y, b_x, b_y$ . Il peut être démontré que ces dernières conditions sont remplies en appliquant à chaque port :

$$b_x|_{\Gamma_k} = b_{xwg}^{(k)} \quad k = 1, \dots, N \quad (II.42)$$

$$\frac{\partial b_x}{\partial n}|_{\Gamma_k} = \frac{\partial b_{xwg}^{(k)}}{\partial z^{(k)}} \quad k = 1, \dots, N \quad (II.43)$$

En effet, les composantes transversales des champs électriques et magnétiques,  $h_t(y, z)$  et  $e_t(y, z)$ , peuvent être obtenus à partir de  $b_x$  en recourant à la transversalité (par rapport à  $x$ ) les équations de Maxwell, qui, dans le cas où  $e_x = 0$  on aura :

$$h_t = \frac{\pi}{k_t^2} \nabla_t b_x \quad (\text{II.44})$$

$$e_t = j \frac{k_0 Z_0}{k_t^2} \hat{x} \times \nabla_t b_x \quad (\text{II.45})$$

D'après les expressions ci-dessus, il est facile de voir que (II.46) et (II.47) fait également appliquer la continuité de  $b_y$  et  $e_y$ . En suivant un processus résiduel pondéré analogue à celle décrite dans le cas du plan H, les équations finales qui doivent être discrétisées par l'intermédiaire de la méthode des éléments finis pour obtenir la solution sont les suivants:

$$\iint_{\Omega} \nabla_t W \nabla_t b_x \, d\Omega - k_t^2 \iint_{\Omega} W b_x - \sum_{k=1}^N \int_{\Gamma_k} W \frac{\partial b_{xwg}^{(k)}}{\partial z^{(k)}} \, d\Gamma_k = 0 \quad (\text{II.46})$$

$$\int_{\Gamma_k} \bar{W} b_x \, d\Gamma_k = \int_{\Gamma_k} \bar{W} b_{xwg}^{(k)} \, d\Gamma_k \quad k = 1, \dots, N \quad (\text{II.47})$$

### II. 3. 5. L'implémentation de la méthode des éléments finis

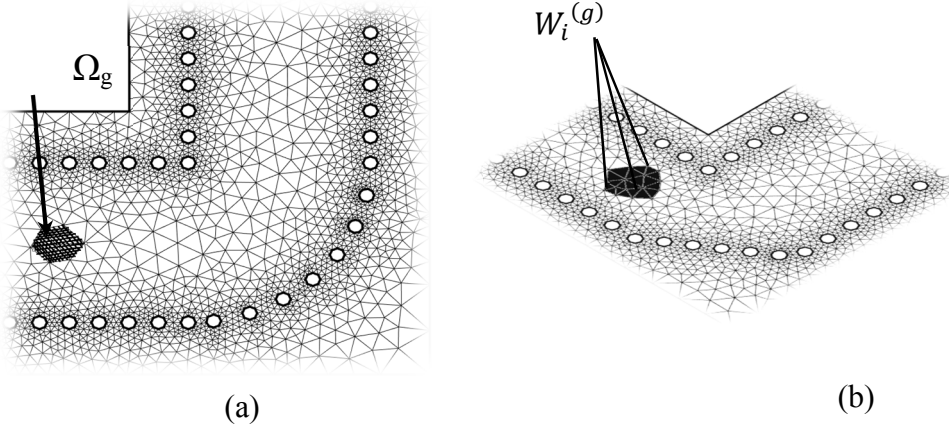
La solution de (II.30) et (II.32) dans le cas du plan H ou (II.46) et (II.47) pour le plan E utilisant la méthode des éléments finis dans le cadre de la procédure résiduelle pondérée décrite dans les sections précédentes se compose en cinq étapes:

- La région de guide est divisé en éléments finis;
- L'approximation des fonctions inconnues pour chaque élément
- Définition de fonctions de pondération (weighting functions) et d'exprimer le résidu sur chaque élément;
- Résumant les contributions de tous les éléments pour obtenir le résidu sur l'ensemble du domaine;
- Anéantir le résidu et résoudre le système d'équations linéaires obtenues.

Et d'après la définition de la méthode des éléments finis, La solution sur chaque élément ( $e$ ) n'est rien qu'une fonction d'approximation  $\bar{E}_y^{(e)}$  de la forme:

$$\bar{E}_y^{(e)}(x, y) = \sum_{j=1}^{N^{(e)}} \bar{E}_{y_j}^{(e)} \alpha_j^{(e)}(x, y) \quad (\text{II.48})$$

Où:  $\bar{E}_y^{(e)}$  et  $\alpha_j^{(e)}(x, y)$  ( $j = 1 \dots N^{(e)}$ ) Sont respectivement les coefficients et l'ensemble des fonctions de forme nodaux, chacun étant associé à un nœud de l'élément ( $e$ ),  $W_i^{(e)}$  sont des fonctions de pondération correspondant (weighting functions) à des fonctions de forme,  $W_i^{(e)} = \alpha_i^{(e)}$  ( $i = 1 \dots N^{(e)}$ ) illustrer dans la figure ci-dessous.



**Figure II.9.** Fonction de pondération globale obtenue en connectant des fonctions de pondération du premier ordre défini sur les éléments adjacents et centrées sur le même nœud global  $i$ .

$R_i^{(e)}$  est le résidu  $i$ -ième, par rapport à la fonction de pondération, avec:

$$\frac{1}{\mu_r} \iint_{\Delta^{(e)}} \nabla_t \alpha_i^{(e)} \cdot \nabla_t \bar{E}_y^{(e)} d\Omega - k_0^2 \epsilon_r \iint_{\Delta^{(e)}} \alpha_i^{(e)} \bar{E}_y^{(e)} d\Omega - \sum_{k=1}^N \int_{\Gamma_k^{(e)}} \alpha_i^{(e)} \frac{\partial E_{ywg}^{(k)}}{\partial z^{(k)}} d\Gamma_k = 0 \quad (\text{II.49})$$

Alternativement, sous forme de matrice:

$$\frac{1}{\mu_r} [S^{(e)}] \cdot [\bar{E}_y^{(e)}] - k_0^2 \epsilon_r [T^{(e)}] \cdot [\bar{E}_y^{(e)}] + \sum_{k=1}^N \{ [C_k^{(e)}] \cdot [B_k] - [H_k^{(e)}] \} = [R^{(e)}] \quad (\text{II.50})$$

Où :

- $[S^{(e)}]$  et  $[T^{(e)}]$  présenter les matrices locales habituelles d'élément nodal scalaire.
- $[\bar{E}_y^{(e)}]$  est le vecteur des coefficients inconnus de l'élément nodal( $e$ ).
- $[B_k]$  est un vecteur de colonne, dont l'entrée est la  $j$ -ième amplitude du mode  $j$  transmise au port  $k$ .
- $[C_k^{(e)}]$  et  $[H_k^{(e)}]$  proviennent des intégrales de contour à  $l_{ak}=1, 2, 3, \dots, N$  ports.
- $[C_k^{(e)}]$  et  $[H_k^{(e)}]$  sont données par:



$$C_{kim}^{(e)} = j\beta_m^{(k)} \int_{\Gamma_k^{(e)}} \alpha_i^{(e)} e_m^{(k)} d\Gamma_k^{(e)} = j\beta_m^{(k)} \frac{2}{\sqrt{a^{(k)}b}} \sqrt{\frac{k_0 Z_0}{\beta_m^{(k)}}} \int_{\Gamma_k^{(e)}} \alpha_i^{(e)} \sin\left(\frac{m\pi}{a^{(k)}} x^{(k)}\right) d\Gamma_k^{(e)} \quad (II.51)$$

$$H_{ki}^{(e)} = j\beta_1^{(l)} \delta_{kl} \int_{\Gamma_k^{(e)}} \alpha_i^{(e)} e_1^{(l)} d\Gamma_k^{(e)} = \delta_{kl} j\beta_1^{(l)} \frac{2}{\sqrt{a^{(l)}b}} \sqrt{\frac{k_0 Z_0}{\beta_1^{(l)}}} \int_{\Gamma_k^{(e)}} \alpha_i^{(e)} \sin\left(\frac{\pi}{a^{(l)}} x^{(l)}\right) d\Gamma_k^{(e)} \quad (II.52)$$

Où,  $(l)$  est le port et  $\delta_{kl}$  est le delta de Kronecker.

Le résidu local (II.50) relative pour chaque élément peut être assemblé en un seul système linéaire d'équations, où on donne la matrice  $[F]$  assemble les deux matrices  $[S^{(e)}]$  et  $[T^{(e)}]$  avec une dimension de  $(N_n \times N_n)$ , avec un nombre total de nœuds de  $N_n$ .

La matrice  $[C]$  assemble la matrice  $[C_k^{(e)}]$  et le vecteur  $[H_k^{(e)}]$  avec une dimension de  $(N_n \times (N \times M))$  et La matrice  $[H^{inc}]$  est présenté par la colonne  $(N \times 1)$ .

Pour les deux entités, l'approche d'assemblage pour récupérer l'indice de ligne dans la matrice / vecteur global est le même que celui utilisé pour les matrices locales  $[S^{(e)}]$  et  $[T^{(e)}]$ . Le schéma d'assemblage pour l'index de colonne  $j$  de la matrice  $[C]$  est facilement déterminée par la formule  $j = M \times (k - 1) + m$ , ce qui signifie que les amplitudes inconnues des modes transmis à des ports différents sont successivement disposées dans une colonne unique, de vecteur  $[B]$  de dimension  $((N \times M) \times 1)$ . Annihiler le résidu du système assemblé conduit à l'équation de matrice [14]:

$$[F].[\bar{E}] + [C].[B] = [H^{inc}] \quad (II.53)$$

Dans cette formule, les inconnues sont les vecteurs colonnes  $[\bar{E}]$  et  $[B]$ .

La matrice  $[\bar{E}]$  contient les coefficients de l'approximation par éléments finis du champ électrique,  $[B]$  stocke l'amplitude du champ transmis au port. Pour construire ces équations; la condition aux limites (II.20) est utilisé. Un choix particulièrement pratique pour la fonction  $\bar{W}_m^{(k)}$ ,  $m = 1 \dots M$ , sur le port  $(k)$  est:

$$\bar{W}_m^{(k)} = \sin\left(\frac{m\pi}{a^{(k)}} x^{(k)}\right) \quad (II.54)$$

Par l'utilisation de ces fonctions de pondération, le résidu  $R_m^{(k)}$  de la condition aux limites (II.48) relative à la fonction de pondération  $m^{\text{th}}$  sur  $(k)$  s'exprime par:

$$\int_{\Gamma_k} \sin\left(\frac{m\pi}{a^{(k)}} x^{(k)}\right) \bar{E}_y d\Gamma_k - \sqrt{\frac{a^{(k)}}{b}} \sqrt{\frac{k_0 Z_0}{\beta_m^{(k)}}} B_m^{(k)} - \delta_{kl} \sqrt{\frac{a^{(l)}}{b}} \sqrt{\frac{k_0 Z_0}{\beta_1^{(l)}}} = R_m^{(k)}, \quad m = 1 \dots M \quad (II.55)$$

L'équation ci-dessus, relativement au port ( $k$ ), peut être donnée à partir de la matrice :

$$[D_k] \cdot [\bar{E}_y^{(k)}] + [A_k] \cdot [B_k] - [E_k] = [R^k] \quad (\text{II.56})$$

Où le vecteur colonne  $[\bar{E}_y^{(k)}]$  ( $N^{(k)} \times 1$ ) mémorise les coefficients d'éléments finis des champs électriques associés aux nœuds  $N^{(k)}$  sur le port ( $k$ ).  $[D_k]$  est une matrice rectangulaire ( $M \times N^{(k)}$ ) à l'entrée des génériques  $D_{kmj}$  :

$$D_{kmj} = \int_{\Gamma_k} \sin\left(\frac{m\pi}{a^{(k)}} x^{(k)}\right) \alpha_j^{(k)} d\Gamma_k \quad (\text{II.57})$$

La matrice  $[A_k]$  est diagonale avec les entrées :

$$A_{kmm} = -\sqrt{\frac{a^{(k)}}{b}} \sqrt{\frac{k_0 Z_0}{\beta_m^{(k)}}} \quad m = 1 \dots M \quad (\text{II.58})$$

Le vecteur  $[E_k]$  ( $M \times 1$ ) prend en compte le champ incident, le cas échéant, sur le port ( $k$ ). Il a seulement une entrée différente de zéro qui est pertinente pour le mode  $TE_{10}$  fondamentale :

$$E_{k1} = \delta_{kl} \sqrt{\frac{a^{(l)}}{b}} \sqrt{\frac{k_0 Z_0}{\beta_1^{(l)}}} E_{km} = 0 \quad m = 2 \dots M \quad (\text{II.59})$$

Les conditions aux limites de la continuité à chaque port, exprimées par (II.56), peuvent être assemblées dans un système global et le résidu anéantis. La combinaison d'un tel système avec celle de (II.55) donne finalement l'ensemble du système d'équations à résoudre, qui a la structure :

$$\begin{bmatrix} [A] & [D] \\ [C] & [F] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [B] \\ [E] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [E^{inc}] \\ [H^{inc}] \end{bmatrix} \quad (\text{II.60})$$

## II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une synthèse de nombreuses méthodes numériques pour l'analyse des composants micro-ondes a été exposée. Cette présentation nous a conduit vers le choix de la méthode des éléments finis comme une méthode la plus efficace pour la résolution et la caractérisation de plusieurs composants et systèmes travaillant dans le domaine micro-onde et millimétriques. Le succès de la méthode des éléments finis en deux dimensions nous donne la

possibilité à introduire cette méthode pour l'analyse des nouvelles structures de guidage qui sont les guides d'onde intégrée au substrat en plan H.

Le chapitre suivant sera consacré à l'application de la méthode des éléments finis pour l'analyse des jonctions à la base de la technologie SIW opérants dans plusieurs bandes de fréquences.

# Chapitre III

**Analyse des Jonctions en technologie SIW en  
bande V par la méthode des éléments finis**

### **III. 1. Introduction**

Parmi la grande classe des composants micro-ondes proposés dans la littérature, nous trouvons ceux de la technologie SIW (coudes et diviseurs de puissance) qui ont reçu une attention particulière, en raison de leurs nombreux avantages dans les applications millimétriques [67-68]. La conception des composants SIW micro-ondes de haute performance exige une caractérisation précise de chaque composant, ce qui peut avoir une structure complexe en termes de composition de géométrie et de matériau. En raison des avantages de cette nouvelle technologie, il est commandé de développer des méthodes numériques pour une simulation précise et efficace de tels composants. Pour analyser ce type de guides d'ondes, les méthodes numériques rigoureuses sont nécessaires. Plusieurs méthodes sont disponibles et proposées [69-70]. Actuellement, la méthode des éléments finis rapide (Quick Finit Element Method QFEM) a un rôle fondamental dans l'analyse des divers problèmes liés à l'électromagnétisme, que ce soient des structures simples comme un guide d'ondes jusque-là les antennes complexes [71], des mixeurs et des oscillateurs [72-73]. La méthode QFEM est l'un des outils de CAO, les plus largement utilisée pour l'analyse des composants micro-ondes dus à sa rapidité et précision. L'avantage principal de ces méthodes l'utilisation d'un maillage non structuré qui permet d'augmenter sa capacité à discrétiser avec précision des géométries complexes. Dans de tels cas, une technique numérique telle que QFEM est plus souple et facilement adaptable à des changements dans les structures de discontinuités.

La méthode des éléments finis programmés sous environnement MATLAB ®est appliquée pour l'analyse et la conception des guides, des coudes et des diviseurs de puissances en technologie SIW utilisés pour des applications opérantes dans la bande V. La mise en œuvre de la méthode des éléments finis n'est pas facile, car elle nécessite le développement de formulation analytique fastidieuse et complexe avant d'aller à l'application.

Dans ce chapitre, nous allons proposer des composants SIW opérants dans la gamme fréquentielle allant de 45 à 80 GHz pour le guide, de 58 à 63 GHz pour le coude 90° avec une tige inductive intermédiaire, dans l'intervalle allant de 57 à 68 GHz pour le coude circulaire en SIW et pour le coude chanfrein dans l'intervalle allant de 40 à 64 GHz et mêmes caractéristiques pour les différentes topologies des diviseurs de puissance en SIW (1×2, 1×4 et 1×8). Les jonctions qui fonctionnent dans la gamme de fréquences millimétriques sont proposées et analysées en utilisant la méthode des éléments finis rapide pour deux dimensions QFEM. Les

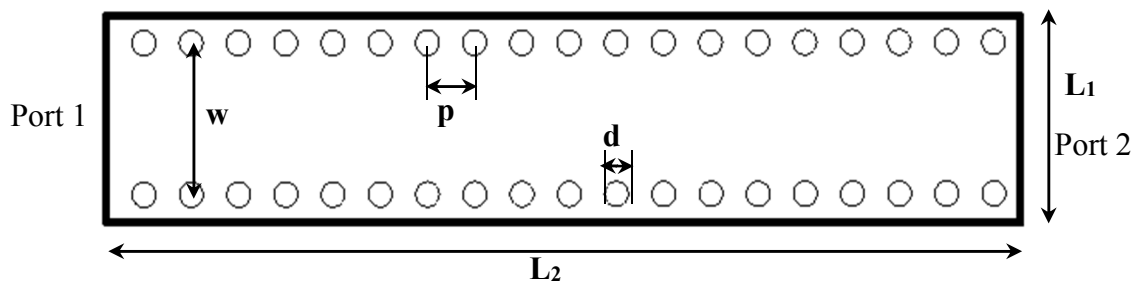
résultats obtenus sont comparés avec ceux qui sont fournis par le simulateur CST Microwave studio.

Le travail de ce chapitre est organisé comme suit. En premier lieu, Nous commençons par l'analyse du guide SIW et des différents coudes à savoir le coude  $90^\circ$  avec une tige inductive intermédiaire, coude circulaire et pour le coude chanfrein par la méthode les éléments finis avec une comparaison avec le simulateur CST. Ensuite, Nous aborderons les diviseurs de puissances ( $1 \times 2$ ,  $1 \times 4$  et  $1 \times 8$ ) avec plusieurs topologies en architecture T et Y. Nous comparons par la suite les résultats de simulation obtenus par la méthode des éléments finis bidimensionnelle avec ceux obtenus par le logiciel CST Microwave Studio.

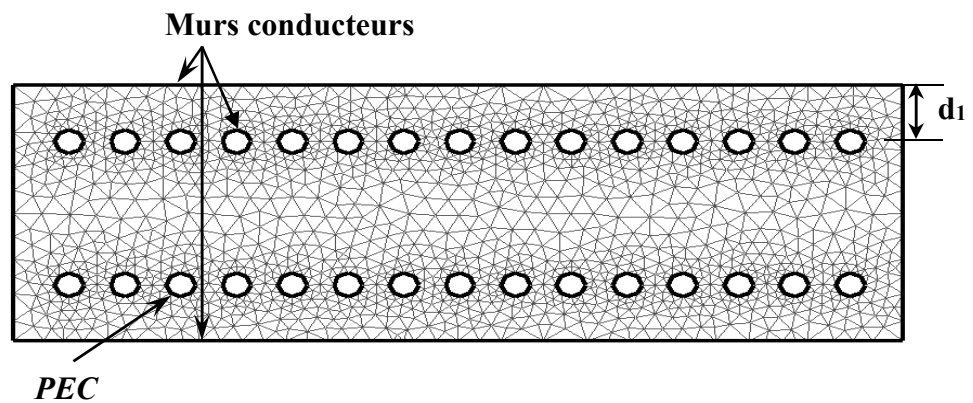
### III. 2. Résultats de simulations et discussions

#### III. 2. 1. Analyse du guide SIW en bande V

Le but de ce travail est d'appliquer l'approche proposée, nous présentons dans cette section les résultats de la simulation d'une discontinuité d'un guide d'onde en plan H opérant dans la gamme des fréquences entre 45 et 80 GHz. Dans la littérature [67], des guides opérants en X et Ku ont été analysés en utilisant FEM-2D. Le guide SIW est conçu sur Arlon Cu 217LX avec faibles pertes. Le substrat diélectrique ayant une permittivité relative  $\epsilon_r = 2.2$  et  $\tan\delta = 0.0009$ . L'épaisseur du substrat est égale à  $0.508 \text{ mm}$ . La figure III. 1 (a) montre le guide d'onde SIW. Nous notons que les simulations ont été réalisées en utilisant un processeur Apple MacBookPro6.2 i7 CPU M 620, avec 8 Go de mémoire RAM sur le même ordinateur, sans parallélisations ni 'accélération matérielle. Le maillage est généré selon la procédure de Delaunay qui divise la région à un ensemble d'éléments comme le montre la figure III. 1 (b), généralement triangulaire ou tétraédrique [75].

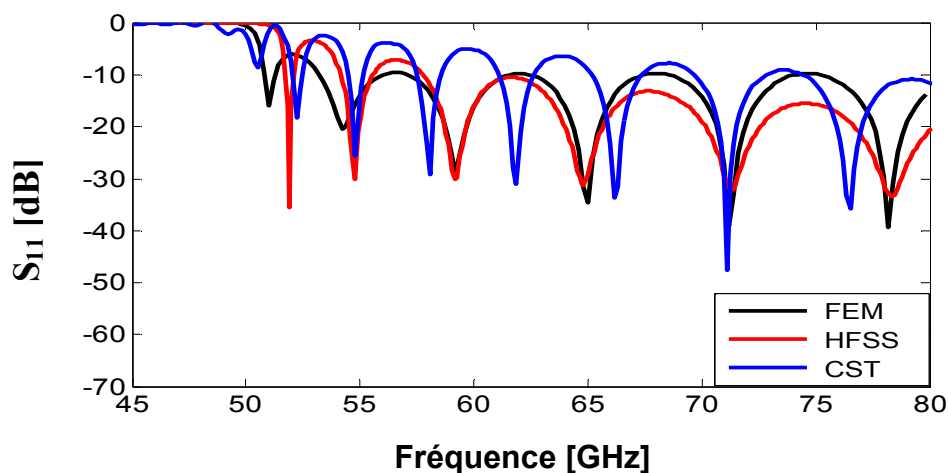


(a)

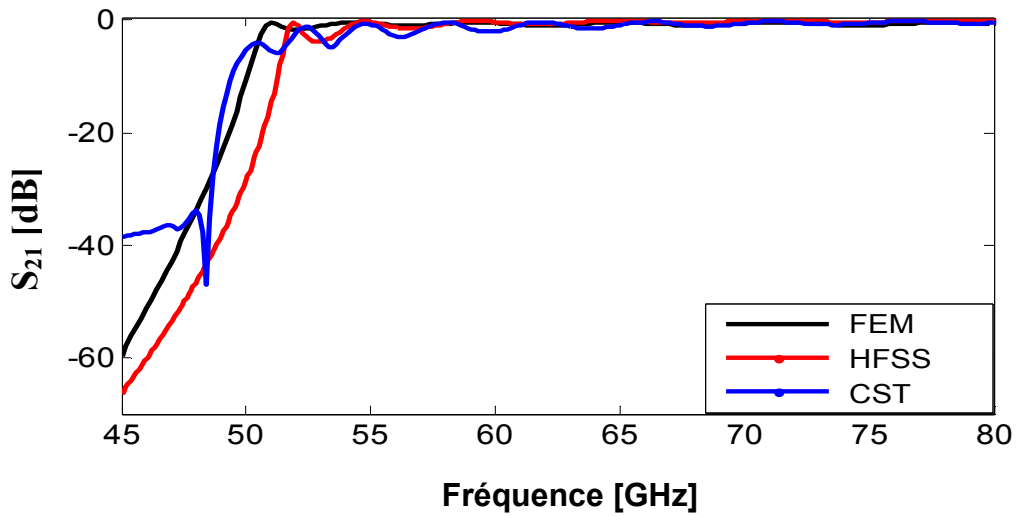


**Figure III. 1.** Structure guide d'ondes intégrée au substrat opérant en bande V. (b) maillage de la structure. Les paramètres du guide sont données par :  $w=2.28\text{ mm}$ ,  $d=0.38\text{ mm}$ ,  $p=0.7\text{ mm}$ ,  $L_2=13.93\text{ mm}$ ,  $L_1=3.88\text{ mm}$  et  $d_1=0.8\text{ mm}$ .

Les valeurs optimisées de diamètre  $0.38\text{ mm}$  dans la plage des fréquences, le rapport entre la puissance réfléchie et celle incidente sur le port 1 est mis en examen par les simulateurs CST, HFSS et la méthode des éléments finis dans la figure III. 2 (a). La réflexion minimum est obtenue pour des valeurs des diamètres  $d$  et de l'espace entre les vias  $p$ . Le procédé de génération de mailles formées exige la structure SIW, il est la somme des éléments de nœuds ou les bords affectent la structure. L'objectif initial de cette structure était d'obtenir une puissance réfléchie inférieure à la fréquence de coupure  $f_c = 50\text{ GHz}$  dans la bande de fréquence  $[45\text{--}80\text{ GHz}]$ . La figure III. 2 (b) présente le résultat des pertes d'insertions simulées du guide SIW. Nous avons obtenus des puissances inférieurs à  $-10\text{ dB}$  entre  $50\text{ GHz}$  et  $80$ . Nous remarquons qu'aucune transmission n'est possible dans les fréquences inférieures à celle de coupure qui est de  $50\text{ GHz}$ .



(a)



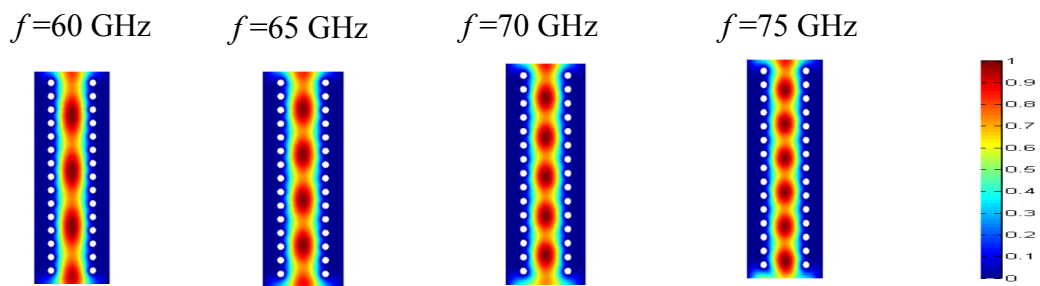
(b)

**Figure III. 2.** Comparaison des résultats obtenus par la méthode des éléments finis rapide (QFEM), HFSS et CST Microwave Studio du guide présenté sur la figure III. 1. (a) Les puissances réfléchies. (b) Les pertes d'insertions.

Cette comparaison des résultats de simulation obtenus par la méthode des éléments finis bidimensionnel, HFSS et CST Microwave Studio pour les pertes d'insertion indiquées sur la figure III 2 (b) qu'un très bon accord de ceux obtenus par la méthode FEM-2D et ceux de HFSS et CST Microwave studio dans toute la gamme des fréquences. Les problèmes du guide d'ondes nécessitent la résolution du problème de valeur propre pour déterminer la distribution du champ électromagnétique le long du guide d'ondes dans le plan transversal à la direction de propagation; par conséquent, la technique des éléments finis à deux dimensions rapide peut être utilisée.

Dans la figure III. 3, nous observons de façon très claire la propagation du champ électrique à l'intérieur de nos structures aux différentes fréquences à cause de la présence des vias métalliques dans les deux côtés latérales. L'analyse de la distribution de champ électrique peut être effectuée sur un plan, la réduction du domaine de calcul en deux dimensions, réalisant ainsi des économies importantes en temps CPU et mémoire.

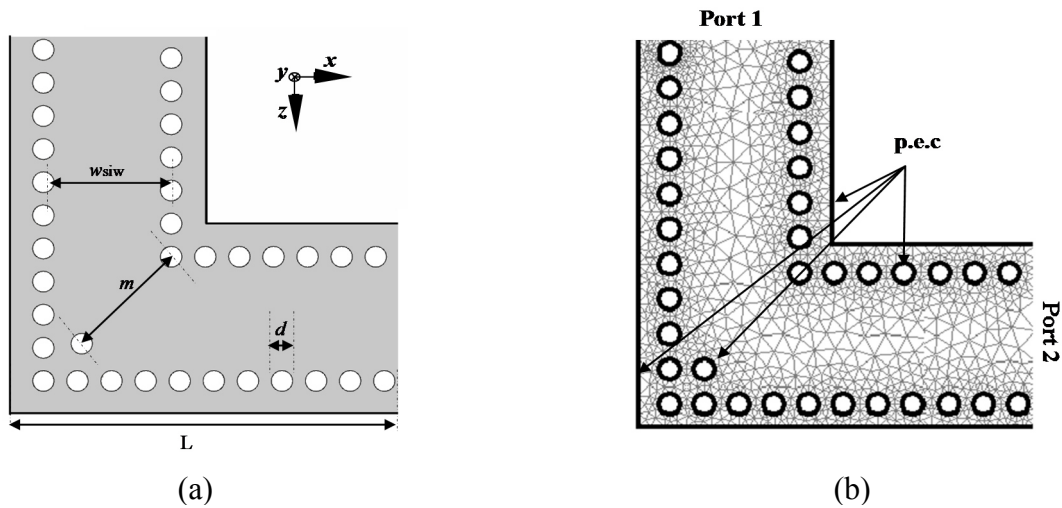




**Figure III. 3.** La distribution du champ électrique du guide SIW aux fréquences 60, 65, 70 et 75 GHz.

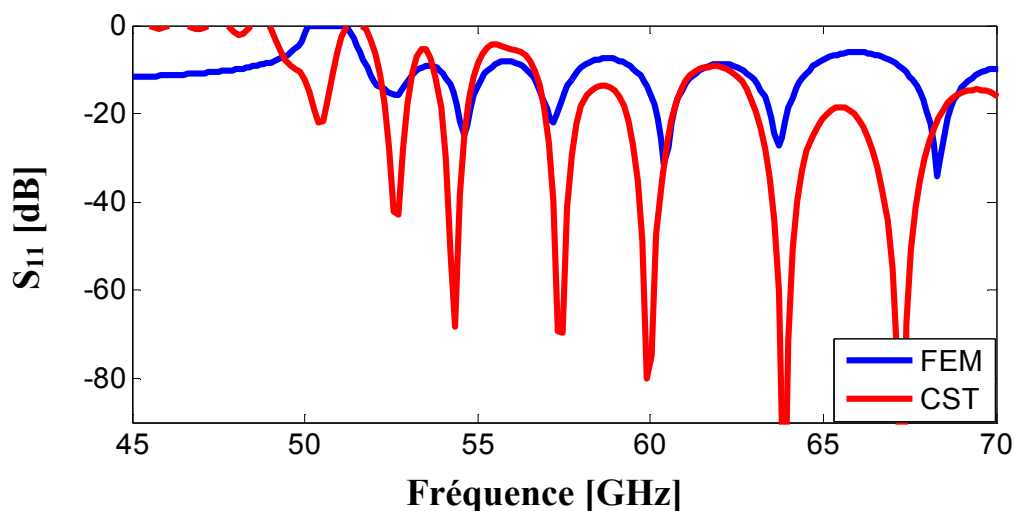
### III. 2. 2. Coudes en technologie SIW

La structure SIW est conçue pour propager le mode fondamental  $TE_{10}$  dans la bande de fréquence millimétrique. Des travaux intéressants de la littérature ont présentés de nombreuses topologies des coudes [22, 29, 74]. Cette structure est analysée en utilisant la méthode des éléments finis 2D programmé sous environnement Matlab et les résultats de simulation seront comparés par le simulateur CST Microwave Studio (MWS). Les figures III. 4, III. 6 et III.8 représentent les structures dans une vue de face, respectivement, un coude avec une angle de  $90^\circ$  avec une tige inductive métallique en SIW en plan H et le maillage correspondant généré par la méthode des éléments finis, coude circulaire avec un rayon ' $r$ ' et un coude chanfreiné avec leurs maillages correspondants. Les structures de guide d'ondes SIW sont conçues en utilisant un substrat avec perte minimale. Il s'agit du Arlon Cu 233LX avec une constante diélectrique  $\epsilon_r = 2.2$ , une tangente de perte d'environ 0.0013, une hauteur  $h = 0.508 \text{ mm}$  et l'épaisseur du conducteur de  $0.05 \text{ mm}$ . La largeur de la courbe est  $w_{\text{siw}}$ , le diamètre du cylindre est  $d$ , l'espacement entre les cylindres est  $s$ , le rayon de la courbure est  $r$ , la longueur totale est  $L$ , la largeur entre le via métallique inductive intermédiaire et le droit de  $90^\circ$  est  $m$  et  $w_{\text{opt}}$  est la largeur de coude chanfreiné. Dans cette étude, nous avons analysé ces structures avec la méthode des éléments finis rapide (Quick Finit Element Method QFEM) et les résultats obtenus sont comparé par rapport à logiciel Microwave Studio CST (MWS). Il convient de noter que les formules données par les équations (I.41), (I.42) et (I.43) dans le chapitre I sont couramment utilisés pour obtenir des valeurs initiales de largeur de guide  $w_{\text{siw}}$ , optimisé plus tard par le simulateur CST Microwave Studio [75].

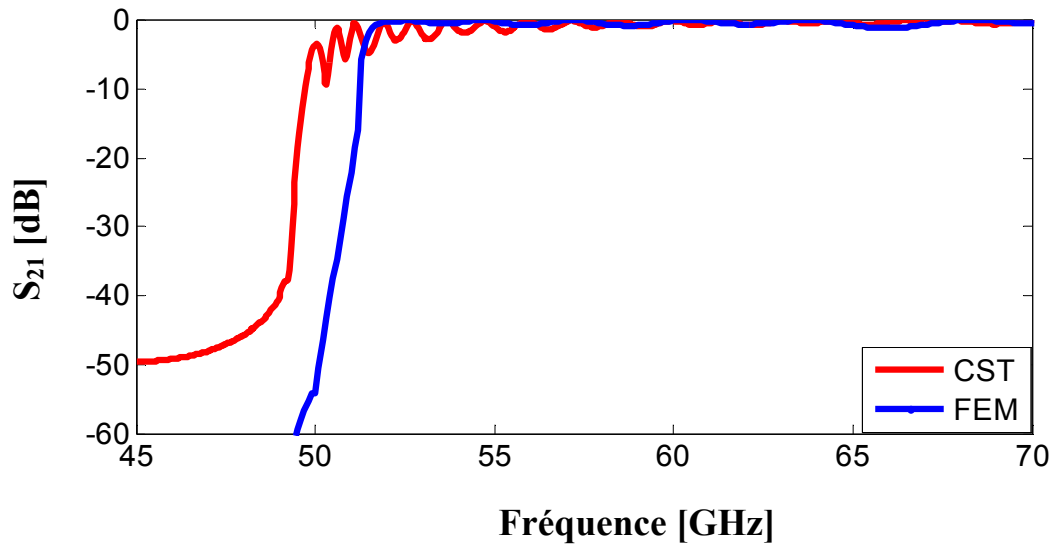


**Figure III. 4.** Vue de face de des structures les coudes en technologie SIW dans le plan H. Les paramètres sont donnés par :  $w_{siw} = 2.4 \text{ mm}$ ,  $d = 0.25 \text{ mm}$ ,  $s = 0.5 \text{ mm}$ ,  $L = 6.3 \text{ mm}$ . (a) coude à  $90^\circ$  avec une tige inductive  $m = 2.4 \text{ mm}$ , (b) maillage du coude à angle  $90^\circ$ .

La méthode des éléments finis rapide en deux dimensions (FEM-2D) est employée pour simuler les coudes en SIW et la détermination des coefficients de réflexions et de transmissions des jonctions SIW. Figures III. 5, III. 7 et III. 9 montrent respectivement une comparaison des résultats des coefficients de réflexion et de transmission entre la méthode des éléments finis rapide et logiciel CST Microwave Studio (MWS) pour la bande V dans la gamme de fréquence de 45 à 70 GHz pour le coude  $90^\circ$  avec une tige métallique inductive, dans l'intervalle de fréquence de 40 à 68 GHz pour le coude circulaire et pour le coude chanfreiné dans la bande de fréquence de 40 à 64 GHz.

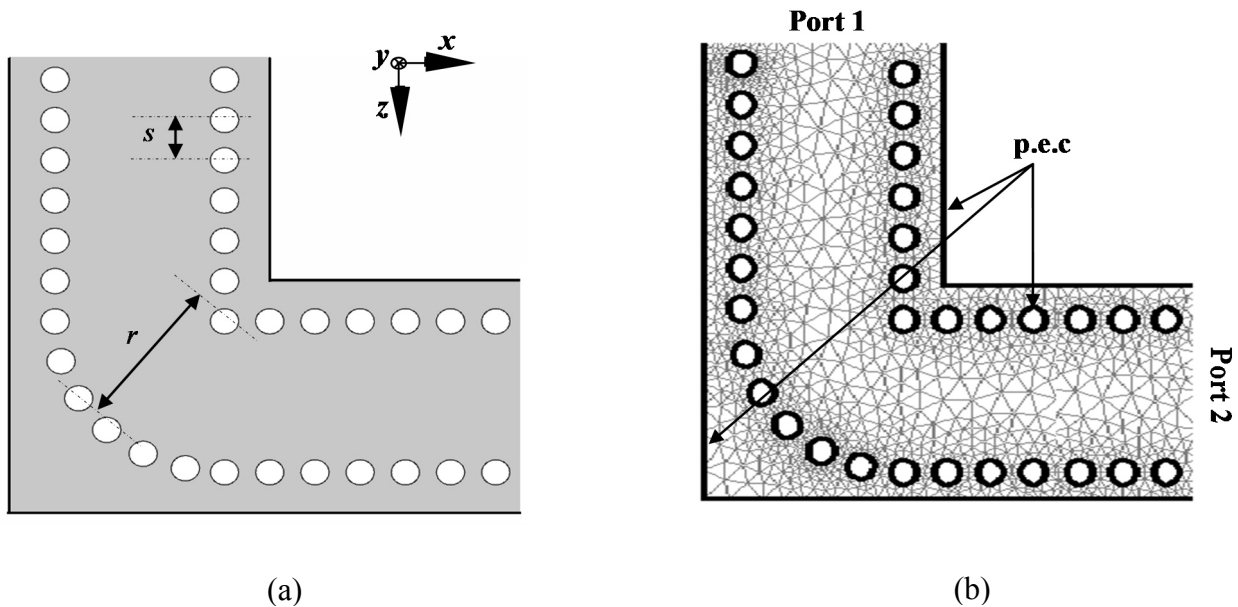


(a)



(b)

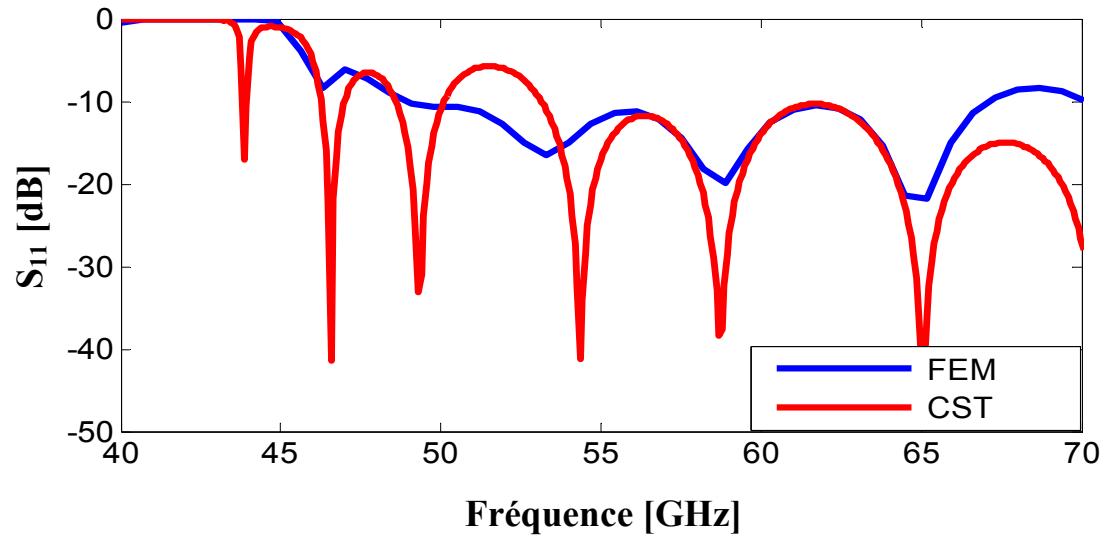
**Figure III. 5.** Les puissances réfléchies obtenus par FEM-2D et le simulateur CST du coude  $90^\circ$  avec une tige inductive métallique présenté sur la figure III. 4. (b) Coefficients de transmissions correspondants.



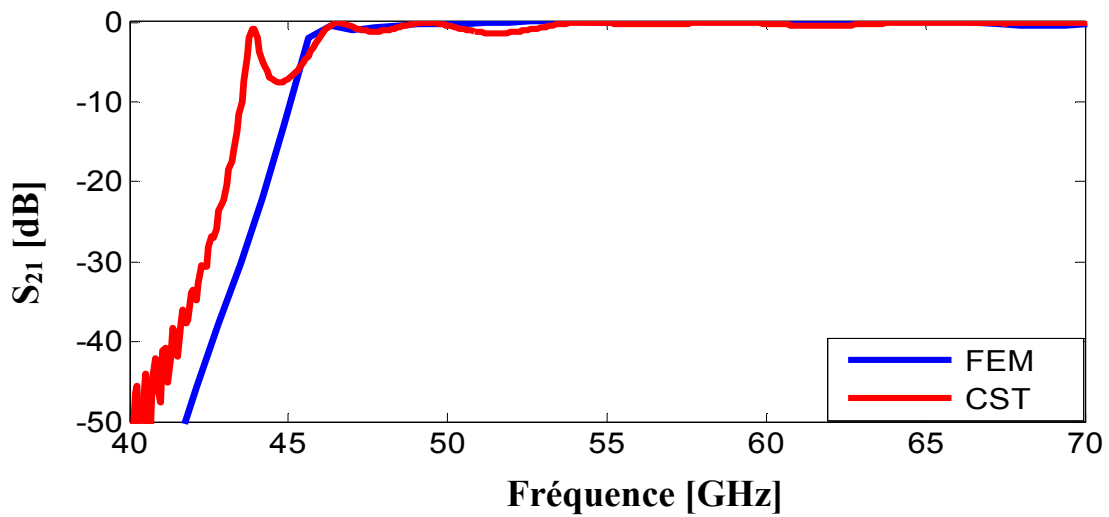
(a)

(b)

**Figure III. 6.** Vue de face des structures des coudes en technologie SIW dans le plan H. Les paramètres sont donnés par :  $w_{siw} = 2.4 \text{ mm}$ ,  $d = 0.25 \text{ mm}$ ,  $S = 0.5 \text{ mm}$ ,  $L = 6.3 \text{ mm}$ . (a) coude circulaire avec  $r = 2.3 \text{ mm}$ , (b) maillage du coude circulaire.

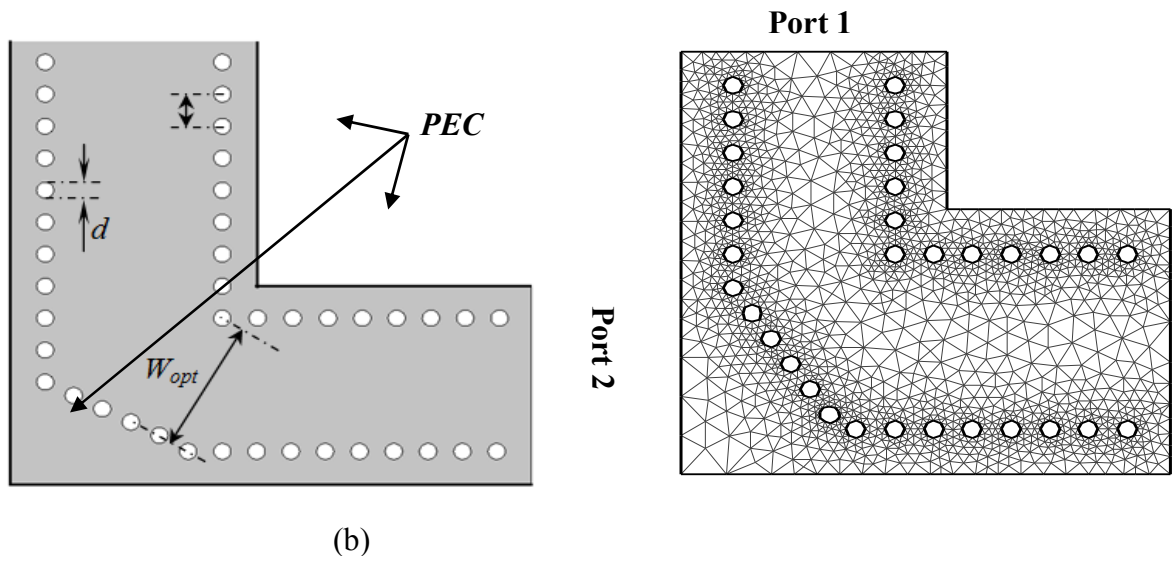


(a)

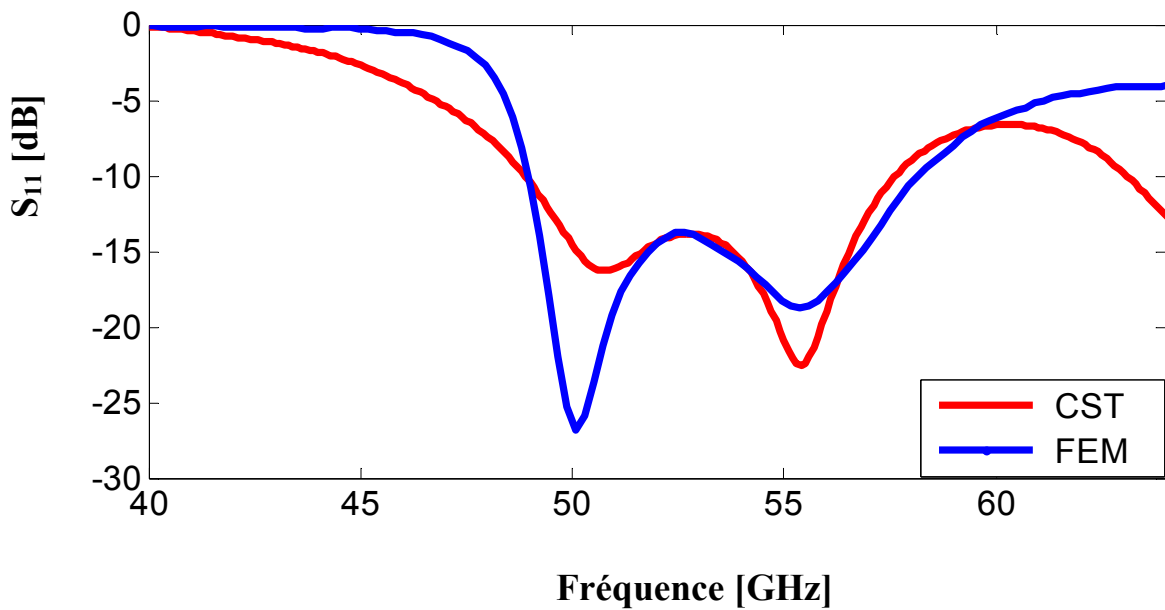


(b)

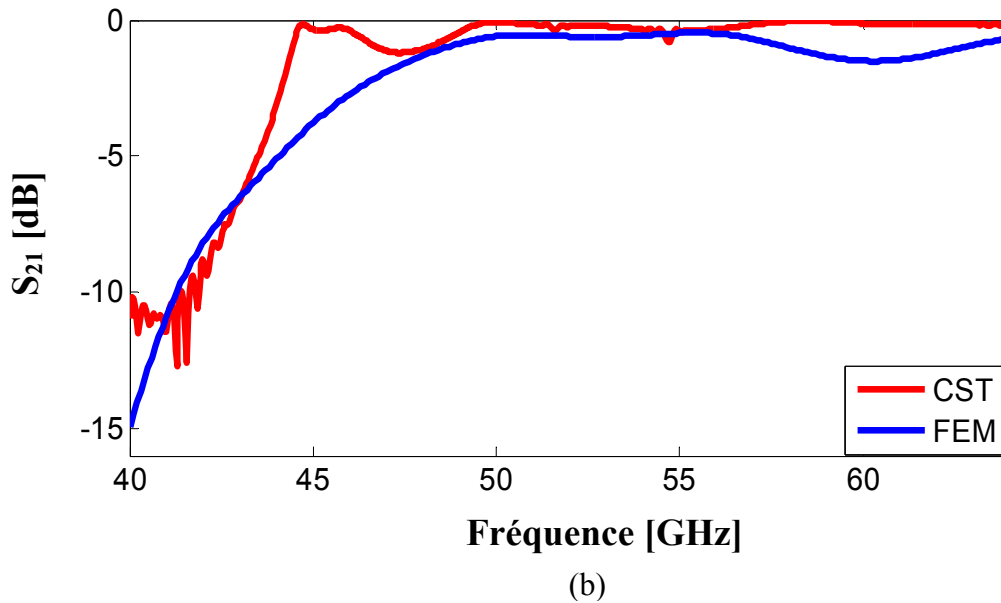
**Figure III. 7.** Les puissances réfléchies obtenues par FEM-2D et le simulateur CST du coude circulaire présenté sur la figure III. 6. (b) Coefficients de transmissions correspondants.



**Figure III. 8.** Vue de face des structures des coudes en technologie SIW dans le plan H. Les paramètres sont donnés par :  $w_{siw} = 2.4 \text{ mm}$ ,  $d = 0.25 \text{ mm}$ ,  $s = 0.5 \text{ mm}$ ,  $L = 6.3 \text{ mm}$ . (a) coude chanfreiné avec  $W_{opt} = 1.75 \text{ mm}$ , et (b) maillage du coude chanfreiné.



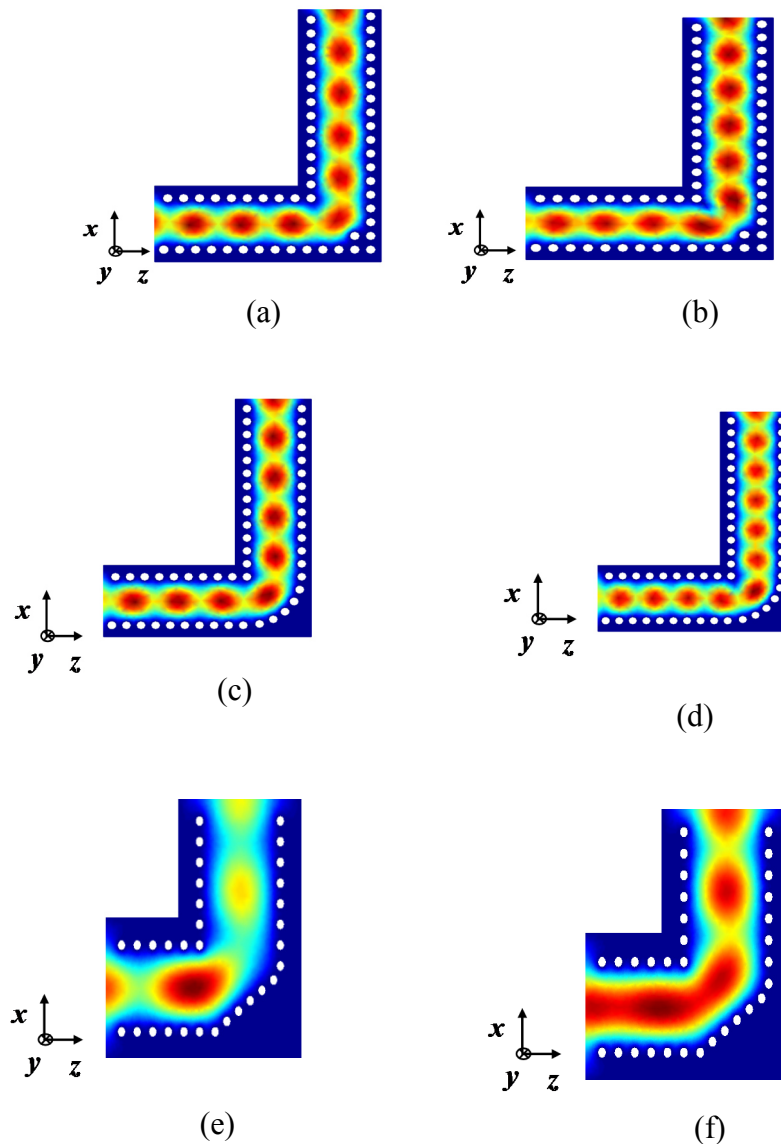
(a)



**Figure III. 9.** Les puissances réfléchies obtenus par FEM-2D et le simulateur CST du coude chanfreiné présenté sur la figure III. 8. (b) Coefficients de transmissions correspondants.

Selon les figures III. 5, III. 7 et III. 9 présentés au-dessus présentant les résultats de simulation des coudes à 90° avec une tige inductive, coude circulaire et coude chanfreiné respectivement dans la plage de fréquences de 40 à 64 GHz, il peut être observé qu'une performance très prometteuse est obtenue à partir des résultats fournis. Il y a un bon accord entre les résultats obtenus en utilisant la méthode des éléments finis deux dimensions et ceux qui sont donnés par logiciel CST Microwave Studio. Notons d'après les figures III. 5 (b), III. 7 (b) et III. 9 (b) représentant les coefficients de transmission que les deux graphiques sont presque identiques. Des différences sont observées dans les performances de puissance réfléchie comme le montre les figures III. 5 (a), III. 7 (a) et III. 9 (a). Cependant, le désagrément est léger et se réside dans le niveau de puissance réfléchie par exemple dans la figure III. 5 (a) les pics de résonance se trouvent à 59.8 GHz et 61.3 GHz avec CST et 60 GHz et 61.4 GHz avec FEM-2D avec des niveaux inférieurs à -38 dB. D'après la figure III. 7 (a), nous pouvons voir dans l'intervalle de 57 à 68 GHz que deux pics sont situés respectivement à 58.4 GHz et à 64.5 GHz avec CST et FEM, les graphes sont inférieurs à moins à -20 dB aux fréquences de résonances. Même chose dans la figure III. 9 (a), nous observons dans la bande de fréquence de 48 à 56 GHz que deux les graphes sont identiques, ils sont inférieure à -13 dB dans une large bande de fréquences.

Cette section est d'une importance pour l'analyse des structures SIW ou nous allons montrer quelques résultats numériques qui devraient être toujours soigneusement pris en considération lors de la simulation par FEM-2D. Les figures III. 10 (a), (b), (c), (d), (e) et (f) présentent la distribution du champ électrique de mode fondamentale  $TE_{10}$  pour le coude à  $90^\circ$  avec une tige inductive, coude chanfreiné et le coude circulaire. Les fréquences de calculs sont respectivement à 63.5, 64, 50 et 55.5 GHz. Les distributions des champs sont générées par la méthode des éléments finis et montrant ainsi la simulation de la propagation des ondes dans les coudes.



**Figure III. 10.** Distribution du champ électrique dans le coude de  $90^\circ$ , circulaire et le coude chanfreiné représentés respectivement des fréquences : (a) 63.5 GHz, (b) 64 GHz, (c) 63.5 GHz, (d) 64 GHz, (e) 50 GHz et (f) 55.5 GHz.

D'après la figure III.7, nous observons que le mode de propagation n'est pas affecté par l'accident posé par les coins, permettant à l'onde de suivre la direction des coudes. La forme de distribution du champ électrique de distribution pour respectivement 63.5 et 64 GHz pour le coude SIW 90° avec un via inductive métallique le coude SIW circulaire et coude chanfreiné comme montré dans la figure III. 10 montrent clairement le phénomène guidage du mode fondamental dans les coudes et que le champ atteint la fin des coudes. Notons également que les simulations ont été réalisées en utilisant un processeur Intel (R) Core (TM) i5 CPU M 520 @ 2.40GHz (4 processeurs), avec 4 Go de mémoire RAM sur le même ordinateur.

### **III. 2. 3. Diviseurs de puissance en technologie SIW**

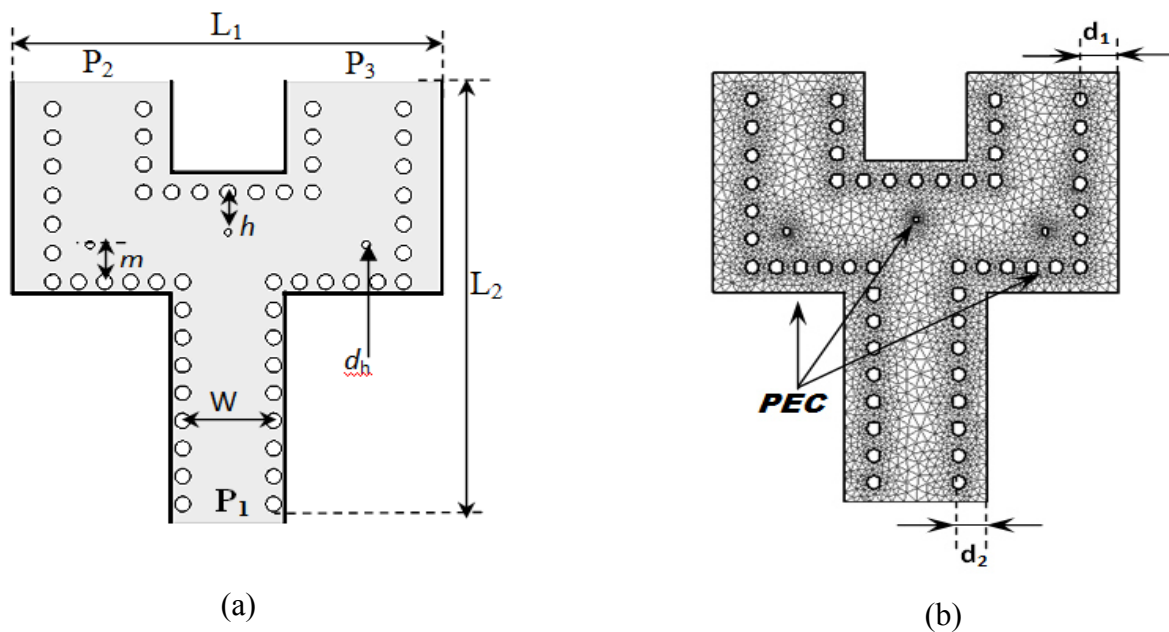
#### **III. 2. 3. 1. Diviseurs de puissance en T et Y 1×2 avec deux coudes de 90°**

Dans cette section, nous allons focaliser notre effort sur l'analyse d'un diviseur de puissance 1x2 en forme de T avec deux coudes de 90° comme montré sur la figure III. 11 (a). Il est important de signaler que ce diviseur a été en premier lieu optimisé par le simulateur CST afin d'avoir un fonctionnement optimal dans la bande des fréquences de 50 à 75 GHz, il s'agit de la bande V. Les caractéristiques physique du diviseur à cibler par cette analyse et les mêmes que celles utilisées dans les sections précédentes, il s'agit des Arlon Cu 233Lx avec une constante diélectrique  $\epsilon_r = 2.2$  une tangente de pertes autour de 0.00013 et une hauteur de 0.508 mm avec une épaisseur de métallisation de 0.05 mm. Il est à noter que le signal micro-ondes est injecteur dans le port (1) et récupérer dans les deux pertes (2) et (3). Seule le mode fondamental est excité dans ce cas.

La largeur du diviseur  $W_{siw}$  a été calculée afin d'assurer la propagation du champ en mode fondamental.

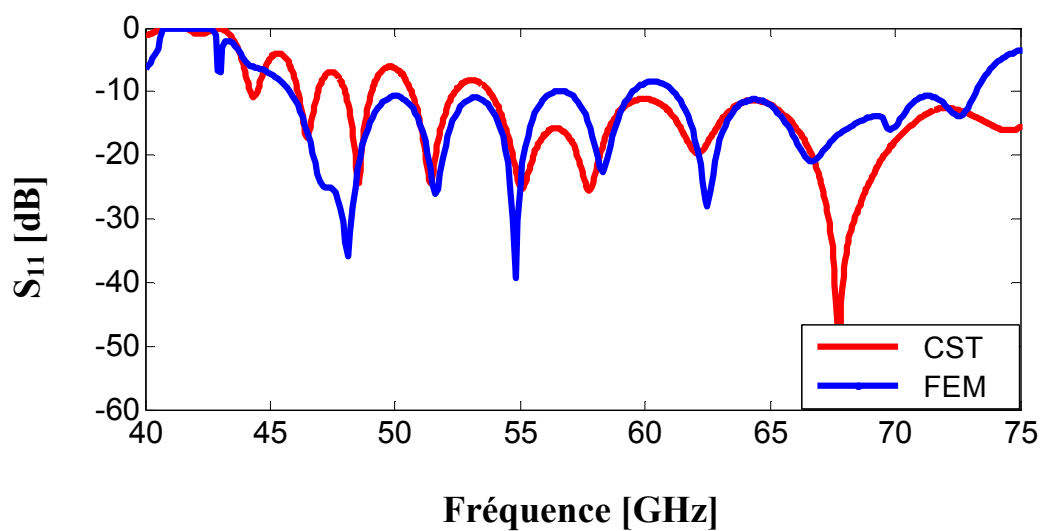
Le maillage illustré sur la figure III. 11 (b) a été généré par la procédure de Delaunay programmé sous Matlab. Des murs de type PEC (Perfect Electric Conductor) ont été utilisés afin de délimiter le domaine de calcul.



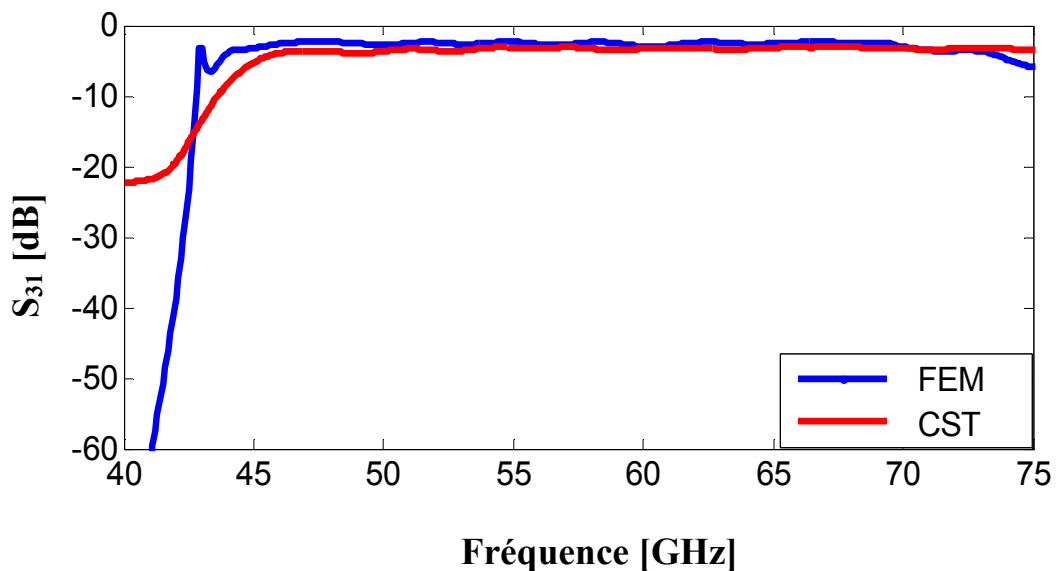
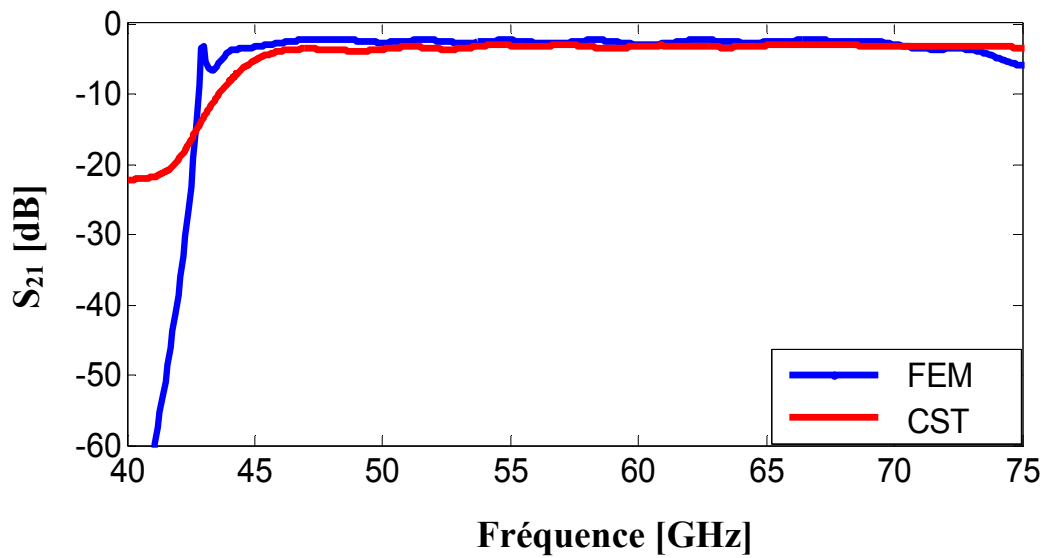


**Figure III. 11.** (a) la structure de jonction T de diviseur de puissance optimisé avec via inductif. (b) Le maillage est généré selon la procédure de Delaunay sous Matlab. Les paramètres sont définis comme:  $w = 2.60 \text{ mm}$ ,  $D = 0.40 \text{ mm}$ ,  $p = 0.70 \text{ mm}$ ,  $1.60 \text{ mm} = m$ ,  $h = 1.30 \text{ mm}$ ,  $d_h = 0.20 \text{ mm}$ ,  $d_1 = 0.70 \text{ mm}$ ,  $d_2 = 0.70 \text{ mm}$ ,  $L_1 = 10.35 \text{ mm}$  et  $L_2 = 9.50 \text{ mm}$ .

Sur les figures III.9 (a), (b) et (c) nous présentons respectivement les puissances réfléchies, et coefficients de transmission dans les ports (2) et (3) obtenus par FEM-2D et CST dans la plage de fréquence entre 40 et 75 GHz.



(a)

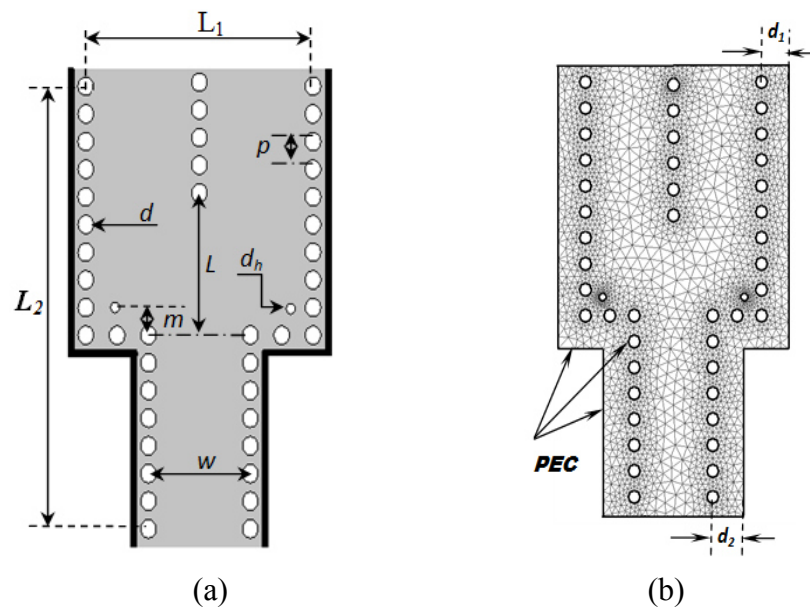


**Figure III. 12.** Comparaison des résultats de simulation obtenus par la méthode des éléments finis et ceux fournis par le logiciel CST Microwave Studio pour de diviseur de puissance en T présenté sur la figure III. 11. (a) les puissances réfléchies  $S_{11}$ , (b) coefficients de transmission  $S_{21}$ , (c) coefficient de transmission  $S_{31}$ .

Les valeurs optimisées de diamètre du via  $d_h$  est de  $0.2 \text{ mm}$  et son emplacement  $h = 1.2 \text{ mm}$ . Le rapport de la puissance de réfléchié et celle incidente sur le port 1 est mis en examen dans le Figure III. 12 (a). Une réflexion minimale est obtenue pour les valeurs  $h$  et  $d_1$ . Cette comparaison entre le CST et les résultats obtenus par la méthode des éléments finis pour la

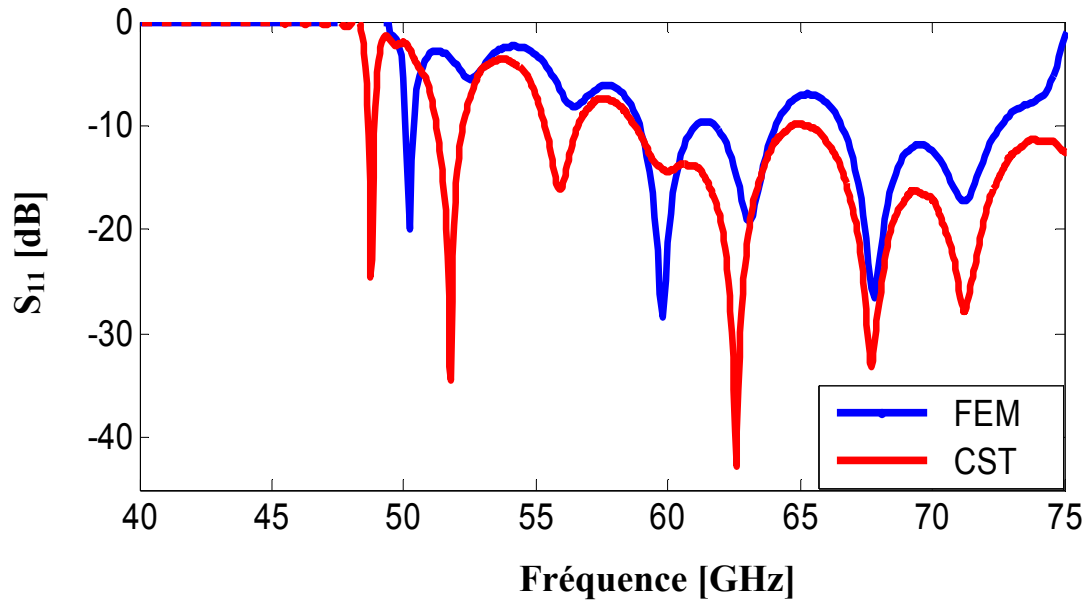
puissance réfléchiée et les pertes d'insertion entre le port 2 et 3 sont indiqués respectivement pour sont indiqués sur la Figure III. 12 (b) et (c). Comme le montre la Figure III. 12 (a), un excellent accord est observé entre les résultats des simulations fournies par la méthode FEM et ceux du logiciel CST Microwave Studio sauf pour certains gammes de fréquences. On remarque sur la Figure III. 12 (b) et (c) que la fréquence de coupure est correctement prédite par les deux méthodes. Aucune transmission n'est possible pour les fréquences inférieures de cette fréquence de coupure qui est d'environ 42.5 GHz.

Le diviseur de puissance en Y avec ses paramètres géométriques est représenté sur la Figure III. 13. Le diviseur de puissance conçu a la même largeur pour les deux entrées et de sortie, qui sont conçus pour supporter le mode fondamental  $TE_{10}$ , dans toute la gamme de fréquences de fonctionnement avec une largeur  $W$ . La puissance d'entrée doit être aussi divisée en sortie en par les tiges métalliques qui sont placés au milieu. En optimisant la position  $L$ , de bonnes performances pour le diviseur de puissance en Y à deux voies peuvent être obtenus. Au port d'entrée, la longueur  $L$  affecte considérablement la bande de fréquences et la largeur de la puissance réfléchiée. L'objectif initial de cette structure était d'obtenir le minimum de réflexion pour les fréquences qui sont supérieurs à la fréquence de coupure  $f_c = 50$  GHz. Après l'optimisation à l'aide du logiciel CST, la structure conçue est indiquée sur la Figure III. 13 pour une longueur optimale  $L = 2.70$  mm.

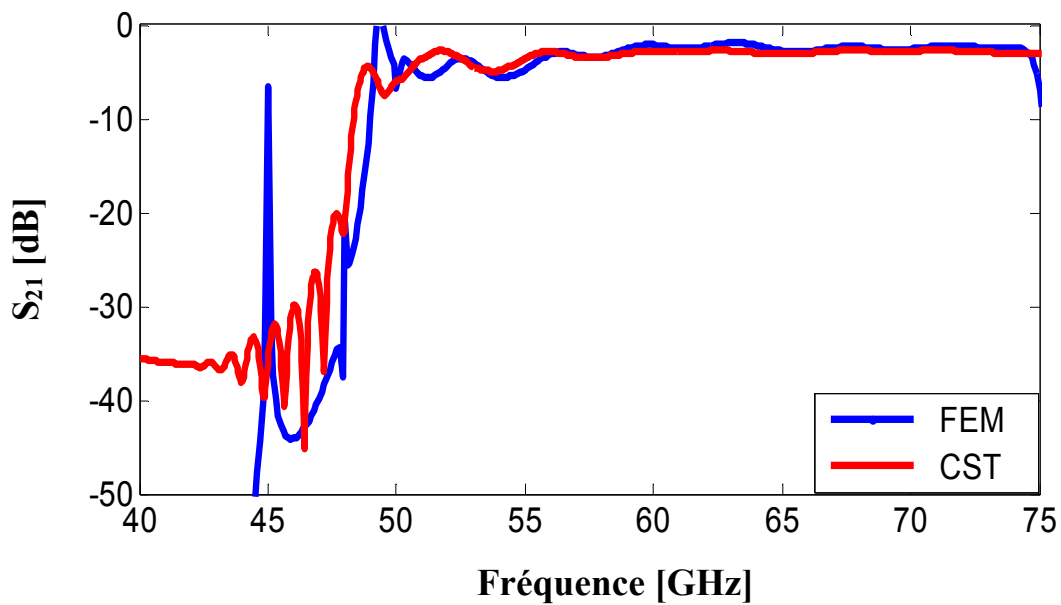


**Figure III. 13.** Diviseur de puissance en Y,  $w = 2.5$  mm,  $d = 0.40$  mm,  $p = 0.70$  mm,  $d_h = 0.20$  mm,  $0.50$  mm,  $m = L = 2.70$  mm,  $0.70$  mm =  $d_1$ ,  $d_2 = 0.70$  mm,  $L_1 = 11.06$  mm,  $L_2 = 5.30$  mm,

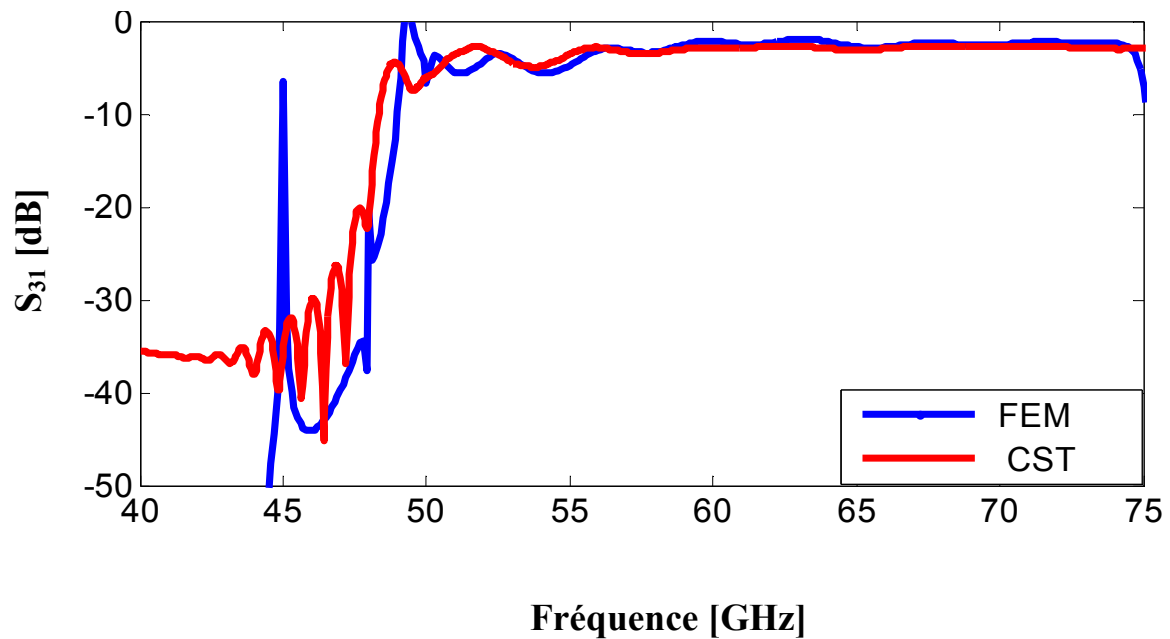
La figure III. 14 représente les résultats des simulations des puissances réfléchies et les coefficients de transmission obtenus par le logiciel CST Microwave Studio et la méthode des éléments finis.



(a)



(b)

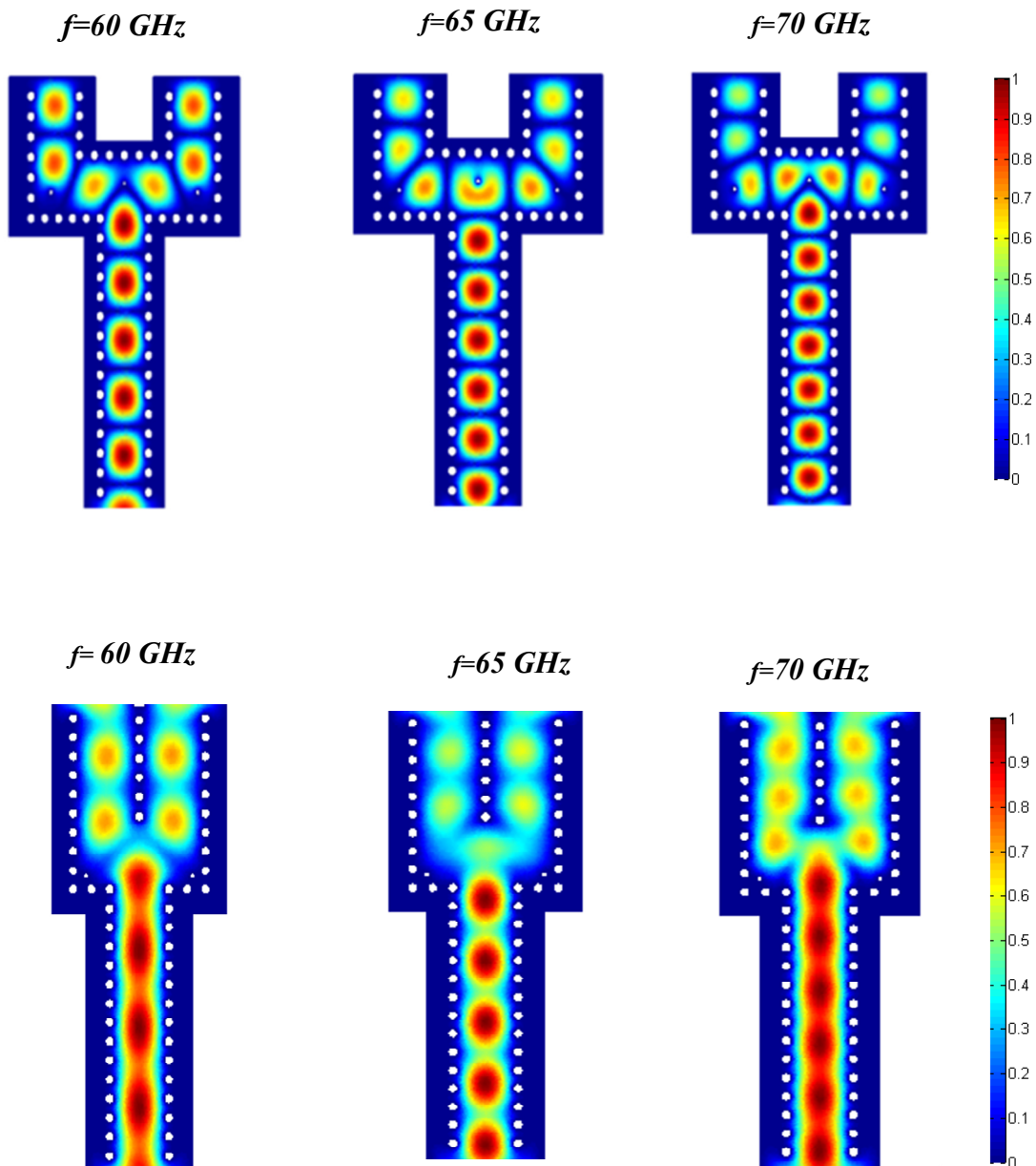


(c)

**Figure III. 14.** Comparaison entre les résultats obtenus par la méthode des éléments finis et ceux de logiciel CST Microwave Studio pour les diviseurs de puissance en Y. (a) la puissance réfléchie. (b) coefficients transmission  $S_{21}$ . (c) coefficients de transmissions  $S_{31}$ .

Comme indiqué dans la figure III. 14, il y a une bonne cohérence entre la FEM-2D et les résultats simulés avec CST. Les puissances réfléchies simulées sont inférieure à -10 dB pour les fréquences supérieures à 50 GHz, la transmission correspondante est presque identique entre le FEM et CST avec un petit changement très minime dans les fréquences de coupure comme présenté sur la figure III. 14 (a) et (b).

La distribution du champ électrique est présentée sur la figure III. 15 respectivement 60 GHz, 65 GHz et 70 GHz. Il est observé que la distribution électrique de champ selon le mode fondamental  $TE_{10}$  est bien contenue dans le guide d'ondes et une répartition efficace du champ électrique est observée.



**Figure III. 15.** La répartition des champs électriques dans la jonction T et Y.

### III. 2. 3. 2. Diviseurs de puissance en T avec coudes droits

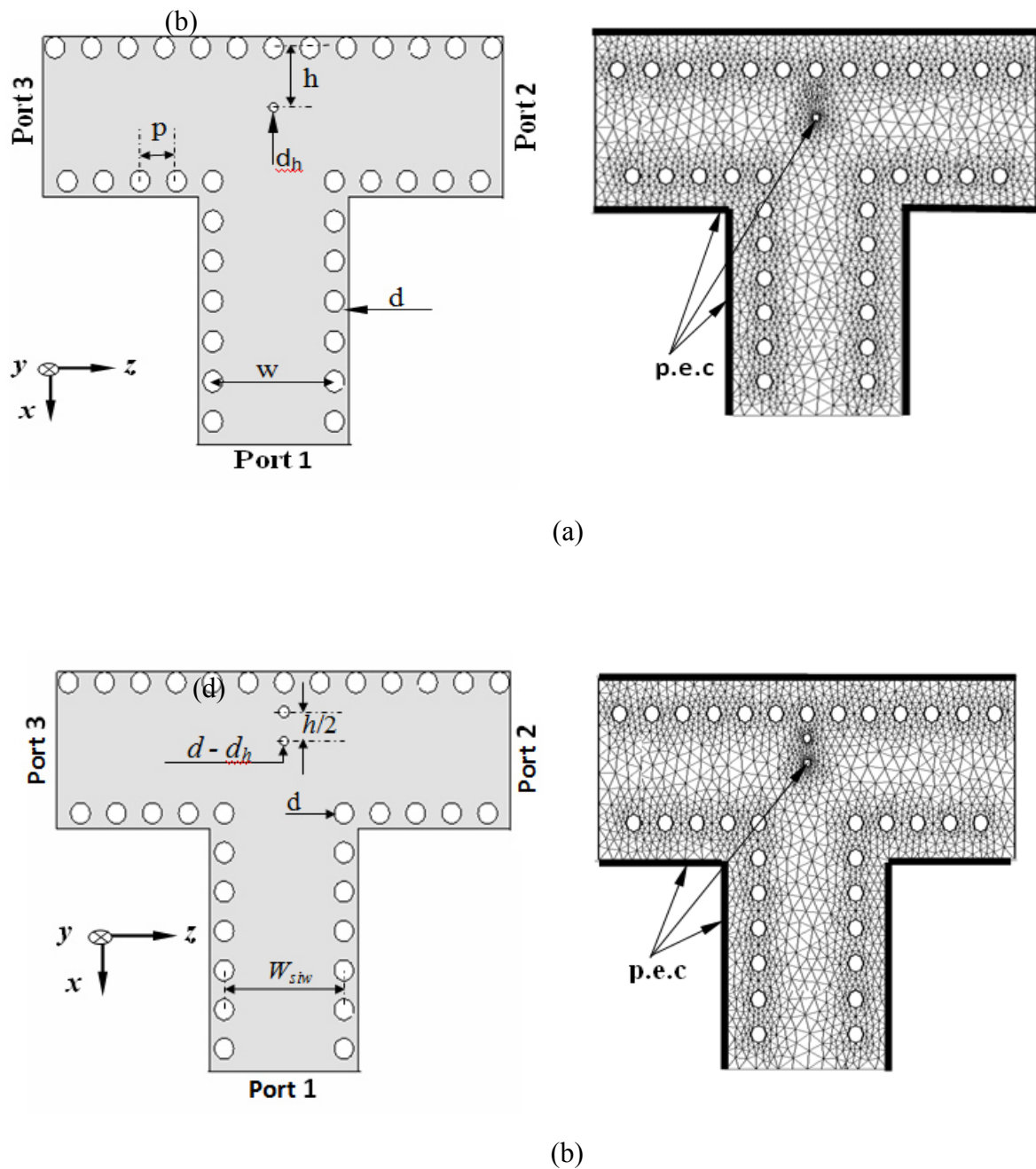
Pour valider l'approche de méthode numérique, nous présentons dans cette section les résultats de la simulation d'une discontinuité de plan H d'une jonction SIW des diviseurs de puissance fonctionnent en T pour les applications millimétriques dans la gamme de fréquences 40-75 GHz. Il s'agit d'une autre configuration des diviseurs.

Les structures SIW sont excitées selon le mode fondamental  $TE_{10}$ . Pour la mise en œuvre, le substrat Arlon Cu 217LX faible perte a été utilisé. Ce dernier est caractérisé un substrat diélectrique de  $\epsilon_r = 2.2$  et  $\tan\delta = 0.0009$ , et une épaisseur de substrat d'environ  $0.508 \text{ mm}$ . Il est à noter que les simulations ont été réalisées en utilisant un Apple CPU i7 M 620, avec 8 Go de mémoire RAM sur le même ordinateur.

La figure III. 16 (a) et (b) montrent le maillage tétraédrique obtenu après application de l'algorithme de Delaunay, les raffinements de Delaunay sont efficaces par rapport à d'autres procédures [76]. Les algorithmes de raffinement de Delaunay fonctionnent en maintenant une contrainte Delaunay ou triangulation de Delaunay, qui est raffinée en insérant des sommets placés avec soin jusqu'à ce que le maillage réponde aux contraintes sur la qualité de triangle et de la taille. Nous allons présenter dans cette section dans une vue de face, un diviseur  $1 \times 2$  en T en plan H avec la présence respectivement d'une et deux vias inductifs et le maillage tétraédrique après l'application de l'algorithme de Delaunay sur la figure III. 16 en coordonnées cartésiennes  $Oxyz$ . Ces guides fonctionnent dans la bande V dans la gamme des fréquences entre 40 et 65 GHz.

Notons que ces conditions aux limites de type conducteur électrique parfait appropriées ont été utilisées autour de la structure et un traitement particulier a été réalisé dans l'interaction du champ électrique incident sur la structure SIW. Notons que le diamètre des vias métalliques  $d_h$  et la position correspondant inductive  $h$  ont été optimisés et placés afin de parvenir à une puissance réfléchie satisfaisante dans la gamme des fréquences entre 40 et 65 GHz.

La largeur du diviseur  $W$  est de  $2.6 \text{ mm}$ . Cette valeur est trouvée en fonctionnant de la fréquence de coupure du guide d'ondes équivalent.

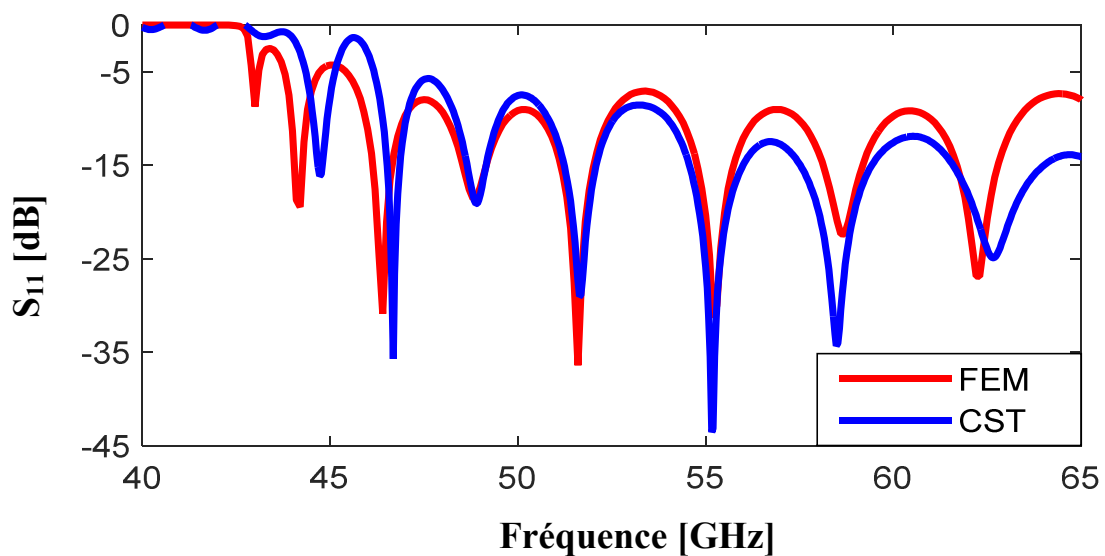


**Figure III. 16.** Vue de face des diviseurs en technologie SIW avec plusieurs vias métalliques. Les paramètres du diviseur sont donnés par  $d = 0.38 \text{ mm}$ ,  $p = 0.76 \text{ mm}$ . (a) diviseur avec un seul via  $d_h = 0.18 \text{ mm}$ . (b) maillage généré correspondant. (c) diviseur avec deux vias  $d_h = 0.18 \text{ mm}$ . (d) maillage généré correspondant. Les dimensions sont données par:  $m = L = 1.70 \text{ mm}$ ,  $d_1 = 0.70 \text{ mm}$ ,  $d_2 = 0.70 \text{ mm}$ ,  $11.06 \text{ mm}$ ,  $L_1 = L_2 = 5.30 \text{ mm}$  [77].

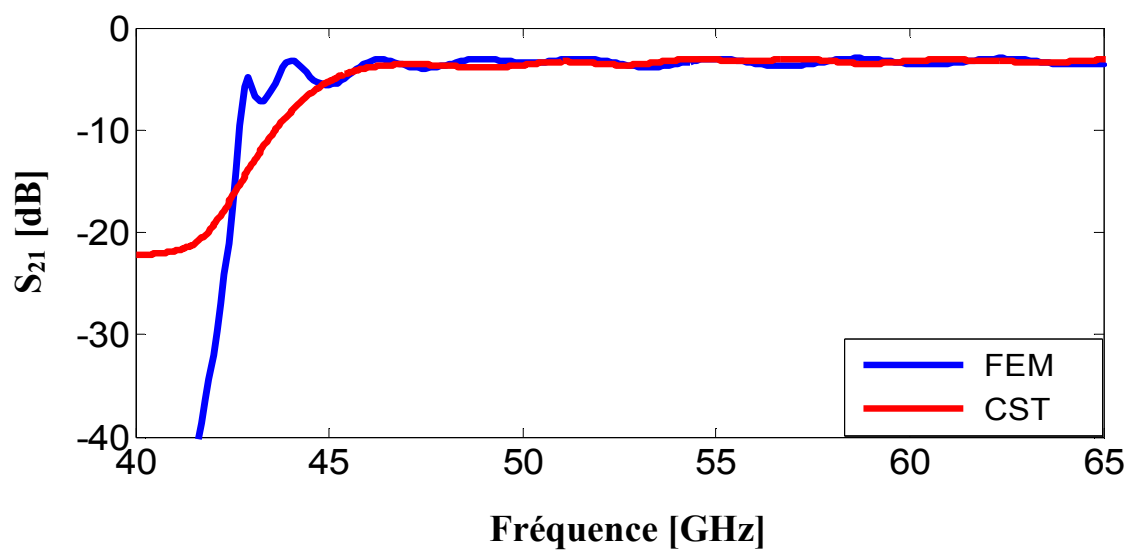


La méthode des éléments finis 2D-FEM développée sous environnement Matlab permis de caractériser et analyser les diviseurs optimaux des diviseurs opérants en bande V. Cette méthode nous permet de déterminer la puissance réfléchie et les coefficients de transmission à tous les accès de la jonction. Afin de valider ces structures, une comparaison est faite entre la méthode des éléments finis 2D et le logiciel CST Microwave Studio®.

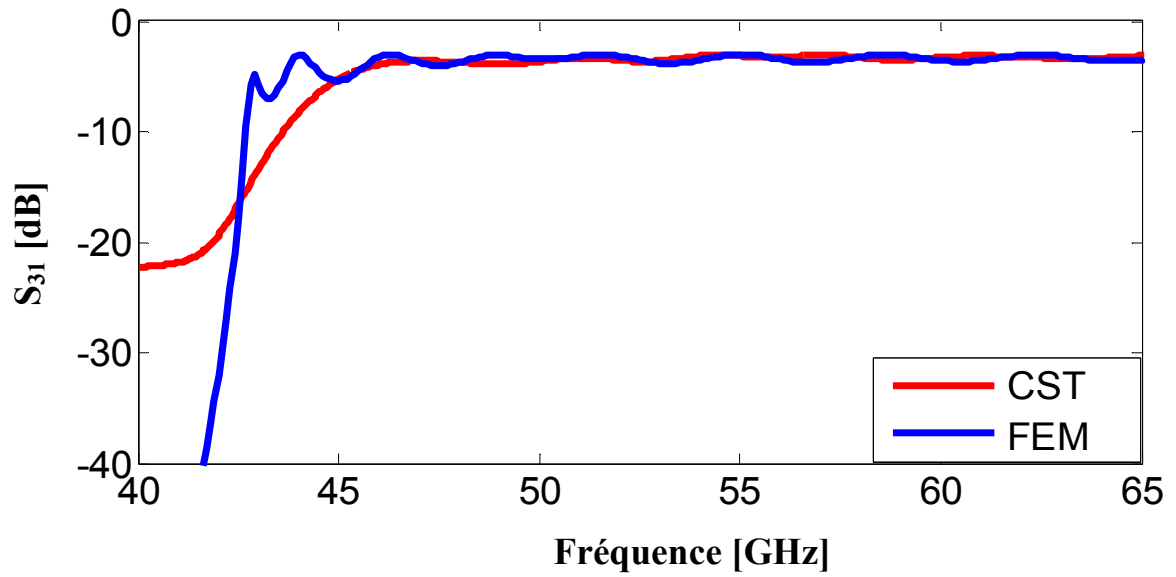
Nous présentons respectivement sur les figures III. 17 et III. 18 respectivement les résultats de simulation issus de 2D-FEM et CST Microwave Studio des diviseurs avec un seul via et deux vias inductifs métalliques et ceci dans la gamme de fréquence entre 40 et 65 GHz.



(a)

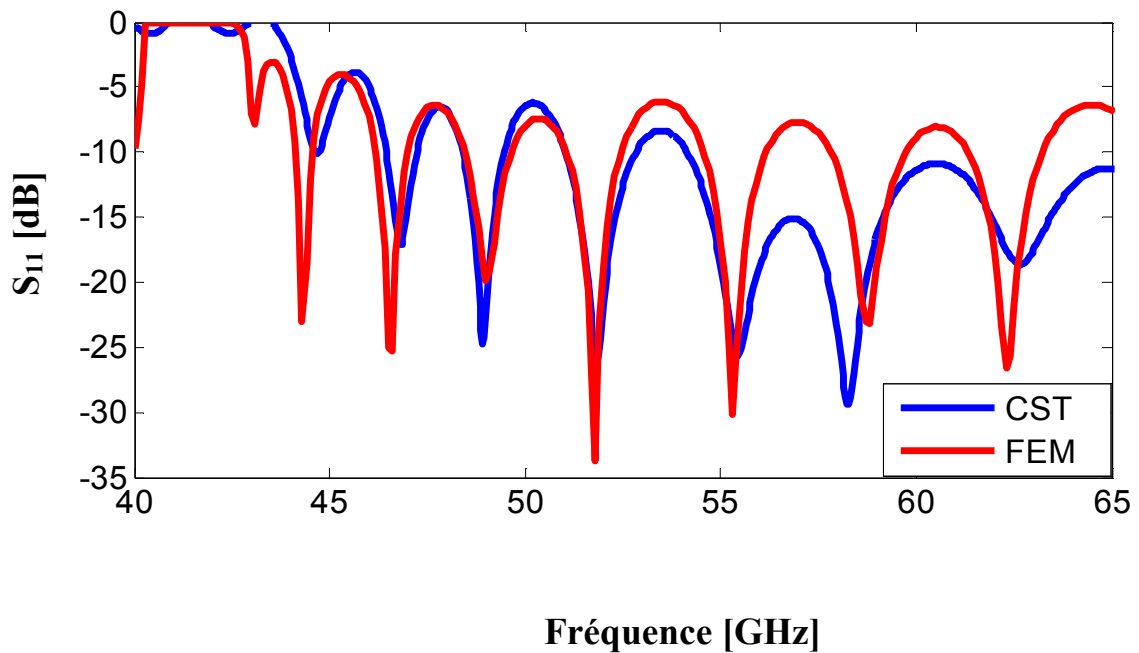


(b)

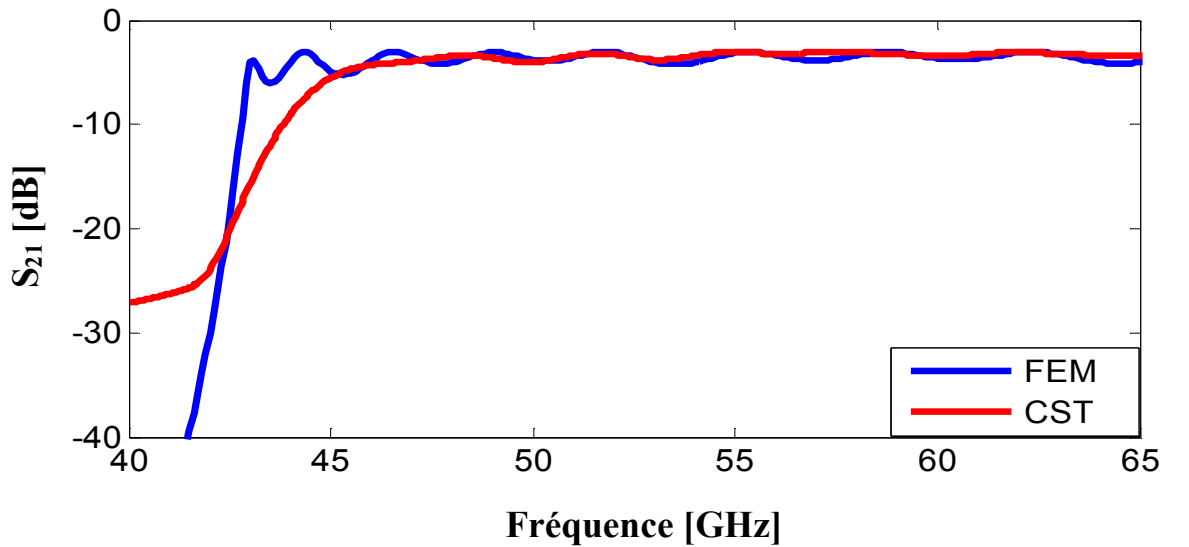


(c)

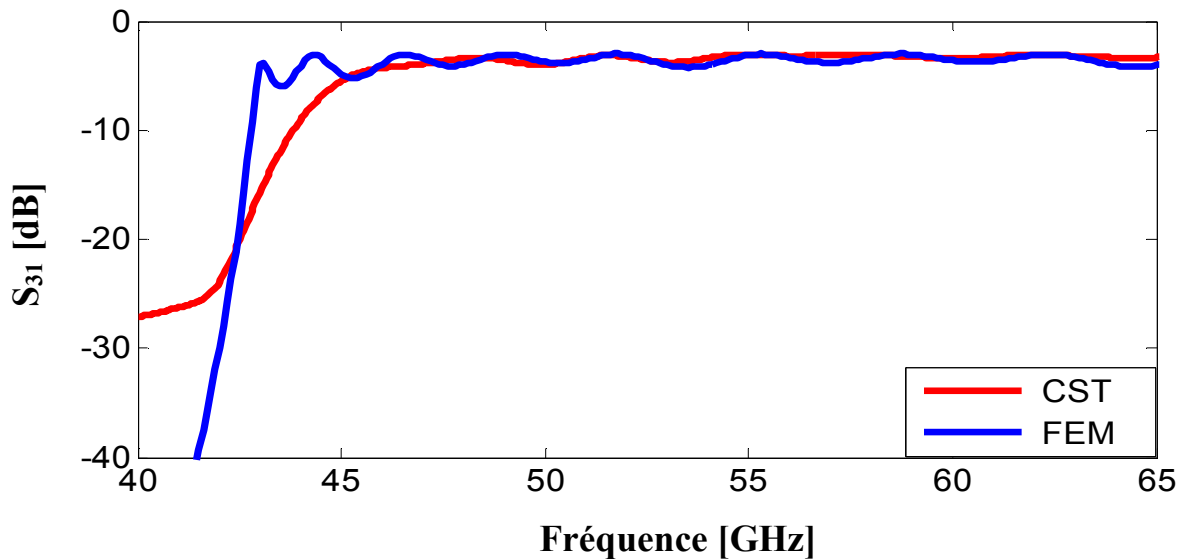
**Figure III. 17.** Résultats de simulation du diviseur avec un via inductif présenté sur la figure III.16 (a) obtenus par 2D-FEM et CST Microwave studio. (a) puissance réfléchie. (b) coefficients de transmission en  $S_{21}$  (c) coefficients de transmission  $S_{31}$ .



(a)



(b)



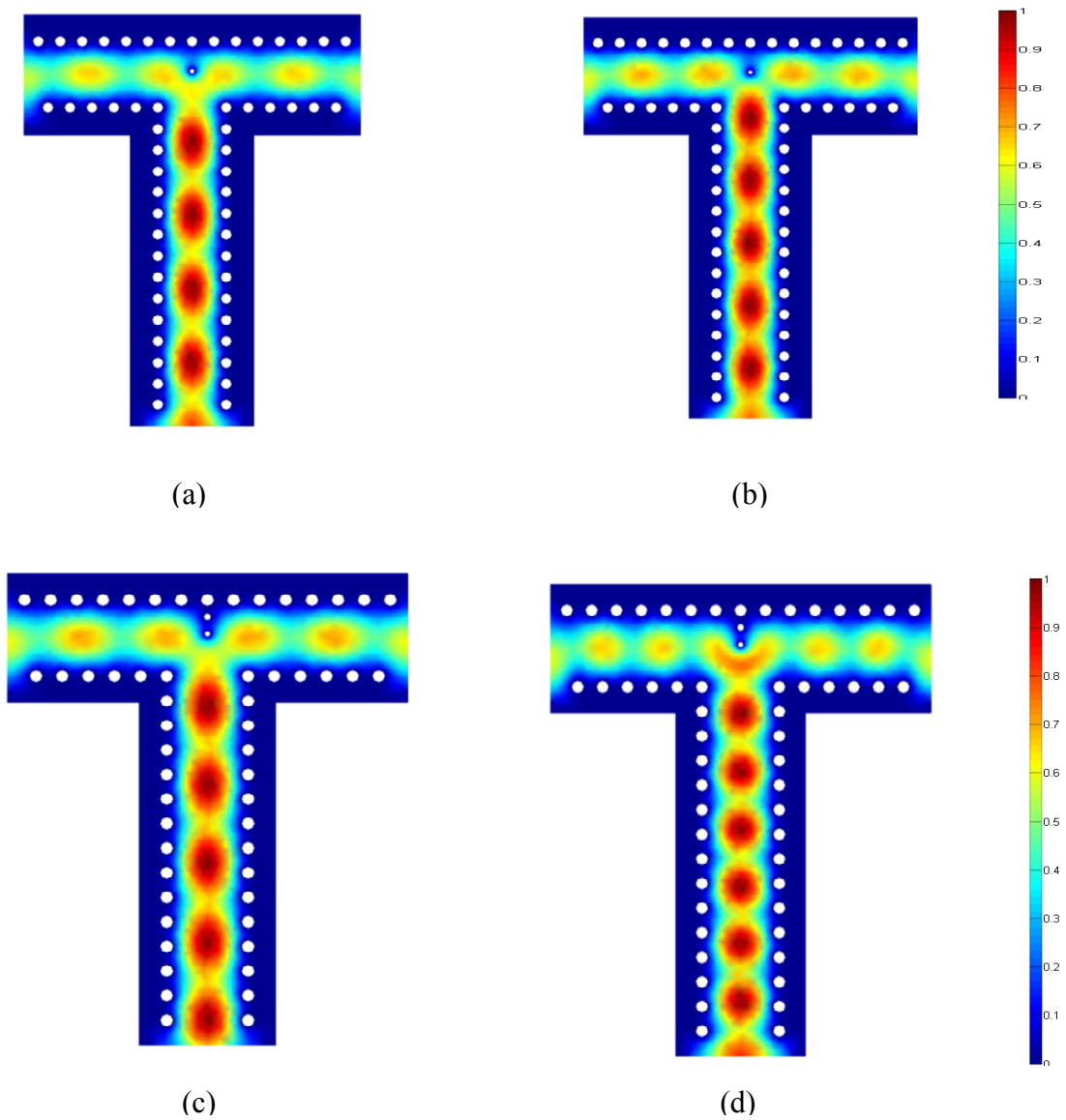
(c)

**Figure III. 18.** Résultats de simulation du diviseur avec deux vias inductifs présenté sur la figure III. 16 (c) obtenus par 2D-FEM et CST Microwave Studio. (a) puissances réfléchies. (b) coefficients de transmission  $S_{21}$ . (c) Coefficients de transmission  $S_{31}$ .

D'après la figure III. 17 et III.18 représentant les résultats du 2D-FEM par rapport à ceux obtenus par le simulateur CST Microwave Studio qu'un excellent accord est observé. En outre, pour les coefficients de réflexion, plusieurs pics inférieure à -20 dB sont enregistré dans la gamme de fonctionnement de diviser entre 42.5 et 65 GHz. De plus, la comparaison faire entre la

méthode FEM-2D et CST du coefficient de transmission indique que les deux courbes sont identiques, ceci démontre l'efficacité de la méthode des éléments finis 2D-FEM pour la conception de telles structures.

Nous schématisons sur la figure III. 19 la répartition du champ électrique selon le mode  $TE_{10}$  à l'intérieur de la jonction obtenue par la méthode des éléments finis bidimensionnel des diviseurs présenté sur la figure III.16.

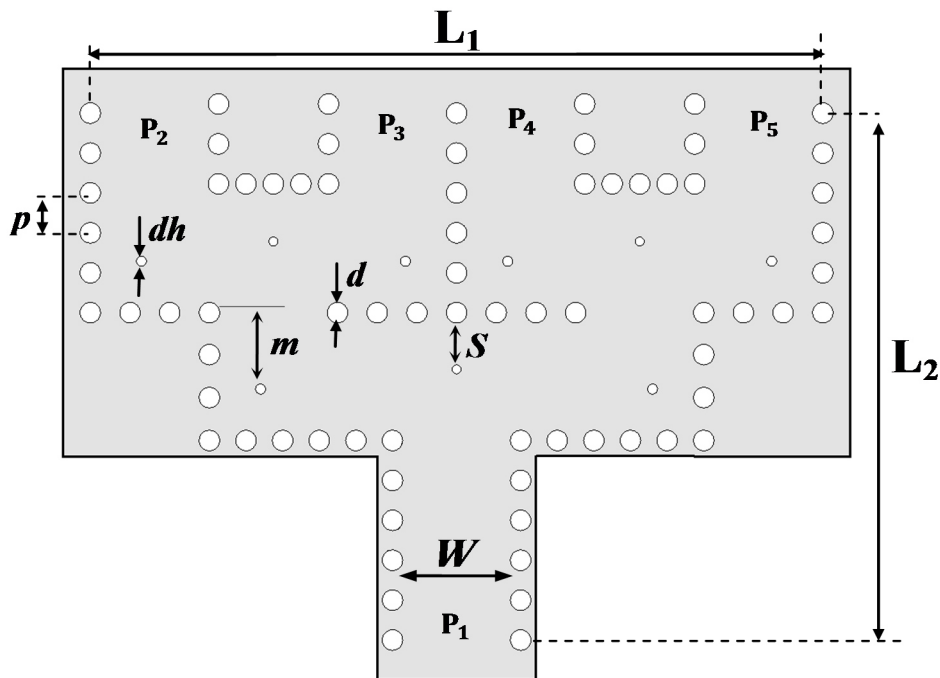


**Figure III. 19.** La répartition du champ électrique dans les diviseurs de puissance de SIW obtenus avec la méthode des éléments finis. Les champs sont simulés respectivement aux fréquences: (a) 52.2 GHz, (b) 57 GHz, (c) 58 GHz, (d) 58.5 GHz.

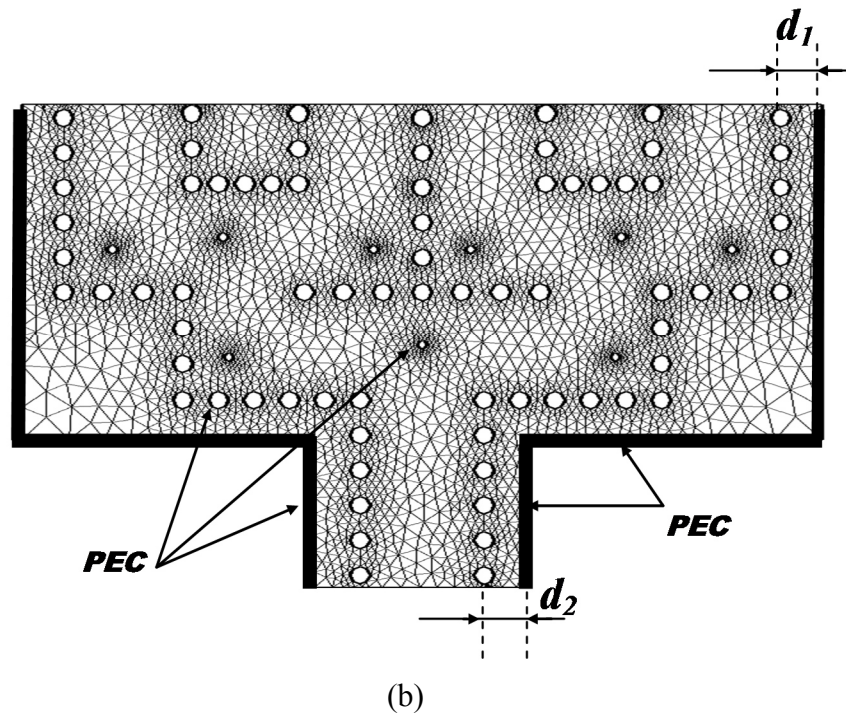
D'après la répartition du champ présenté sur la figure III. 19, nous observons que le champ est bien confiné dans les diviseurs. Les vias métallique permis une répartition équilibrable du champ.

### III. 2. 3. 3. Diviseurs de puissance en T 1×4 et 1×8

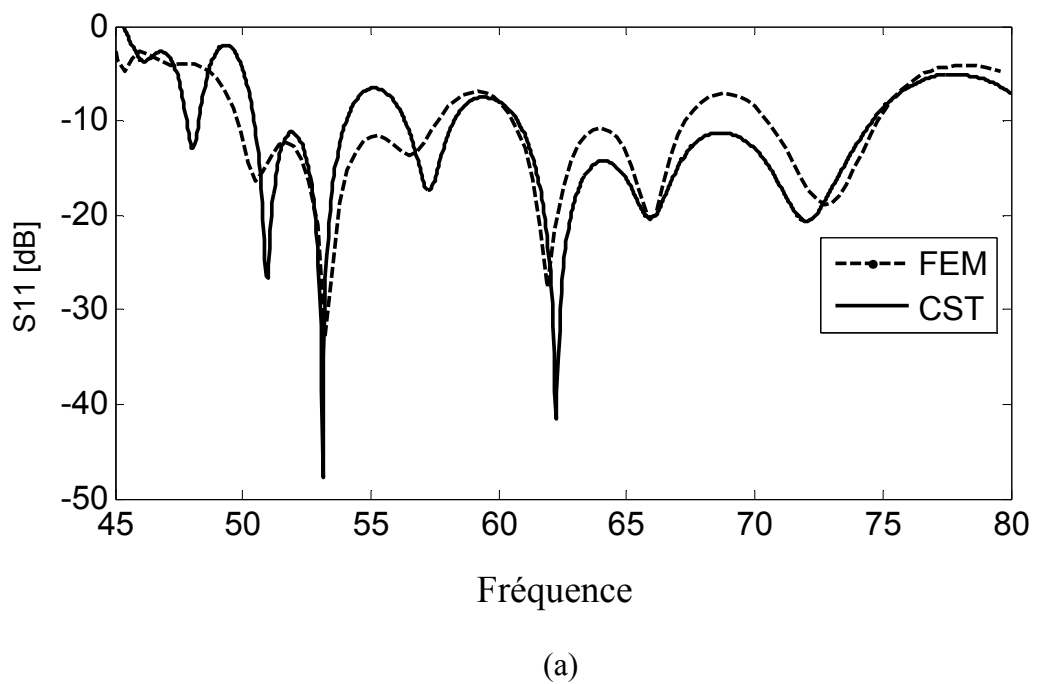
Nous présentons dans cette section les résultats de la simulation d'une discontinuité 1×4 et 1×8 les diviseurs de puissance SIW en plan H dédié aux applications dans la bande V dans d'intervalle [45-80 GHz]. Les structures SIW proposées sont conçues pour supporter le mode fondamental  $TE_{10}$  dans la gamme de fréquences de fonctionnement. Les diviseurs de puissance SIW sont conçus sur le substrat Arlon Cu 217LX faibles pertes avec diélectrique de  $\epsilon_r = 2.2$  et  $\tan\delta = 0.0009$ . L'épaisseur du substrat est égale à  $0.508\text{ mm}$ . Nous présentons dans la figure III. 20 le diviseur de puissance 1×4 optimisé ainsi que le maillage généré selon la procédure de Delaunay. Afin d'analyser de façon efficace les performances du diviseur 1×4 en terme de réflexion et de transmission, nous schématisons sur la figure III. 21 respectivement une comparaison entre la méthode des éléments finis 2D et le simulateur CST Microwave Studio des puissances réfléchies et les coefficients de transmission.

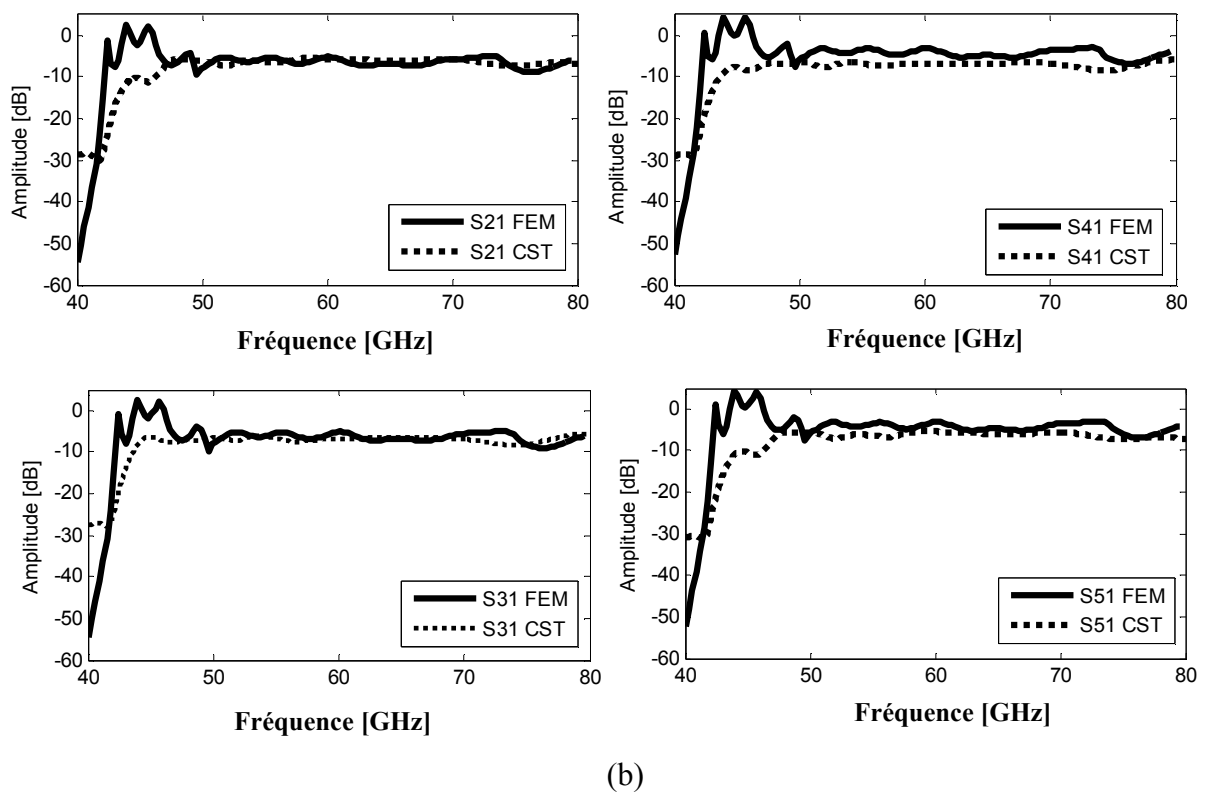


(a)



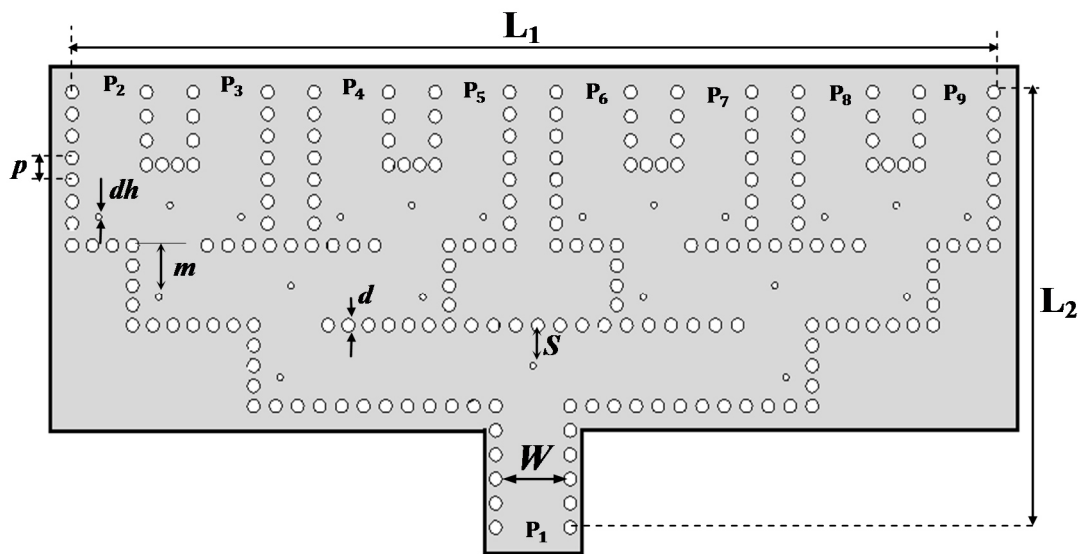
**Figure III. 20.** Vue dans le plan H d'une structure de diviseur de puissance SIW 1x4. Les paramètres sont définis comme suit:  $w = 2.65$  mm,  $d = 0.4$  mm,  $p = 0.7$  mm,  $m = 1.6$  mm,  $S = 1.3$  mm,  $d_h = 0.2$  mm.  $d_1 = d_2 = 0.75$  mm,  $L_1 = 15.9$  mm,  $L_2 = 9.65$  mm. (b) diviseur de puissance SIW  $1 \times 4$  avec maillage selon la procédure.



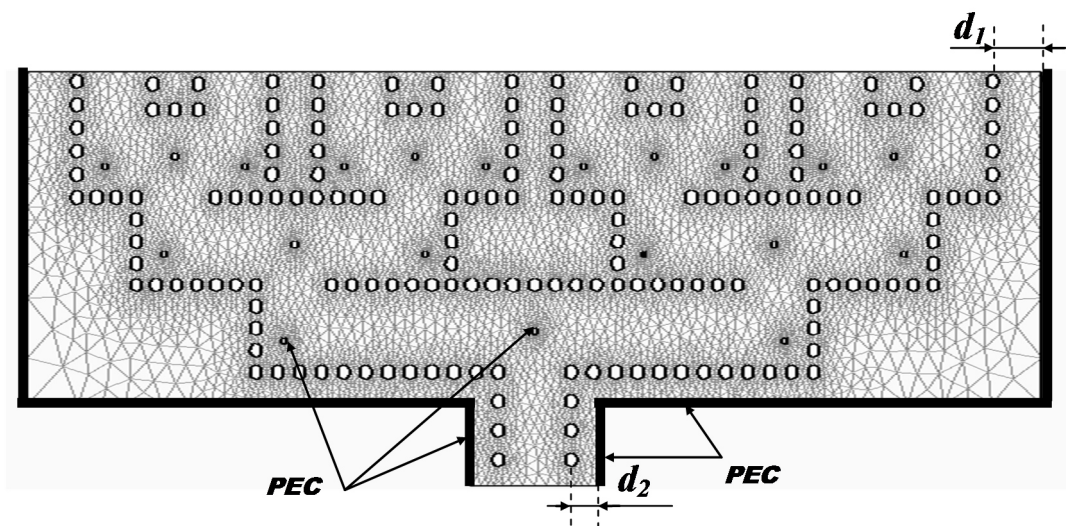


**Figure III. 21.** Comparaison entre les résultats de simulation obtenus par la méthode des éléments finis et CST studio Microwave studio pour le diviseur de puissance SIW  $1 \times 4$  présenté dans la figure III. 20. (a) Les résultats des coefficients de réflexion. (b) Les résultats coefficients de transmission [72].

Notons à partir des figures III. 21 (a) et (b) représentant une comparaison entre FEM-2D et CST. Microwave studio respectivement, la puissance réfléchie d'entrée et le coefficient de transmission du diviseur de puissance SIW  $1 \times 4$  un excellent accord entre les deux graphes. La FEM-2D donne les mêmes fréquences de résonance fournies par le logiciel CST avec un petit décalage est observé. Nous remarquons sur les figures III. 21 (b) que les deux puissances sur les sorties sont égaux puisque la différence des amplitudes entre deux accès sortis est très proche de zéro dans la fréquence d'intervalle [47-80 GHz]. Nous notons également que dans la fréquence d'intervalle [09- 47 GHz] aucune transmission n'est possible et les résultats de simulation fournis par FEM-2D concordent bien avec la fréquence de coupure de 45 GHz fournie par des calculs théoriques.



(a)

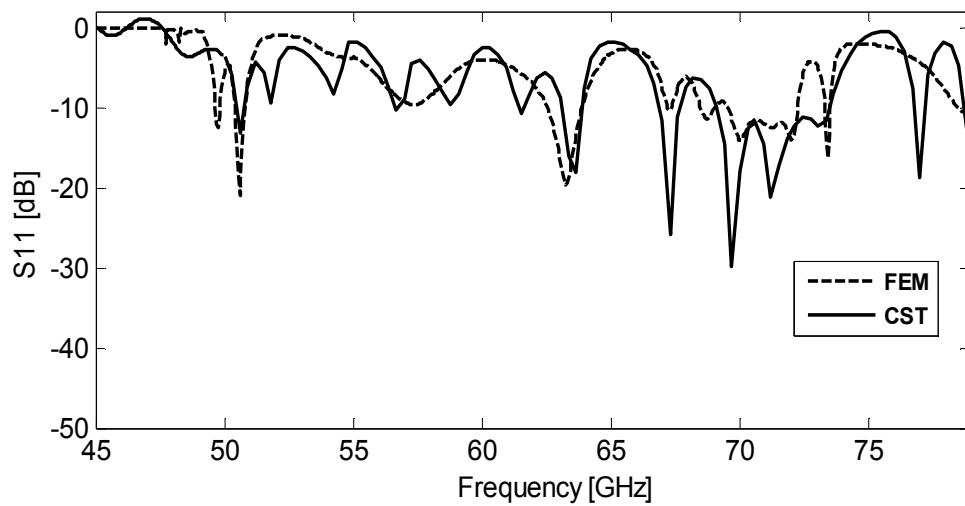


(b)

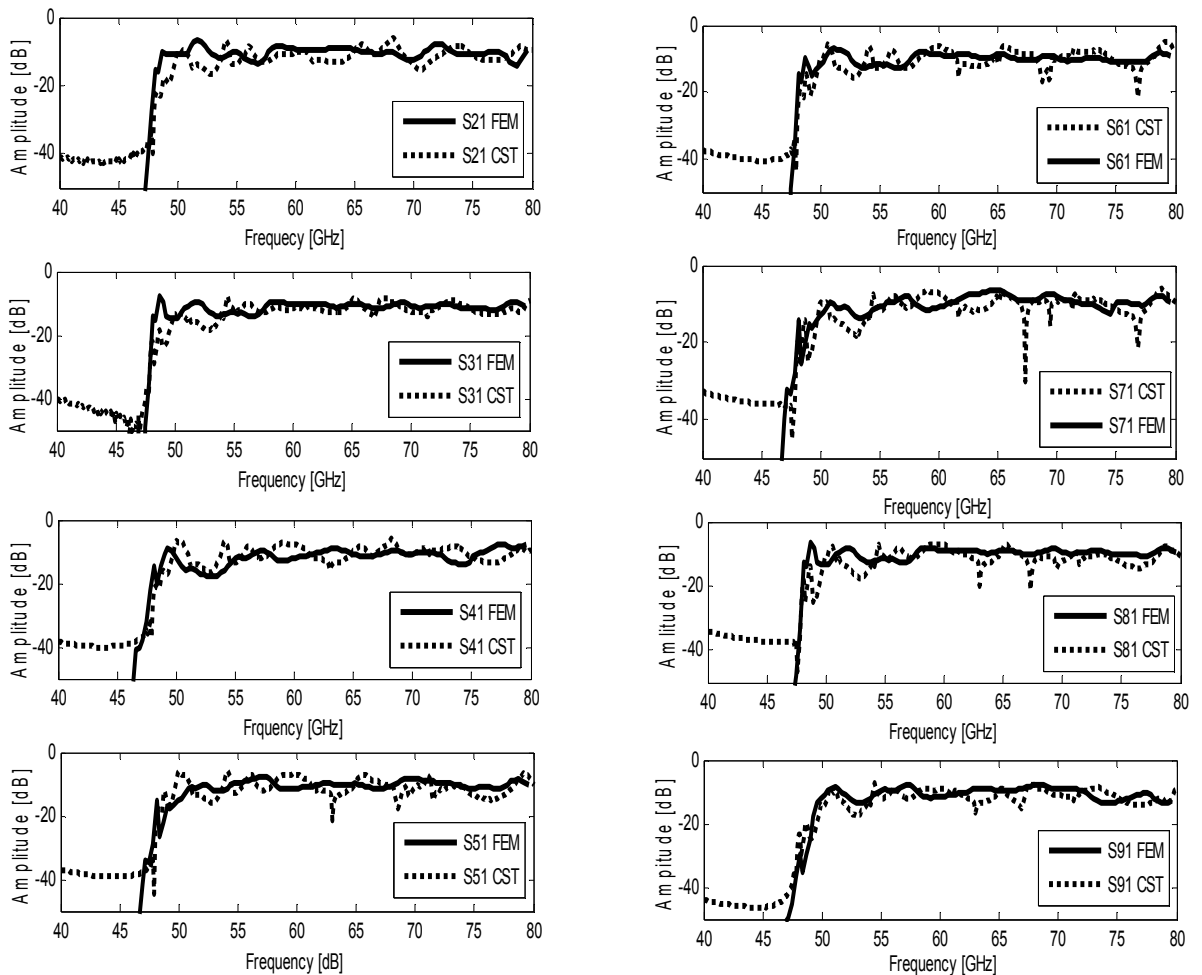
**Figure III. 22.** Vue dans le plan H du diviseur de puissance SIW 1×8. Les paramètres sont définis comme:  $w = 2.65$  mm,  $d = 0.4$  mm,  $p = 0.7$  mm,  $m = 1.6$  mm,  $S = 1.3$  mm,  $dh = 0.2$  mm,  $d_1 = d_2 = 0.75$  mm,  $L_1 = 30.65$  mm et  $L_2 = 13.55$  mm. (b) Diviseur de puissance SIW 1×8 avec maillage selon la procédure de Delaunay.

Les puissances réfléchies ainsi que les coefficients de transmission du diviseur de puissance SIW 1×8 obtenus par FEM-2D et le simulateur CST Microwave sont présentés respectivement sur la figure III. 23 dans la gamme de fréquence entre 45 et 80 GHz.





(a)

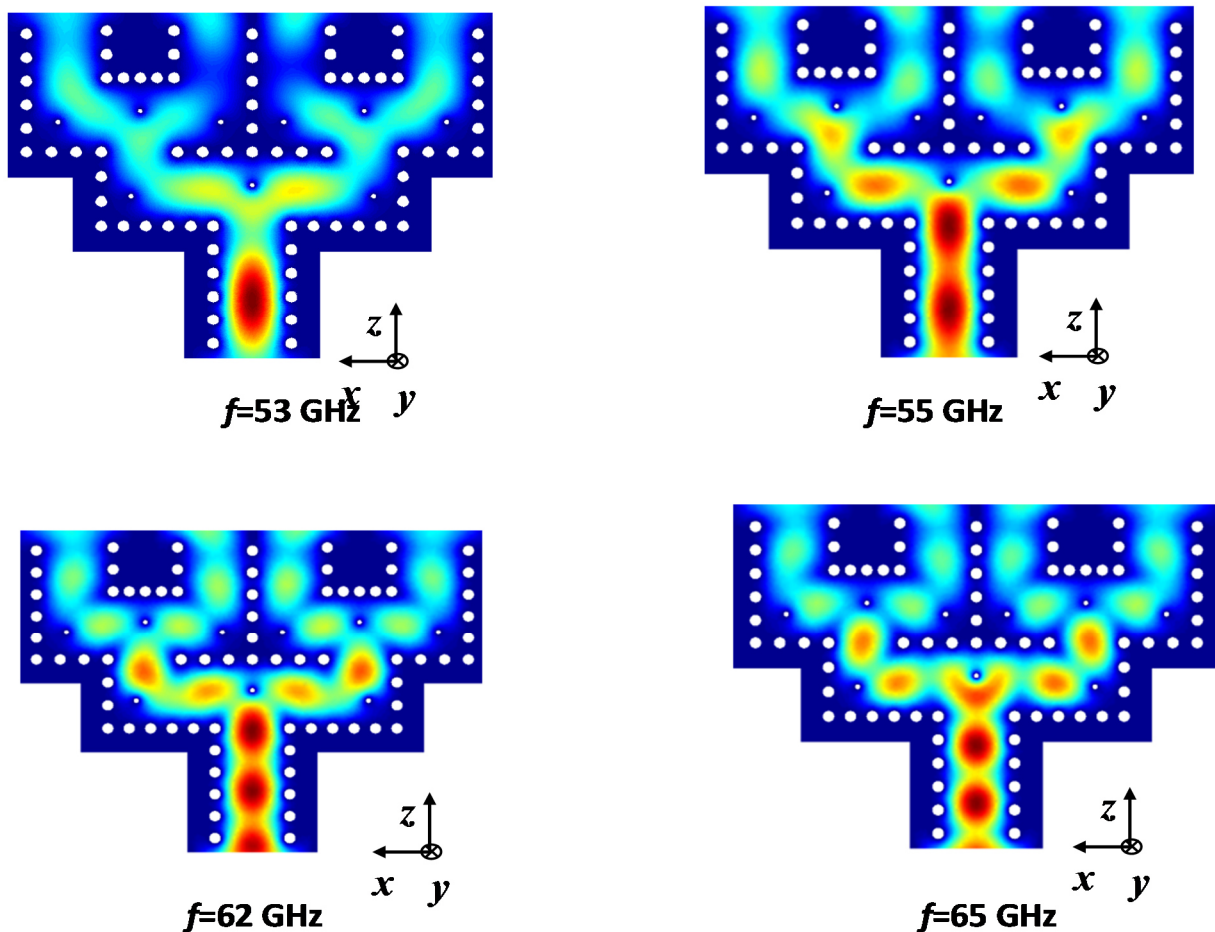


(b)

**Figure III. 23.** Résultats de simulation de comparaison entre la méthode des éléments finis et CST Microwave studio du diviseur de puissance SIW  $1 \times 8$  présenté dans la figure III. 22. (a) Les puissances réfléchies. (b) Coefficients de transmission [72].

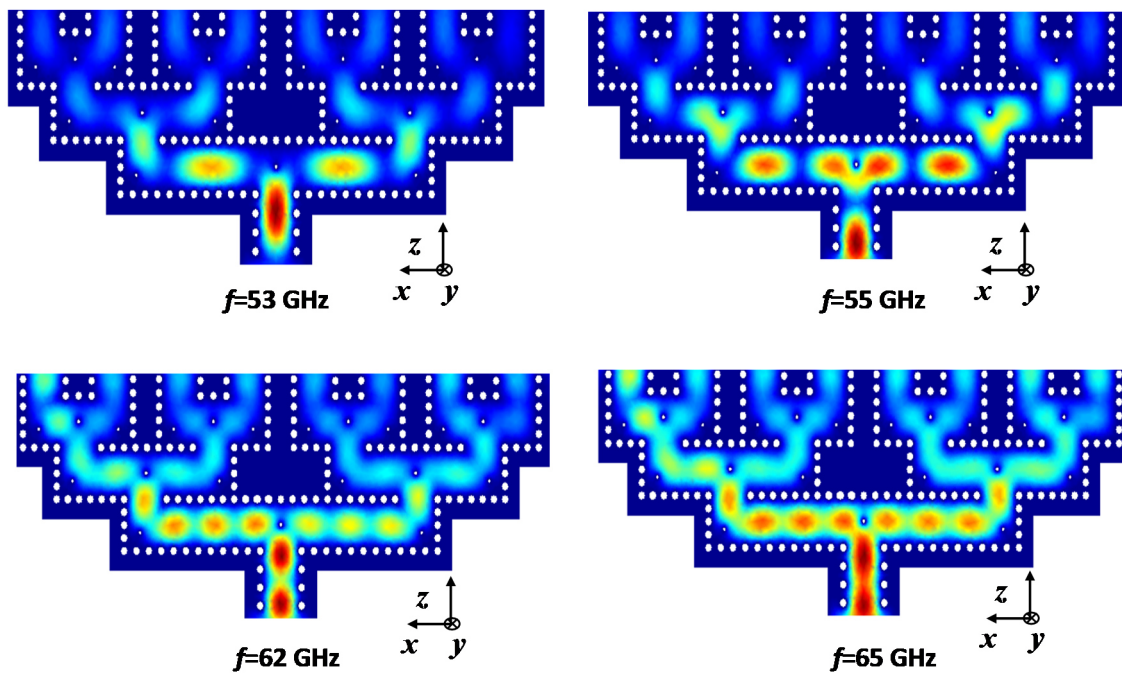
D'après les résultats de simulation issus de la figure III. 23 des coefficients de réflexion et de transmission on observe qu'une bonne concordance est obtenue entre les deux résultats du FEM-2D et CST Microwave Studio. D'ailleurs plusieurs pics fournis par FEM-2D ont été donnés par CST. Les deux graphes exhibent que la transmission n'est possible qu'au de la fréquence de coupure 47.5 GHz. Ceci est bien clair sur la figure III. 23 (b).

Un autre phénomène est également important, c'est la distribution de champ électromagnétique le long du guide d'ondés dans le plan transversal à la direction de propagation. Nous présentons la distribution de champ électrique simulé aux différentes fréquences 53 GHz, 55 GHz, 62 GHz et 65 GHz pour respectivement les diviseurs de puissance SIW 1×4 et 1×8 dans la figure III. 24.



**Figure III. 24.** Distribution du champ électrique de diviseur de puissance SIW 1x4 simulé aux fréquences suivantes:  $f=53$  GHz,  $f=55$  GHz,  $f=62$  GHz et  $f=65$  GHz.

Les distributions des champs électromagnétiques sont générées par le programme FEM-2D sous Matlab. Nous analysons la répartition du champ électrique à l'intérieur des diviseurs de puissance. Nous remarquons qu'il y a une propagation du champ électrique à l'intérieur de notre structure de diviseurs  $1 \times 8$  en raison de l'existence des rangées des vias métalliques des deux côtés et que le champ électrique atteint les ports de sortie en raison de géométries très optimisées.



**Figure III. 25.** La distribution du champ électrique dans le diviseur de puissance SIW  $1 \times 8$  simulé aux fréquences suivantes:  $f=53$  GHz,  $f=55$  GHz,  $f=62$  GHz et  $f=65$  GHz.

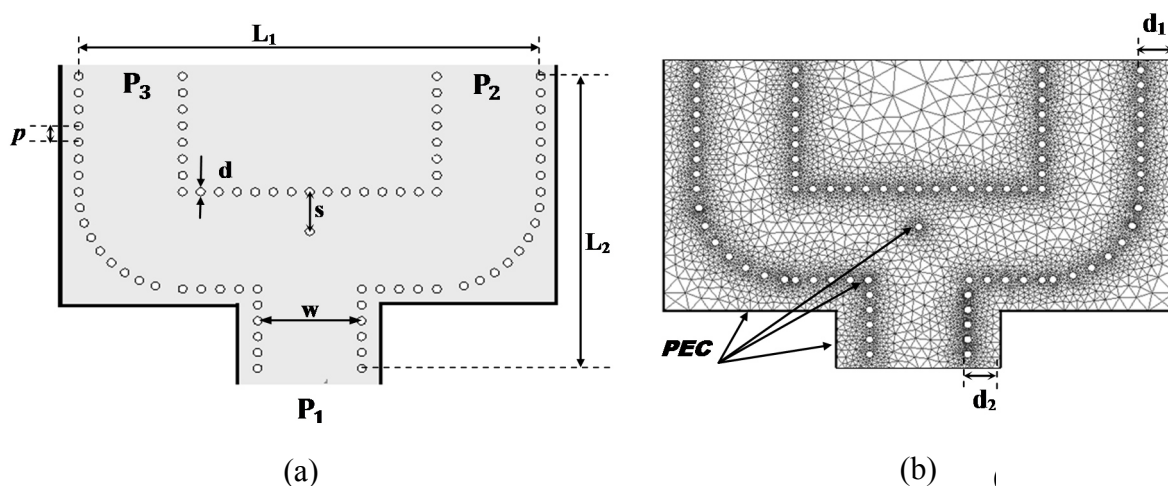
Les distributions des champs électromagnétiques sont générées par le programme FEM sous Matlab. Nous analysons la répartition du champ électrique à l'intérieur des diviseurs de puissance. De première vue, nous remarquons qu'il y a une propagation du champ électrique propagé à l'intérieur de notre structure de diviseur en raison de l'existence des rangées vias métalliques des deux côtés et que le champ électrique atteint les ports de sortie en raison des géométries optimisées. Il a été observé également que le temps d'exécution de la méthode FEM est la moitié de logiciel CST. La simulation CST est 3D et elle est 2D avec la méthode des éléments finis. Cela signifie que la discrétisation ne se produit pas le long de l'axe Oy. Notez que dans la simulation, nous avons supposé que la propagation se fait le mode fondamental

$TE_{10}$  et par conséquent, le champ propagé seulement dans le plan des axes  $xOz$  comme représenté sur la figure III. 21 et III.22.

### III. 2. 3. 4. Diviseurs de puissance $1 \times 2$ , $1 \times 4$ et $1 \times 8$ à coudes circulaires

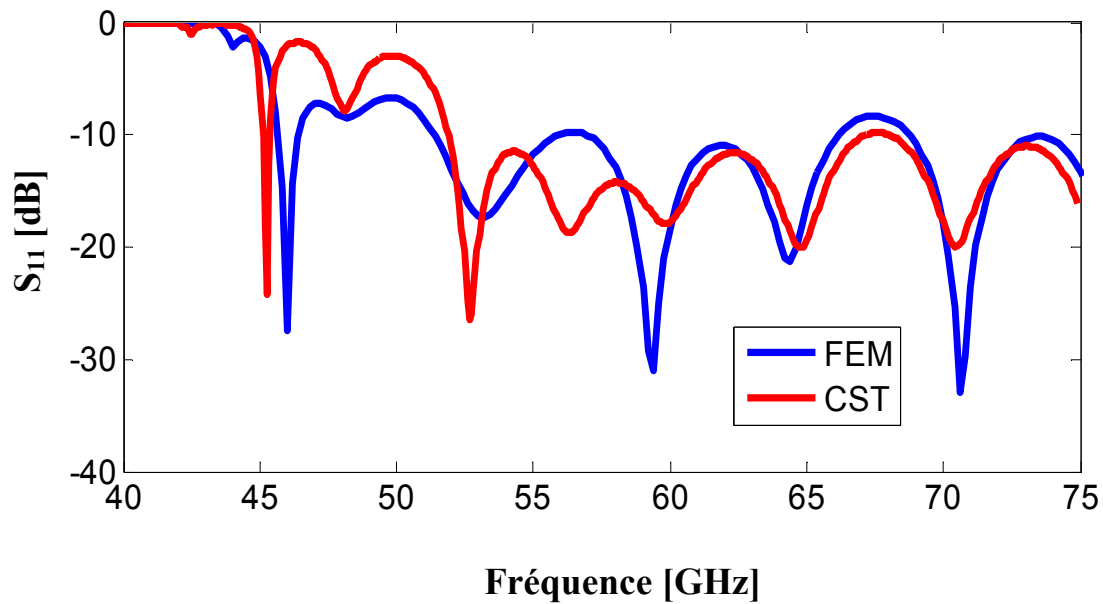
Dans cette section, d'autres types des diviseurs de puissances à base de la technologie SIW seront optimisés et conçus, il s'agit des diviseurs à coudes circulaires. Plusieurs travaux de recherches ont reportés l'utilisation des coudes circulaires pour concevoir des structures SIW avec des performances optimales. Le domaine de fonctionnement de ces jonctions est la bande V entre 40 et 75 GHz on elles vont être excitées selon le mode fondamental  $TE_{10}$ . Ces structures ont été conçues sur un substrat de type Arlon Cu 217 LX de faible pertes avec une permittivité  $\epsilon_r = 2.2$  et  $\tan\delta = 0.0009$ . L'épaisseur de substrat est de  $0.508 \text{ mm}$ . Il faut préciser que nous avons exigé un fonctionnement du diviseur  $1 \times 2$  pour des fréquences supérieures à la fréquence de coupure  $47.5 \text{ GHz}$ . Donc, la structure a été optimisée par CST Microwave Studio.

Nous schématisons sur la figure III. 26 la topologie du diviseur  $1 \times 2$  avec son maillage généré par la méthode des éléments finis selon la procédure de Delaunay. Bien entendu, la structure est entourée par des murs de type PEC (Conducteur Electrique Parfait) et ceci afin de limiter le domaine de discrétisation et l'espace de calcul.

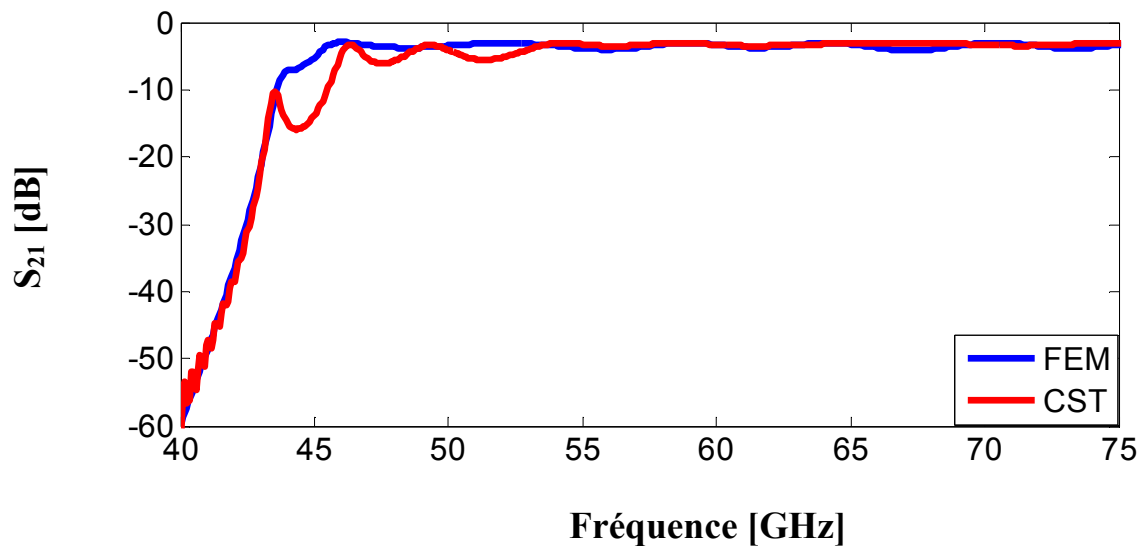


**Figure III. 26.** Vue de face d'une structure SIW avec coude circulaire dans le plan H. Les paramètres sont donnés par:  $w_{\text{siw}} = 2.4 \text{ mm}$ ,  $d = 0.25 \text{ mm}$ ,  $S = 0.5 \text{ mm}$ ,  $L = 6.3 \text{ mm}$ . (a) coude circulaire avec :  $W_{\text{opt}} = 1.75 \text{ mm}$ , et (b) maillage du coude circulaire.

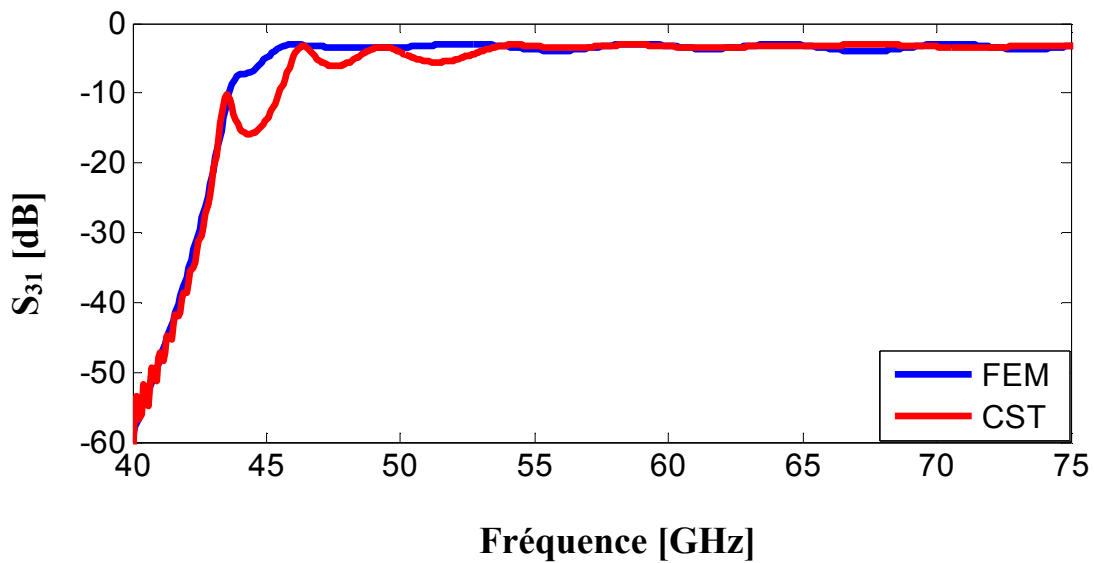
Afin d'étudier les performances de diviseur  $1 \times 2$  SIW présenté sur la figure III. 26 en termes de réflexion et de transmission, nous schématisons sur la figure ci-dessous respectivement. Ces résultats de simulation de la puissance réfléchi et de coefficient de transmission obtenus par la méthode des éléments finis bidimensionnel et ceux obtenus par le simulateur CST Microwave Studio dans la gamme de fréquence entre 40 et 75 GHz.



(a)



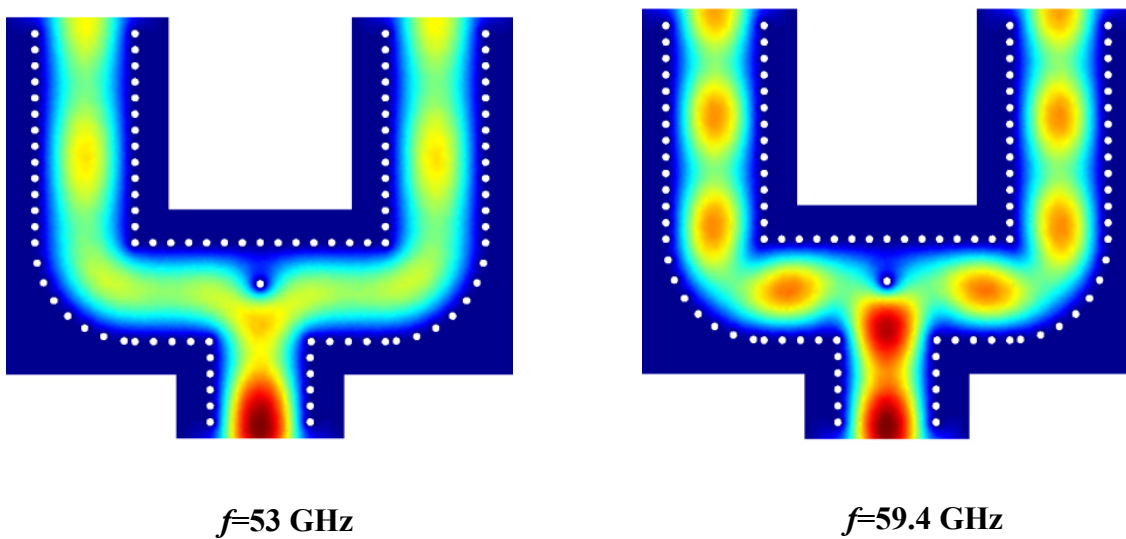
(b)

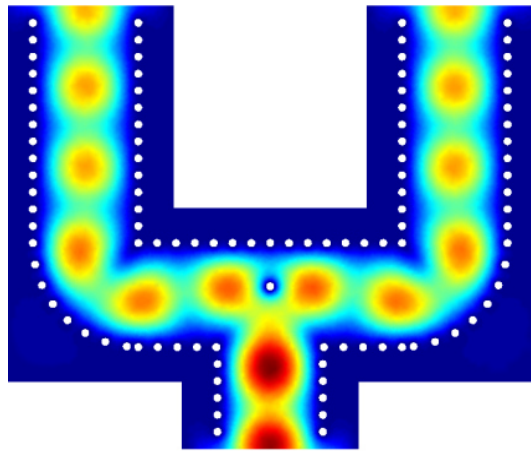


(c)

**Figure III. 27.** Comparaison des résultats de simulation de la méthode des éléments finis et les résultats de logiciels de CST à Microwave Studio pour diviseurs de puissance  $1 \times 2$ . (a) Puissance réfléchi. (b) Coefficient de transmission  $S_{21}$ . (c) Coefficient de transmission  $S_{31}$ .

Nous présentons sur la figure ci-dessous la répartition du champ électrique du diviseur SIW  $1 \times 2$  aux fréquences 53, 59.4 et 70.6 GHz.

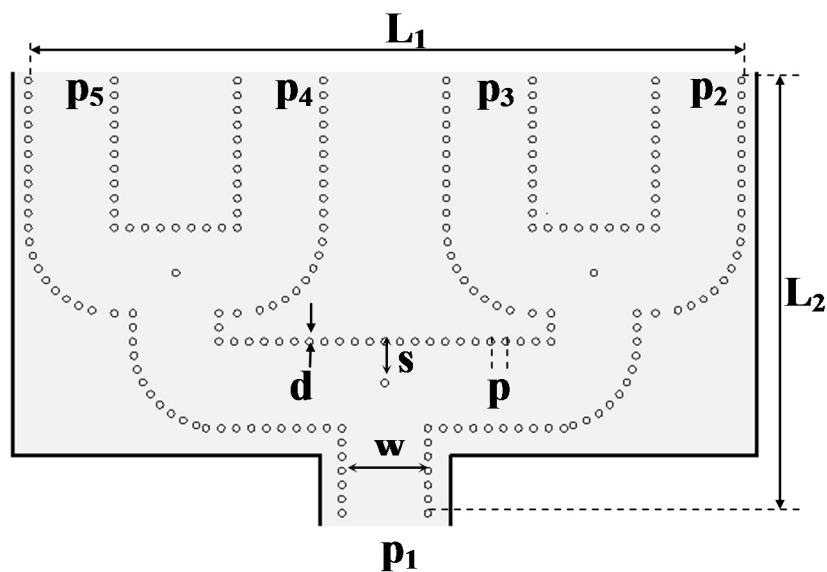




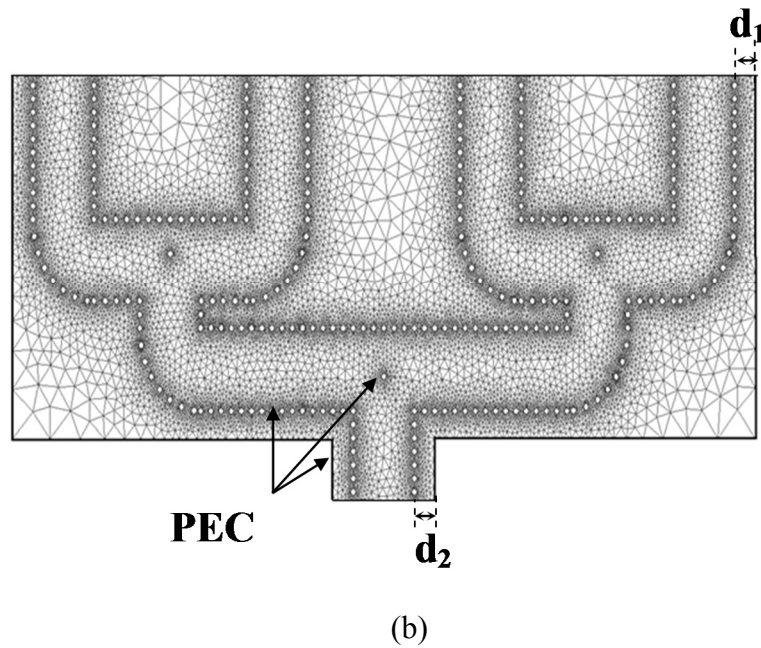
$$f=70.6 \text{ GHz}$$

**Figure III. 28.** La distribution du champ électrique du diviseur de puissance  $1 \times 2$  simulé aux fréquences suivantes:  $f=53 \text{ GHz}$ ,  $f=59.4 \text{ GHz}$  et  $f=70.6 \text{ GHz}$

Selon la figure III. 28, nous observons la propagation guidée du champ à l'intérieur du diviseur  $1 \times 2$ . Ceci est très claire sur les deux fréquences 59.4 et 70.6 GHz. Ce qui prouve la concordance de ces résultats avec ceux obtenus précédents. Dans ce qui suit, nous présentons des topologies des diviseurs de puissance  $1 \times 4$  à base de la technologie SIW avec des coudes circulaires sur la figure III. 29 (a) et (b) respectivement dans le plan H et le maillage correspondant.

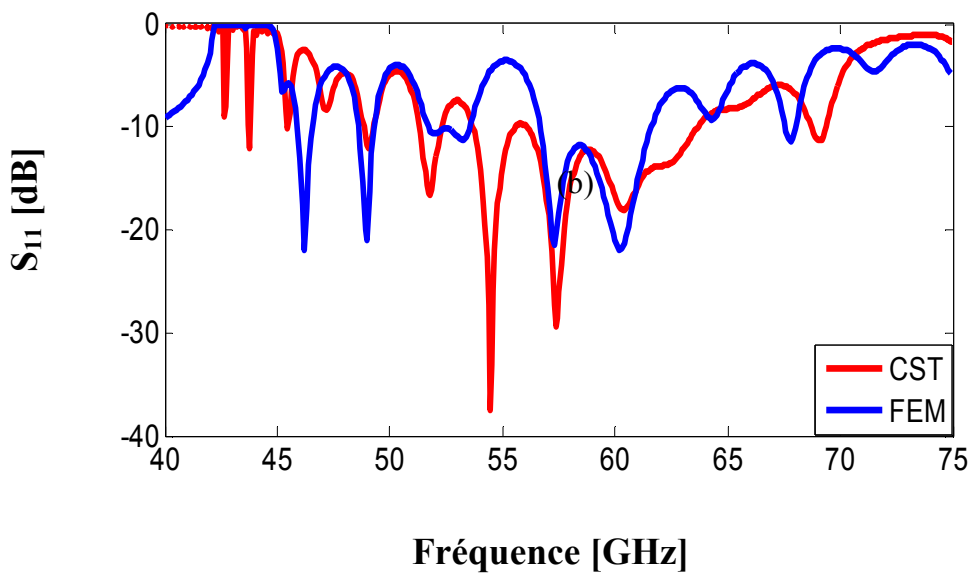


(a)

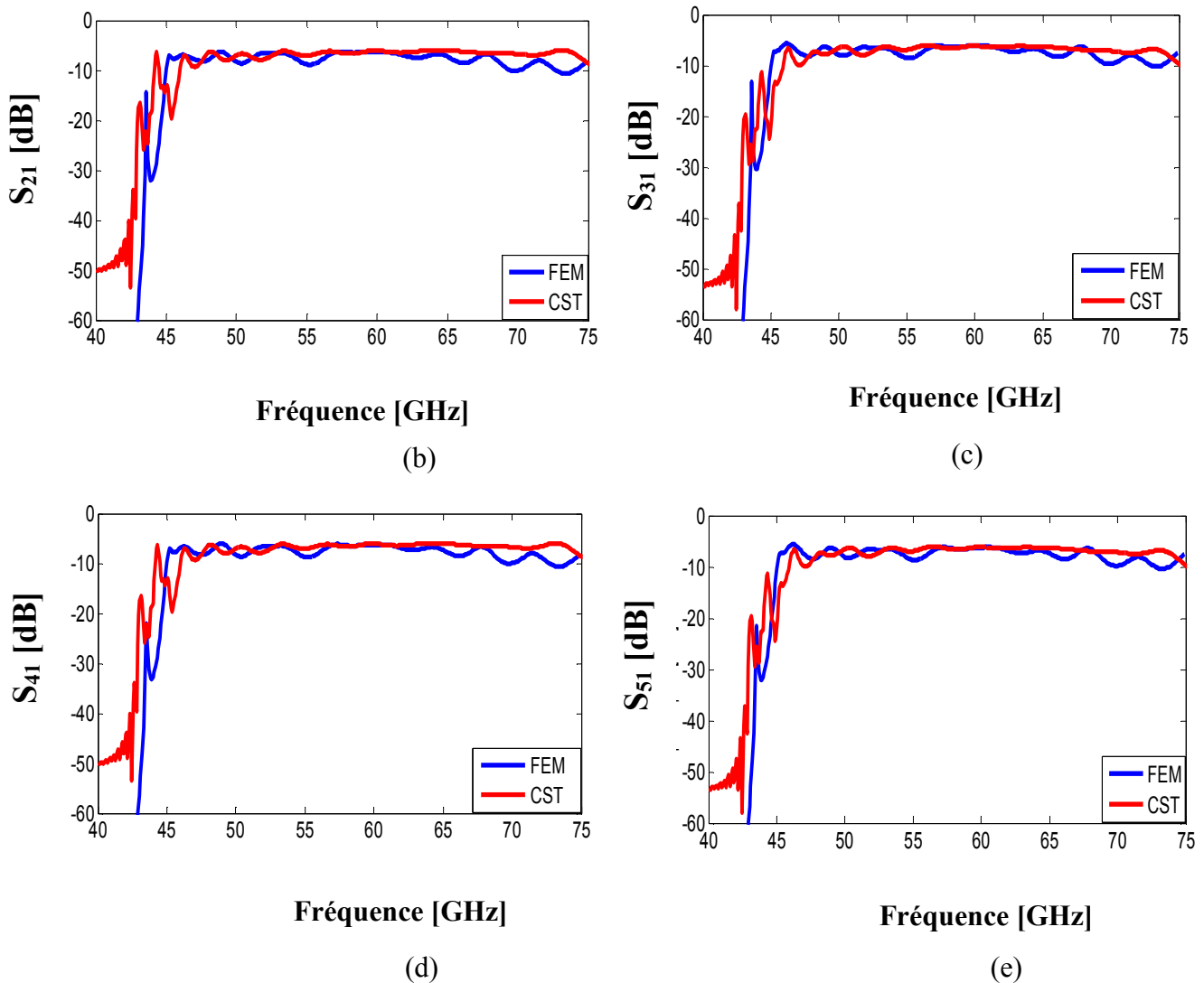


**Figure III. 29.** Vue dans le plan H structure de diviseur de puissance SIW 1x4. Les paramètres sont définis comme suit:  $w = 2.65 \text{ mm}$ ,  $d = 0.4 \text{ mm}$ ,  $p = 0.7 \text{ mm}$ ,  $1.6 \text{ mm}$   $m =$ ,  $S = 1.3 \text{ mm}$ ,  $d_h = 0.2 \text{ mm}$ .  $d_1 = d_2 = 0.75 \text{ mm}$ ,  $L_1 = 15.9 \text{ mm}$ ,  $L_2 = 9.65 \text{ mm}$ . (b) selon la procédure de Delaunay du diviseur.

Les puissances réfléchies ainsi que les coefficients de transmission du diviseur de puissance SIW 1×4 simulés par FEM-2D et le simulateur CST Microwave sont schématisés respectivement sur la figure III. 30 dans la gamme la fréquence entre 40 et 75 GHz.





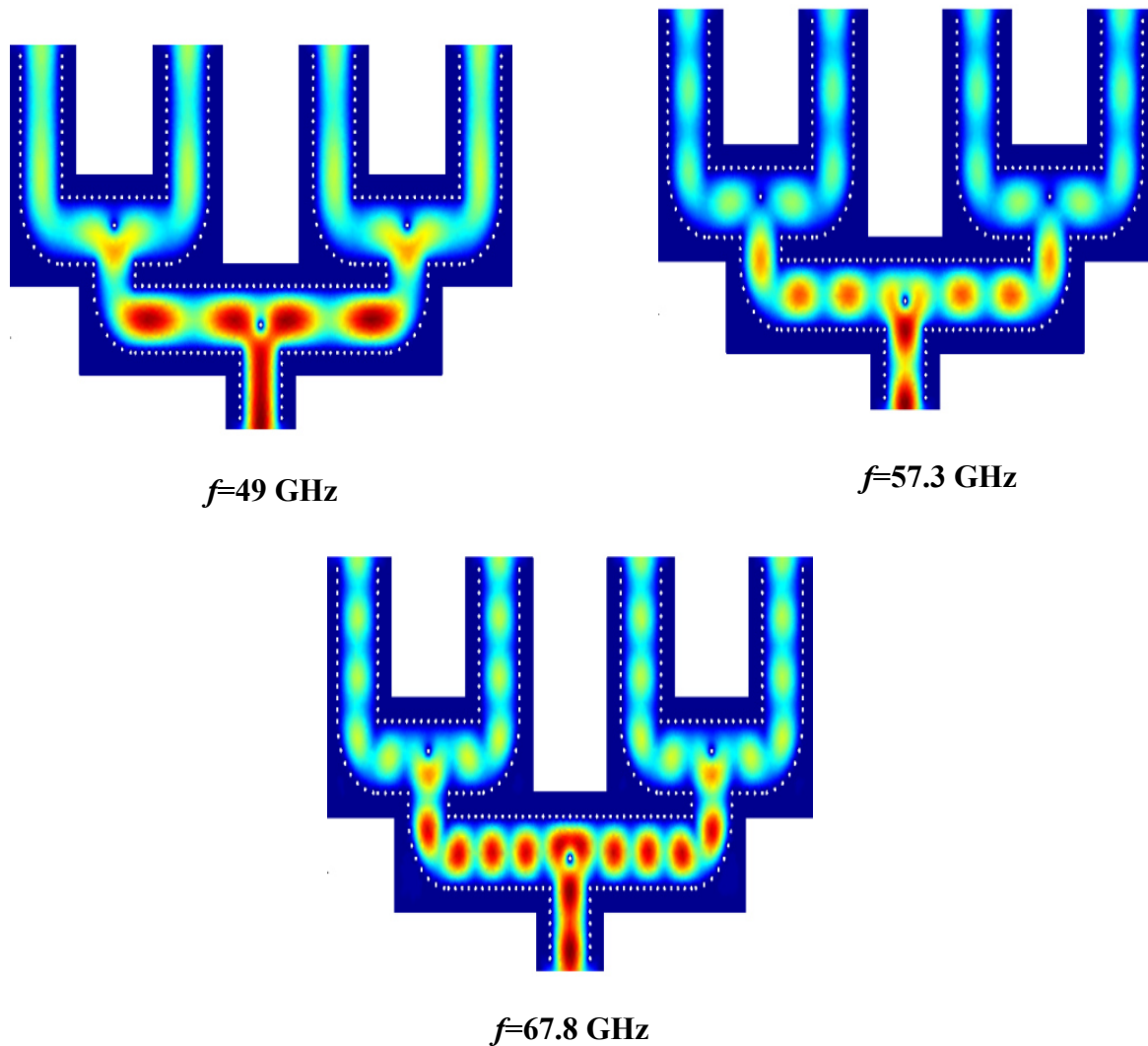


**Figure III. 30.** Comparaison des résultats de simulation de la méthode des éléments finis et les résultats de logiciels de CST à Microwave Studio pour diviseurs de puissance  $1 \times 2$ . (a) Puissance réfléchie. (b) Coefficient de transmission  $S_{21}$ . (c) Coefficient de transmission  $S_{31}$ .

Notons à partir des figures III. 30 (a) - (e) représentant une comparaison entre FEM-2D et CST. Microwave studio respectivement, la puissance réfléchie d'entrée et le coefficient de transmission du diviseur de puissance SIW  $1 \times 4$  un excellent accord entre les deux graphes est atteint. La FEM-2D donne les mêmes fréquences de résonance fournies par le logiciel CST avec un petit décalage est observé. Nous remarquons sur les figures III.26 (b)-(e) que les deux puissances sur les sorties sont égales puisque la différence des amplitudes entre deux accès de sortie est très proche de zéro dans la fréquence d'intervalle [40-75 GHz]. Nous notons également que dans la fréquence d'intervalle [40- 45 GHz] aucune transmission n'est possible et les

résultats de simulation fournis par FEM-2D concordent bien avec la fréquence de coupure de 45 GHz fournie par des calculs théoriques.

Afin d'analyser la propagation du champ à l'intérieur du diviseur de puissance SIW  $1 \times 4$ , nous schématisons respectivement la cartographie du champ aux fréquences 49, 57.3 et 67.8 GHz sur la figure ci-dessous.

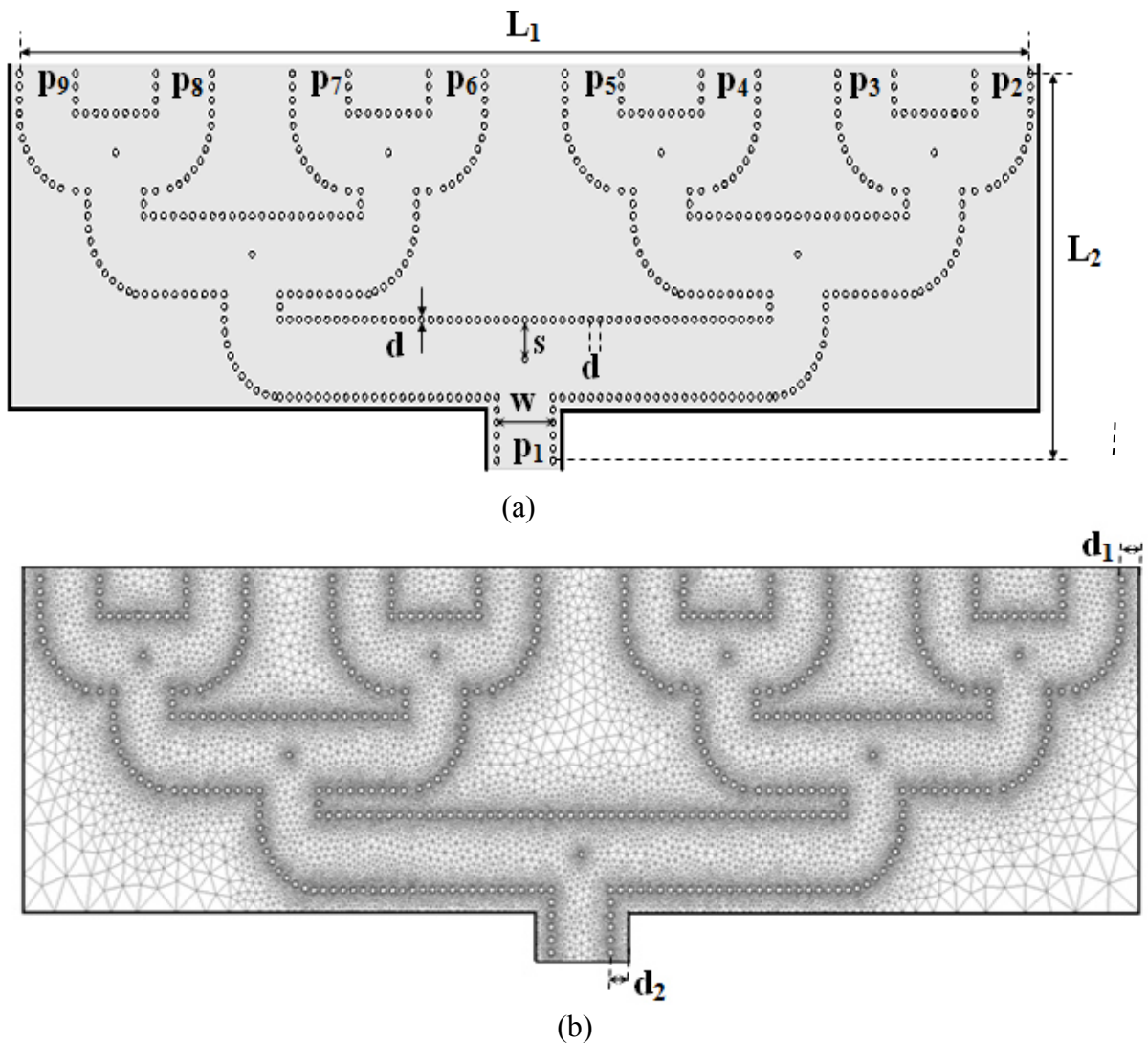


**Figure III. 31.** La distribution du champ électrique à l'intérieur du diviseur de puissance SIW  $1 \times 4$  simulé aux fréquences suivantes:  $f = 49$  GHz,  $f = 57.3$  GHz et  $f = 67.8$  GHz.

D'après la figure III.31, nous observons que le champ est divisé de façon équitable à travers le via placé au centre. Il est à noter également que les coudes circulaires ont permis le flux du champ avec beaucoup de souplesse afin d'accéder aux ports de sortie.

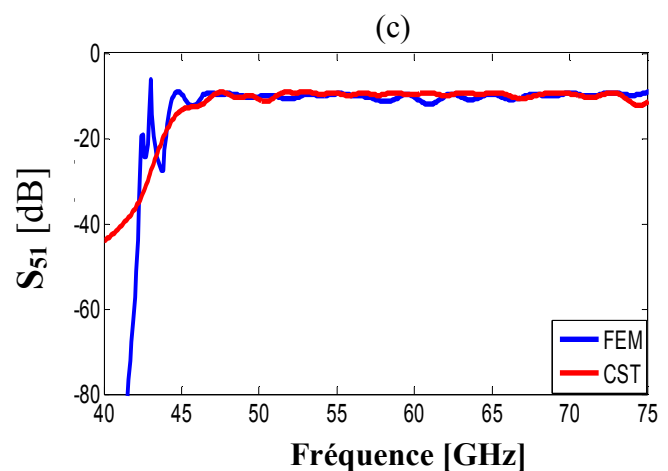
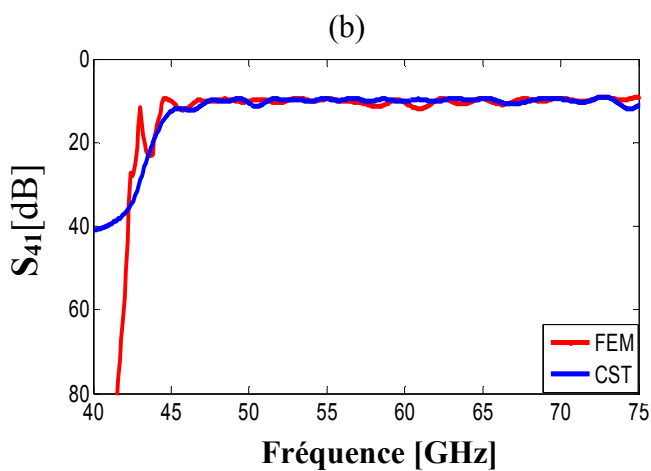
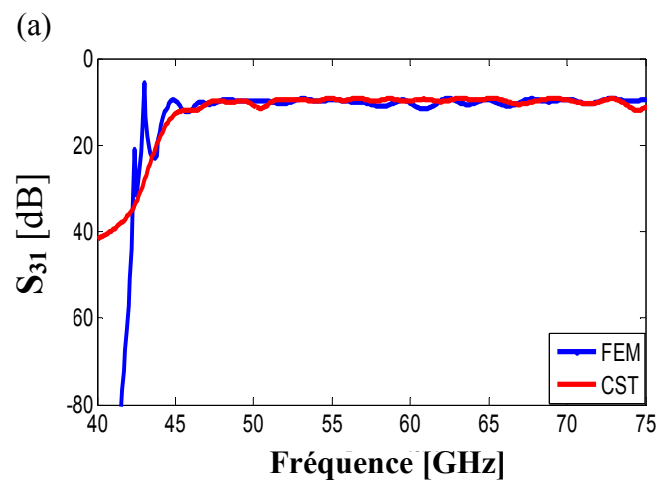
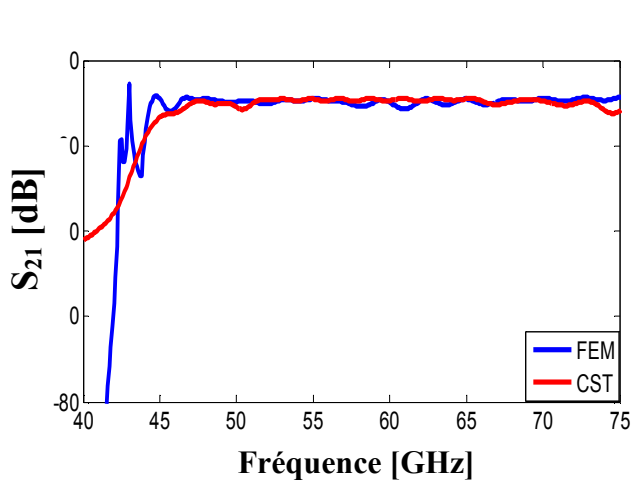
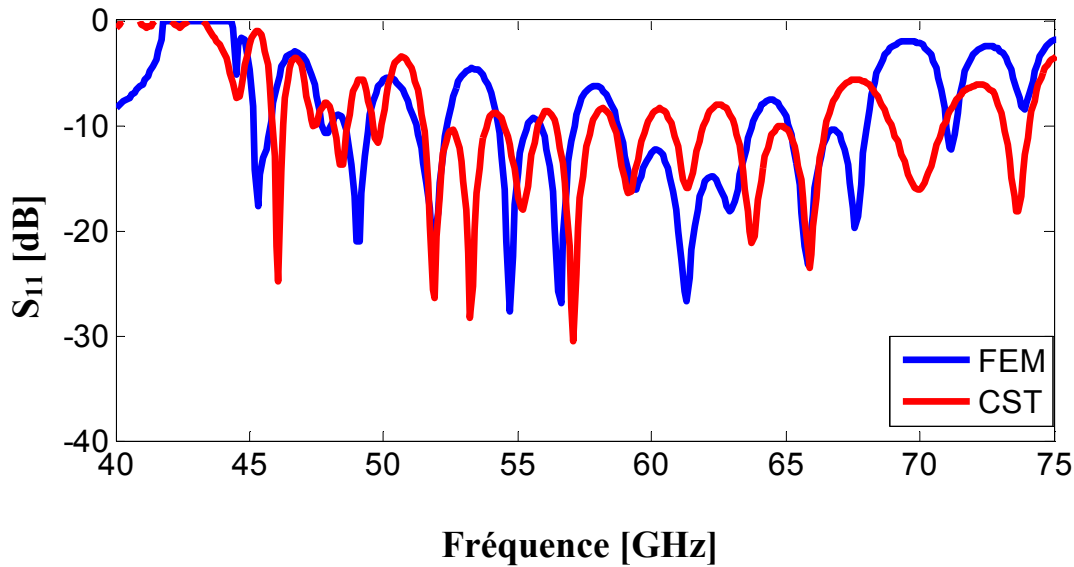
La géométrie du diviseur de puissance SIW  $1 \times 8$  est schématisée sur la figure III. 32 (a) en plan H. Bien entendu, le diviseur est conçu sur un substrat Arlon Cu 217LX de faible pertes avec un diélectrique  $\epsilon_r = 2.2$  et  $\text{tg}\delta = 0.0009$  avec une épaisseur de substrat de hauteur de  $0.508 \text{ mm}$ . Ce diviseur est excité en être selon le mode fondamental  $\text{TE}_{10}$  afin de concentrer le champ du centre. La puissance est récupérée à la sortie à travers les huit ports. Ce diviseur est optimisé afin de garantir un fonctionnement optimal dans la bande V.

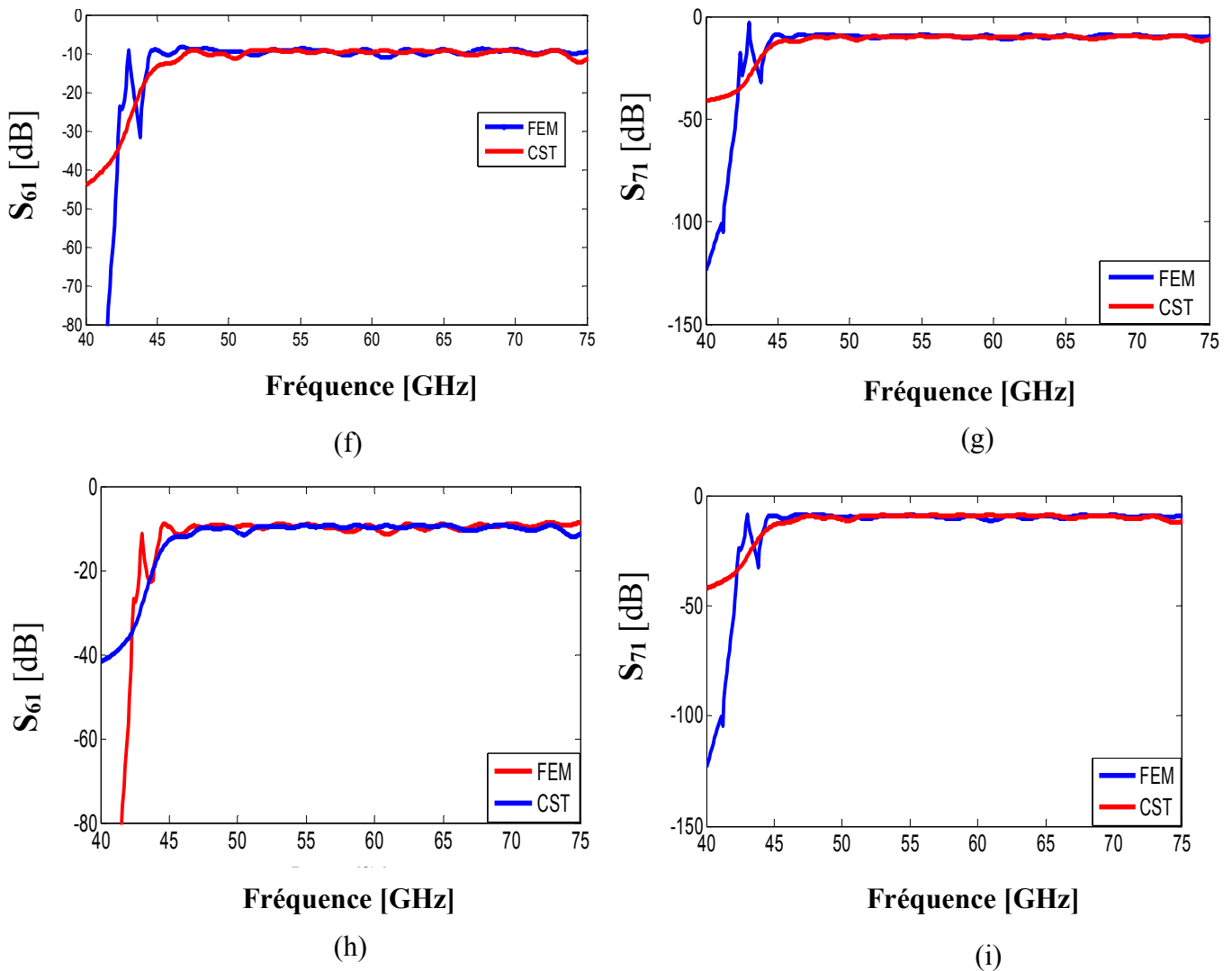
Nous présentons également sur la figure III. 32 (b) le maillage de la structure du diviseur  $1 \times 8$  subdivisée en cellules triangulaire de type tétraédrique généré par le simulateur Matlab selon la procédure de Delaunay. Afin de limiter le maillage, la structure est délimitée par des parois de type conducteur électrique parfait (PEC).



**Figure III. 32.** Structure de diviseur de puissance SIW  $1 \times 8$  en plan H. Les paramètres sont définis comme suit:  $w = 2.65 \text{ mm}$ ,  $d = 0.4 \text{ mm}$ ,  $p = 0.7 \text{ mm}$ ,  $m = 1.6 \text{ mm}$ ,  $S = 1.3 \text{ mm}$ ,  $dh = 0.2 \text{ mm}$ ,  $d1 = d2 = 0.75 \text{ mm}$ ,  $L1 = 30.65 \text{ mm}$  et  $L2 = 13.55 \text{ mm}$ . (b) Maillage de la structure selon la procédure de Delaunay.

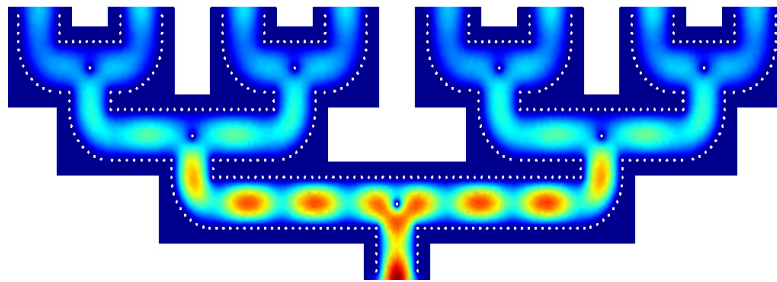
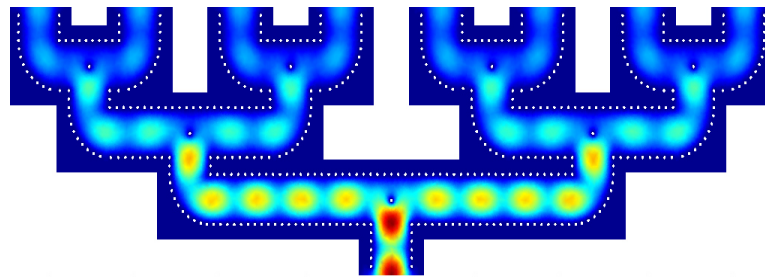
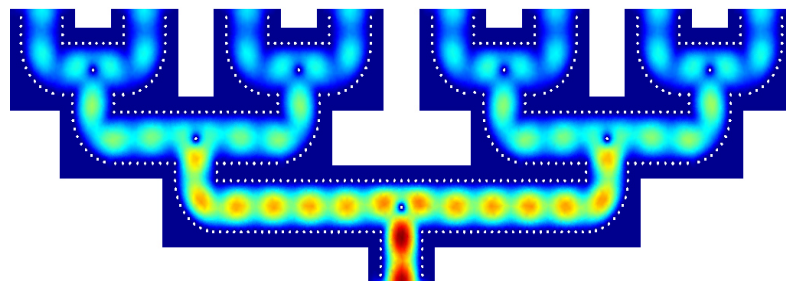
Afin d'analyser de façon efficace les performances du diviseur 1x4 en termes de réflexion et de transmission, nous illustrons sur la figure III.30 respectivement une comparaison entre la méthode des éléments finis 2D et le simulateur CST Microwave Studio des puissances réfléchies et les coefficients de transmission dans la bande des fréquences entre 40 et 75 GHz.





**Figure III. 33.** Comparaison entre la méthode des éléments finis et CST Microwave Studio pour diviseur de puissance SIW  $1 \times 8$  présenté dans la figure III. 32. (a) Les résultats des puissances réfléchies. (b)-(S<sub>i1</sub>) Coefficients de transmission.

Selon la figure III. 33, nous pouvons facilement la bonne concordance entre la méthode des éléments finis et le CST Microwave Studio. Comme nous pouvons le constater pour les deux courbes qu'aucune transmission n'est possible pour les fréquences inférieures à la fréquence de coupure 45 GHz. Plusieurs pics apparaissent au-delà de cette fréquence inférieure à -20dB. En ce qui concerne la transmission, nous remarquons une parfaite cohérence entre CST et FEM-2D avec un niveau optimal autour de -9.03 dB. Afin d'analyser la propagation du champ à l'intérieur du diviseur de puissance SIW  $1 \times 8$ , nous schématisons respectivement la cartographie du champ aux fréquences 51.9, 59.3 et 65.9 GHz sur la figure ci-dessous.

 $f=51.9$  GHz $f=59.3$  GHz $f=65.9$  GHz

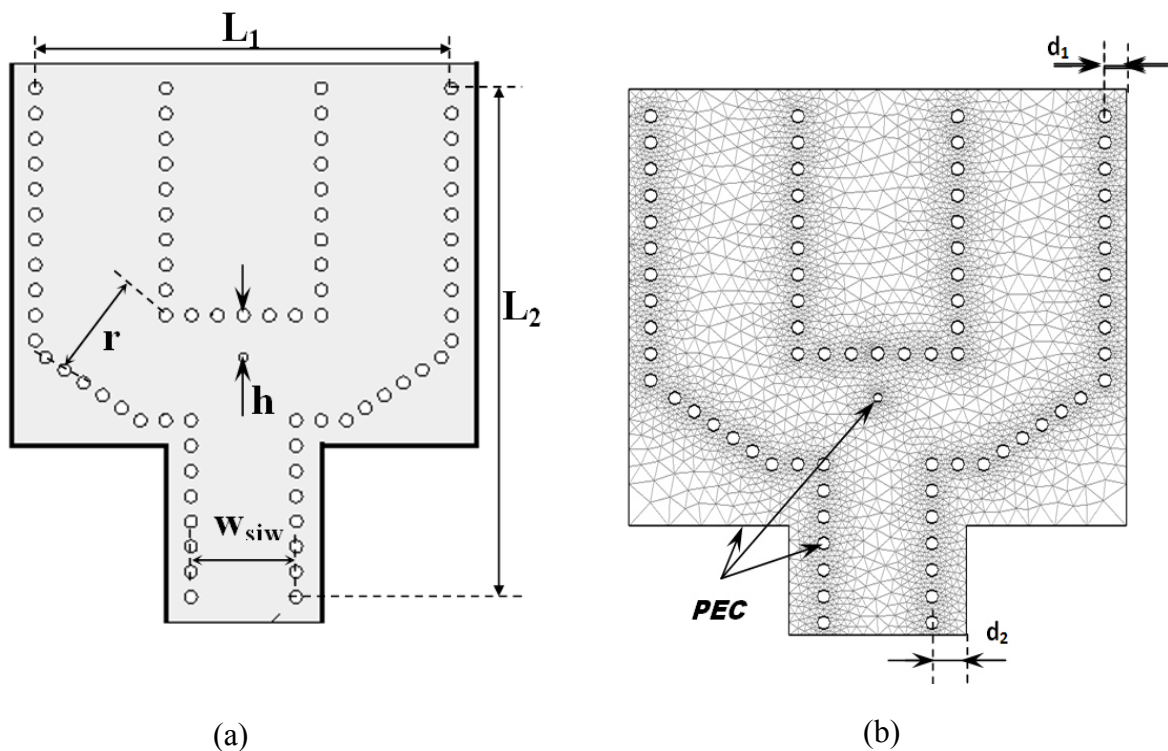
**Figure III. 34.** Distribution de champ électrique du diviseur de puissance SIW 1x8 par FEM-2D pour les fréquences suivante:  $f= 51.9$  GHz,  $f= 59.3$  GHz et  $f= 65.9$  GHz.

Une bonne propagation et confinement du champ est observé selon la figure III. 34, d'ailleurs le champ atteint le bord du diviseur 1x8 avec un confinement suivant le chemin du le diviseur.

### III. 2. 3. 5. Diviseurs de puissance 1x2, 1x4 et 1x8 à coudes chanfreinés

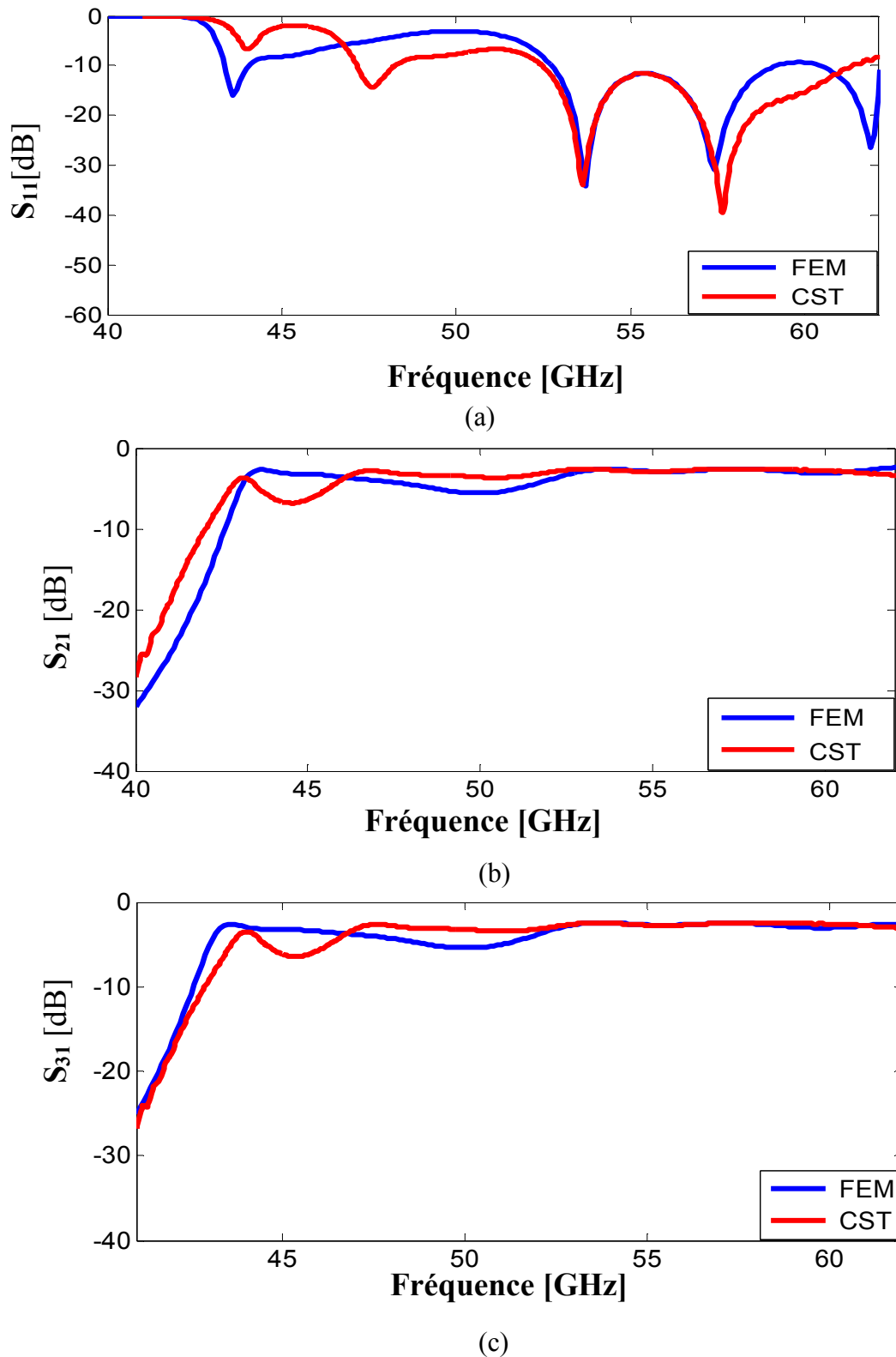
Au cours de cette partie de chapitre, d'autres topologies des diviseurs de puissances à base de la technologie SIW seront présentés. Nous allons aborder des structures à coudes

chanfreinés. Ces jonctions seront conçues sur un substrat de type Arlon Cu 217 LX de faible pertes avec une permittivité  $\epsilon_r = 2.2$  et  $\tan\delta = 0.0009$ . L'épaisseur de substrat est de  $0.508 \text{ mm}$ . Notons qu'un fonctionnement du diviseur  $1 \times 2$  pour des fréquences supérieures à la fréquence de coupure  $43 \text{ GHz}$ . Donc, la structure a été optimisée par CST Microwave Studio. Le domaine de fonctionnement de ces jonctions est la bande V entre  $40$  et  $65 \text{ GHz}$ . Nous schématisons sur la figure III. 26 la topologie du diviseur  $1 \times 2$  avec son maillage généré par la méthode des éléments finis selon la procédure de Delaunay. Bien entendu, la structure est entourée par des murs de type *PEC* (Conducteur Electrique Parfait) et ceci afin de limiter le domaine de discrétisation et l'espace de calcul.



**Figure III. 35.** Vue d'en haut d'une des structures les coudes de jonction SIW dans le plan H. avec  $w_{siw} = 2.4 \text{ mm}$ ,  $d = 0.25 \text{ mm}$ ,  $S = 0.5 \text{ mm}$ ,  $L = 6.3 \text{ mm}$ . (a) coude méplat avec  $W_{opt} = 1.75 \text{ mm}$ , et (b) mailles du coude méplat.

Afin d'analyser les performances de notre diviseur, dans ce qui suit, les puissances réfléchies ainsi que les coefficients de transmission du diviseur de puissance SIW  $1 \times 2$  à coudes chanfreinés obtenus par la méthode des éléments finis bidimensionnel FEM-2D et le simulateur CST Microwave sont présentés respectivement sur la figure III. 36 (a), (b) et (c) dans la gamme la fréquence entre  $40$  et  $65 \text{ GHz}$ .

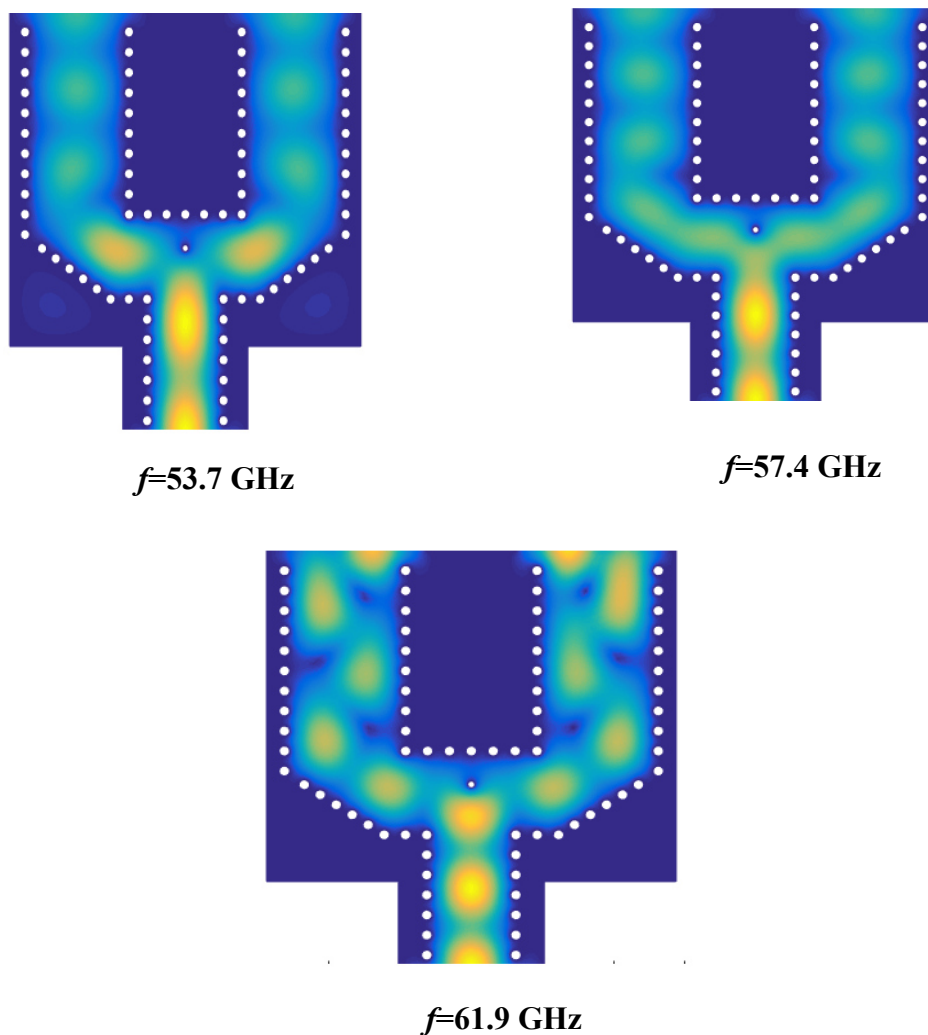


**Figure III. 36.** Comparaison des résultats de simulation de la méthode des éléments finis et les résultats de logiciels de CST à Microwave Studio pour diviseurs de puissance  $1 \times 2$  à coudes chanfreinés. (a) Puissance réfléchie. (b) Coefficient de transmission  $S_{21}$ . (c) Coefficient de transmission  $S_{31}$ .



Selon les résultats de comparaison de simulation fournis dans la figure III. 36 des puissances réfléchies et de transmission on voit une bonne cohérence est obtenue entre les deux résultats du FEM-2D et CST Microwave Studio. Il est à noter que deux pics fournis par FEM-2D à 54 GHz et à 58 GHz ont été donnés par CST. Les deux graphes montrent que la transmission n'est possible qu'au de la fréquence de coupure 43 GHz. Ceci est bien clair sur les figures III. 23 (b) et (c).

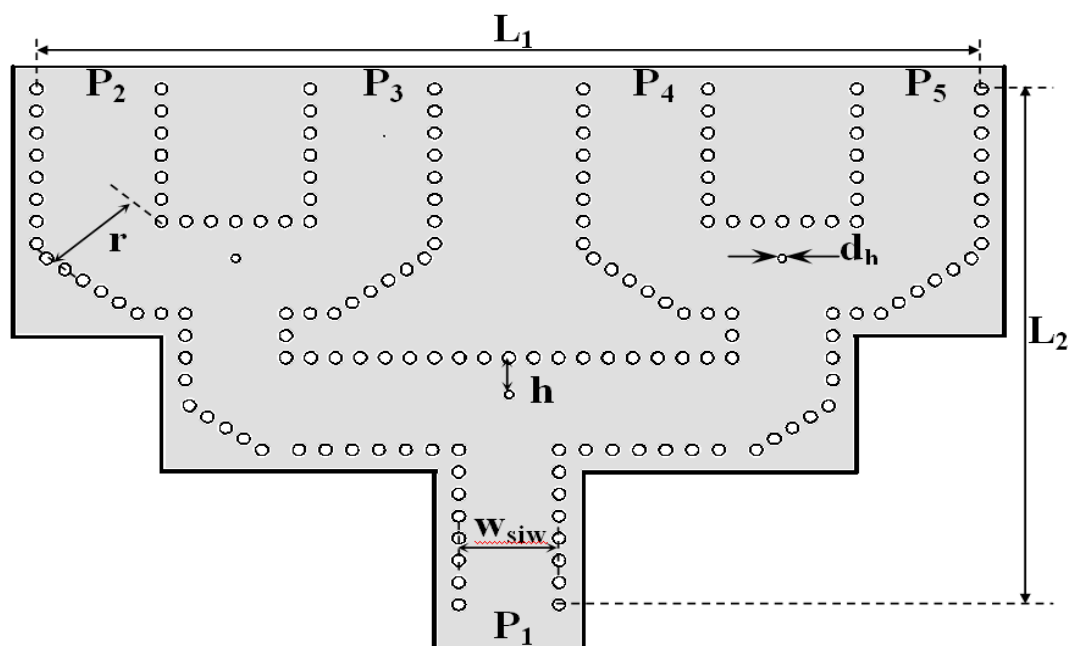
Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser à la propagation et la distribution de champ électromagnétique le long du guide d'ondés dans le plan transversal à la direction de propagation. La distribution de champ électrique simulé aux différentes fréquences 53 GHz, 53.7 GHz, 57.4 GHz et 61.9 GHz pour le diviseur de puissance SIW  $1 \times 2$  est exposé sur la figure la figure III. 37.



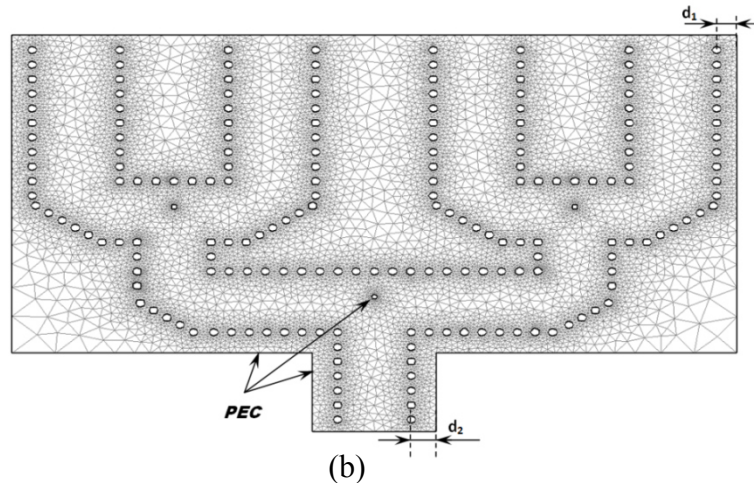
**Figure III. 37.** La distribution du champ électrique du diviseur de puissance  $1 \times 2$  simulé aux fréquences suivantes:  $f= 53.7$  GHz,  $f= 57.4$  GHz et  $f= 61.9$  GHz

D'après les figures ci-dessus, nous observons clairement la propagation du champ à l'intérieur du diviseur et que le champ accède à la sortie avec une puissance équivalente. Ceci montre la symétrie de la jonction optimisée.

Dans cette section et dans la même démarche, nous essayons de présenter une jonction originale proposée dans le cadre de cette thèse un diviseur de puissance  $1 \times 4$  SIW en plan H avec des coudes chanfreinés. Ce dernier est dédié aux applications dans la bande V dans l'intervalle [45-80 GHz]. Il faut rappeler également que le mode excité dans notre cas c'est le mode fondamentale  $TE_{10}$  car il présente une symétrie de champ avec un maximum au centre permettant une détection correcte du champ. Le champ est injecté par le port 1 et récupéré par les quatre ports (de 2 à 5). Le diviseur de puissance SIW est conçu sur le substrat Arlon Cu 217LX faibles pertes avec diélectrique de  $\epsilon_r = 2.2$  et  $\tan\delta = 0.0009$ . L'épaisseur du substrat est égale à  $0.508 \text{ mm}$ . Nous allons exposer dans la figure III. 38 le diviseur de puissance  $1 \times 4$  optimisé ainsi que le maillage généré selon la procédure de Delaunay. Bien entendu, la jonction sous l'étude est entourée par des murs de conducteur électrique parfait afin de limiter le maillage ainsi que le domaine de calcul. Afin d'analyser de façon efficace les performances du diviseur  $1 \times 4$  en terme de réflexion et de transmission, nous schématisons sur la figure III. 38 respectivement une comparaison entre la méthode des éléments finis 2D et le simulateur CST Microwave studio des puissances réfléchies et les coefficients de transmission.

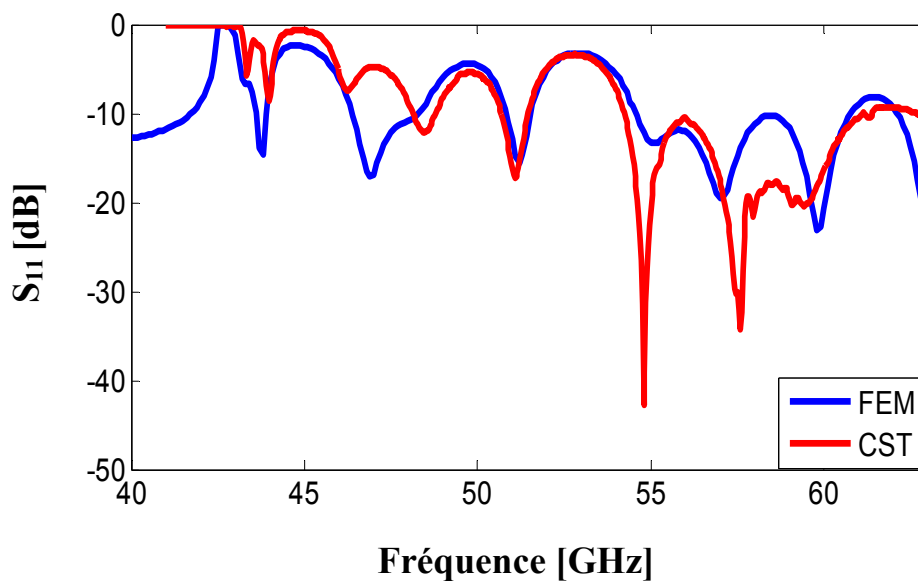


(a)

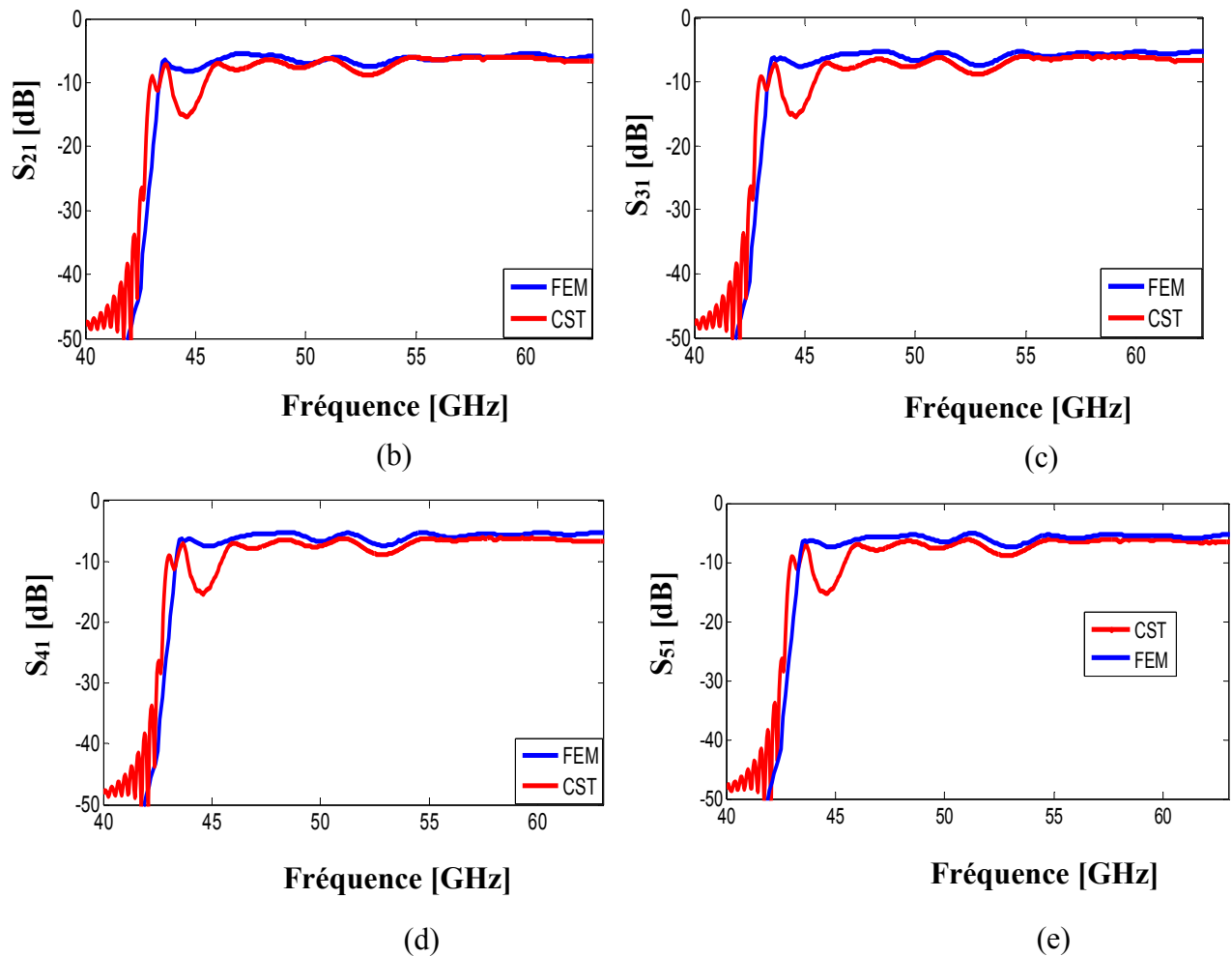


**Figure III. 38.** Vue dans le plan H structure de diviseur de puissance SIW 1x4 à coudes chanfreinés avec un via au centre. Les paramètres sont définis comme suit:  $w = 2.65 \text{ mm}$ ,  $d = 0.4 \text{ mm}$ ,  $p = 0.7 \text{ mm}$ ,  $1.6 \text{ mm}$ ,  $m =$ ,  $S = 1.3 \text{ mm}$ ,  $d_h = 0.2 \text{ mm}$ .  $d_1 = d_2 = 0.75 \text{ mm}$ ,  $L_1 = 62.4 \text{ mm}$ ,  $L_2 = 38.69 \text{ mm}$ . (b) Maillage selon la procédure de Delaunay du diviseur.

Afin d'analyser les performances de façon efficace de notre diviseur en termes d'adaptation pour juger correctement son fonctionnement, il est paru nécessaire d'exposer sur la figure III.39 présentée ci-dessous les coefficients de réflexion et de transmission simulés respectivement par la méthode FEM-2D et le simulateur CST Microwave studio dans la gamme des fréquences entre 40 et 65 GHz.



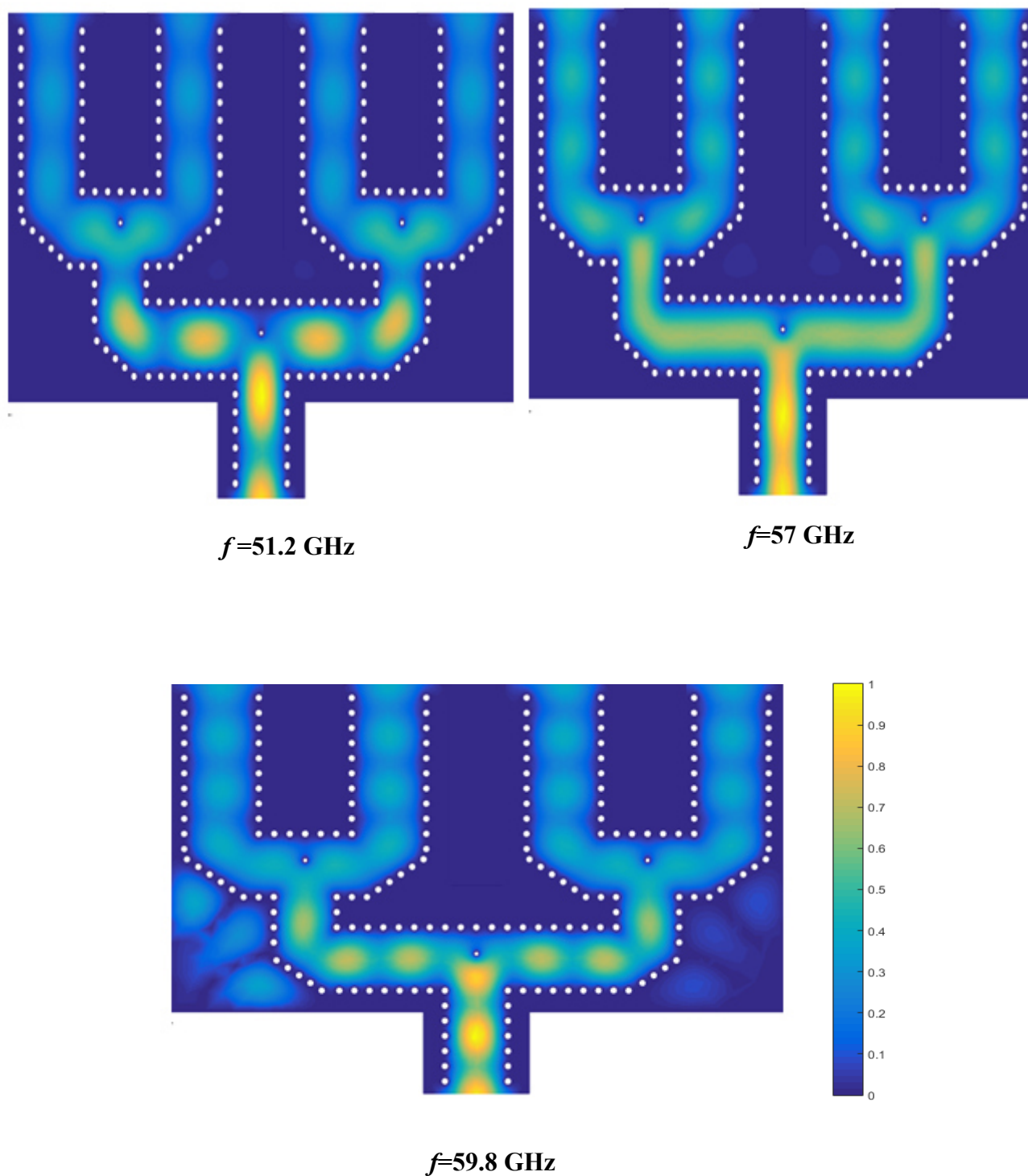
(a)



**Figure III. 39.** Comparaison des résultats de simulation de la méthode des éléments finis et les résultats de logiciels de CST à Microwave Studio pour diviseurs de puissance  $1 \times 2$  à coudes chanfreinés avec un via au centre. (a) Puissance réfléchie. (b) Coefficient de transmission  $S_{21}$ . (c) Coefficient de transmission  $S_{31}$ .

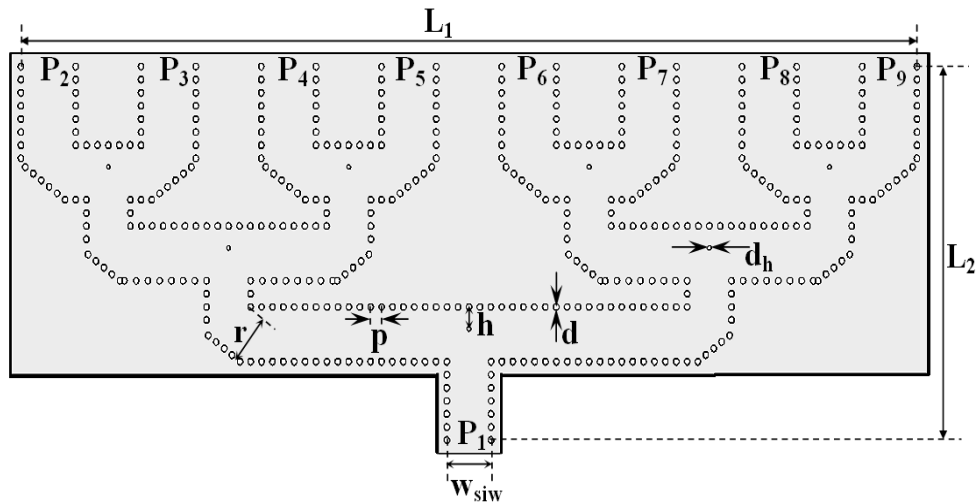
Selon les résultats de simulation présentés sur la figure III.39 des coefficients de réflexion et de transmission on observe qu'une bonne concordance est obtenue entre les deux résultats du FEM-2D et CST Microwave Studio. D'ailleurs plusieurs pics fournis par FEM-2D ont été donnés par CST. Les quatre graphes exhibent que la transmission n'est possible qu'au de la fréquence de coupure 44 GHz. Ceci est bien clair sur la figure III. 39 (b)-(e).

La distribution de champ électrique simulé aux différentes fréquences 51.2 GHz, 57 GHz et 59.8 GHz pour le diviseur de puissance SIW  $1 \times 4$  est exposé sur la figure la figure III. 40.

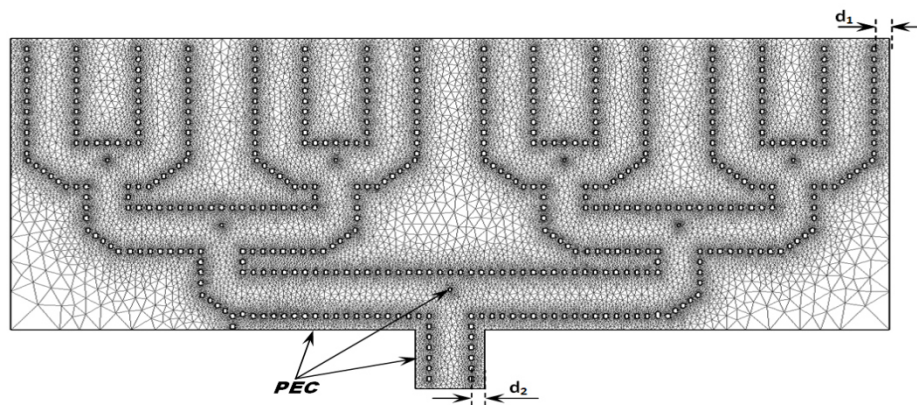


**Figure III. 40.** La distribution du champ électrique du diviseur de puissance 1×4 à coudes chanfreinés avec un via au centresimulé aux fréquences suivantes:  $f = 51.2$  GHz,  $f = 57$  GHz et  $f = 59.8$  GHz

Il est utile d'illustrer sur la figure III. 41 (b) le maillage de la structure du diviseur  $1 \times 8$  subdivisée en cellule triangulaire de type tétraédrique généré par le simulateur Matlab selon la procédure de Delaunay.



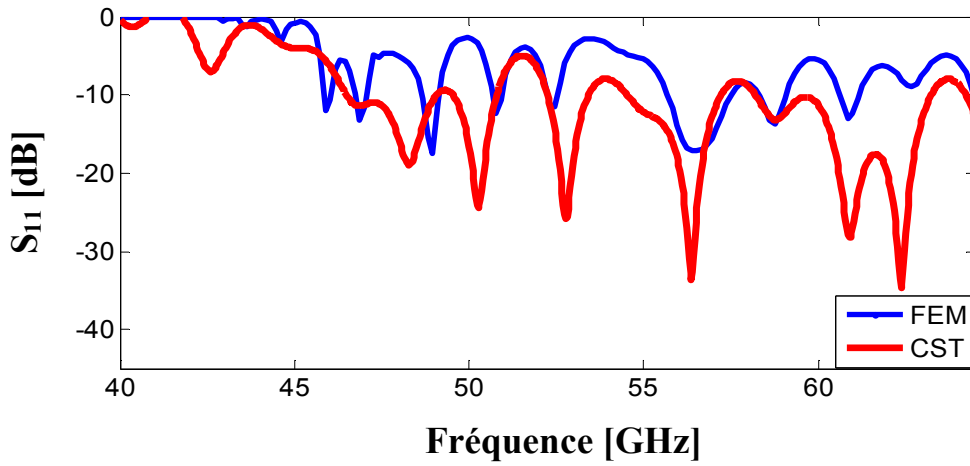
(a)



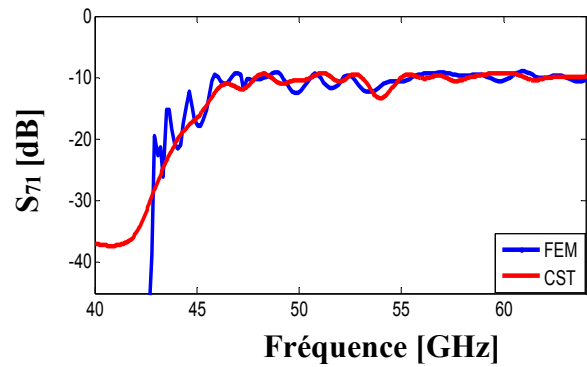
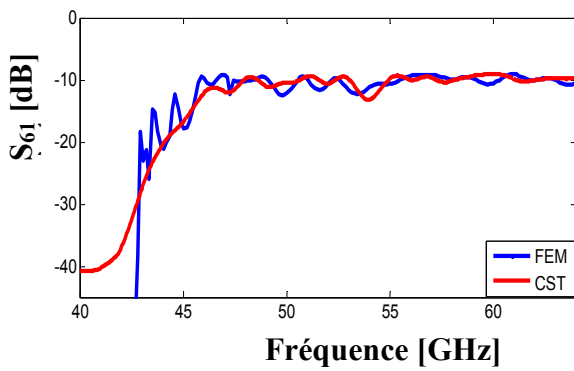
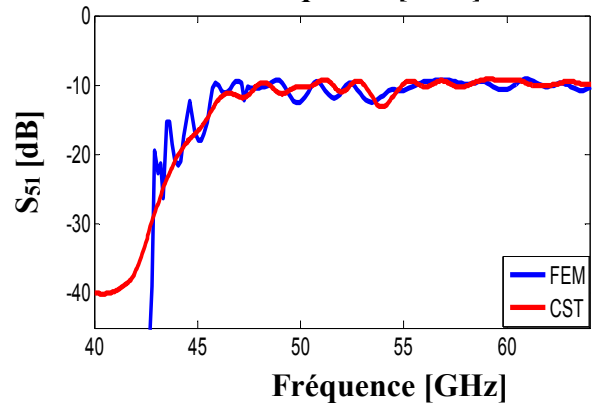
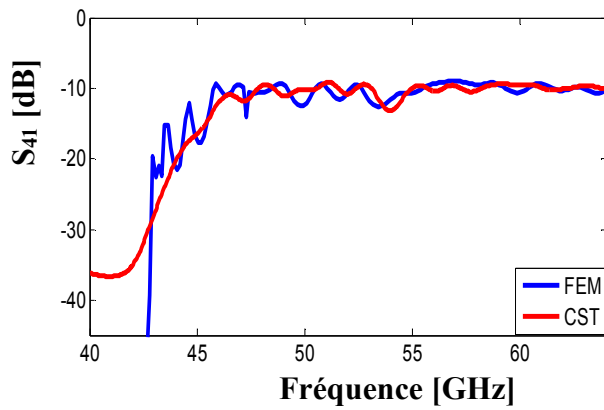
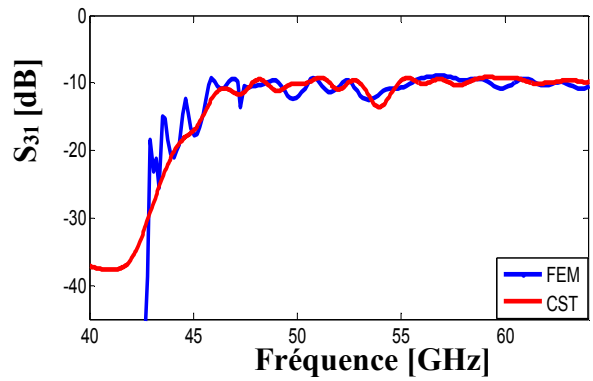
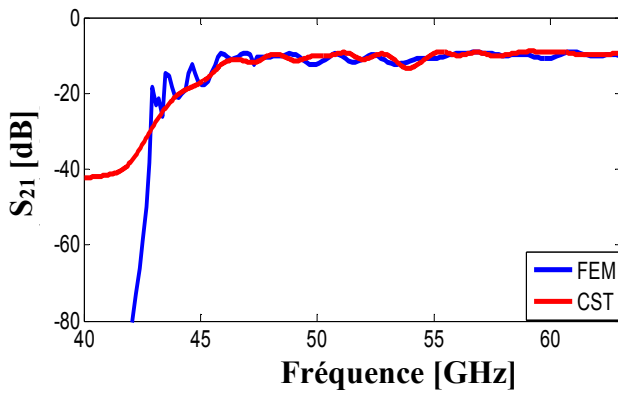
(b)

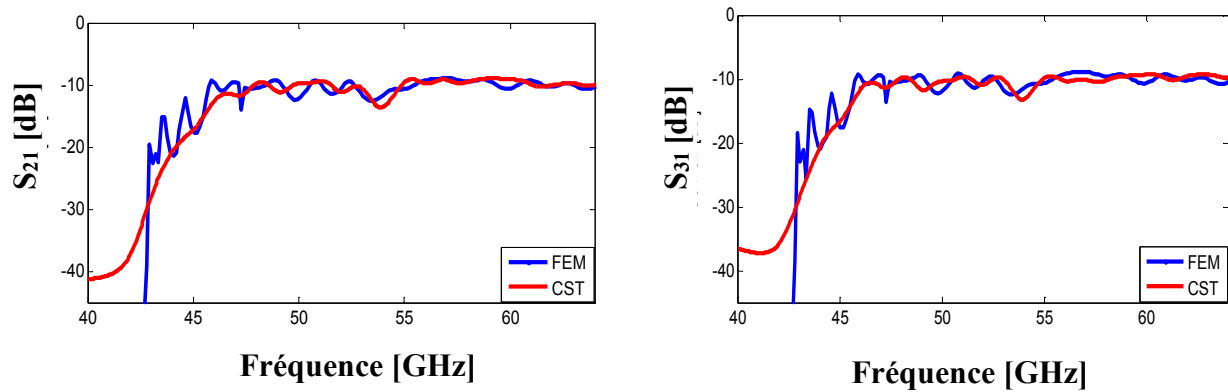
**Figure III. 41.** Structure de diviseur de puissance SIW  $1 \times 8$  en plan H à coudes chanfreinés avec un via au centre. Les paramètres sont définis comme:  $w = 2.65 \text{ mm}$ ,  $d = 0.4 \text{ mm}$ ,  $p = 0.7 \text{ mm}$ ,  $m = 1.6 \text{ mm}$ ,  $S = 1.3 \text{ mm}$ ,  $d_h = 0.2 \text{ mm}$ ,  $d_1 = d_2 = 0.75 \text{ mm}$ ,  $L_1 = 100.51 \text{ mm}$  et  $L_2 = 49.95 \text{ mm}$ . (b) le maillage en fonction raffinement de Delaunay du diviseur de puissance SIW  $1 \times 8$ .

Sur la figure III. 42, nous exposons respectivement une comparaison des résultats des coefficients de réflexion et de transmission entre la méthode des éléments finis rapide et logiciel CST Microwave Studio (MWS) pour la bande V dans la gamme de fréquence de 40 à 65 GHz pour le diviseur présenté sur la figure ci-dessus.



(a)





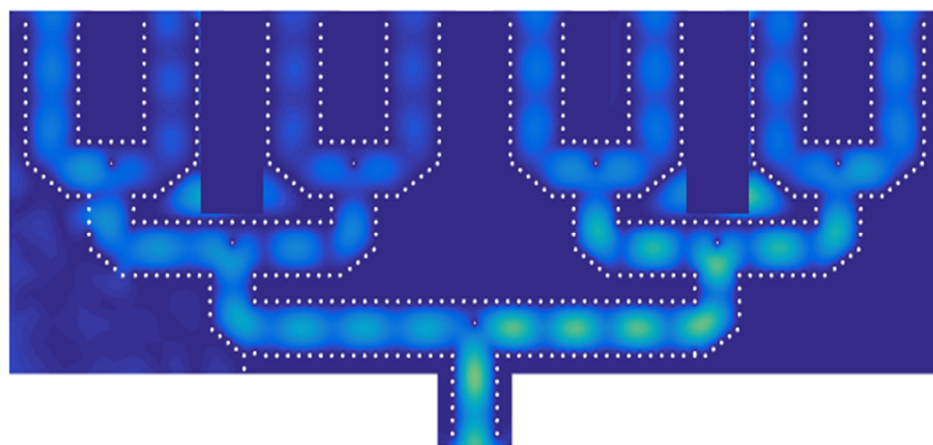
(b)

**Figure III. 42.** Comparaison entre la méthode des éléments finis et CST Microwave Studio pour diviseur de puissance SIW  $1 \times 8$  à coudes chanfreinés avec un via au centre présenté dans la figure III. 41. (a) Les résultats des puissances réfléchies. (b) Coefficients de transmission.

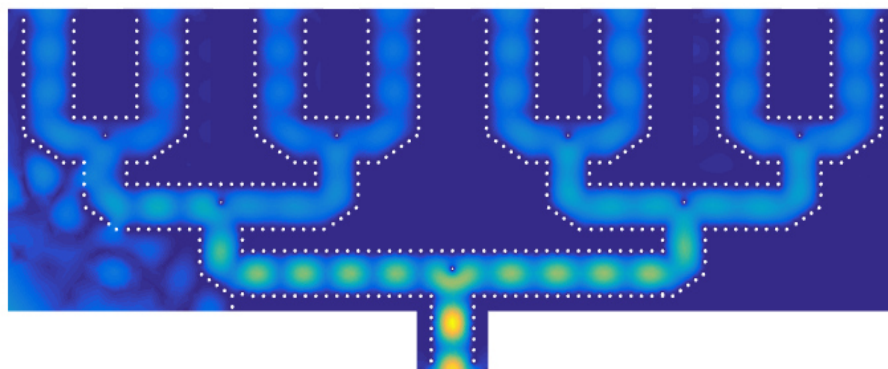
Il peut être observé qu'une performance très prometteuse est obtenue à partir des résultats fournis. Il y a un bon accord entre les résultats obtenus en utilisant la méthode des éléments finis deux dimensions et ceux qui sont donnés par logiciel CST Microwave Studio. Pour les coefficients de réflexion, plusieurs pics se figurent montrant l'adaptation de notre diviseur  $1 \times 8$  à coudes chanfreinés avec un via au centre dans la bande de fonctionnement. En ce qui concerne les résultats des coefficients de réflexion, nous enregistrons une concordance excellente. Les graphes montrent que la transmission n'est possible que pour les fréquences supérieures à la fréquence de coupure qui est de l'ordre de 45 GHz.

La figure III. 43 présente la distribution du champ électrique du mode fondamentale  $TE_{10}$  pour le diviseur de puissance SIW  $1 \times 8$  à coudes chanfreinés avec un via au centre. Les fréquences de calculs sont respectivement à 48.9, 52.5 et 56.5 GHz. Les distributions des champs sont générées par la méthode des éléments finis et montrant ainsi la simulation de la propagation des ondes dans les coudes.

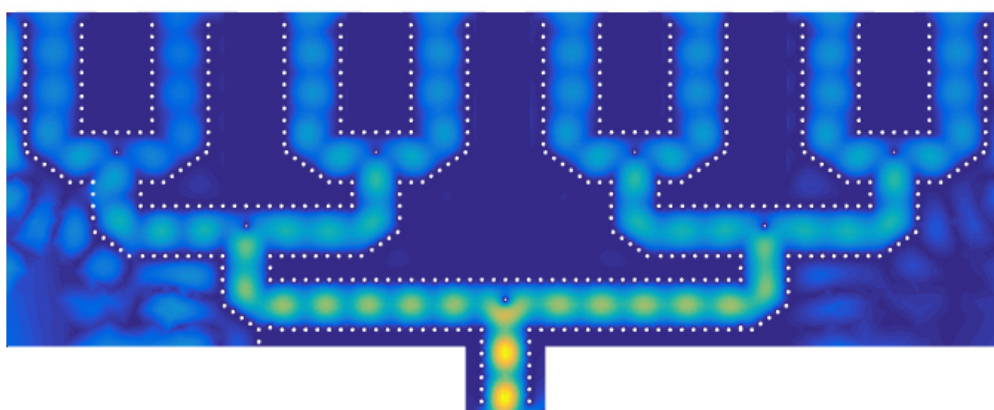




$f=48.9$  GHz



$f=52.5$  GHz



$f=56.5$  GHz

**Figure III. 43.** La distribution du champ électrique du diviseur de puissance SIW 1×8 à coudes chanfreinés avec un via au centre simulé aux fréquences suivantes:  $f = 48.9$  GHz,  $f = 52.5$  GHz et  $f = 56.5$  GHz

Dans la figure III. 43, nous observons de façon très claire la propagation du champ électrique à l'intérieur de diviseur de puissance SIW  $1 \times 8$  à coudes chanfreinés avec un via au centre aux différentes fréquences à cause de la présence des vias métalliques dans les deux côtés latérales du diviseur et la présence du via au centre ce qui a produit une divisions équi-amplitude. Nous voyons de façon très claire l'arrivé du champ au différents accès de notre diviseur.

### **III. 3. Conclusion**

Ce chapitre a été réservé exclusivement à l'application de la méthode des éléments finis bidimensionnels FEM-2D programmée sous environnement MATLAB ® pour l'analyse de nombreuses jonctions à base de la technologie SIW opérant en bande V dans la gamme des fréquences allant de 40 à 80 GHz. Les composants ciblés sont le coude  $90^\circ$  avec une tige inductive intermédiaire, le coude circulaire en SIW et pour le coude chanfrein. Nous avons également étudié différentes topologies des diviseurs de puissance en SIW  $1 \times 2$ ,  $1 \times 4$  et  $1 \times 8$  avec plusieurs types des coudes. Une comparaison a été effectuée entre les résultats de simulation issus de la méthode des éléments finis bidimensionnels FEM-2D programmée sous environnement MATLAB ® et ceux qui est obtenue par le simulateur CST Microwave studio, afin de tester l'approche employée.

La concordance au niveau des nombreux résultats trouvés, nous a prouvé l'efficacité de cette approche et la possibilité d'analyser et de simuler des jonctions en technologie SIW par le biais de la méthode des éléments finis bidimensionnelle rapide. Le chapitre suivant sera réservé à la conception des antennes et des réseaux d'antennes antipodales SIW pour imagerie passive en employant les diviseurs développés au cours de ce chapitre.

# **Chapitre IV**

**Les antennes et réseaux d'antennes  
antipodales SIW pour imagerie passive**

## IV. 1. Introduction

Ce chapitre présente les résultats de simulation des antennes et des réseaux d'antennes de type Vivaldi à différents types de profils en technologie SIW pour les applications l'imagerie millimétrique et son contexte électromagnétique. Il décrit les particularités des propriétés de ces réseaux d'antennes et la possibilité d'exploitation de ces particularités dans l'imagerie passive en bande millimétrique.

Une antenne Vivaldi est une antenne à motifs périodiques, où chaque motif possède une ouverture progressive qui permet un passage progressif de l'onde à l'espace libre, comme pour une antenne cornet. Les antennes sont souvent large bande ou double bande.

Ce chapitre se termine par l'analyse des nouvelles antennes de série de Fourier en association avec la technique de guide d'onde intégré au substrat. Compte tenu des fréquences de travail (bande millimétrique), une attention particulière est apportée aux différentes structures d'antennes arrangées en réseaux d'antennes qui présentent des propriétés intéressantes. De ce fait, la présentation de différentes structures est effectuée en se focalisant sur les propriétés électromagnétiques des antennes. Le travail concernant ces systèmes de réseaux d'antennes est scindé en deux grands axes. Le premier concerne les structures des antennes de types Vivaldi opérant dans les bandes V et C. Ensuite, ces antennes sont associées en différentes topologies avec des diviseurs de puissance à base de la technologie SIW, afin de construire des réseaux d'antennes à gain élevé.

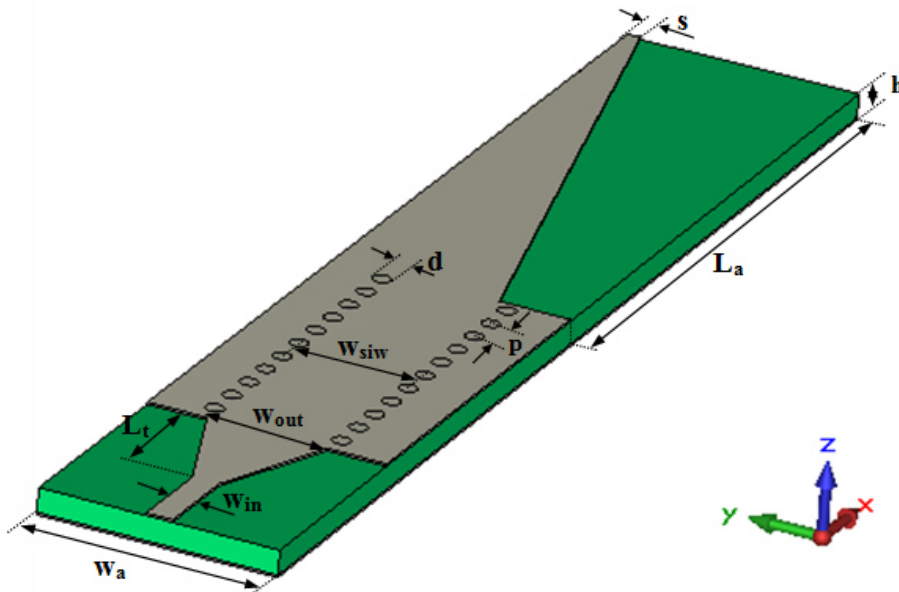
## IV. 2. Réseaux d'antennes antipodales de profil linéaire

### IV. 2. 1. Antenne seule antipodale de profil linéaire

L'antenne de profil linéaire utilisé dans les réseaux d'antenne est représentée sur la Figure IV.1. L'antenne est alimentée par la jonction SIW de diamètre  $d$  et  $p$  étant l'espace entre les tiges. La largeur de l'antenne linéaire  $W_a$  est donnée par l'espacement entre deux profils et la largeur  $W_{\text{siw}}$  de la jonction SIW est calculée en fonction de la fréquence de coupure  $f_c$  et la longueur équivalente du guide d'onde classique. Les variables optimisées de l'élément d'antenne sont: la longueur  $L_a$  et largeur  $w_a$ , l'antenne antipodale de profil linéaire crée par le métal qui couvre les deux profils opposés du substrat. La transition présente une impédance de  $50 \Omega$  et une largeur  $W_{\text{in}}$  et une longueur  $L_t$ . La transition assure l'adaptation de l'antenne. L'antenne linéaire présente un profil défini comme une courbe linéaire dans le plan  $xoy$ , qui peut être définie par la fonction suivante [78-79] :

$$y = Ax + c$$

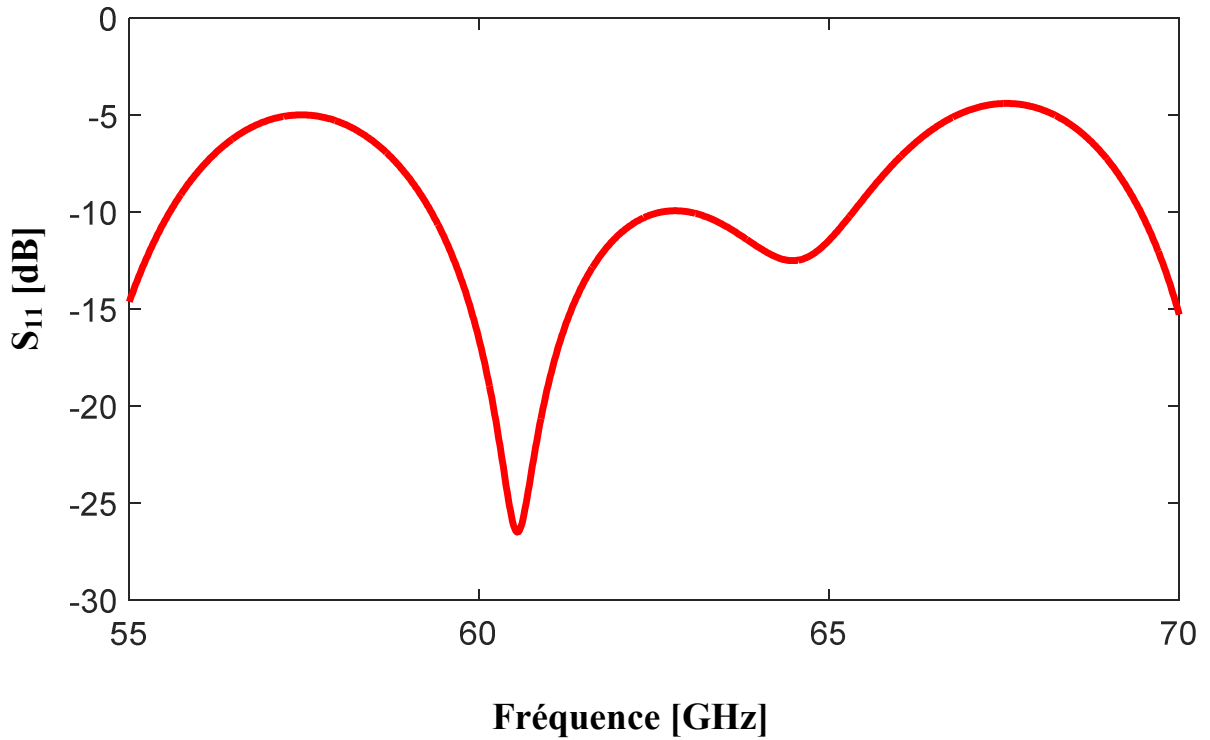
(IV.1)



**Figure IV. 1.** La structure de l'antenne antipodale de profil linéaire est alimentée par un guide SIW et une ligne micro ruban. Les paramètres sont donnés par :  $W_a = 5.5$ ,  $L_a = 21.93$  et  $S = 0.2$ ,  $w_{siw} = 3.5$ ,  $d = 0.37$  et  $p = 0.7$ ,  $w_{in} = 1.25$ ,  $w_{out} = 2.57$  et  $L_t = 5$  (tous les paramètres sont en millimètres).

L'antenne a été conçue pour couvrir la bande de fréquence [55-70 GHz] pour les applications d'imagerie passive. Le guide SIW est utilisé pour alimenter l'antenne de profil linéaire. L'antenne a été simulée et optimisée avec CST Microwave studio pour atteindre un coefficient de réflexion nécessaire avec  $w_a = 5.5 \text{ mm}$ ,  $L_a = 21.93 \text{ mm}$ ,  $S = 0.28 \text{ mm}$ . Nous utilisons un substrat diélectrique de type Arlon Cu 217LX (perte) d'une épaisseur de  $h = 0.508 \text{ mm}$  et est utilisé une constante diélectrique relative  $\epsilon_r = 2.2$  avec une tangente de perte de l'ordre  $\text{tg}\delta = 0.0009$ . Les valeurs optimisées des paramètres géométriques sont présentées sur la figure IV.1.

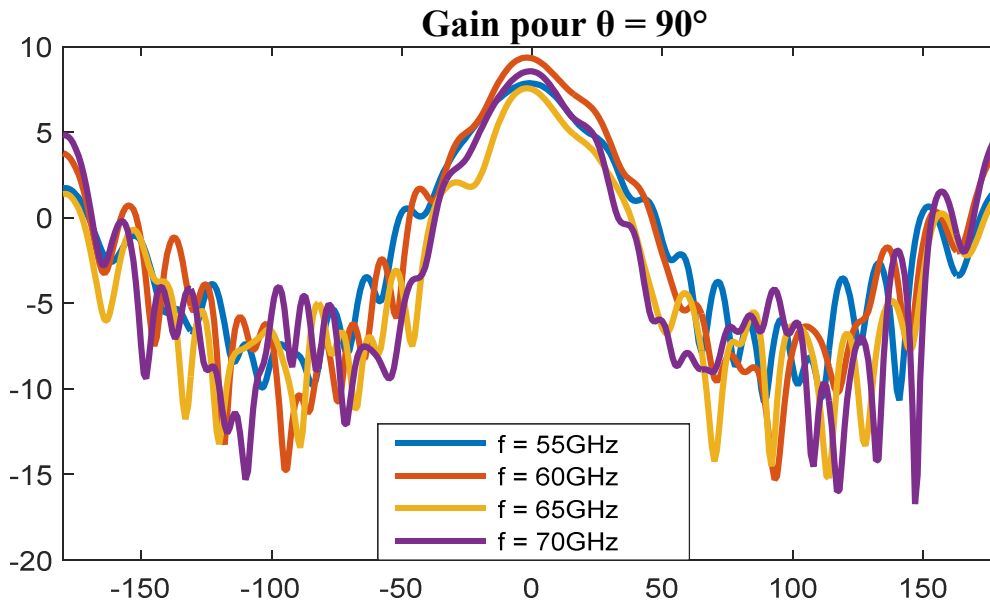
Le résultat simulé coefficient de réflexion cette antenne sont illustré ci-dessous entre 55 et 75 GHz.



**Figure IV. 2.** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne antipodale de profil linéaire présentée sur la figure IV.1.

La figure IV.2 montre le résultat de l'antenne à une bande de fonctionnement millimétrique. Les fréquences de fonctionnement minimales de cette antenne sont déterminées par la fréquence de coupure  $f_c$  du SIW. L'antenne a été indiquée sur la figure IV.1, elle a été conçue et doit fonctionner dans la bande de fréquences de [55-70 GHz].

D'après la figure, nous observons une bonne adaptation dans la bande souhaitée, d'ailleurs nous enregistrons un pic de l'ordre de -26 dB à 60.5 GHz. Les résultats de la simulation pour les gains de configuration d'antenne antipodale linéaire ont été observés dans les fréquences 55, 60, 65 et 70 GHz.

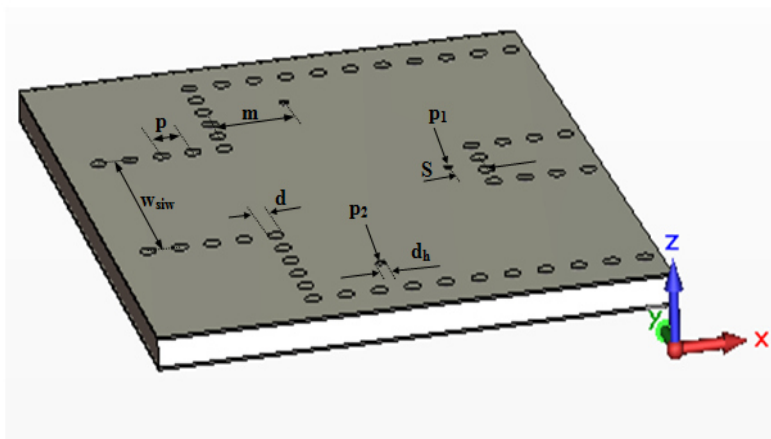


**Figure IV. 3.** Les gains de l'antenne antipodale pour les fréquences 55, 60, 65, 70 GHz.

D'après la figure IV.3, nous remarquons qu'un maximum de gain est observé pour  $\phi=0^\circ$  avec un niveau de l'ordre de 9 dB pour la fréquence 60 GHz.

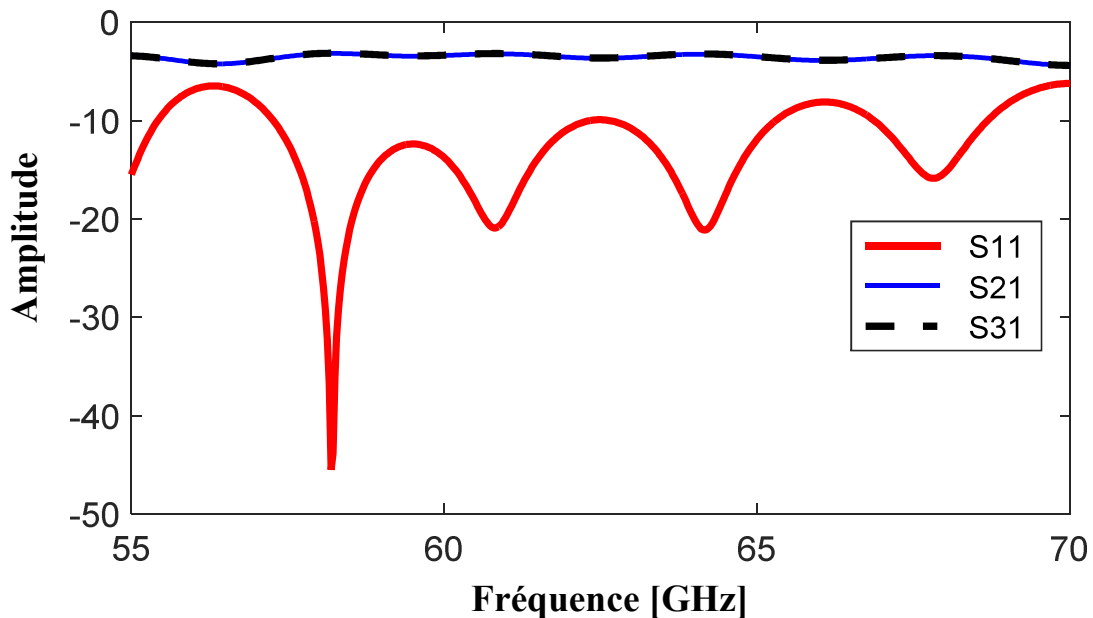
#### IV. 2. 2. Diviseur de puissance SIW de la jonction T avec une tige inductive

Le diviseur de puissance avec ses paramètres géométriques est montré sur la figure IV.4. Le diviseur de puissance à deux ports de sortie est structuré à la même largeur pour le port d'entrée de guide SIW, qui est conçu avec une largeur de  $W_{\text{siw}}$  pour un seul mode fondamental  $TE_{10}$  dans la gamme de fréquences de fonctionnement. La puissance d'entrée est divisée également au niveau des deux de ports de sortie par la tige inductive métallique au milieu. Pour réduire la réflexion de la puissance, deux tiges  $P_1$  et  $P_2$  sont placés comme montre la figure ci-dessous. En optimisant les positions  $S, m$  des tiges inductives et leurs diamètres  $d_h$ .



**Figure IV. 4.** La structure de diviseur de puissance SIW avec les tiges inductives:  $W_{\text{siw}} = 5$  mm,  $d=0.37$  mm,  $p = 0.74$  mm,  $d_h=0.2$  mm,  $S = 1.2$  mm et  $m = 1.85$  mm.

Les résultats de simulation de diviseur SIW  $1 \times 2$  sont représentés dans la figure IV.5. Des bonnes performances de diviseur de puissance à deux ports sont obtenues. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inférieur à -10 dB pour la bande de fréquences entre 57.3 et 65.28 GHz, un caractère large bande est obtenu dans la bande d'opération avec un niveau inférieur à -46 dB à la fréquence 58 GHz. Et les coefficients de transmission  $S_{21}$  et  $S_{31}$  sont égaux et égale à -3 dB.

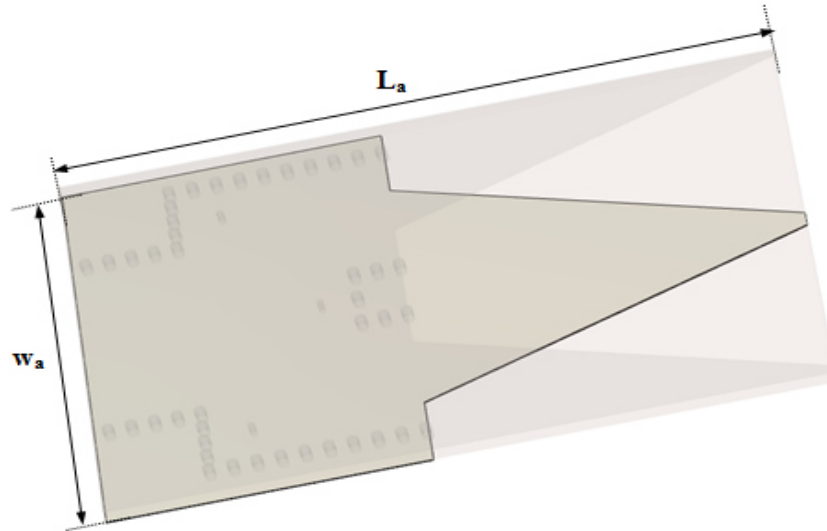


**Figure IV. 5.** Les résultats de simulation de diviseur de puissance SIW  $1 \times 2$ .



### IV. 2. 3. Réseau composé de deux antennes antipodales de profil linéaire

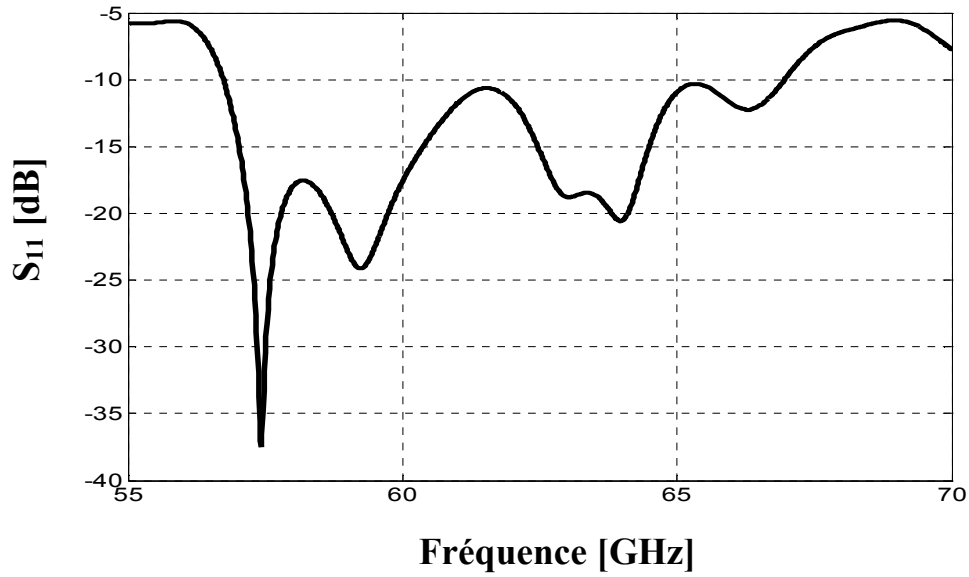
La figure IV.6 présente la structure de réseau composé de deux antennes antipodales de profil linéaire, elles sont placées sur les deux ports de sortie de diviseur de puissance SIW.



**Figure IV. 6.** Réseau d'antennes antipodales de profil linéaire avec:  $W_a = 12.5 \text{ mm}$  et  $L_a = 31.72 \text{ mm}$ .

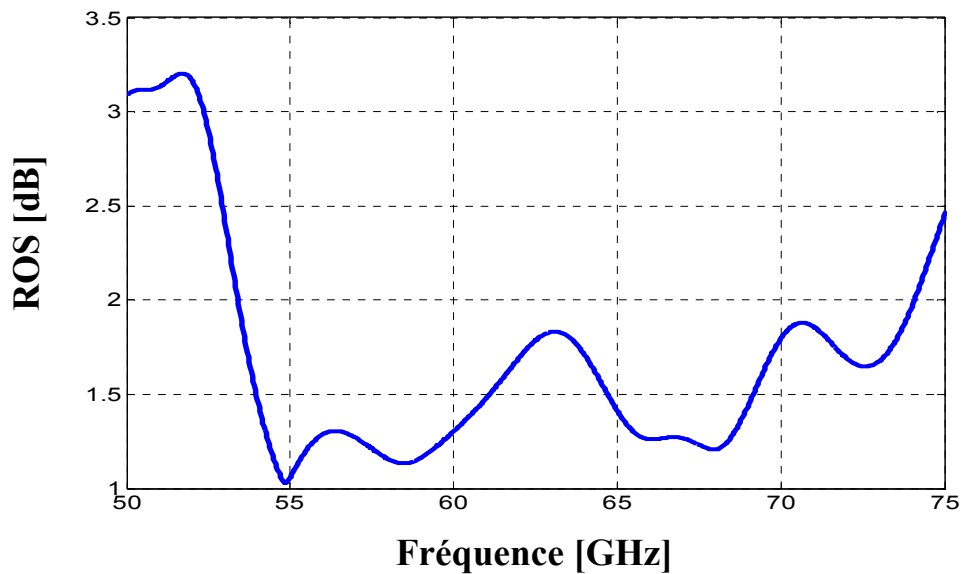
Après la simulation et l'optimisation, l'antenne antipodale de profil linéaire a été conçue pour opérer dans la bande des fréquences V construite par un élément d'antenne seul, qui est associée par la suite dans chaque port de sortie de diviseur de puissance SIW  $1 \times 2$  [80]. L'ensemble du système est intégré sur un substrat diélectrique de type Arlon 217LX Cu ayant une épaisseur de  $0.508 \text{ mm}$  avec une permittivité relative de  $\epsilon_r = 2.2$  et tangente de perte  $\text{tg}\delta = 0.0009$ . Les valeurs des paramètres sont fournies par la figure IV.6.

Le coefficient de réflexion de réseaux d'antennes est simulé et représenté sur la figure IV.7. Le coefficient de réflexion est inférieur à  $-10 \text{ dB}$  dans la bande de fréquences  $[57\text{-}67.1 \text{ GHz}]$  ce qui prouve le caractère large bande, il est obtenu par le simulateur CST Microwave Studio. Nous enregistrons également un niveau de puissance réfléchi de l'ordre de  $-37 \text{ dB}$  à la fréquence  $56.5 \text{ GHz}$ .



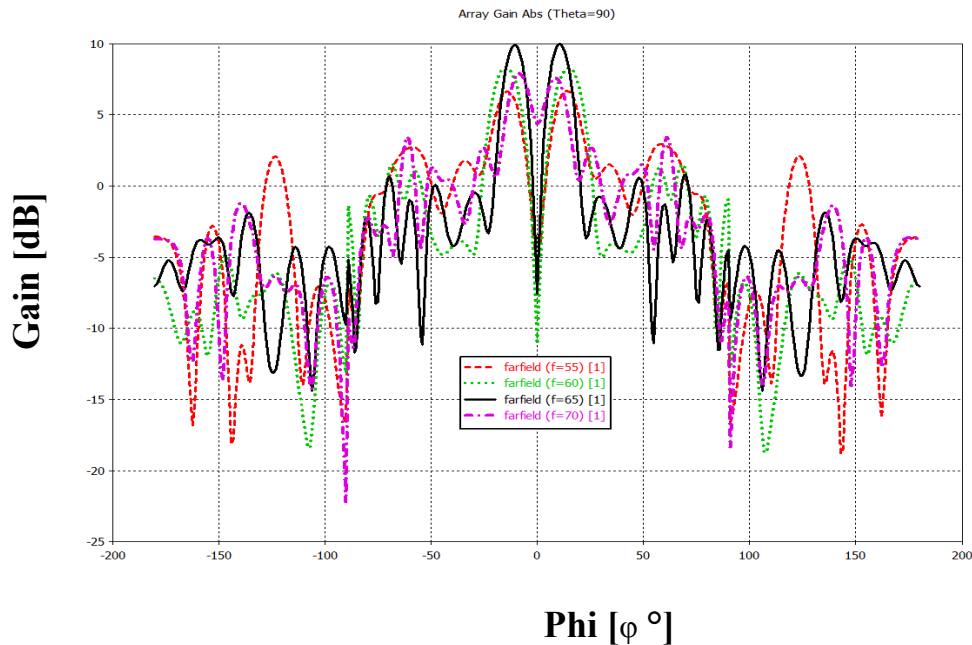
**Figure IV. 7.** Le coefficient de réflexion de réseau d'antennes de profil linéaire présenté sur la figure IV. 6.

Le rapport d'ondes stationnaires (ROS) indique le bon fonctionnement du système d'alimentation de réseau d'antennes de profil linéaire.



**Figure IV. 8.** Le rapport d'ondes stationnaires ROS de réseau d'antennes présenté sur la figure IV. 6.

Les gains du réseau d'antennes sont simulés à des fréquences différentes 55, 60, 65 et 70 GHz, respectivement et sont illustrés sur la figure IV. 9. Ce réseau d'antennes antipodales de bonnes performances sur la bande de fréquences utile.



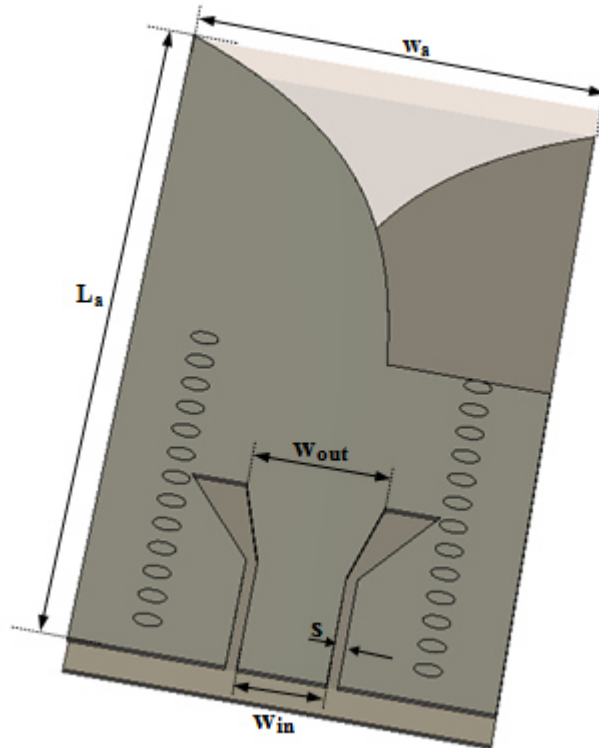
**Figure IV. 9.** Les gains de réseau d'antennes pour différentes fréquences.

Selon la figure IV. 9, nous observons l'évolution du gain en fonction de la direction azimutal  $\varphi$  pour différents fréquences où nous constatons un niveau du gain de l'onde de 10 dB.

### IV. 3. Réseaux d'antennes Vivaldi antipodales de profil exponentiel

#### IV. 3. 1. Antenne Vivaldi antipodale de profil exponentiel avec ligne coplanaire

La technologie de SIW est utilisée pour alimenter un certain type d'antenne Ultra Large Bande UWB. Les structures de ces antennes peuvent être utilisées dans le plan H, comme les antennes exponentielles (Vivaldi), linéaires (LTSA), elliptiques [81]. Les antennes Vivaldi dans le plan H exigent des substrats extrêmement épais afin d'atteindre des pertes faibles de réflexion dans une large bande. Les antennes Vivaldi antipodales de profil exponentiel peuvent être petit utilisés dans une configuration de réseau d'antennes à ondes progressives pour former un réseau 2D.



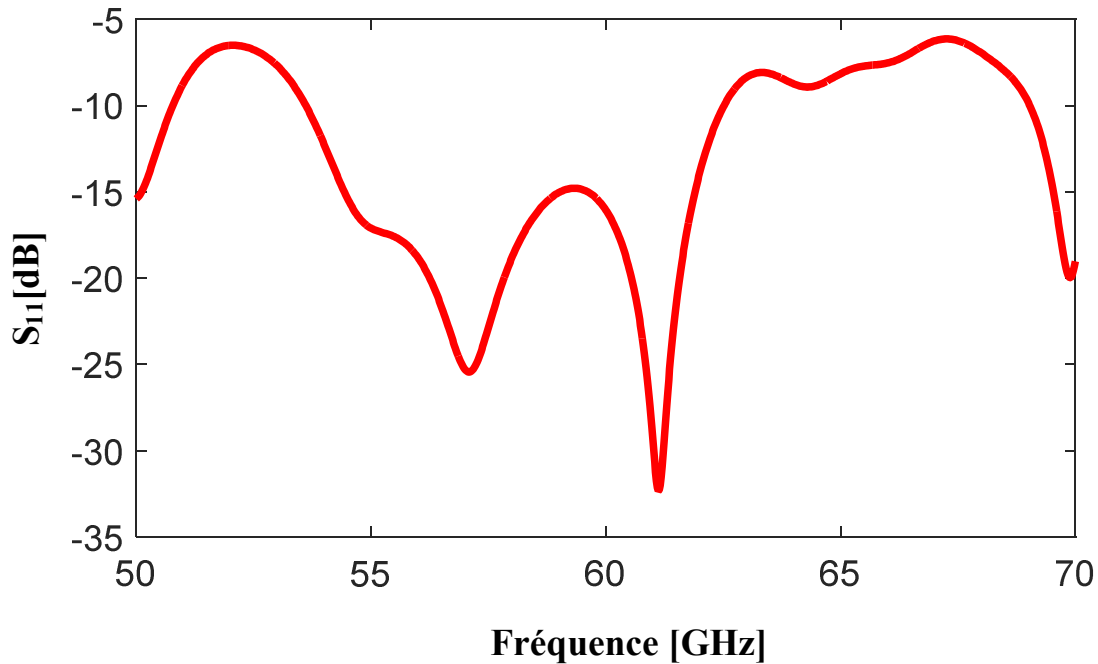
**Figure IV. 10.** Antenne Vivaldi antipodale de profil exponentiel avec ligne coplanaire avec:  $w_{in} = 1.55 \text{ mm}$ ,  $w_{out} = 2.7 \text{ mm}$ ,  $s = 0.4 \text{ mm}$ ,  $L_a = 24.5 \text{ mm}$  et  $w_a = 8 \text{ mm}$ .

L'antenne Vivaldi seule est conçue et simulée par CST Microwave studio sur un substrat d'épaisseur de 0.508 mm avec une constante diélectrique  $\epsilon_r = 2.2$  et  $\text{tg}\delta = 0.0009$  (Arlon Cu 217LX (perte)). L'antenne est alimentée par une transition SIW à GCPW qui est appropriée pour assurer une transition vers le guide d'ondes SIW pour avoir le minimum de perte d'insertion. Le guide SIW est mis en œuvre par un conducteur parfait ayant des trous du diamètre  $d = 0.5 \text{ mm}$  et l'espace entre les trous  $s = 0.9 \text{ mm}$ . La largeur de l'antenne Vivaldi  $w_a = 8 \text{ mm}$  est donnée par l'espacement entre les deux éléments de l'antenne, la largeur  $w_{siw} = 5 \text{ mm}$  de guide SIW synthétisée est donnée par la fréquence de coupure du guide d'onde équivalent.

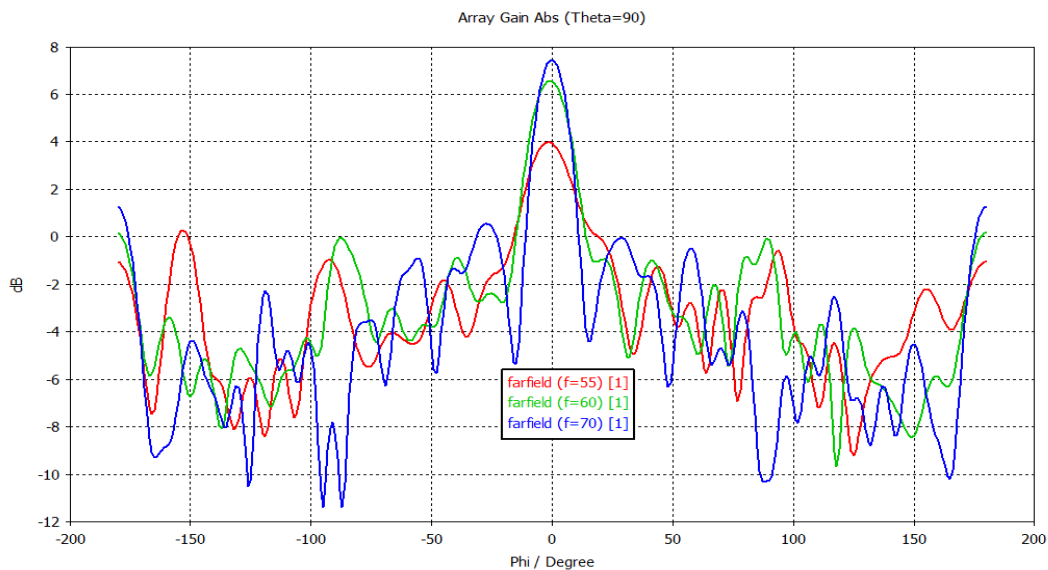
Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  en décibel est représenté dans la bande des fréquences entre 50-70 GHz sur la figure IV. 11, ainsi que le gain, simulé avec le simulateur dans le domaine temporel CST Computer Simulation Technology Microwave Studio. Le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB sur la bande de fréquences entre 53.62 et 62.5 GHz, qui prouve le bon résultat obtenu et une transition correcte entre la ligne coplanaire CPW et SIW ainsi

qu'entre le guide et de profil exponentiel de l'antenne [82]. Notons que sur une étroite gamme des fréquences (autour de 61.12 GHz), le coefficient de réflexion  $S_{11}$  affiche des niveaux inférieur à -30 dB.

Les diagrammes de rayonnement de cette antenne sont présentés dans la figure IV. 12 pour quatre fréquences différentes. Les résultats sont obtenus à partir de simulateur CST.



**Figure IV. 11.** Le coefficient de réflexion de l'antenne Vivaldi avec la ligne coplanaire de l'antenne présentée sur la figure IV. 10.



**Figure IV. 12.** Gains simulés de l'antenne de profil exponentiel de type Vivaldi.

D'après la figure IV. 12, nous remarquons que le diagramme de rayonnement est symétrique autour de l'angle  $\varphi = 0^\circ$  avec un maximum au milieu de l'ordre de 7.5 dB.

### IV. 3. 2. Etude de l'antenne Vivaldi Antipodal

L'antenne sur son support d'alimentation (SIW et micro-ruban) a été présentée avec tous ses paramètres. Cette dernière est alimentée par un guide d'onde intégré au substrat SIW et adaptée par une ligne de transmission de type micro-ruban. Cette structure est modélisée et optimisée par le logiciel CST Microwave Studio ®. Cette antenne Vivaldi est conçue avec une transition partant d'une ligne micro-ruban de l'antenne est imprimée sur les deux faces et créant une alimentation non symétrique. L'antenne est imprimée sur les deux faces sur le substrat de façon opposé. L'antenne Vivaldi est principalement utilisée dans la conception réseaux d'antennes ultra large bande ULB pour des applications radars [84].

#### IV. 3. 2. 1. Antenne Vivaldi sans transition micro ruban

L'antenne Vivaldi présente un profil défini comme une courbe exponentielle dans le plan  $xoy$ , qui peut être définie par la fonction suivante [85] :

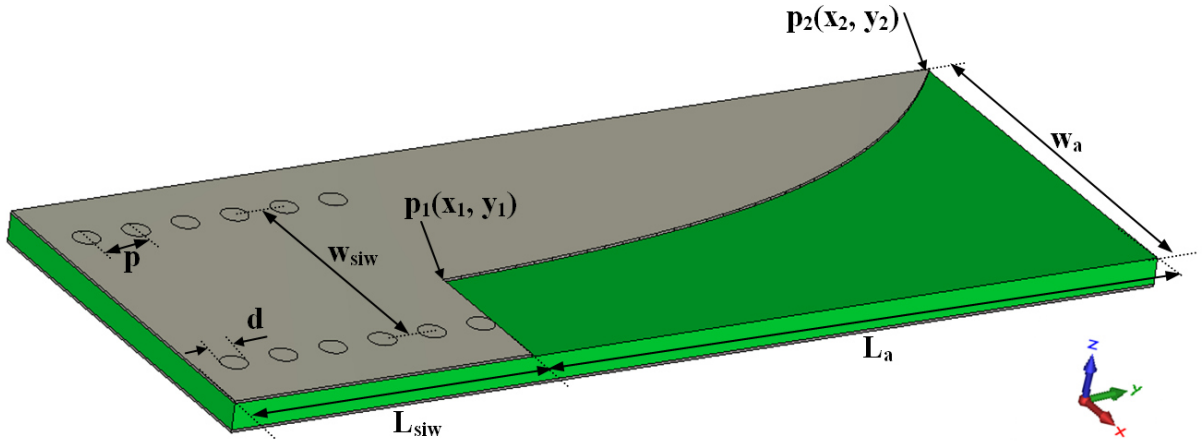
$$y(x) = \pm A. e^{Rx} \quad (IV.2)$$

Où le coefficient R est le paramètre de courbure et A est défini par:

$$A = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad (IV.3)$$

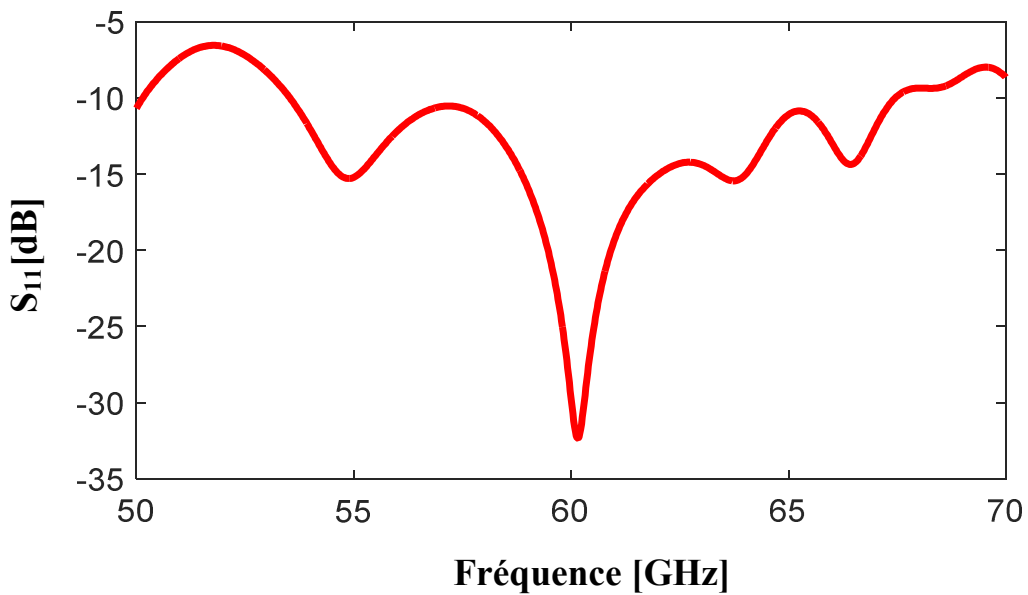
Le profil de l'antenne est calculé par les deux points  $p_1(x_1, y_1)$  et  $p_2(x_2, y_2)$ .

$p_1$  et  $p_2$  sont les deux points de début et de final, respectivement. L'emplacement de ces paramètres qui peuvent être vu dans la figure IV. 13.



**Figure IV. 13.** Structure de l'antenne Vivaldi sans ligne micro-ruban avec la largeur du guide SIW  $W_{siw} = 5$ , l'espacement de tige  $p = 1$ , diamètre de tige  $d = 0.5$ , la largeur de l'antenne  $w_a = 7.6$ , la longueur de l'antenne  $L_a = 18.8$  (tous les paramètres en millimètre).

Le résultat de cette antenne est obtenu par logiciel CST Microwave Studio et illustré sur la figure IV. 14.

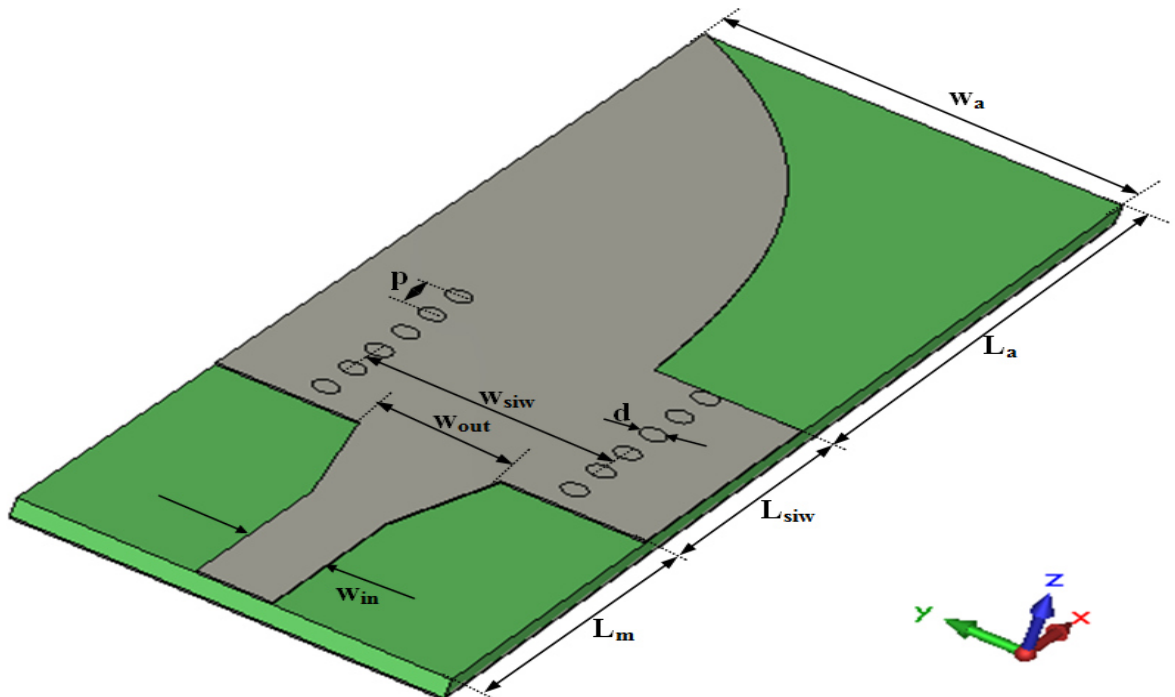


**Figure IV. 14.** Coefficient de réflexion de l'antenne Vivaldi sans ligne micro-ruban ( $y = \pm 0.21e^{0.24x}$ ).

Nous avons optimisé l'antenne Vivaldi sans ligne micro-ruban avec  $R = 0.24$  et  $A = 0.21$  et nous avons obtenu le coefficient de réflexion qui est représenté dans la bande de fréquence  $V$  voir la figure ci-dessus. Selon cette figure, une bonne adaptation est obtenue.

### IV. 3. 2. 2. Antenne Vivaldi avec ligne micro-ruban

La structure de l'antenne Vivaldi est optimisée pour les applications d'imagerie passive. Le modèle final est caractérisé par les dimensions  $26.0 \times 8.635 \text{ mm}^2$  et couvre la bande de fréquences [50-70] GHz. Cette antenne est peu encombrante et elle est largement étudiée dans la littérature des antennes large bande [86]. Cette antenne possède une polarisation linéaire et un rayonnement arrière très faible, ce qui en fait, rendre cette antenne une candidate parfaite pour l'imagerie passive. Le modèle final de l'antenne conçue est imprimée sur un substrat de type Arlon Cu 217LX ( $\epsilon_r=2.2$ ) avec  $\text{tg}\delta = 0.0009$  et elle est présentée sur la figure. IV.15.



**Figure IV. 15.** La structure de l'antenne Vivaldi de profil exponentiel avec ligne micro-ruban. Les dimensions sont données par :  $L_m = 7.25 \text{ mm}$ ,  $w_{in} = 1.515 \text{ mm}$ ,  $w_{out} = 2.85 \text{ mm}$ , le guide SIW avec :  $L_{siw} = 6 \text{ mm}$ ,  $w_{siw} = 5 \text{ mm}$ ,  $d = 0.5 \text{ mm}$ ,  $p = 1 \text{ mm}$ , et les paramètres de profil avec :  $L_a = 12.8 \text{ mm}$ ,  $w_a = 8.635 \text{ mm}$ .

L'antenne Vivaldi est supposée être structurée sur un substrat de type Rogers 5880 avec une épaisseur de  $0.508 \text{ mm}$  et une permittivité relative de  $2.2$ . Après optimisation avec CST, les paramètres géométriques de l'élément d'antenne Vivaldi pour des ondes millimétriques avec la bande 50 à 80 GHz comme présenté sur la figure IV. 15: La structure SIW est conçue pour



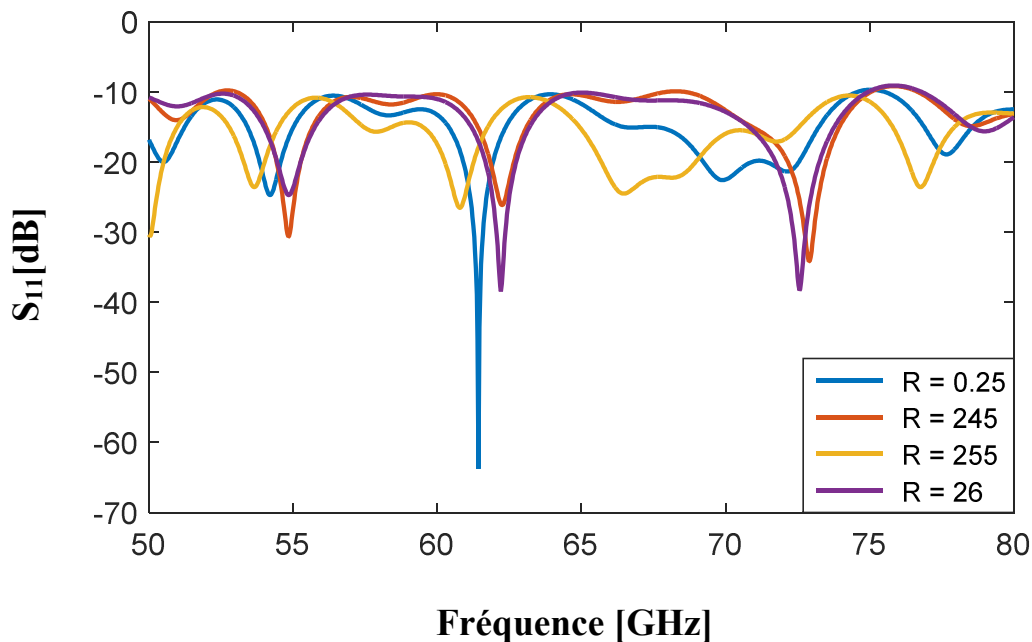
supporter le mode fondamental  $TE_{10}$  dans la bande de fréquences de fonctionnement avec la longueur  $L_{siw}$ , la largeur  $W_{siw}$ , diamètre  $d$  et  $p$  l'espacement entre deux tiges métalliques.

La ligne micro ruban est donnée par la largeur  $W_{in}$  de 50 Ohms est de  $1.515 \text{ mm}$ , la largeur de segment du port est  $2.85 \text{ mm}$ , et la longueur  $L_m$  est  $7.25 \text{ mm}$  et la fonction de courbe Vivaldi est  $y = \pm 0.21e^{0.245x}$ .

Cette structure est simulée en utilisant CST microwave Studio et le résultat de simulation est représenté dans la figure IV. 17.

#### IV. 3. 2. 2. 1. Etude paramétrique de l'antenne Vivaldi Antipodal avec la ligne micro ruban

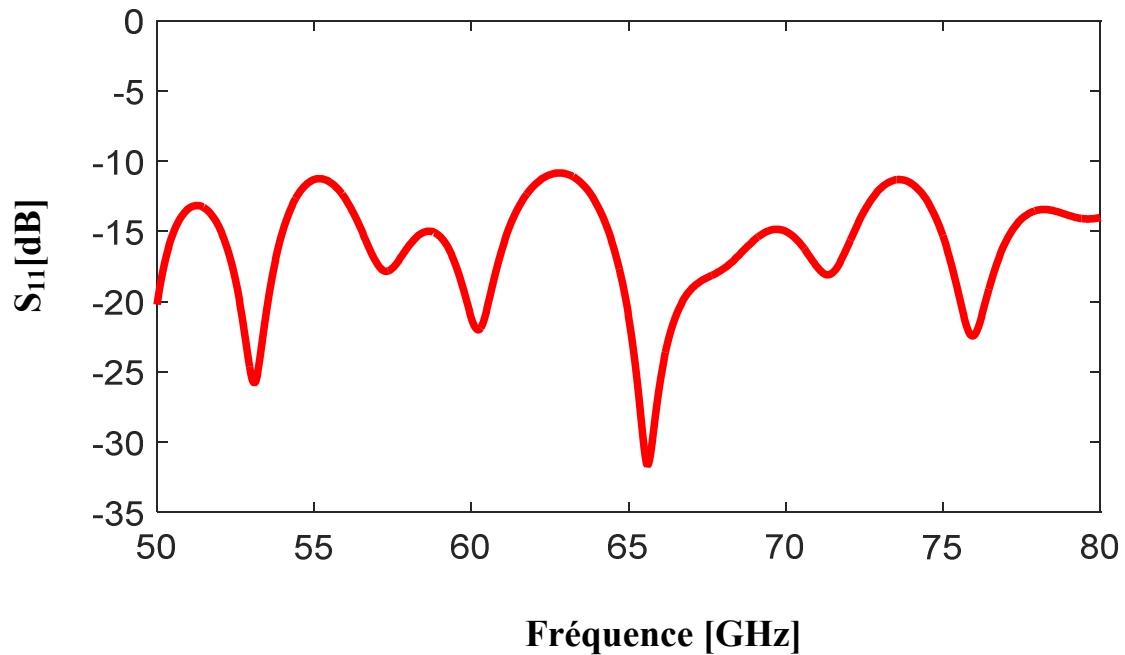
La figure IV. 18 représente les tracés du module du coefficient de réflexion en décibel en fonction de la fréquence, pour différent courbure exponentiel  $R$  de l'antenne Vivaldi variant entre 0.25 et 0.26 de pas 0.005.



**Figure IV. 16.** Les coefficients de réflexion de l'antenne Vivaldi avec différents profils exponentielles avec ligne micro ruban.

Suite à ces observations, on peut déduire que la diminution du paramètre de courbure exponentiel peut améliorer l'adaptation et la bande passante jusqu'à la valeur 0.26. Nous avons

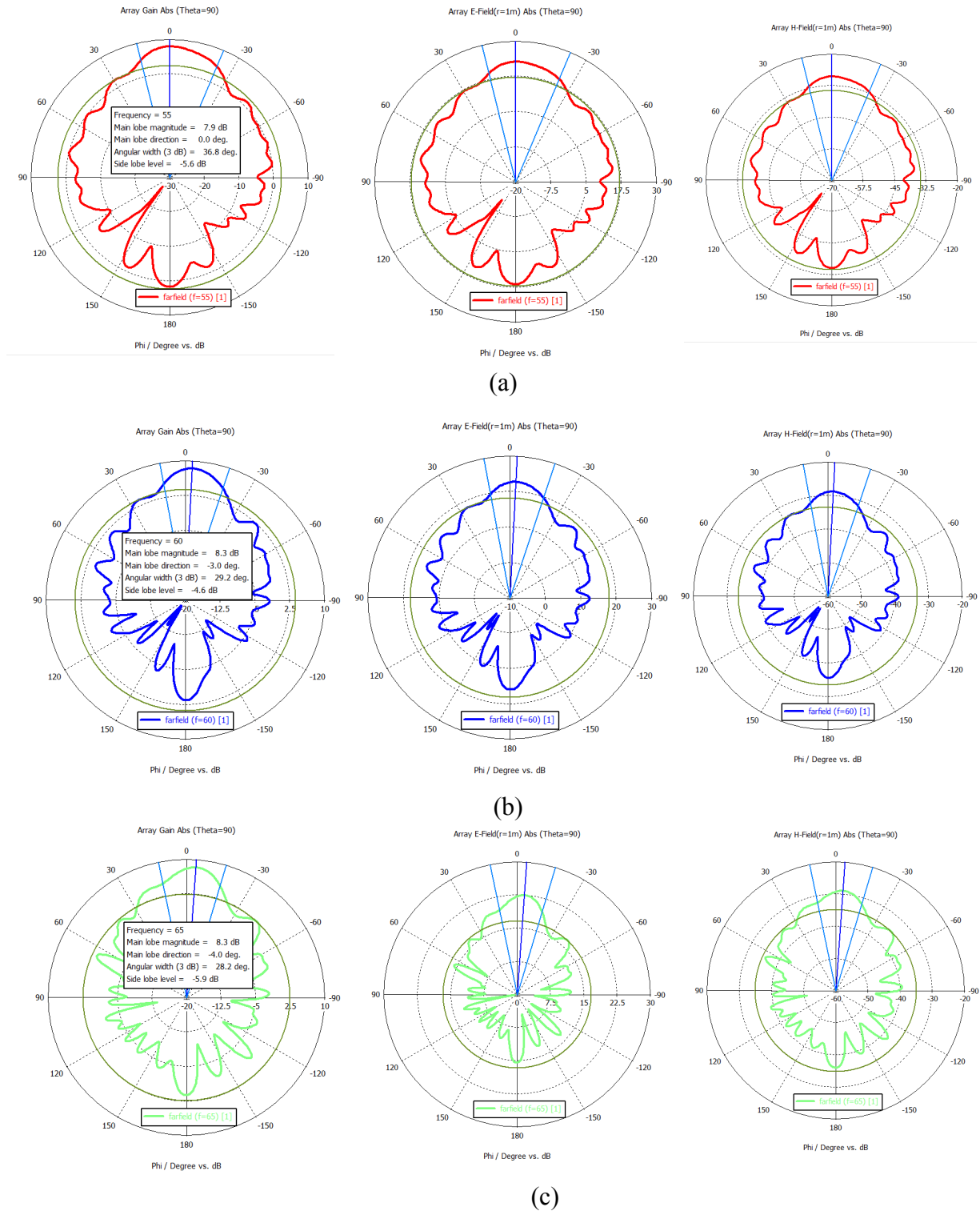
simulé le coefficient de réflexion  $S_{11}$  du prototype final de l'antenne Vivaldi et nous avons présenté le coefficient  $S_{11}$  issu de la simulation sous CST Microwave Studio. Nous présentons le résultat de cette antenne dans la figure IV. 17.



**Figure IV. 17.** Le paramètre  $S_{11}$  de l'antenne Vivaldi optimisée avec ligne micro-ruban ( $y = \pm 0.21e^{0.245x}$ ).

Nous pouvons constater le bon résultat obtenu dans la bande des fréquences V. Nous concluons que l'antenne Vivaldi présente une excellente adaptation dans la bande fréquentielle qui nous intéresse [50-80] GHz puisque les niveaux sont tous inférieurs à -10 dB.

L'antenne Vivaldi SIW avec micro-ruban exhibe un très bon résultat pour toute la bande de fonctionnement.



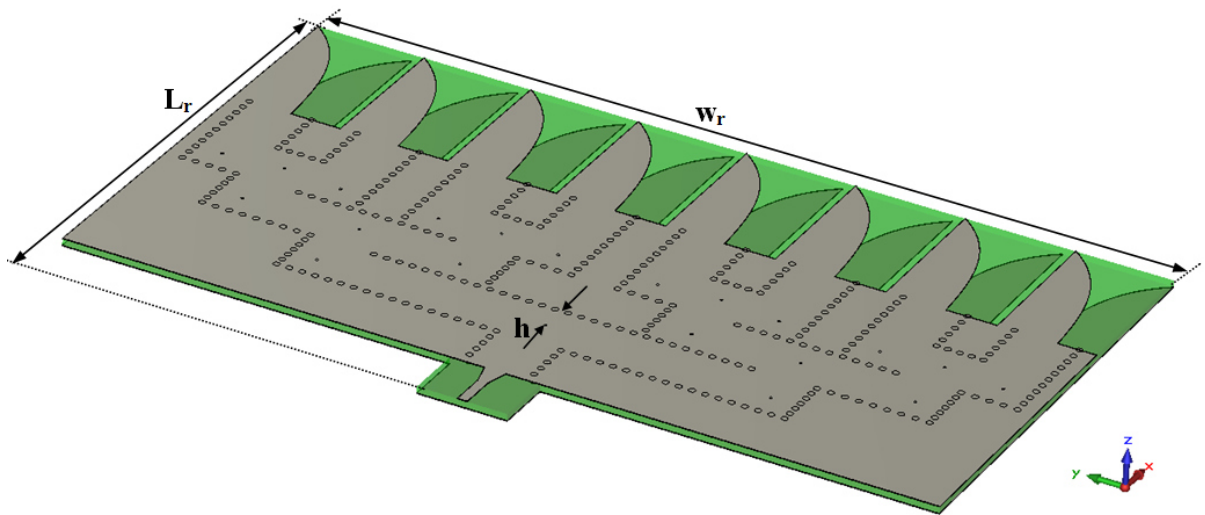
**Figure IV. 18.** Gains et les diagrammes de rayonnements de l'antenne Vivaldi en plan E et H présenté sur le figure IV. 15 calculés au fréquences: (a)  $f = 55$  GHz, (b)  $f = 60$  GHz et (c)  $f = 65$  GHz

La figure. IV. 18 présente le gain et les diagrammes de rayonnement en plan E et H de l'antenne respectivement pour les fréquences 55, 60 et 65 GHz. Nous remarquons que l'antenne

ayant un rayonnement longitudinal symétrique suivant la direction de propagation  $Ox$ . Nous remarquons également que le gain varie en fonction de la fréquence et il est maximal pour  $\varphi = 0^\circ$ . Les gains enregistrés pour respectent 50, 60 et 65 GHz sont de l'ordre de 7.9 dB, 8.3 dB et 8.3 dB.

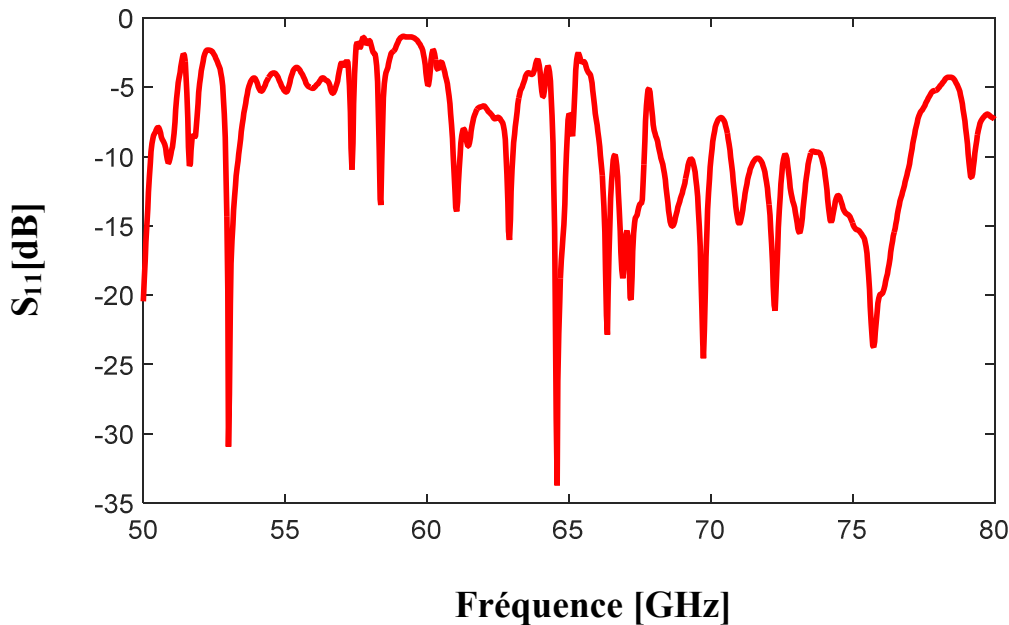
### IV. 3. 3. Réseau d'antennes de huit éléments de profil exponentiel de type Vivaldi

Dans la conception d'un réseau de huit éléments d'antennes de profil exponentiel de type Vivaldi, les exigences exigent une faible perte, un gain élevé, et des pertes minimales de structure atteindre une efficacité élevée de rayonnement afin de réduire les pertes de l'antenne, et d'obtenir un rapport élevé de l'efficacité qui est donné par  $G/D$  (rapport entre le gain et la directivité). Sur la figure IV.19, une répartition des antennes uniformes sont placés selon l'axe  $Oy$  avec un réseau d'alimentation SIW. Ceci permettre une excitation équivalente sur la bande de fréquences nécessaire. Le réseau d'antennes Vivaldi et le réseau d'alimentation SIW sont schématisés sur la figure IV. 19. A noter que le gain du réseau augmente au fur et à mesure que l'espacement entre les éléments d'antennes augmente jusqu'à ce que l'espacement soit proche de  $0.8\lambda$ , et ensuite, il chute rapidement [86].



**Figure IV. 19.** La structure de réseau d'antennes avec diviseur de puissance SIW  $1 \times 8$  de profil exponentiel avec  $L_r = 37.8 \text{ mm}$ ,  $w_r = 67.90 \text{ mm}$  et  $h = 2.42 \text{ mm}$ .

Sur la figure IV. 20, nous schématisons l'évaluation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence dans la gamme entre 50 et 80 GHz.



**Figure IV. 20.** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de réseau d'antennes Vivaldien fonction de la fréquence.

D'après la figure ci-dessus, nous remarquons l'apparition de plusieurs pics de résonances ayant un niveau inférieurs à -20 dB ce qui permet une adaptation excitante avec un rayonnement maximale.

#### IV. 4. Antenne de type Vivaldi avec deux profils exponentiel

L'antenne Vivaldi est associée par le guide SIW dans ce cas, une transition d'une ligne micro ruban vers le guide SIW est nécessaire comme représenté sur la figure IV.21. Une excitation du mode fondamental (mode  $TE_{10}$ ) est établie dans le guide SIW, afin d'assurer une propagation du champ à l'intérieur du guide. En fait, l'onde se propageant dans la transition micro-ruban vers la structure SIW pour soutenir une opération large bande de l'antenne Vivaldi. Les paramètres sont choisis tel que:  $W_{out} = 2.85 \text{ mm}$ , la longueur de la ligne micro-ruban est  $L_t = 7.25 \text{ mm}$ . Ces valeurs ont été début à partir d'une fréquence de coupure de l'ordre de 55 GHz.

Dans le processus de conception, le profil de rayonnement de l'antenne Vivaldi est constitué par deux profils sous forme exponentielle qui peut être exprimé comme suit:

$$y_1(x_1) = \pm A_1 \cdot e^{R_1 x_1} \quad (\text{IV.4})$$

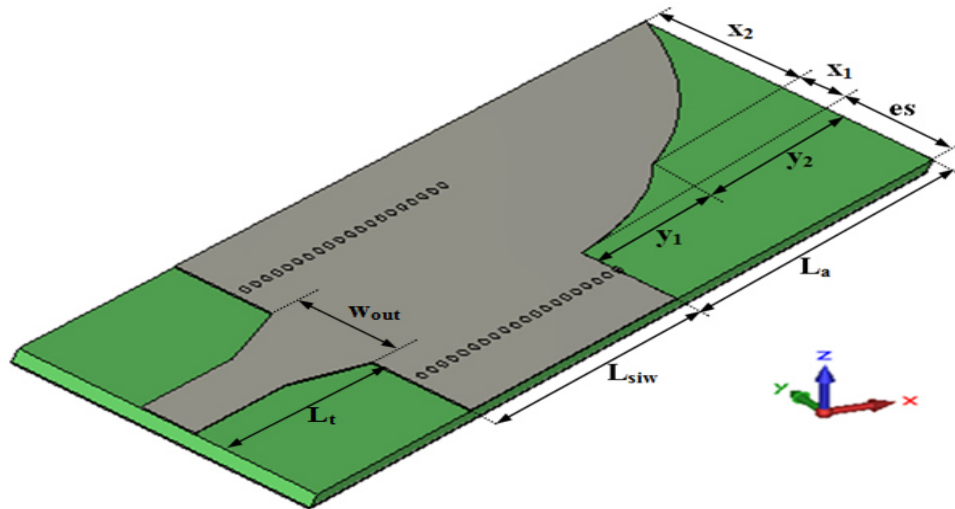
$$y_2(x_2) = \pm A_2 \cdot e^{R_2 x_2} \quad (\text{IV.5})$$

Où les coefficients  $R_i$  sont les paramètres de courbure, et les  $A_i$  sont défini par:

$$A_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{R_1 x_2} - e^{R_1 x_1}} \quad (\text{IV.6})$$

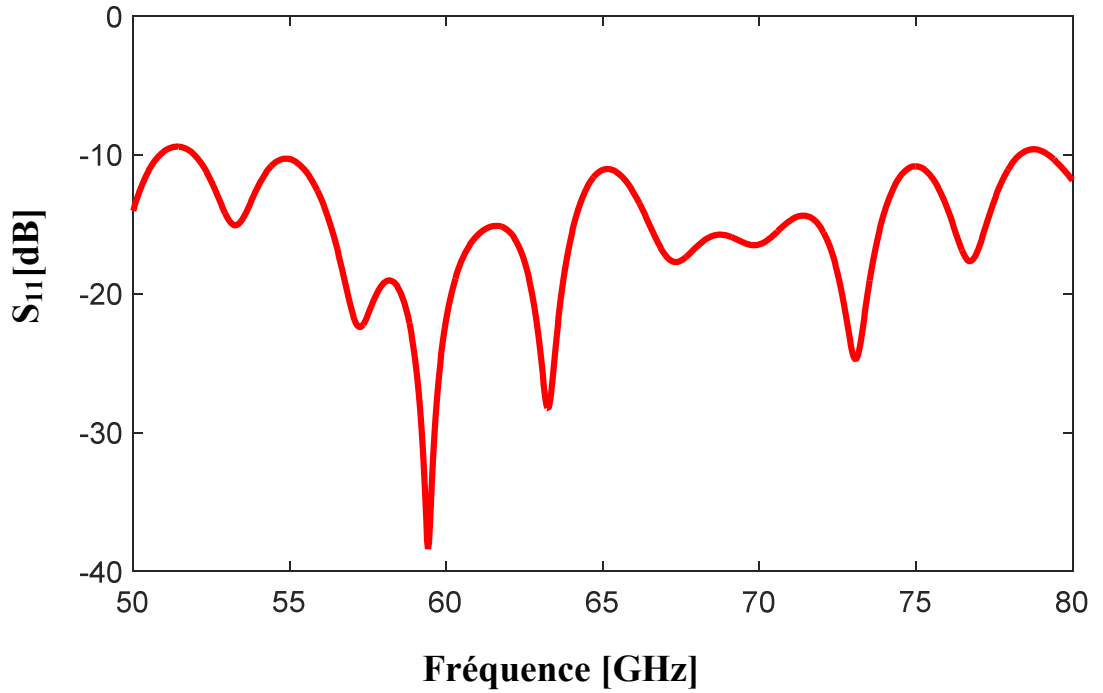
$$A_2 = \left( A_1 + \frac{y_2}{e^{R_2 x_2}} \right) \quad (\text{IV.7})$$

Où  $(x_1, y_1)$ ,  $(x_3, y_3)$  est respectivement le point en bas et le point haut de la courbe exponentielle,  $R_i$  sont les facteurs exponentiels qui déterminent la largeur de profil de l'antenne Vivaldi, et  $A_1$ ,  $A_2$  et  $A_3$  sont des constantes. Les performances de rayonnement de l'antenne Vivaldi est limité par la largeur minimale de la courbe de profil exponentielle, en fait la forme globale de courbure de l'antenne est utilisée pour guider le rayonnement de l'onde électromagnétique.



**Figure IV. 21.** La structure de l'antenne Vivaldi à profil de deux exponentiels avec la ligne micro-ruban de transition. Les paramètres de cette structure sont donnés par:  $x_1 = 1.63 \text{ mm}$ ,  $x_2 = 5.15 \text{ mm}$ ,  $y_1 = 6 \text{ mm}$ ,  $y_2 = 7 \text{ mm}$ ,  $L_{siw} = 10 \text{ mm}$  et  $L_t = 7.25 \text{ mm}$ .

Sur la figure IV. 22 nous affichons le résultat de simulation de la puissance réfléchi de l'antenne à profil de deux exponentiels.



**Figure IV. 22.** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne Vivaldi à profil de deux exponentiels en fonction de la fréquence.

#### IV. 5. Antenne de type Vivaldi avec trois profils exponentiels

Dans le processus de conception au cœur de cette section, le profil de rayonnement de l'antenne Vivaldi est constitué par trois profils sous forme exponentielles qui peuvent être exprimé comme suit:

$$y_1(x_1) = \pm A_1 \cdot e^{R_1 x_1} \quad (\text{IV.8})$$

$$y_2(x_2) = \pm A_2 \cdot e^{R_2 x_2} \quad (\text{IV.9})$$

$$y_3(x_3) = \pm A_3 \cdot e^{R_3 x_3} \quad (\text{IV.10})$$

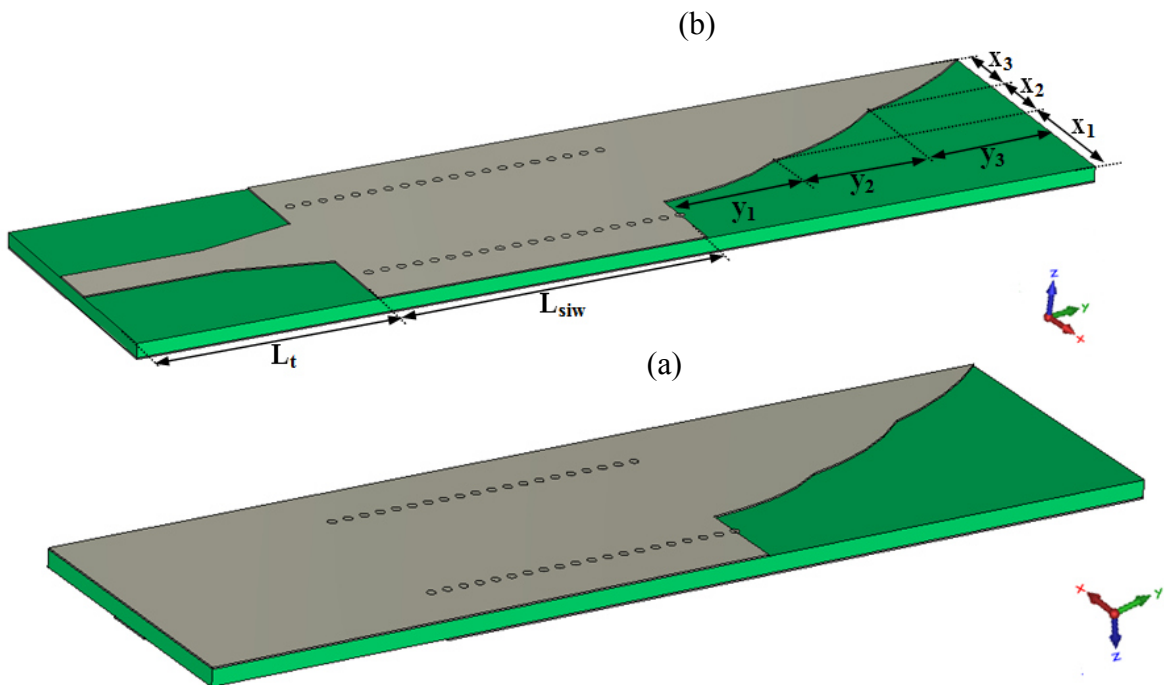
Où les coefficients  $R_i$  ( $i=1, 2$  et  $3$ ) sont les paramètres de courbure, et les  $A_i$  sont défini par:

$$A_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{R_1 x_2} - e^{R_1 x_1}} \quad (\text{IV.11})$$

$$A_2 = \left( A_1 + \frac{y_2}{e^{R_2 x_2}} \right) \quad (\text{IV.12})$$

$$A_3 = \left( A_1 + A_2 + \frac{y_3}{e^{R_3 x_3}} \right) \quad (\text{IV. 13})$$

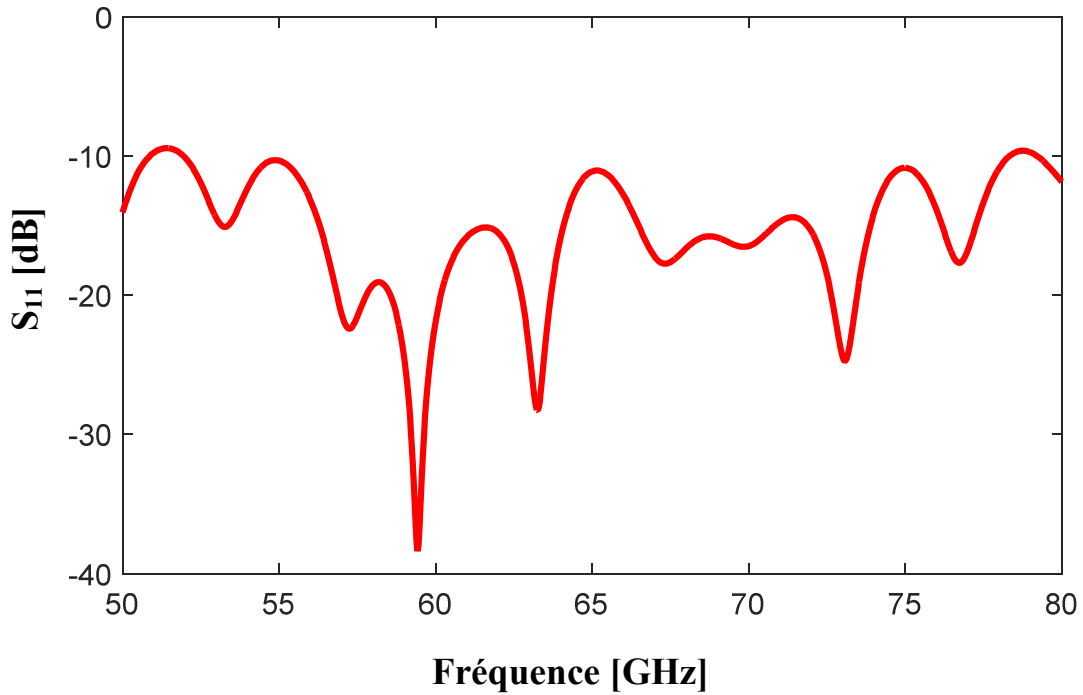
Ou  $(x_1, y_1)$ ,  $(x_3, y_3)$  est respectivement le point en bas et le point haut de la courbe exponentielle,  $R_i$  sont les facteurs exponentiels qui déterminent la largeur de profil de l'antenne Vivaldi, et  $A_1$ ,  $A_2$  et  $A_3$  sont des constantes. Les performances de rayonnement de l'antenne Vivaldi est limité par la largeur minimale de la courbe de profil exponentielle, en fait la forme globale de courbure de l'antenne est utilisée pour guider le rayonnement de l'onde électromagnétique.



**Figure IV. 23.** La structure de l'antenne Vivaldi à profil de trois exponentiels et avec la ligne micro ruban de transition. Les paramètres de cette structure sont donnés par:  $x_1 = 3.977 \text{ mm}$ ,  $x_2 = 2.80 \text{ mm}$ ,  $x_3 = 8.34 \text{ mm}$ ,  $y_1 = 4 \text{ mm}$ ,  $y_2 = 4 \text{ mm}$ ,  $y_3 = 4 \text{ mm}$ ,  $L_{siw} = 10 \text{ mm}$  et  $L_t = 7.25 \text{ mm}$ .(a) vue en haut. (b) vue en bas.

Nous schématisons sur la figure IV. 24 le résultat de simulation de l'antenne obtenue après optimisation par CST Microwave Studio dans la gamme de fréquence entre 50 et 80 GHz.

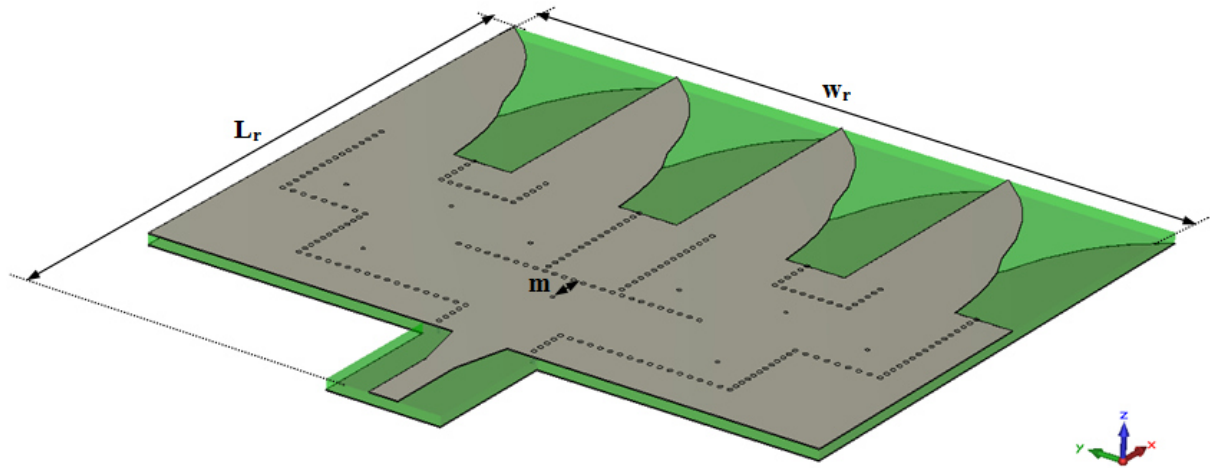




**Figure IV. 24.** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne Vivaldi à profil de trois exponentiels en fonction de la fréquence.

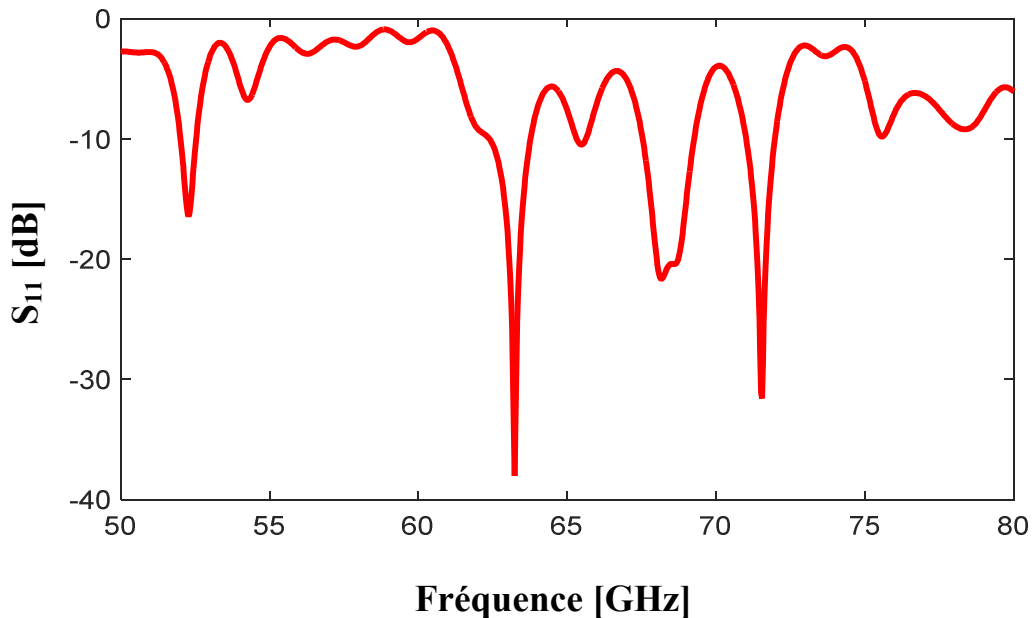
#### **IV. 6. Réseau d'antennes de quatre antennes antipodales avec deux profils exponentiels de type Vivaldi avec diviseur de puissance SIW 1×4**

Le réseau d'antennes Vivaldi est conçu et optimisé pour fonctionner dans la plage de fréquence entre 50 et 80 GHz. Le réseau est imprimé sur un substrat (Arlon Cu 217LX) avec une épaisseur de 0.508 mm ayant un constant diélectrique de 2.2 et une tangente de perte de 0.0009. La figure IV. 25 montre la structure du réseau d'antennes de quatre éléments d'antennes de type Vivaldi qui sont alimentés au moyen d'un réseau d'alimentation par un diviseur SIW 1×4.



**Figure IV. 25.** La structure du réseau d'antennes de type Vivaldi avec le diviseur de puissance SIW  $1 \times 4$  de profil exponentiel.  $L_r = 35.25 \text{ mm}$ ,  $w_r = 35.326 \text{ mm}$ ,  $m = 2 \text{ mm}$ .

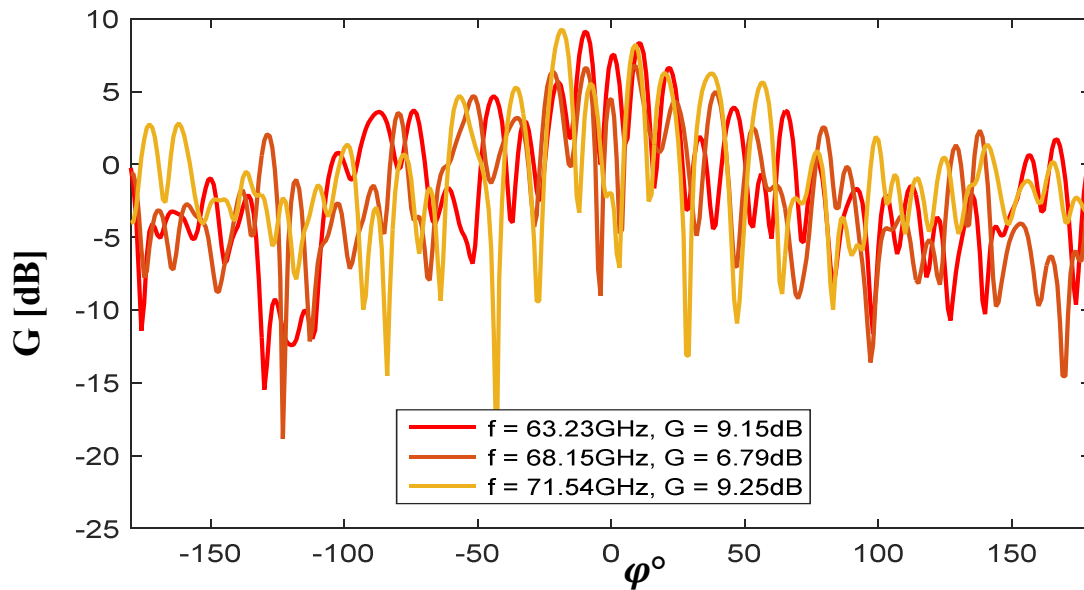
La conception optimale serait de définir l'espacement entre les éléments qui est l'ordre  $0.85\lambda$  à la plus haute fréquence de fonctionnement. Les résultats de simulation de la puissance réfléchie obtenu dans la gamme désirée entre 50 GHz et 80 GHz est présenté sur la figure IV. 26.



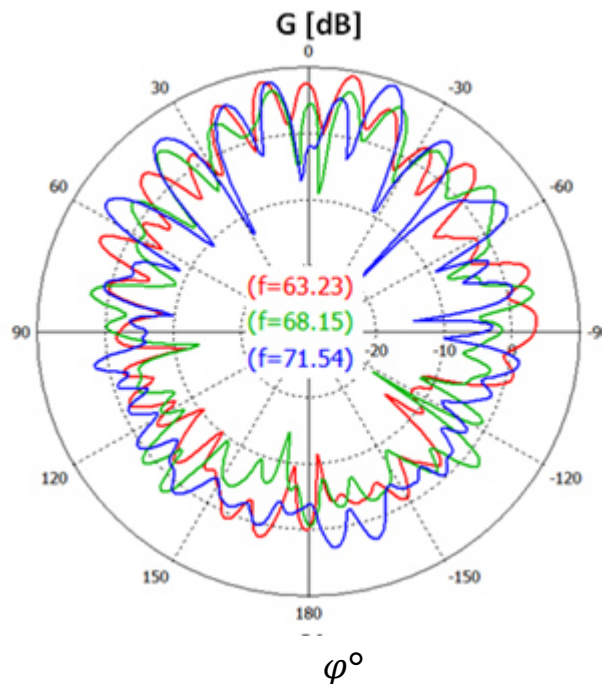
**Figure IV. 26.** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de réseau d'antennes de type Vivaldi de profil de deux exponentiels présenté sur la figure IV. 25 en fonction de la fréquence.

Un paramètre important est le diagramme de rayonnement. La figure IV. 27 montre diagramme de rayonnement bidimensionnelle (2D) en tracé cartésien et polaire pour trois

fréquences 63.23 GHz, 86.15 GHz et 71.54 GHz. Nous signalons qu'un gain maximum de près de 9.25 dB est obtenu.



**Figure IV. 27.** Diagramme de rayonnement en 2D de réseau d'antennes pour les fréquences:  $f = 63.23 \text{ GHz}$ ,  $f = 86.15 \text{ GHz}$  et  $f = 71.54 \text{ GHz}$ .



**Figure IV. 28.** Diagramme de rayonnement en polaire de réseau d'antennes pour les différentes fréquences :  $f = 63.23 \text{ GHz}$ ,  $f = 86.15 \text{ GHz}$  et  $f = 71.54 \text{ GHz}$ .

Le gain proposé en fonction de l'angle phi de différentes fréquences dans la direction de rayonnement principal est représenté sur la figure IV. 28. Le réseau d'antennes présente un rayonnement multi-fuseaux.

Réseaux d'antennes Vivaldi de profil de séries de Fourier finie

#### IV. 7. Antenne Vivaldi de profil Séries de Fourier Finie

Dans la structure de l'antenne de type Vivaldi classique la géométrie de la courbure est exponentielle. Une telle antenne peut fournir un gain faible à une fréquence inférieure à quelque Giga hertz [87]. En général, le rayonnement présent un contour fermé et toute structure fermée peuvent être représentés en utilisant la série de Fourier finie. Dans cette section, au lieu de limiter la forme de l'antenne de profil exponentiel, le profil peut prendre une forme quelconque en fonction du gain et le coefficient  $S_{11}$ . La forme du profil est déterminée par les coefficients de séries de Fourier et qui sont optimisés pour atteindre un gain maximum et un coefficient de réflexion  $S_{11}$  minimal. Une antenne conçue en utilisant les séries de Fourier pourrait offrir un gain plus élevé par rapport à la structure classique Vivaldi. Dans ce chapitre la structure de l'antenne Vivaldi proposée utilise l'approche de série de Fourier comme illustré sur la figure IV. 29. Une expression de séries de Fourier fini peut être utilisée pour représenter la géométrie de l'antenne rayonnante. L'ensemble des équations utilisées pour la conception de l'antenne peut être exprimée comme une fonction de la direction  $\theta$  et  $r$ . Les équations paramétriques sont données par [88].

$$x(\theta) = r \cos(\theta) \quad (IV.14)$$

$$y(\theta) = r \sin(\theta) \quad (IV.15)$$

$$\text{Avec : } r = \sqrt{x_\theta^2 + y_\theta^2}$$

Où:

$$x_\theta = \sum_{K=0}^n \left( a_K \cos \frac{K3\pi \cos(\theta)}{2} - b_K \sin \frac{K3\pi \cos(\theta)}{2} \right) \quad (IV.16)$$

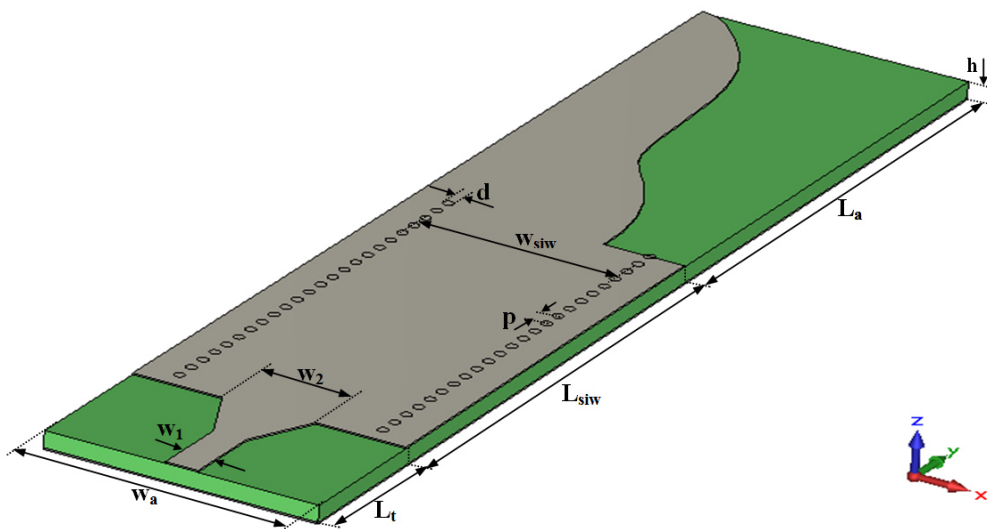
$$y_\theta = \sum_{K=0}^n \left( b_K \cos \frac{K3\pi \cos(\theta)}{2} + a_K \sin \frac{K3\pi \cos(\theta)}{2} \right) \quad (IV.17)$$

$$\text{On fixe: } n = 3 \text{ et } d = \frac{3\pi}{2}$$

Où :  $a_k$  et  $b_k$  sont les coefficients de série de Fourier,  $\theta$  varie entre  $-\pi/2$  à  $0$ ,  $d$  peut prendre une valeur qui est un multiple de  $\pi$  et  $n$  représente le nombre total des coefficients de Fourier.

Notons que plus la valeur de  $n$  augmente plus le degré de complexité de l'antenne proposée augmente. La structure de la courbure de l'antenne conçue en utilisant l'approche des

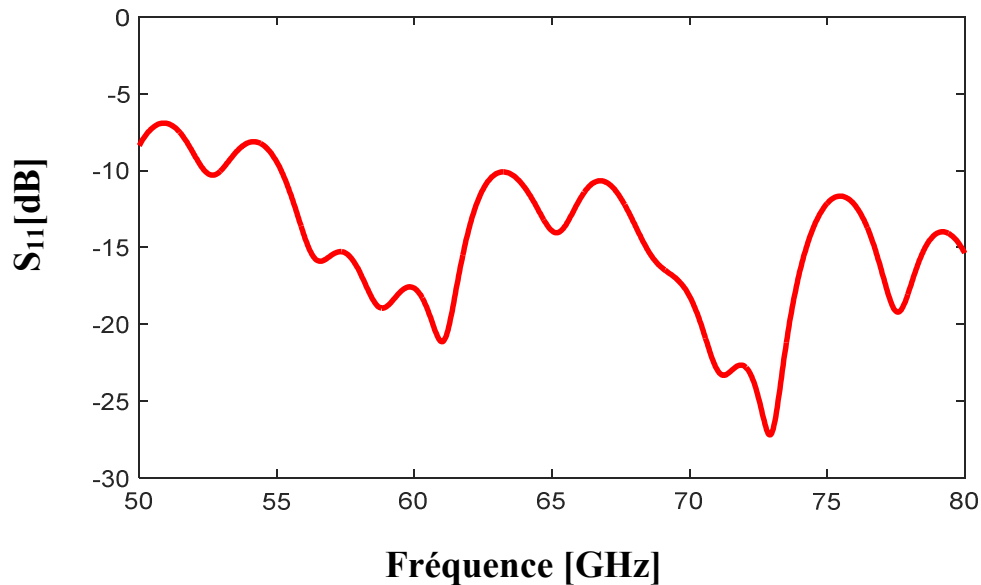
séries de Fourier devrait donner un rayonnement longitudinal maximal avec un gain plus élevé et  $S_{11}$  minimal pour la fréquence choisi qui est de 72.9 GHz. Ainsi la géométrie de l'antenne doit être optimisée pour atteindre les objectifs mentionnés ci-dessus. Les optimisations ont été réalisées en utilisant l'outil d'optimisation le logiciel CST Microwave Studio. Par conséquent, le problème est d'optimiser les coefficients  $a_0, a_1, \dots, a_{n-1}, b_0, b_1, \dots$  et  $b_{n-1}$  de façon à maximiser le gain  $G$  pour  $\varphi = \pi/2$  et  $\theta = \pi/2$  tout en assurant la condition que le coefficients de réflexion  $S_{11}$  devrait être inférieure à ou égale à -10 dB sur une bande de fréquence entre 55.15 GHz et 80 GHz voir la figure IV. 29. Ici,  $n$  représente le nombre total des coefficients de Fourier considérés et  $G/\theta = \pi/2$  représente le gain le long de la direction de propagation. Les valeurs des coefficients de Fourier sont optimisées et sont données par:  $a_0 = 0.00528, a_1 = 0.00180, a_2 = 0.00332, a_3 = 0.00396, b_0 = 0.00319, b_1 = 0.0877, b_2 = 0.00915$  et  $b_3 = 0.006416$ . L'antenne présentée sur la figure IV.29 est de dimension  $79 \times 126 \text{ mm}^2$  est obtenue après une optimisation, elle est imprimé sur le substrat de type Arlon ( $\epsilon_r = 2.2, h = 0.508 \text{ mm}, \text{tg}\delta = 0.0009$ ).



**Figure IV. 29.** La structure de l'antenne avec un profil de type Séries de Fourier Finie avec:  $L_t = 3.65 \text{ mm}, w_1 = 0.8 \text{ mm}, w_2 = 2.3 \text{ mm}$ . Pour le guide SIW:  $L_{siw} = 12 \text{ mm}, w_{siw} = 4.71 \text{ mm}, d = 0.25, p = 0.5$ , et les paramètres de profil:  $L_a = 12.80 \text{ mm}$  et  $w_a = 6.71 \text{ mm}$ .

Les caractéristiques du coefficient de réflexion  $S_{11}$  dépendent de la conception de l'antenne afin que cette dernière ayant une meilleure adaptation de moins de -10 dB sur une gamme de fréquence entre 55.16 GHz et 80 GHz pour une largeur de bande de 24.84 GHz. Le résultat révèle que la structure d'antenne optimisée satisfait aux exigences offrant une bande passante plus large pour les applications *UWB*. A la fréquence de 72.9 GHz ainsi, le coefficient

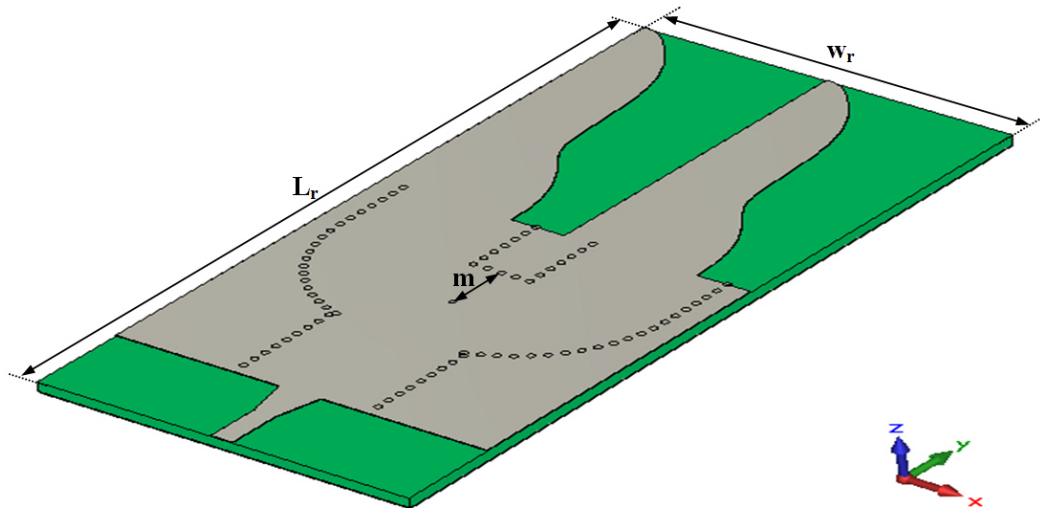
$S_{11}$  atteint une valeur minimale l'ordre de -27.2 dB, ce qui donne l'antenne l'avantage d'éviter une réflexion maximale à cette fréquence.



**Figure IV. 30.** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne ayant un profil de type séries de Fourier Finie en fonction de la fréquence.

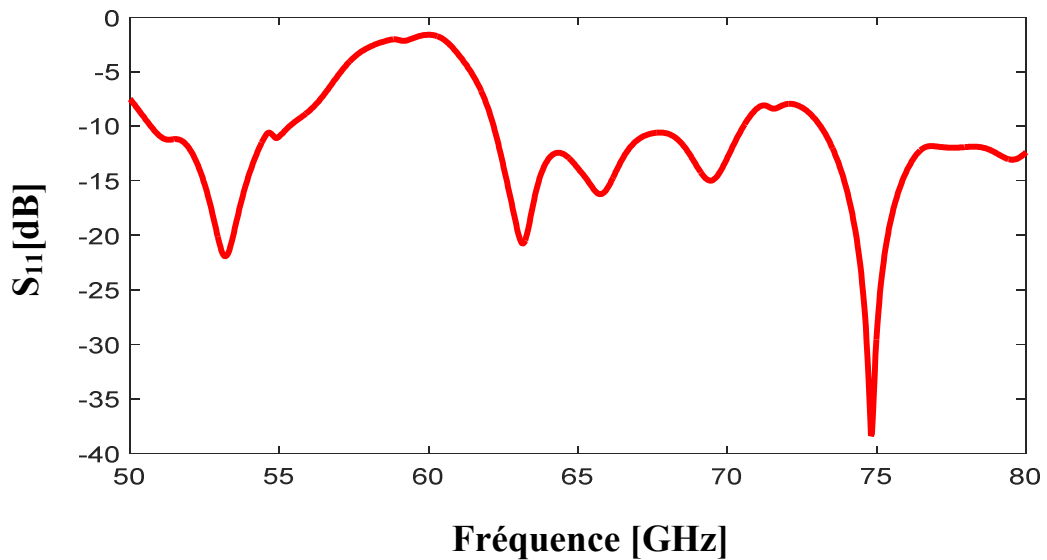
#### **IV. 7. 1. Réseau d'antennes Vivaldi de profil de type séries de Fourier Finie avec diviseur de puissance SIW 1×2**

Sur la figure IV. 31, nous associons un diviseur de puissance SIW 1×2 avec deux antennes Vivaldi de profil de type série de Fourier finie afin d'améliorer la bande passante et augmenter le gain de réseau d'antennes. Ce réseau d'antennes est conçu pour fonctionner à la fréquence centrale de 65 GHz. Il comprend quatre sections principales: la ligne micro ruban, la transition le diviseur de puissance SIW 1×2, puis les antennes Vivaldi à deux éléments. Toutes les sections sont mises en œuvre en utilisant un substrat diélectrique de permittivité  $\epsilon_r = 2.2$ , tangente de perte  $\text{tg}\delta = 0.0009$  et une épaisseur  $h = 0.508 \text{ mm}$ .



**Figure IV. 31.** La structure de réseau d'antennes de profil de type série de Fourier finie avec le diviseur de puissance SIW 1×2 avec:  $L_r = 28.95 \text{ mm}$ ,  $w_r = 13.82 \text{ mm}$  et  $m = 2.27 \text{ mm}$ .

La figure IV. 31 présente le résultat de simulation de coefficient de réflexion  $S_{11}$  de réseau d'antennes effectué par le logiciel de calcul dans le domaine fréquentiel de CST Microwave Studio dans la gamme des fréquences entre 50 et 80 GHz.

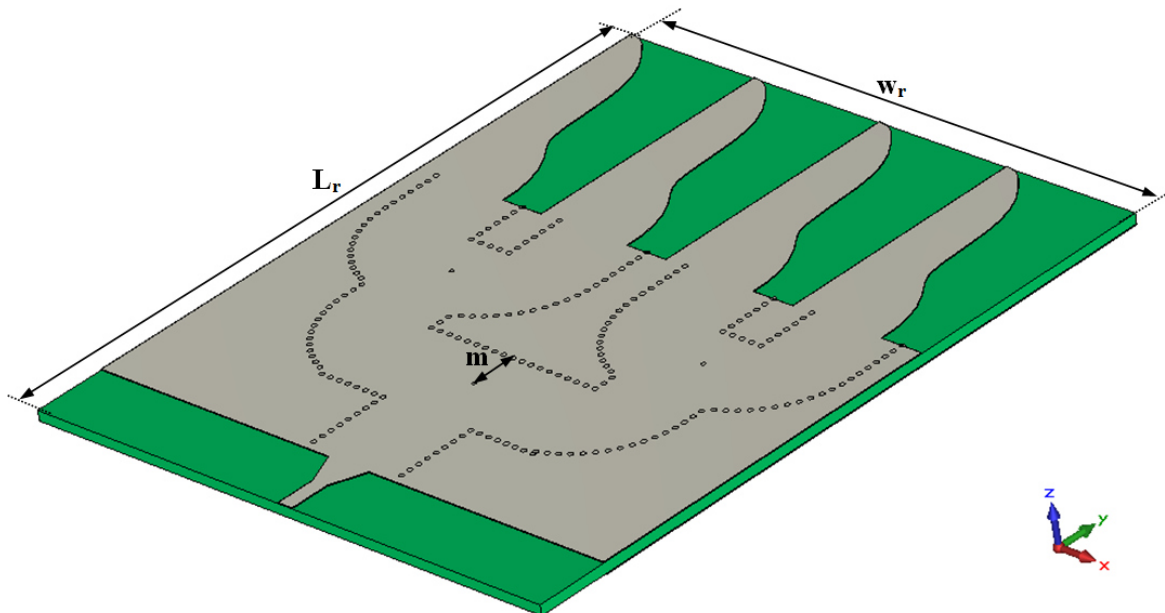


**Figure IV. 32.** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de réseau d'antennes de profil de type série de Fourier finie avec diviseur de puissance SIW 1×2 en fonction de la fréquence.

D'après la figure ci-dessus on observe que le coefficient de réflexion est inférieure à -10 dB entre 55.31 GHz et 50.72 GHz et dans la bande entre 62.18 GHz et 80 GHz.

#### IV. 7. 2. Réseau d'antennes Vivaldi de profil de type séries de Fourier Finie avec diviseur de puissance SIW 1×4

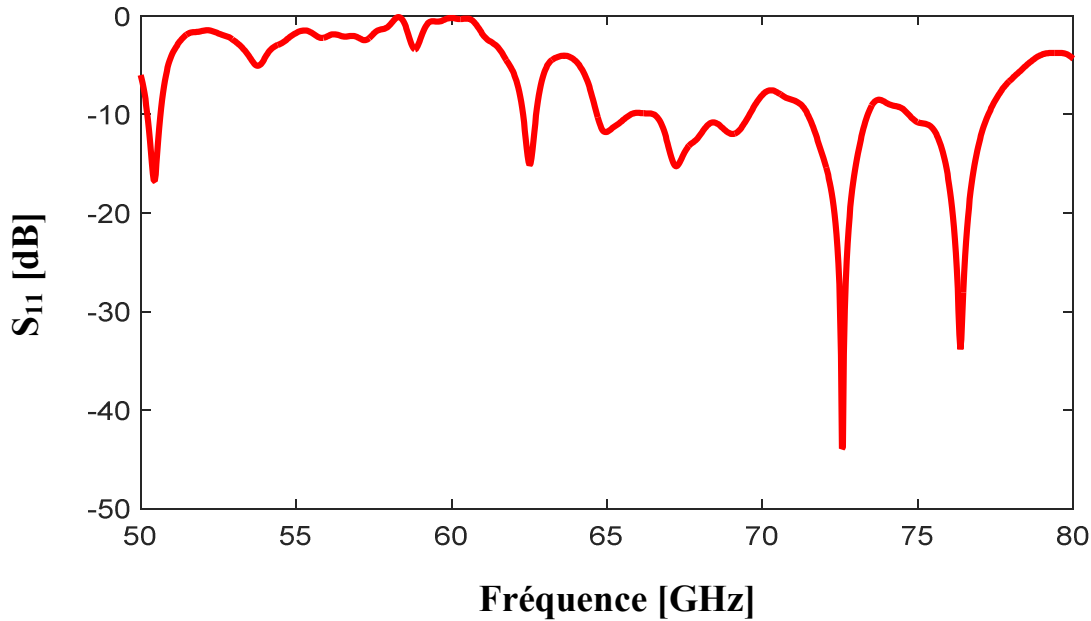
Sur la figure IV. 33 un réseau d'antennes Vivaldi de type série de Fourier finie associé avec un diviseur de puissance SIW 1×4 a été optimisé et développé opérant dans le domaine millimétrique entre 50 et 80 GHz.



**Figure IV. 33.** La structure de réseau d'antennes Vivaldi de profil de type série de Fourier avec le diviseur de puissance SIW 1×4 avec :  $L_r = 34.95 \text{ mm}$ ,  $w_r = 28.6 \text{ mm}$ , et  $m = 2.27 \text{ mm}$ .

La variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du réseau ci-dessus est affichée dans la gamme de fréquence entre 50 et 80 GHz. Notons qu'entre 64.67 GHz et 77.25 GHz, le coefficient de réflexion reste en dessous de -10 dB.



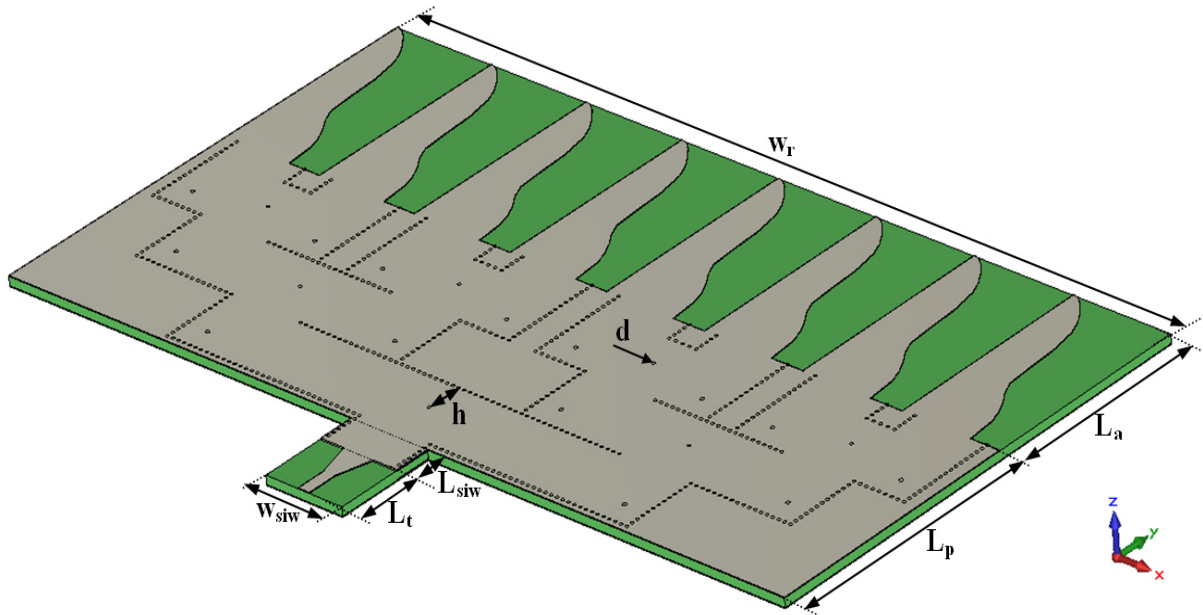


**Figure IV. 34.** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de réseau d'antennes Vivaldi à profil Série de Fourier Finie avec un diviseur de puissance SIW  $1 \times 4$  en fonction de la fréquence

### IV. 7. 3. Réseau d'antennes Vivaldi à profil série de Fourier Finie avec diviseur de puissance SIW $1 \times 8$

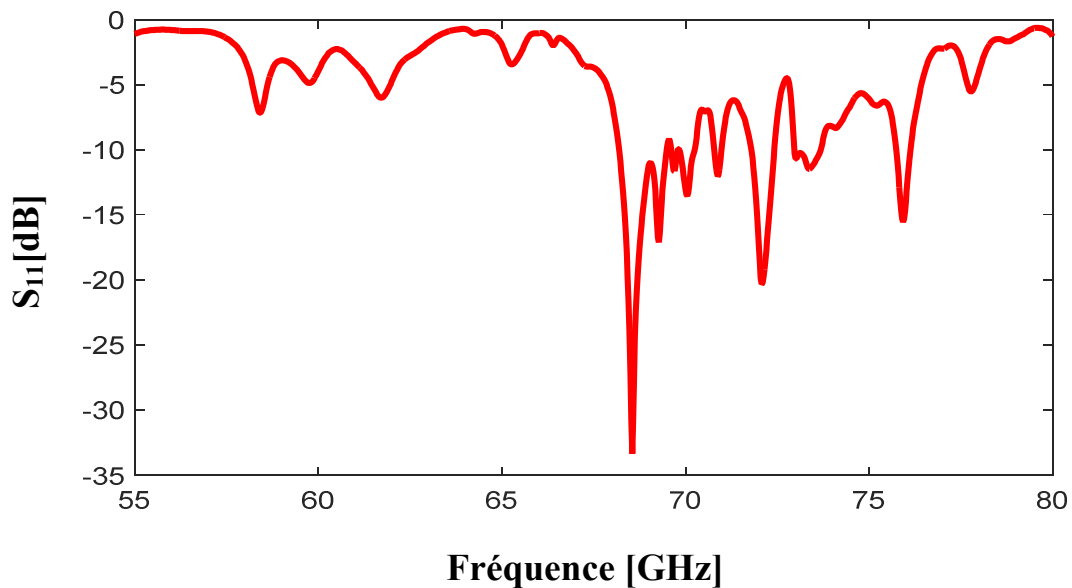
Nous avons en premier lieu conçu une antenne à gain élevé et à caractère relativement large bande gamme pour les applications d'imagerie passive. Par la suite, nous avons développé un réseau d'antennes Vivaldi antipodales avec un diviseur de puissance SIW  $1 \times 8$  comme représenté sur la figure IV. 35.

Notons que les antennes sont imprimées sur un substrat d'une épaisseur de 0.508 mm et d'une permittivité de 2.2. La taille globale de réseaux est de 55.28 mm  $\times$  37.46 mm. Les éléments d'antennes du réseau sont espacées avec  $0.9 \lambda$  (à  $\sim 70$  GHz) pour qu'il n'y aura pas un chevauchement entre les éléments d'antennes.



**Figure IV. 35.** La structure de réseau d'antennes Vivaldi à profil Série de Fourier Finie avec un diviseur de puissance SIW 1x8 avec :  $L_a = 13.81 \text{ mm}$ ,  $L_p = 17 \text{ mm}$ ,  $w_r = 55.28 \text{ mm}$ ,  $L_{siw} = 2.4 \text{ mm}$ ,  $w_{siw} = 5.2 \text{ mm}$ ,  $d = 0.2 \text{ mm}$ ,  $h = 2.325 \text{ mm}$  et  $L_t = 4.25 \text{ mm}$ .

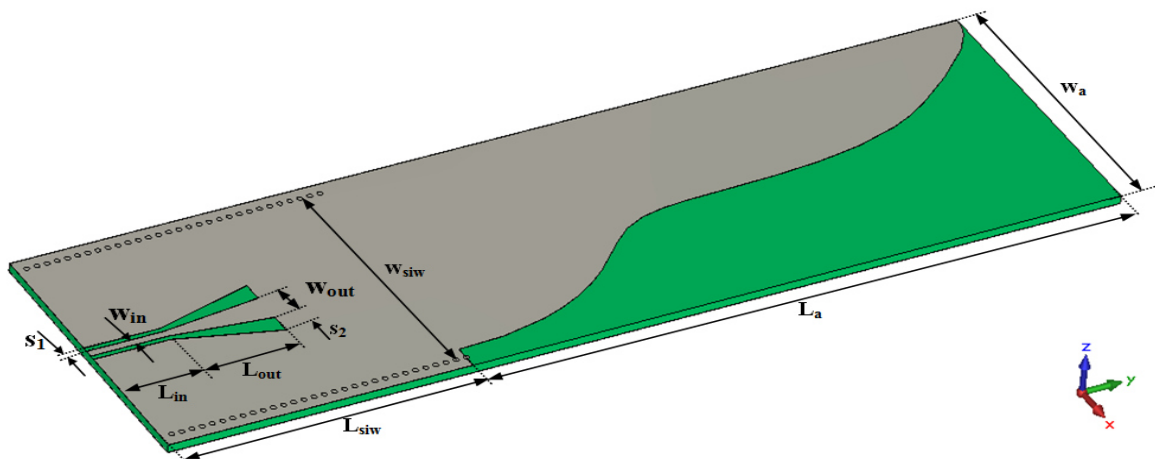
La simulation de coefficient de réflexion  $S_{11}$  du réseau d'antennes Vivaldi à profil de type Série de Fourier Finie est illustrée sur la figure IV. 36. Notons qu'une parfaite adaptation est obtenue pour la fréquence 68.5GHz avec un niveau de l'ordre de -34 dB.



**Figure IV. 36.** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de réseau d'antennes Vivaldi à profil de type Série de Fourier Finie avec le diviseur de puissance SIW 1x8 en fonction de la fréquence.

## IV. 8. Antenne Vivaldi à profil de type séries de Fourier Finie opérant dans bande S

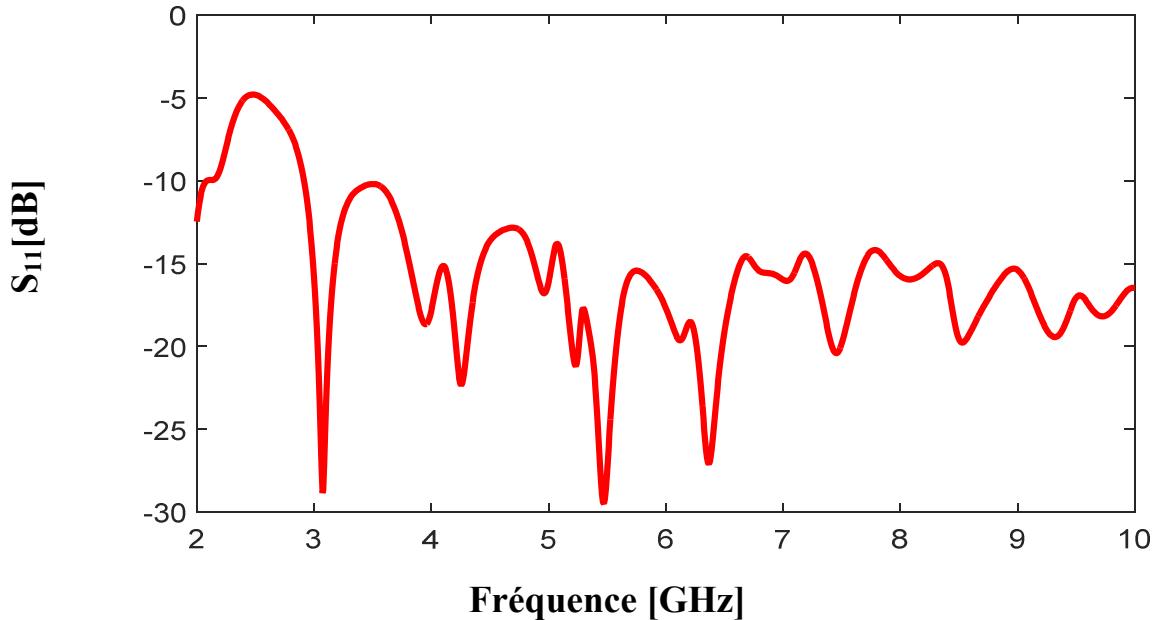
Les dimensions de l'antenne de courbure SFF (Séries de Fourier Finie) sont présentées sur la figure IV.37. La face supérieur de l'antenne est formée par une la courbure de forme SFF tant que la surface inférieur de l'antenne est formée par la courbure opposée de profil (SFF) et entre les surfaces est placé un substrat diélectrique de permittivité relative  $\epsilon_r = 4.4$  et tangente de perte  $\text{tg}\delta = 0.025$  et avec une épaisseur  $1.6\text{mm}$ . Les dimensions géométriques de la structure utilisée dans cette section sont mentionnées dans la figure ci-dessous et les coefficients de Fourier sont:  $a_0 = 0.00469$ ,  $a_1 = 0.0013$ ,  $a_2 = 0.0029$ ,  $a_3 = 0.0031$ ,  $b_0 = 0.002$ ,  $b_1 = 0.065$ ,  $b_2 = 0.009$  et  $b_3 = 0.0052$ .



**Figure IV. 37.** La structure de l'antenne à profil de type série de Fourier finie avec :  $L_{in} = 11\text{ mm}$ ,  $L_{out} = 15\text{ mm}$ ,  $w_{in} = 3\text{ mm}$ ,  $w_{out} = 6.5\text{ mm}$ ,  $s_1 = 1\text{ mm}$ ,  $s_2 = 5\text{ mm}$ . Pour le guide SIW :  $L_{siw} = 60\text{ mm}$ ,  $w_{siw} = 43\text{ mm}$ . Les paramètres de profil :  $L_a = 130\text{ mm}$ ,  $w_a = 56.82\text{ mm}$ .

Les paramètres de l'antenne sont mentionnés sur la figure ci-dessus. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  simulé est représenté sur la figure IV. 37.

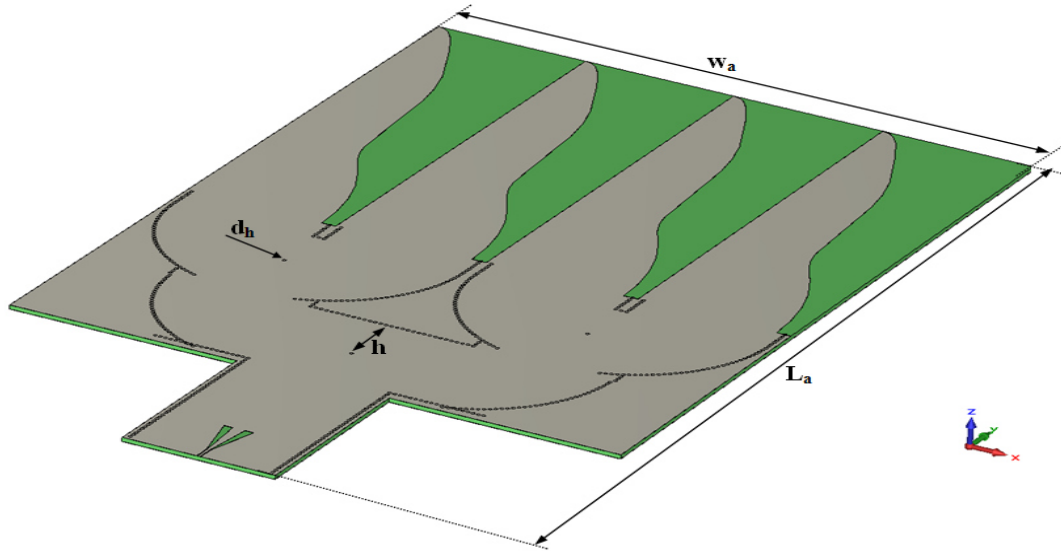
Le coefficient de réflexion de l'antenne présente un meilleur résultat avec un caractère Ultra large bande couvrant ainsi le domaine entre des fréquences 2.92 GHz et 10 GHz, ce qui est extrêmement large bande pour une antenne à petite largeur en comparaison avec d'autres antennes [88], [90] et [92].



**Figure IV. 38.** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne à profil de type Séries de Fourier Finie présentée sur la figure IV.37 en fonction de la fréquence.

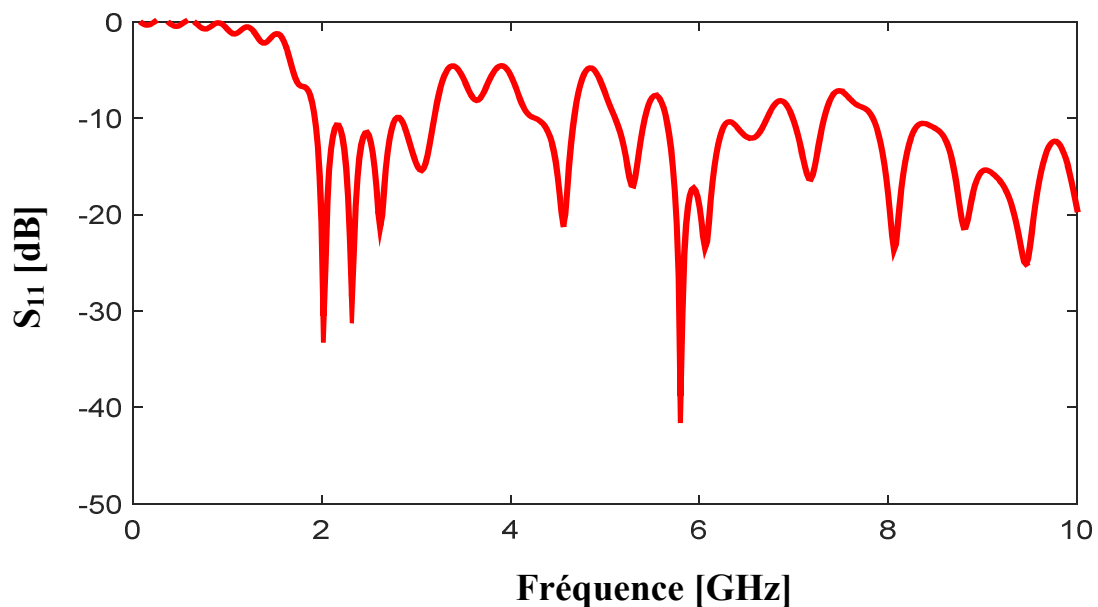
#### IV. 8. 1. Réseau d'antennes de profil séries de Fourier Finie avec diviseur de puissance SIW 1×4 opérant en bande S

Le système d'antennes ci-dessus a été utilisé afin de construire un réseau d'antennes Vivaldi avec une courbure de type série de Fourier composé de quatre éléments représentés sur la figure IV.39. Dans cette structure, les éléments du réseau sont espacés avec  $0.65\lambda$  (à la fréquence centrale de 6 GHz) pour garantir un diagramme de rayonnement sans lobes d'ambiguïté. Les dimensions de l'antenne de type Vivaldi au niveau de la conception sont optimisés afin de maximiser le gain de l'antenne proposée avec une excellente adaptation. Le réseau est optimisé en utilisant le logiciel CST Microwave studio pour obtenir une structure adaptée dans les gammes des fréquences souhaitées.



**Figure IV. 39.** La structure de réseau d'antennes de profil séries de Fourier Finie avec le diviseur de puissance SIW 1×4 avec :  $L_a = 286 \text{ mm}$ ,  $w_a = 176.8 \text{ mm}$ ,  $h = 18 \text{ mm}$  et  $d_h = 1 \text{ mm}$ .

Le coefficient de réflexion obtenu par le simulateur CST Microwave Studio est illustré sur la figure IV. 40. Nous remarquons que plusieurs pics apparaissent dans la bande S avec des niveaux inférieurs à -20 dB. Notons également que n'aucune transmission n'est possible pour les fréquences inférieurs à celle de coupure.



**Figure IV. 40.** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de réseau d'antennes de profil de type Séries de Fourier Finie avec le diviseur de puissance SIW 1×4.

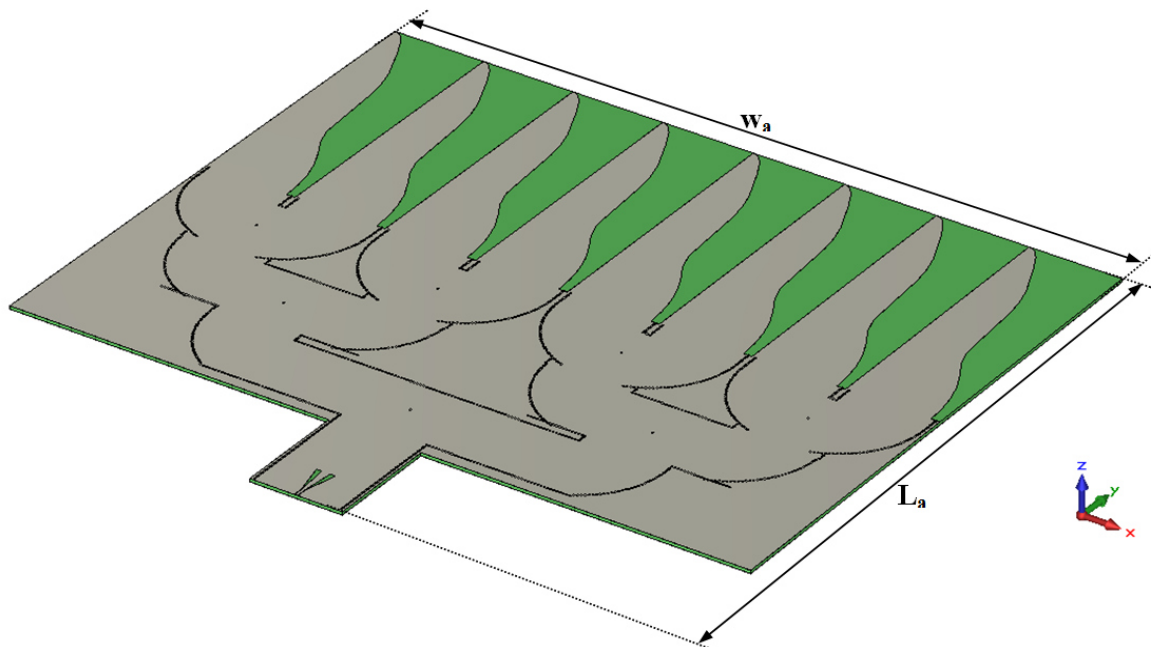
### IV. 8. 2. Réseau d'antennes de profil séries de Fourier Finie avec le diviseur de puissance SIW 1×8

La troisième étape de la conception concerne la transition de la ligne coplanaire à l'entrée du diviseur de puissance SIW1×8. Cette conception est inspirée sur les travaux de [94]. Le guide SIW est connecté à une première ligne quasi micro ruban de longueur  $L_t$  et de largeur  $w_t$ , les dimensions initiales sont choisies telles que présentés dans [89-90]. Cependant, la métallisation inférieure est progressivement éliminée sur toute la longueur de la ligne coplanaire.

Sur la figure IV. 41 nous schématisons la structure de réseau d'antennes de profil de type série de Fourier.

Il faut noter que le coude utilisé pour le cas de diviseur est de type circulaire. Un via inductif est placé au centre afin de permettre une division équiamplitude de la puissance.

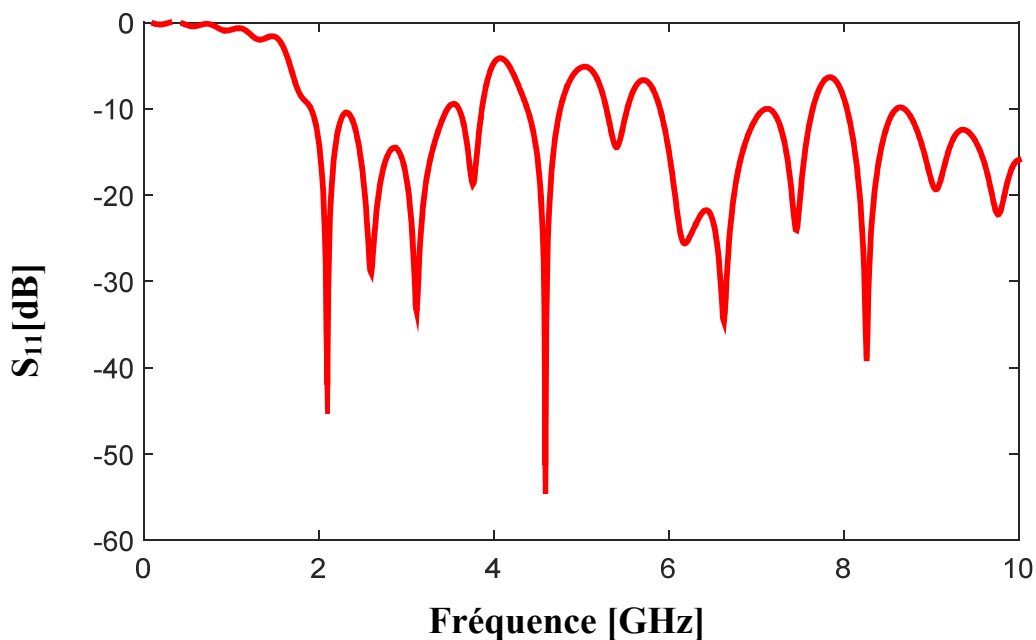
Après la conception initiale, une optimisation finale sur CST microwave studio est effectuée pour améliorer les caractéristiques de rayonnement global et le coefficient de réflexion  $S_{11}$ .



**Figure IV. 41.** La structure de réseau d'antennes de profil de type séries de Fourier finie avec le diviseur de puissance SIW 1×8 avec :  $L_a = 286 \text{ mm}$ ,  $w_a = 176.8 \text{ mm}$ ,  $h = 18 \text{ mm}$  et  $d_h = 1 \text{ mm}$ .

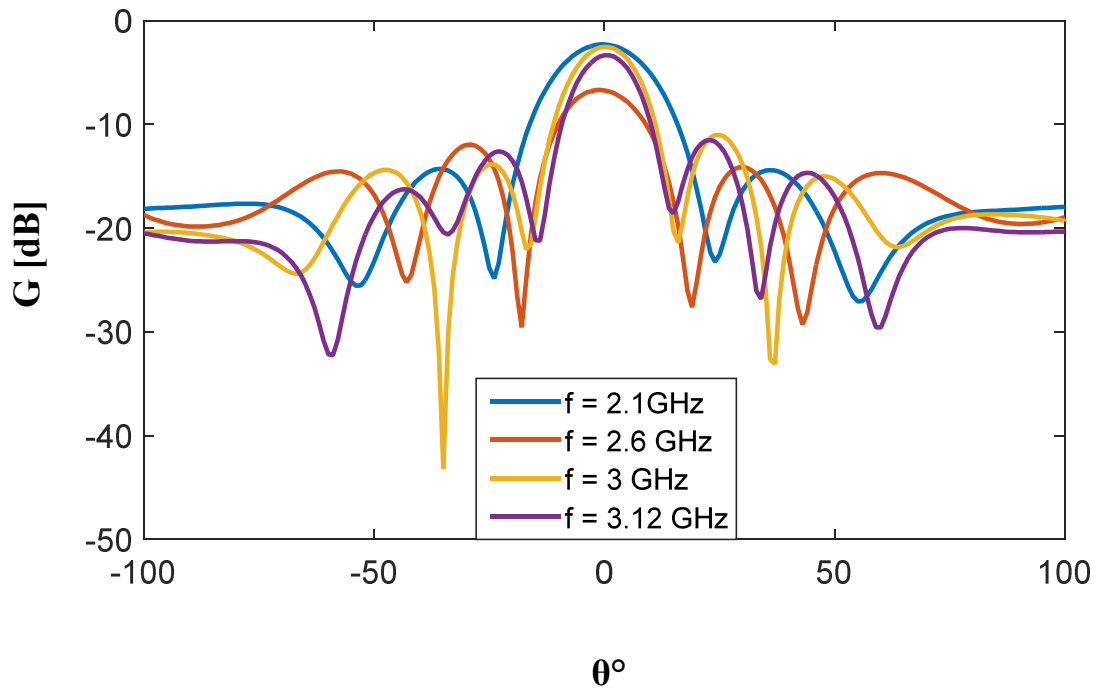
Dans cette section on présente les résultats obtenus après optimisation de réseau d'antennes illustré dans la figure. IV. 41. A noter que, les dimensions sont présentées dans la figure ci-dessus, les paramètres de substrat considérés dans les simulations sont:  $\epsilon_r = 4.4$ ,  $\text{tg}\delta = 0.025$  et d'épaisseur de 1.6 mm.

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  (en décibels) de la bande de fréquences 0 GHz à 10 GHz est représenté sur la figure IV. 42, ainsi que son gain, simulé dans le domaine temporel de CST (Computer Simulation Technology Microwave Studio). Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inférieur à -10 dB sur les deux la gamme de fréquence 1.92 GHz à 3.87 GHz et 5.9 GHz à 7.64 GHz, qui montre un très bon résultat avec la ligne coplanaire et le guide SIW ainsi qu'entre SIW et de le profil de l'antenne. Notez que sur une étroite gamme de fréquence autour de 4.59 GHz, le coefficient de réflexion est de valeur inférieur à 45 dB peut être obtenus.



**Figure IV. 42.** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de réseau d'antennes avec diviseur de puissance SIW  $1 \times 8$  de deux antennes de profil Séries de Fourier Finie en fonction de la fréquence.

Les diagrammes de rayonnement et le gain maximum à des fréquences différentes sont représentés sur la figure IV. 43.



**Figure IV. 43.** Diagrammes de rayonnement du réseau d'antenne présenté sur la figure IV. 41.

Les diagrammes de rayonnement de cette antenne sont présentés dans la figure IV.43 pour quatre fréquences différentes. Nous remarquons que le diagramme montre un lobe principal avec un gain maximal aux fréquences 2.1 et 3 GHz de l'ordre de 8 dB.

## IV. 9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord détaillé le concept des antennes et des réseaux d'antennes de type Vivaldi en fonction de la technologie SIW pour les applications d'imagerie passive millimétrique. Cela nous a permis d'avoir une meilleure compréhension des propriétés de ces réseaux antennes que l'on cherche à simuler. Par la suite, nous avons introduit quelques topologies des diviseurs de puissance SIW. L'importance de mettre ces antennes en réseaux d'antennes avec différentes structures de diviseurs de puissance SIW a pour objectif d'augmenter le gain et d'obtenir un rayonnement longitudinal. Dans un second temps, nous avons cherché les caractéristiques de ces réseaux par la simulation effectuée sous CST.



Plusieurs des antennes et des réseaux d'antennes de type Vivaldi avec différents profils ont été abordés durant ce chapitre. Il s'agit du profil linéaire et exponentiel et type série de Fourier qui a été également traitée.

De nombreuses topologies des réseaux d'antennes ayant d'excellentes performances en termes d'adaptations et du gain.

Les différentes structures conçues sont servies comme composantes pour les systèmes de télécommunications.

# Conclusion générale

Les travaux de cette thèse sont focalisés sur la modélisation des coudes ainsi aux diviseurs de puissances avec de nombreux ports. Par l'utilisation de la méthode des éléments finis bidimensionnels sous QFEM opérant une bande millimétrique et plus particulièrement en bande V.

En première chapitre, un état de l'art sur la technologie SIW a été exposé afin d'introduire les différents concepts de base en relation avec dernière. Nous avons commencé par rappeler des définitions des guides classiques rectangulaires et circulaires, nous avons présenté également les différentes équations qui régissent ces structures. Nous avons passé par la suite à la technologie planaire à savoir les lignes micro-ruban et leurs caractéristiques, les lignes coplanaires et les lignes tri-plaques. La technologie SIW avec ses différentes caractéristiques, son principe, son avantage par rapport à technologie classique ainsi que les techniques de transmission avec les équations qui en découlent, seront illustrés au cours de ce chapitre.

En deuxième chapitre, nous avons abordé la méthode des éléments finis, pour cela, et en premier lieu une introduction sur les différentes méthodes d'analyse numérique est exposée d'un suivi par un classement dans les domaines spatial et spectral. Quelques exemples de l'application de ces méthodes pour la modélisation des structures à base de la technologie SIW ont été reportés. Ensuite, les techniques de maillage en éléments rectangulaires et triangulaires ont été présentées par des schémas et illustrations. Finalement, la méthode des éléments finis bidirectionnels adoptés pour l'analyse des jonctions à base de la technologie SIW dans un contexte rapide en plan E et H sera exposée avec détailler. Nous présentons toutes les équations de cette dernière qui sont appliquées pour l'étude de nos structures.

En troisième chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation de l'application de la méthode des éléments finis pour les jonctions à base de la technologie SIW à savoir les guides opérant dans le domaine millimétrique SIW à savoir les guides simples des coudes, des coudes  $90^\circ$  avec une tige d'indicative, des coudes circulaires et le coude chanfreiné. Les diviseurs de puissance  $1 \times 2$  avec différents coudes ( $90^\circ$  avec une tige d'indicative, circulaire et chanfreiné). Nous allons également présenter les résultats d'analyses des jonctions  $1 \times 4$  et  $1 \times 8$  avec différents coudes. Les performances de ses différentes structures en terme de réflexion et de transmission seront présentées et commentées en détaillent pour un fonctionnement optimal dans les bandes

divisées. La distribution des champs présentés à des fréquences des résonances et également présenté.

Le quatrième chapitre a été réservé à l'optimisation et à la conception des nouvelles topologies originales des antennes à profil de type linéaire, exponentielle et série de Fourier finie de type Vivaldi. Ces antennes sont dédiées pour les applications millimétriques dans la bande V et C, elles seront associées par des différentes topologies des diviseurs optimisés de puissance SIW pour obtenir des réseaux d'antennes avec un gain élevé.

Pour les perspectives, on peut penser à l'amélioration des performances de la méthode des éléments finis et l'appliquer sur les antennes avec trois dimensions. On peut également penser à envisager la réalisation de ses différents composants. Il sera utile également de penser à d'autres applications.

# Annexe

## A. 1. La formulation de série de Fourier

$$x(\theta) = r \cos(\theta) \quad (\text{A.1})$$

$$y(\theta) = r \sin(\theta) \quad (\text{A.2})$$

$$\text{Avec : } r = \sqrt{x_\theta^2 + y_\theta^2}$$

Où:

$$x_\theta = \sum_{K=0}^n \left( a_K \cos \frac{K3\pi \cos(\theta)}{2} - b_K \sin \frac{K3\pi \cos(\theta)}{2} \right) \quad (\text{A.3})$$

$$y_\theta = \sum_{K=0}^n \left( b_K \cos \frac{K3\pi \cos(\theta)}{2} + a_K \sin \frac{K3\pi \cos(\theta)}{2} \right) \quad (\text{A.4})$$

$$\text{On fixe: } n = 3 \text{ et } d = \frac{3\pi}{2}$$

Nous avons utilisé la fonction  $y(\theta) = f(x(\theta))$  pour tracer la courbure l'approche de série de Fourier avec quatre coefficients.

On va tracer équation  $y_\theta$  en fonction de  $x_\theta$  par équation analytique sous CST Microwave studio.

$$\begin{aligned} x_\theta &= a_0 + a_1 \cos \frac{3\pi \cos(\theta)}{2} + a_2 \cos(3\pi \cos(\theta)) + a_3 \cos \frac{9\pi \cos(\theta)}{2} \\ &\quad - \left\{ b_1 \sin \frac{3\pi \cos(\theta)}{2} + b_2 \sin(3\pi \cos(\theta)) + b_3 \sin \frac{9\pi \cos(\theta)}{2} \right\} \\ y_\theta &= b_0 + b_1 \cos \frac{3\pi \cos(\theta)}{2} + b_2 \cos(3\pi \cos(\theta)) + b_3 \cos \frac{9\pi \cos(\theta)}{2} \\ &\quad + \left\{ a_1 \sin \frac{3\pi \cos(\theta)}{2} + a_2 \sin(3\pi \cos(\theta)) + a_3 \sin \frac{9\pi \cos(\theta)}{2} \right\} \end{aligned}$$

## A. 2. La conception d'antenne pour l'approche de série de Fourier

$$\begin{aligned}
 x(\theta) = & (wA/Y1) * \sin(\theta) * \text{sqr}((A0+ A1 * \cos(1 * d * \cos(\theta)) + A2 * \cos(2 * d * \cos(\theta)) \\
 & + A3 * \cos(3 * d * \cos(\theta)) + A4 * \cos(4 * d * \cos(\theta)) - B1 * \sin(1 * d * \cos(\theta)) - \\
 & B2 * \sin(2 * d * \cos(\theta)) - B3 * \sin(3 * d * \cos(\theta)) - B4 * \sin(4 * d * \cos(\theta))) * \\
 & (A0 + A1 * \cos(1 * d * \cos(\theta)) + A2 * \cos(2 * d * \cos(\theta)) + \\
 & A3 * \cos(3 * d * \cos(\theta)) + A4 * \cos(4 * d * \cos(\theta)) - B1 * \sin(1 * d * \cos(\theta)) - \\
 & B2 * \sin(2 * d * \cos(\theta)) - B3 * \sin(3 * d * \cos(\theta)) - B4 * \sin(4 * d * \cos(\theta))) + \\
 & (B0 + B1 * \cos(1 * d * \cos(\theta)) + B2 * \cos(2 * d * \cos(\theta)) + \\
 & B3 * \cos(3 * d * \cos(\theta)) + B4 * \cos(4 * d * \cos(\theta)) + A1 * \sin(1 * d * \cos(\theta)) + \\
 & A2 * \sin(2 * d * \cos(\theta)) + A3 * \sin(3 * d * \cos(\theta)) + A4 * \sin(4 * d * \cos(\theta))) * \\
 & (B0 + B1 * \cos(1 * d * \cos(\theta)) + B2 * \cos(2 * d * \cos(\theta)) + \\
 & B3 * \cos(3 * d * \cos(\theta)) + B4 * \cos(4 * d * \cos(\theta)) + A1 * \sin(1 * d * \cos(\theta)) + \\
 & A2 * \sin(2 * d * \cos(\theta)) + A3 * \sin(3 * d * \cos(\theta)) + A4 * \sin(4 * d * \cos(\theta))) \\
 y(\theta) = & (LA/X0) * \cos(\theta) * \text{sqr}((A0+ A1 * \cos(1 * d * \cos(\theta)) + A2 * \cos(2 * d * \cos(\theta)) \\
 & + A3 * \cos(3 * d * \cos(\theta)) + A4 * \cos(4 * d * \cos(\theta)) - B1 * \sin(1 * d * \cos(\theta)) - \\
 & B2 * \sin(2 * d * \cos(\theta)) - B3 * \sin(3 * d * \cos(\theta)) - B4 * \sin(4 * d * \cos(\theta))) * \\
 & (A0 + A1 * \cos(1 * d * \cos(\theta)) + A2 * \cos(2 * d * \cos(\theta)) + \\
 & A3 * \cos(3 * d * \cos(\theta)) + A4 * \cos(4 * d * \cos(\theta)) - B1 * \sin(1 * d * \cos(\theta)) - \\
 & B2 * \sin(2 * d * \cos(\theta)) - B3 * \sin(3 * d * \cos(\theta)) - B4 * \sin(4 * d * \cos(\theta))) + \\
 & (B0 + B1 * \cos(1 * d * \cos(\theta)) + B2 * \cos(2 * d * \cos(\theta)) + \\
 & B3 * \cos(3 * d * \cos(\theta)) + B4 * \cos(4 * d * \cos(\theta)) + A1 * \sin(1 * d * \cos(\theta)) + \\
 & A2 * \sin(2 * d * \cos(\theta)) + A3 * \sin(3 * d * \cos(\theta)) + A4 * \sin(4 * d * \cos(\theta))) * \\
 & (B0 + B1 * \cos(1 * d * \cos(\theta)) + B2 * \cos(2 * d * \cos(\theta)) + \\
 & B3 * \cos(3 * d * \cos(\theta)) + B4 * \cos(4 * d * \cos(\theta)) + A1 * \sin(1 * d * \cos(\theta)) + \\
 & A2 * \sin(2 * d * \cos(\theta)) + A3 * \sin(3 * d * \cos(\theta)) + A4 * \sin(4 * d * \cos(\theta)))
 \end{aligned}$$

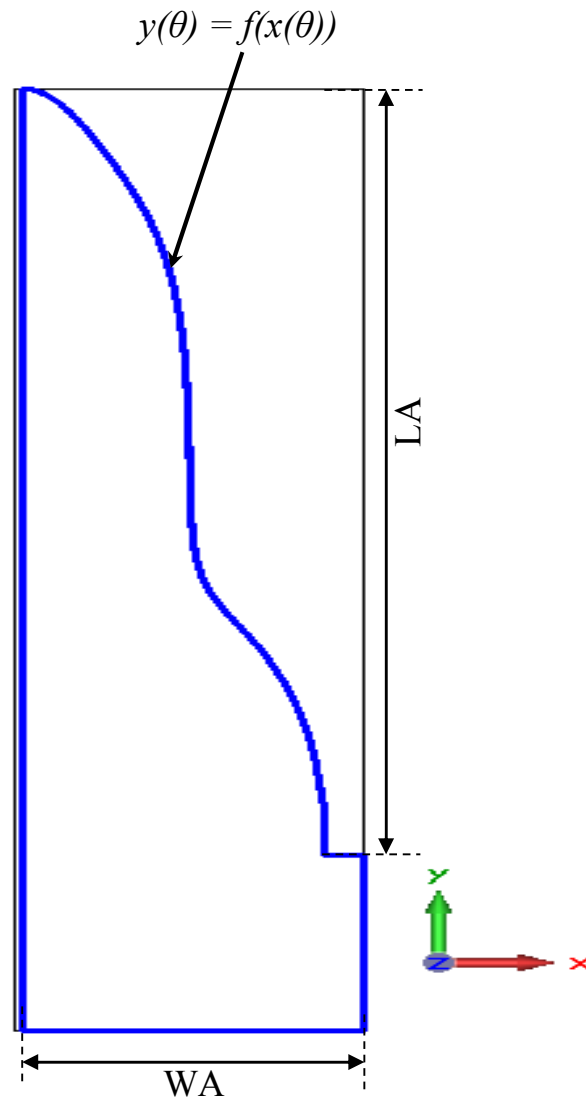
La fonction  $y(\theta) = f(x(\theta))$ , avec  $\theta = -\pi/2:0$

### A. 3. La liste de paramètres de courbure de l'antenne série de Fourier finie

<b>A0</b>	0.00469
<b>A1</b>	0.0013
<b>A2</b>	0.0029
<b>A3</b>	0.0031
<b>A4</b>	0.00
<b>B0</b>	0.002
<b>B1</b>	0.065
<b>B2</b>	0.009
<b>B3</b>	0.0052
<b>B4</b>	0.00
<b>D</b>	$N \cdot \pi / 2$
<b>D1</b>	1.5
<b>DD</b>	$(LA/X0)$
<b>Epsilon_r</b>	2.94
<b>GroundThickness</b>	0.01
<b>K</b>	4
<b>K1</b>	8.23
<b>K11</b>	5
<b>L1</b>	20
<b>L2</b>	15
<b>LA</b>	130
<b>N</b>	3
<b>N2</b>	$\text{FIX}((X)/P)$
<b>N3</b>	$\text{FIX}(L2/P)$
<b>N4</b>	$\text{FIX}(W/2/P)$
<b>P2</b>	$(X)/N2$
<b>P3</b>	0
<b>P4</b>	$W/2/N4$
<b>S</b>	0.2
<b>S1</b>	2.5
<b>SubstrateHeight</b>	0.254
<b>SubstrateWidth</b>	3.656
<b>T0</b>	0
<b>T1</b>	$-\pi / 2$
<b>TraceThickness</b>	0.01
<b>TraceWidth</b>	0.66
<b>W</b>	45
<b>W1</b>	2.85
<b>W2</b>	25
<b>WA</b>	46
<b>WAA</b>	$WA + YBAS$
<b>X0</b>	$\cos(t0) \cdot \sqrt{(X110+X120) \cdot (X110+X120) + (Y110+Y120) \cdot (Y110+Y120)}$
<b>X1</b>	$\cos(t1) \cdot \sqrt{(X111+X121) \cdot (X111+X121) + (Y111+Y121) \cdot (Y111+Y121)}$
<b>X110</b>	$A0 + A1 \cdot \cos(1 \cdot d \cdot \cos(t0)) + A2 \cdot \cos(2 \cdot d \cdot \cos(t0)) + A3 \cdot \cos(3 \cdot d \cdot \cos(t0)) + A4 \cdot \cos(4 \cdot d \cdot \cos(t0))$
<b>X111</b>	$A0 + A1 \cdot \cos(1 \cdot d \cdot \cos(t1)) + A2 \cdot \cos(2 \cdot d \cdot \cos(t1)) + A3 \cdot \cos(3 \cdot d \cdot \cos(t1)) + A4 \cdot \cos(4 \cdot d \cdot \cos(t1))$
<b>X120</b>	$- B1 \cdot \sin(1 \cdot d \cdot \cos(t0)) - B2 \cdot \sin(2 \cdot d \cdot \cos(t0)) - B3 \cdot \sin(3 \cdot d \cdot \cos(t0)) - B4 \cdot \sin(4 \cdot d \cdot \cos(t0))$
<b>X121</b>	$- B1 \cdot \sin(1 \cdot d \cdot \cos(t1)) - B2 \cdot \sin(2 \cdot d \cdot \cos(t1)) - B3 \cdot \sin(3 \cdot d \cdot \cos(t1)) - B4 \cdot \sin(4 \cdot d \cdot \cos(t1))$
<b>XX</b>	$-(LA/X0) \cdot \cos(t1) \cdot \sqrt{(X111+X121) \cdot (X111+X121) + (Y111+Y121) \cdot (Y111+Y121)}$
<b>Y1</b>	$\sin(t1) \cdot \sqrt{(X111+X121) \cdot (X111+X121) + (Y111+Y121) \cdot (Y111+Y121)}$
<b>Y110</b>	$B0 + B1 \cdot \cos(1 \cdot d \cdot \cos(t0)) + B2 \cdot \cos(2 \cdot d \cdot \cos(t0)) + B3 \cdot \cos(3 \cdot d \cdot \cos(t0)) + B4 \cdot \cos(4 \cdot d \cdot \cos(t0))$
<b>Y111</b>	$B0 + B1 \cdot \cos(1 \cdot d \cdot \cos(t1)) + B2 \cdot \cos(2 \cdot d \cdot \cos(t1)) + B3 \cdot \cos(3 \cdot d \cdot \cos(t1)) + B4 \cdot \cos(4 \cdot d \cdot \cos(t1))$
<b>Y120</b>	$+ A1 \cdot \sin(1 \cdot d \cdot \cos(t0)) + A2 \cdot \sin(2 \cdot d \cdot \cos(t0)) + A3 \cdot \sin(3 \cdot d \cdot \cos(t0)) + A4 \cdot \sin(4 \cdot d \cdot \cos(t0))$
<b>Y121</b>	$+ A1 \cdot \sin(1 \cdot d \cdot \cos(t1)) + A2 \cdot \sin(2 \cdot d \cdot \cos(t1)) + A3 \cdot \sin(3 \cdot d \cdot \cos(t1)) + A4 \cdot \sin(4 \cdot d \cdot \cos(t1))$

<b>h</b>	1.6
<b>p</b>	2*D1
<b>t</b>	-PI/2
<b>x</b>	50
<b>ybas</b>	5

#### A. 4. La courbure de l'antenne série de Fourier finie par logiciel CST



**Figure A. 1.** La courbure  $y(\theta) = f(x(\theta))$ , avec  $\theta = -\pi/2:0$  de serie de Fourier finie par l'équation analytique avec logiciel CST Microwave studio.

## Références

- [1] J. E. Bjarnason, T. L. J. Chan, A. W. M. Lee, M. A. Celis, and E. R. Brown, "Millimeterwave, terahertz, and mid-infrared transmission through common clothing," *Applied Physics Letters*, vol. 85, no. 4, pp. 519–521, jul 2004.
- [2] V. Lyubchenko, "Millimeter wave imaging systems," in *13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications. 2000. MICON-2000.*, vol. 3, 2000, pp. 63–69 vol.3.
- [3] Z. Shen and N. C. Luhmann, *Millimeter-Wave Imaging*. John Wiley & Sons, Ltd, 2009, pp. 651–707.
- [4] N. A. Salmon, J. Beale, S. Hayward, P. Hall, R. Macpherson, R. Metcalfe, and A. Harvey, "Compact and light-weight digital beam-forming passive millimetre-wave imagers," K. A. Krapels and N. A. Salmon, Eds., vol. 7117, no. 1. SPIE, 2008, p. 711709.
- [5] Z.-C. Hao, W. Hong, J.-X. Chen, X.-P. Chen, and K. Wu, "Compact super-wide bandpass substrate integrated waveguide (SIW) filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 53, no. 9, pp. 2968–2977, Sep. 2005.
- [6] Y. D. Dong, T. Yang, and T. Itoh, "Substrate integrated waveguide loaded by complementary split-ring resonators and its applications to miniaturized waveguide filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 57, no. 9, pp. 2211–2223, Sep. 2009.
- [7] L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu, and T. J. Cui, "Simulation and experiment on SIW slot array antennas," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 9, pp. 446–448, Sep. 2004.
- [8] M. Henry, C. Free, B. Izqueirdo, J. Batchelor, and P. Young, "Millimeter wave substrate integrated waveguide antennas: Design and fabrication analysis," *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 32, no. 1, pp. 93–100, Feb. 2009.
- [9] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 11, no. 2, pp. 68–70, Feb. 2001.
- [10] D. Deslandes and K. Wu, "Analysis and design of current probe transition from grounded coplanar to substrate integrated rectangular waveguides," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 53, no. 8, pp. 2487–2494, Aug. 2005.
- [11] E. Diaz, A. Belenguer, H. Esteban, O. Monerris-Belda, and V. Boria, "A novel transition from microstrip to a substrate integrated waveguide with higher characteristic impedance," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2013, pp. 1–4.



- [12] J.-X. Chen, W. Hong, Z.-C. Hao, H. Li, and K. Wu, "Development of a low cost microwave mixer using a broadband substrate integrated waveguide (SIW) coupler," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 2, pp. 84–86, Feb. 2006.
- [13] Y. Cassivi and K. Wu, "Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 13, no. 2, pp. 48–50, Feb. 2003.
- [14] G. Pelosi, R. Coccioli, S. Selleri, "Quick Finite Elements for Electromagnetic Waves, "Second Edition, Boston: Artech House, 2009.
- [15] Germain. S, Deslandes.D, Wu Ke, "Development of substrate integrated waveguide power dividers, " *Electrical and computer Engineering, 2003.IEEE CCECE 2003.Canadian Conference on*, vol.3,4-7 pp:1921-1924,May 2003
- [16] Arneri, E. and G. Amendola, "Method of moments analysis of slotted substrate integrated waveguide arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 4, 1148-1154, 2011.
- [17] Kanellopoulos, V. N. and J. P. Webb, "A complete E-plane analysis of waveguide junctions using the finite element method," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 38, No. 3, 290-295, 1990.
- [18] H. Sato, K. Sawaya, N. Arai, Y. Wagatsuma, and K. Mizuno "Broadband FDTD analysis of Fermi antenna with narrow width substrate," in *Proceedings of the 2003 IEEE AP-S International Symposium*, Columbus, U.S.A, June 2003, pp.261–264
- [19] K. Nouri, M. Feham, O. Abbes, "Quick FEM Analysis of 3D Mitered E Plane Corners", *Journal of Physical and chemical News*, ISSN 1114-3800, N°36, 2007.
- [20] H. J. Tang, W. Hong, J.-X. Chen, G. Q. Luo and K. Wu, "Development of millimetre-wave planar diplexers based on complementary characters of dual-mode substrate integrated waveguide filters with circular and elliptic cavities", *IEEE Trans. Microwave TheoryTech.*, vol. 55, pp. 776-782, April 2007. DOI: 10.1109/TMTT.2007.893655 2, 23
- [21] Simon Germain, Dominic Deslandes , Ke Wu ,(2003) "Development of Substrate Integrated Waveguide Power Dividers", *Electrical and Computer Engineering, IEEE*, Vol.3, pp.1921-1924.
- [22] Bouchra Rahali and Mohammed Feham," Substrate Integrated Waveguide power divider, circulator and coupler in [10-15] GHZ band" , *International Journal of Information Sciences and Techniques (IJIST)* Vol.4, No.1/2, March 2014

- [23] Paul F. Combes, "Lignes, guides et cavités", édition Dunod 1963; tome 3.
- [24] Rainee N. Simons, "Coplanar waveguide circuits, components, and systems", Wiley, New York, 2001.
- [25] <http://www.thomasta.com/soutien%20scolaire/informatique%20et%20telecommunication/informatique%20et%20telecommunication/info%20et%20tel/guide%20dondes.html>
- [26] Quinet J, "Théorie et pratique électronique et amplificateur. lignes électriques, eq de Maxwell" édition Dunod 2006, collection sciences sup.
- [27] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, G. Conciauro, "Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguide" IEEE Microw. Wireless Comp. Lett., Vol. 12, No. 9, pp. 333-335, 2002.
- [28] Dominic Deslandes and Ke Wu, "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 11, No. 2, February 2001.
- [29] Rahali Bouchra, "Contribution à la modélisation électromagnétique des structures complexes hyperfréquences en technologie SIW", Thèse de Doctorat, Université de Tlemcen, 2013.
- [30] Y. D. Dong, T. Yang, and T. Itoh, "Substrate integrated waveguide loaded by complementary split-ring resonators and its applications to miniaturized waveguide filters," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 57, no. 9, pp. 2211–2223, Sep. 2009.
- [31] D. Deslandes and K. Wu, "Design Considerations and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components", Milano, European Microwave Conference, 23-27, pp. 881-884, Sept 2002
- [32] M. Salehi and E. Mehrshahi, "A closed-form formula for dispersion characteristics of fundamental SIW mode," Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, vol. 21, no. 1, pp. 4–6, Jan. 2011
- [33] Lai, Q. Fumeaux, Ch. Hong, W. Vahldieck, R. : "Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide", IEEE Trans. Microw. Theory Techn., 2009, MTT-57, pp. 1996-2004.
- [34] Daniels, D.C, Heath, R.W: "60 GHz wireless communications : emerging requirements and design recommendations", IEEE Veh. Technol. Mag, 2007, 2, (3), pp. 41-50.
- [35] Diaz Caballero, E., H. Esteban, A. Belenguer, and V. Boria, "Efficient analysis of substrate integrated waveguide devices using hybrid mode matching between cylindrical and guided modes," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 60, No. 2, 232–243, Feb. 2012.

- [36] L. Yan and W. Hong, "Investigations on the Propagation Characteristics of the Substrate Integrated Waveguide Based on the Method of Lines," *Proc. Inst. Elect. Eng. H*, vol. 152, no. 1, pp. 35–42, 2005.
- [37] 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, pp. 35–42, 2006.
- [38] 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.
- [39] D. Deslandes and K. Wu, "Analysis and design of current probe transition from grounded coplanar to substrate integrated rectangular waveguides," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 53, no. 8, pp.2487–2494, Aug. 2005.
- [40] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Anaheim, CA, USA, May 2010, pp. 704–704.
- [41] W. Grabherr, B. Huder, and W. Menzel, "Microstrip to waveguide transition compatible with MM-wave integrated circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 1842–1843, Sept. 1994
- [42] J. X. Chen, W. Hong, Z. C. Hao, H. Li, and K. Wu, "Development of a low cost microwave mixer using a broadband substrate integrated waveguide (SIW) coupler," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 2, pp. 84–86, Feb. 2006.
- [43] F. Xu and K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol.53, no. 1, pp. 66–73, Jan. 2005.
- [44] Richter, D. Notel, F. Kloppel, J. Huck, H. Essen, and L.-P. Schmidt, "A multi-channel radiometer with focal plane array antenna for w-band passive millimeterwave imaging," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006., june 2006, pp. 1592 –1595.
- [45] K. Mizuno, H. Matono, Y. Wagatsuma, H. Warashina, H. Sato, S. Miyanaga, and Y. Yamanaka, "New applications of millimeter-wave incoherent imaging," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005, june 2005, p. 4 pp.
- [46] K. Mizuno, Y. Wagatsuma, H. Warashina, K. Sawaya, H. Sato, S. Miyanaga, and Y. Yamanaka, "Millimeter-wave imaging technologies and their applications," in *IEEE International Vacuum Electronics Conference*, 2007. IVEC '07, may 2007, pp. 1 –2.

- [47] D. Vizard and R. Doyle, "Invited paper Advances in millimeter wave imaging and radar systems for civil applications," in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2006. June 2006, pp. 94 –97.
- [48] K. Sawaya, H. Sato, Y. Wagatsuma, and K. Mizuno, "Broadband fermi antenna and its application to mm-wave imaging," in The Second European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007, Nov. 2007, pp. 1 –6.
- [49] D. Liu, U. Pfeiffer, and J. Grzyb, *Advanced Millimeter-Wave Technologies: Antennas, Packaging and Circuits*. J. Wiley & Sons, 2009. [Online]. Available : <http://books.google.fr/books?id=iVtrwmDCn7oC>
- [50] J. Jin "The Finite Element Method in Electromagnetics," *John Wiley & sons, second edition, New York, 2000*.
- [51] P. Silvester et R. L. Ferrari "Finite Elements for Electrical Engineers," *second edition, Cambridge Uni. Press, 1990*.
- [52] A. Taflove "Computational Electromagnetics: The Finite-Difference Time- Domain Method," *Norwood, MA: Artech House, 1995*.
- [53] W. J. R. Hoefler, "The transmission–line matrix method–theory and applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 33, no. 10, pp. 882–893, Oct. 1985.
- [54] Y. C. Shih, T. Itoh and L. Q. Bui, "Computer-aided design of millimeter wave E-plane filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 31, no. 9, pp 135–142, Feb. 1983.
- [55] A. Wexler, "Solution of waveguide discontinuities by modal analysis," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 15, pp 508 – 517, Sept. 1967.
- [56] A. Yalaoui, " Modélisation Électromagnétique des Discontinuités Uniaxiales - Application à l'Étude des Circulateurs Planaires Et de la Cellule GTEM," *Thèse de doctorat INP Toulouse, 2007*.
- [57] P. Couffignal, " Contribution à l'étude des filtres en guides métalliques," *Thèse de doctorat INP Toulouse, Nov. 1992*.
- [58] Bouhouche Abdellah, " Etude de filtres à Cavités Bi-modes en guides d'ondes rectangulaires Métalliques creux", Magister à université Constantine, année 2012
- [59] L. Harle and L.P.B., Katehi, "A silicon micromachined four-pole linear phase filter," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 6, pp. 1598-1607, June 2004.
- [60] P. Silvester "A General High-Order Finite-Element Waveguide Analysis Program," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 17, no. 4, pp 504 – 510, Apr. 1969.

- [61] Z, J. Csendes and P. Silvester "Numerical Solution of Dielectric Loaded Waveguides: I-11—Modal Approximation Technique," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 19, no. 6, pp, 504-509, Juin 1971.
- [62] H. Whitney, "Geometric Integration Theory," Princeton, NJ:Princeton University Press, 1957.
- [63] M. Hano, "Finite Element Analysis of dielectric-Loaded Waveguide," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 32, pp, 1275-1279, Oct. 1984.
- [64] C. J. Reddy et al, "Finite Element Method for Eigenvalue Problems in Electromagnetics," NASA Technical Paper 3485, December 1994.
- [65] Fellah benzerga, Mehadji Abri, Hadjira ABRI Badaoui, 'Optimized Bends and Corporate 1x4 and 1x8 SIW Power Dividers Junctions Analysis for V Band Applications Using a Rigorous Finite Element Method', Arabian Journal for Science and Engineering, pp 1-9, September 2015. DOI :10.1007/s13369-015-1823-6.
- [66] M. A. Rabah, M. Abri, J. Tao, and T. H. Vuong, "Substrate integrated waveguide design using the two dimensional finite element method ", Progress In Electromagnetic Research M, Vol. 35, 21-30, 2014.
- [67] M. Henry, C. Free, B. Izqueirdo, J. Batchelor, and P. Young, "Millimeter wave substrate integrated waveguide antennas: Design and fabrication analysis, " IEEE Trans. Adv. Packag., vol. 32, no. 1, pp. 93–100, Feb. 2009.
- [68] Fellah Benzerga and Abri Mehadji, 'Design of Millimeter Substrate Integrated Wave Guide MSIW analysis by the Quick Finite Element Method (QFEM)', International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing, ICOSIP'2015, 8-9 November Tlemcen, Algeria
- [69] Arnieri, E. and G. Amendola, "Method of moments analysis of slotted substrate integrated waveguide arrays," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 59, No. 4, 1148-1154, 2011.
- [70] H. Sato, K. Sawaya, N. Arai, Y. Wagatsuma, and K. Mizuno "Broadband FDTD analysis of Fermi antenna with narrow width substrate, " in Proceedings of the 2003 IEEE AP-S International Symposium, Columbus, U.S.A, June 2003, pp.261–264.
- [71] L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu, and T. J. Cui, "Simulation and experiment on SIW slot array antennas, " IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 14, no. 9, pp. 446–448, Sep. 2004.

- [72] J.-X. Chen, W. Hong, Z.-C. Hao, H. Li, and K. Wu, "Development of a low cost microwave mixer using a broadband substrate integrated waveguide (SIW) coupler, " *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 2, pp. 84–86, Feb. 2006.
- [73] Y. Cassivi and K. Wu, "Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 13, no. 2, pp. 48–50, Feb. 2003.
- [74] Ismail Alhzzoury Ahmad, ‘‘Contribution à la modélisation des structures SIW et SINRD pour application micro-ondes et télécommunication’’, doctorat de l’université toulouse, année 2013.
- [75] Computer simulateur technologie CST Microwave Studio, 2014.
- [76] J. R. Shewchuk, ‘Delaunay refinement algorithms for triangular mesh generation’. *Comput. Geom. Vol. 47, No. 7*, pp. 741-778, 2014.
- [77] Fellah benzerga, Abri Mehadji, Hadjira Abri badaoui, Jun Wu Tao and Tan-Hoa Vuong, ‘1x2 SIW Power Dividers Modeling Using a Rigorous Finite Element Method for V-Band Applications’, 9th Jordanian International Electrical and Electronics Engineering Conference (JIEEEEC), 12 - 14 October 2015, Jordan.
- [78] Y. J. Chen, W. Hong, and K. Wu, “Design of a monopulse antenna using a dual V-type linearly tapered slot antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 9, pp. 2903–2909, Sep. 2008.
- [79] Z. C. Hao, W. Hong, J. X. Chen, X. P. Chen, and K. Wu, “A novel feeding technique for antipodal linearly tapered slot antenna array,” in *Proc. IEEE IMS, Long Beach, CA, USA*, Jun. 12–17, 2005, pp. 1641–1644.
- [80] Fellah Benzerga and Abri Mehadji, ‘Design of Antipodal Linearly Tapered Slot Antennas (ALTSA) Arrays in SIW Technology for UWB Imaging’, the Second International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, CEECA’14 Constantine 18-20 November 2014, Algeria.
- [81] B. Allen et al., "Ultra-wideband Antennas and Propagation for Communications, Radar and Imaging", Wiley, 2007
- [82] Jan Puskely, Tomáš Mikulášek, "Compact Wideband Vivaldi Antenna Array for Microwave Imaging Applications, "7<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation (*EuCAP*) 2013, pp. 1519-1522, 2013.
- [83] Y. Yang, C. Zhang, S. Lin, and A. E. Fathy, “Development of an ultra wideband Vivaldi antenna array,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propag. Soc.*, 2005, vol. 1A, pp. 606–609.

- [84] Li Bin; Dong Liang; Zhao Jiao-cheng, "The research of broadband millimeter-wave Vivaldi array antenna using SIW technique, "International Conference ICMMT 2010, pp. 997-1000, 2010.
- [85] S. Lin, S. Yang, and A. Fathy, "Development of a novel UWB Vivaldi antenna array using SIW technology," *PIER 90*, 2009, pp. 369-384.
- [86] Robab Kazemi, Aly E. Fathy, and Ramezan Ali Sadeghzadeh "Dielectric Rod Antenna Array With Substrate Integrated Waveguide Planar Feed Network for Wideband Applications" *IEEE transactions on antennas and propagation*, VOL. 60, NO. 3, pp. 1312–1219, march 2012.
- [87] F. Taringou and J. Bornemann, "New substrate-integrated to coplanar waveguide transition," in *Proc. 41st Eur. Microw. Conf.*, Manchester, U.K., Oct. 2011, pp. 428–431.
- [88] G. Kompa, "About the frequency-dependent characteristics of a microstrip-waveguide transition," *AEV*, vol 35, 1981, pp. 69-71.
- [89] J. Rayas-Sanchez, "An Improved EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions," in *Signal Integrity and High-Speed Interconnects, 2009. IMWS 2009. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on. IEEE*, 2009, pp. 27–30.

## Les travaux scientifiques

### □ Les publications internationales

1. Fellah benzerga, Mehadji Abri, Hadjira ABRI Badaoui, 'Optimized Bends and Corporate 1x4 and 1x8 SIW Power Dividers Junctions Analysis for V Band Applications Using a Rigorous Finite Element Method', Arabian Journal for Science and Engineering, pp 1-9, September 2015. DOI :10.1007/s13369-015-1823-6. Indexé par Thomson Reuters, JCR (IF=0.367: 2016).

### □ Les communications internationales

1. Fellah Benzerga and Abri Mehadji, 'Design of Antipodal Linearly Tapered Slot Antennas (ALTSA) Arrays in SIW Technology for UWB Imaging', the Second International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, CEECA'14 Constantine 18-20 November 2014, Algeria.  
<http://www.umc.edu.dz/iceeca2014/>
2. Fellah Benzerga and Abri Mehadji, 'Design of Millimeter Substrate Integrated Wave Guide MSIW analysis by the Quick Finite Element Method (QFEM)', International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing, ICOSIP'2015, 8-9 November Tlemcen, Algeria.  
<http://icosip2015.univ-tlemcen.dz/>
3. Fellah benzerga, Abri Mehadji, Hadjira Abri badaoui, Jun Wu Tao and Tan-Hoa Vuong, '1x2 SIW Power Dividers Modeling Using a Rigorous Finite Element Method for V-Band Applications', 9th Jordanian International Electrical and Electronics Engineering Conference (JIEEEEC), 12 - 14 October 2015, Jordan.



**Résumé :** Avec le développement rapide des technologies microondes et millimétriques, les spécifications de conception des circuits et systèmes sont de plus en plus exigeantes. La tendance pour le développement des systèmes de communication se dirige vers un poids minimisé, une taille réduite, de multiples fonctions, une fiabilité accrue et un faible coût. Les ondes millimétriques sont réservées à des applications de plus en plus variées comme les systèmes d'imagerie passive et/ou active. Dans cette thèse, deux volets seront traités. La première étape concerne la simulation des diviseurs de puissance à base de la technologie GIS (Guide Intégré au Substrat) ou SIW en anglais (Substrate Integrated Waveguide) par la méthode des éléments finis bi-dimensionnels sous QFEM et, en deuxième étape, des réseaux d'antennes pour imagerie passive à rayonnement longitudinal et à haute directivité fonctionnant dans le domaine millimétrique seront étudiés et développés. L'antenne de base est de type TSA (Travelling Wave Antenna), qui appartient à la famille des antennes à ondes progressives qui sont des éléments rayonnants non résonants contrairement aux antennes résonantes qui sont à faible largeur de bande telles que les antennes imprimées ou les dipôles. Les antennes TSAs de type Vivaldi (avec une fente à profil exponentiel) fut proposées par Gibson, sont donc plus large bande et ont un gain plus important. Nous proposons d'alimenter ces dernières par guides d'ondes intégrés aux substrats au lieu des lignes de transmission. Ces derniers ont l'avantage, comme leur nom l'indique, d'être intégrés directement dans le substrat. L'utilisation de ceux-ci permet de diminuer les coûts de production, le poids et un excellent facteur de qualité. L'utilisation de la technologie SIW est privilégiée afin de démontrer la haute intégrabilité et les avantages en termes de performance qui peuvent être atteints. Afin de mener ces travaux, le simulateur CST Microwave studio sera largement utilisé au cours de cette thèse

**Mots clés :** millimeter wave, bande V, imagerie passive, réseau d'antennes, guides d'ondes intégrés au substrat, méthode des éléments finis bidimensionnels, QFEM, CST Microwave studio.

**Abstract:** With the rapid development of microwave and millimeter technology, the circuits and systems design specifications are increasingly demanding. The trend for the development of communication systems is moving towards a minimized weight, small size, multiple functions, high reliability and low cost. Millimeter waves are reserved for applications increasingly varied as passive imaging systems and / or active. In this thesis, two aspects will be addressed. The first step is simulation based power dividers of GIS technology (Guide Integrated into the substrate) or SIW in English (Substrate Integrated Waveguide) by the method of two-dimensional finite element under QFEM and, second stage, networks antenna for passive imaging longitudinal radiation and high directivity operating in the millimeter range will be studied and developed. The basic antenna type TSA (Travelling Wave Antenna), which belongs to the family of wave antennas that are not resonant radiating elements unlike resonant antennas that are low bandwidth such as printed antennas or dipoles. The TSA antennas Vivaldi type (with an exponential profile slot) was proposed by Gibson, are more broadband and have a larger gain. We propose to supply the latter with waveguides integrated with the substrates in place of the transmission lines. These have the advantage, as their name suggests, to be integrated directly into the substrate. Using them reduces production costs, weight and excellent quality factor. The use of SIW technology is preferred in order to demonstrate the high integrability and benefits in terms of performance that can be achieved. To conduct this work, the CST Microwave Studio simulator will be used extensively in this thesis.

**Key words :** Millimeter waves, V band, passive imaging, antennas array, substrate integrated waveguides, two-dimensional finite element method, QFEM, CST Microwave Studio.

## ملخص

مع التطور السريع في الميكروويف والتكنولوجيا المليمترية، والدوائر وتصميم النظم مواصفات يطالبون بشكل متزايد. الاتجاه لتطوير نظم الاتصالات يتجه نحو وزن أدنى الي حد ممكن، وصغر حجمها، وظائف متعددة، والموثوقية العالية والتكلفة المنخفضة. محجوزة الموجات المليمترية لتطبيقات متنوعة على نحو متزايد على نظم التصوير السلبي أو النشطة. في هذه الأطروحة، سيتم تناول جانبين. الخطوة الأولى هي محاكاة لفاصل القوة استنادا لتكنولوجيا نظم جديدة (الموجة الموجي المندمج على السطح) من خلال طريقة العناصر متناهية الأبعاد تحت اسم QFEM، المرحلة الثانية، سيتم دراسة وتطوير الشبكات الهوائية سلبية التصوير الإشعاعي الطولي والاتجاهية العالية التي تعمل في نطاق مليمتر. نوع الهوائي الأساسي TSA، الذي ينتمي إلى عائلة من الهوائيات الموجة التي ليست عناصر يشع الرنانة عكس الهوائيات الرنانة التي هي عرض النطاق الترددي المنخفض مثل هوائيات المطبوعة أو ثنائيات الاقطاب. TSA هوائيات نوع فيفالدي (ذو المعادلة الآسية) مقترحه من طرف جيبسون، هي أكثر واسعة النطاق ولها مكاسب أكبر. نقترح لتزويد هذه الأخيرة مع الدليل الموجي متكاملة مع ركائز بدلا من خطوط النقل. هذه لديها ميزة، وكما يوحي اسمها، أن تكون متكاملة مباشرة إلى الركيزة. استخدامها يقلل من تكاليف الإنتاج، والوزن وعامل جودة ممتازة. ويفضل استخدام تكنولوجيا الموجة الموجي المندمج على السطح من أجل إظهار تكامل وفوائد عالية من حيث الأداء التي يمكن تحقيقها. للقيام بهذا العمل، سيتم استخدام جهاز محاكاة CST ميكروويف ستوديو على نطاق واسع في هذه الأطروحة.

**كلمات البحث:** الموجات المليمترية، التصوير السلبي، هوائيات، الدليل الموجي الركيزة متكاملة، طريقة العناصر المحدودة ثنائية الأبعاد السريعة QFEM، CST الميكروويف الاستوديو.