

Table des matières

Table des matières	vi
Tables des figures	ix
Liste des tableaux	xii
Liste des acronymes	xiii
Introduction générale	1
CHAPITRE I:La technologie guides d'ondes intégrée aux substrats	5
I.1. Introduction	6
I.2. La technologie des guides d'ondes.....	6
I.2.1. La technologie volumique	7
I.2.1.1. Les guides d'ondes rectangulaires	7
I.2.1.1.a. Étude des modes TE.....	11
I.2.1.1.b. Étude des modes TM	12
I.2.1.1.c. La fréquence de coupure et les modes fondamentaux	12
I.2.1.1.d. Les lignes de champ.....	13
I.2.1.2. Les guides d'ondes circulaires.....	14
I.2.1.2.a. Expression du champ pour le mode $TM_{m,n}$	15
I.2.1.2.b. Expression du champ pour le mode $TE_{n,m}$	16
I.2.1.2.c. Les fréquences des coupures des différents modes.....	16
I.2.2. Technologie planaires.....	17
I.2.2.1. La ligne micro-ruban	17
I.2.2.2. Les lignes coplanaires.....	19
I.2.2.3. Les lignes tri-plaques.....	20
I.2.2.4. Autres technologie planaires.....	20
I.2.2.5. Exemple d'application des technologies planaires	21
I.3. La technologie des guides d'ondes intégrées au substrat GIS.....	22
I.3.1. Historique	22
I.3.2. Les règles de conception	25
I.3.3. Equivalence entre guide d'ondes et un guide GIS.....	28
I.3.4. L'adaptation d'un guide d'onde GIS	30
I.3.5. Impédance caractéristique	33
I.4. Conclusion.....	38
Références	39

CHAPITRE II: La méthode des éléments finis bidimensionnelle	44
II.1. Introduction	45
II.2. Les méthodes d'analyse.....	45
II.2.1. Les méthodes d'analyse pour le domaine temporel.....	46
II.2.1.1. La méthode de différence finis dans le domaine temporel (FDTD)	48
II.2.1.2. La méthode des équations intégrales pour le domaine temporel (TDIE)	51
II.2.1.3. La méthode des éléments finis dans le domaine temporel (FETD)	51
II.2.1.4. Des méthodes additionnelles pour le domaine temporel	52
II.2.2. Les méthodes d'analyse pour le domaine fréquentiel.....	53
II.2.2.1. La méthode des moments.....	53
II.2.2.2. La méthode des éléments finis	55
II.2.2.2.a. Approximation d'une fonction.....	55
II.2.2.2.b. Approximation nodale	56
II.2.2.2.c. Élément triangulaire et règles de maillage.....	64
II.2.2.3. Méthode générale d'utilisation de la MEF.....	69
II.3. L'implémentation de la méthode des éléments finis pour l'analyse des guides d'onde intégrée au substrat GIS	69
II.3.1. Formulation de la méthode des éléments finis en plan H.....	71
II.3.2. Formulation de la méthode des éléments finis en plan E	74
II.3.3. L'implémentation de la méthode des éléments finis	76
II.4. Conclusion.....	80
Références	82
CHAPITRE III: Résultats de simulations	85
III.1. Introduction	86
III.2. Procédure de simulation par la méthode des éléments finis.....	86
III.3. Résultats de simulation.....	88
III.3.1. Guide GIS fonctionnant dans la bande S [2-4 GHz].	89
III.3.2. Guide GIS fonctionnant dans la bande C [5.725-7.075 GHz].....	91
III.3.3. Guide GIS fonctionnant dans la bande X [8-12 GHz].....	94
III.3.4. Guide GIS fonctionnant dans la bande Ku [10.7-12.75 GHz].....	96
III.3.5. Guide GIS fonctionnant dans la bande Ka [27.5-31 GHz].....	99
III.4. Conclusion.....	102
Références	103
CHAPITRE IV: Les guides d'ondes intégrés aux substrats demi-modes.....	105

IV.1. Introduction	106
IV.2. Les techniques de miniaturisation des guides GIS	106
IV.2.1. La technique RSIW (Ridge Substrat Integreted Waveguide).....	106
IV.2.2. La technique FSIW (Folted Substrat Integreted Waveguide).....	107
IV.2.3. La technique HMSIW (Half mode Substrat Integreted Waveguide).....	109
IV.3. Méthodes appliquées pour les GIS miniaturisés.....	110
IV.3.1. Résultats de simulation.....	112
IV.3.1.a. Guide GIS demi-mode fonctionnant en bande S	112
IV.3.1.b. Guide GIS demi-mode fonctionnant en bande C.....	114
IV.4. Conclusion.....	116
Références	117
CHAPITRE V: Résultats expérimentaux	119
V.1. Introduction	120
V.2. Guide GIS opérant en bande C.....	120
V.3. Guide HMSIW opérant en bande C	123
V.3. Conclusion.....	127
CONCLUSION GENERALE	128
Annexe	131
Travaux scientifiques	154

Tables des figures

Figure I. 1. Guide d'onde rectangulaire.	7
Figure I. 2. Lignes de champ du mode TE_{10} dans un guide rectangulaire	13
Figure I. 3. Section transversale d'un guide d'onde circulaire.....	14
Figure I. 4. Présentation d'une ligne micro-ruban.	18
Figure I. 5. Présentation d'une ligne coplanaire.	19
Figure I. 6. Ligne tri-plaques.....	20
Figure I. 7. Photographie d'un filtre à stubs.....	21
Figure I. 8. Brevet japonais du premier guide en forme plane	23
Figure I. 9. Brevet de Tischer.....	23
Figure I. 10. Le nombre des papiers pour la technologie GIS publié dans IEEE.....	24
Figure I. 11. Structure brevetée par Uchimura et Takenoshita	25
Figure I. 12. Configuration d'un guide GIS conçue par les vias métalliques.	26
Figure I. 13. Guide d'onde rectangulaire remplis par un substrat.	28
Figure I.14. Exemples de transition ligne micro-ruban / guide d'ondes	31
Figure I.15. La ligne de transition de la ligne micro-ruban vers un guide GIS.....	32
Figure I.16. La distribution de champ électrique E. (a) à l'entrée et (b) à la sortie de la transition entre la ligne micro-ruban et le guide GIS	33
Figure I.17. Paramètres géométriques de la transition.	34
Figure I.18. Schéma de la ligne de transition vers un guide GIS sous ADS®.....	37
Figure I.19. Présentation du taper fonctionnant dans la bande Ku sous Momentum.....	37
Figure I.20. Simulation du taper par Momentum.....	38
Figure II. 1. L'algorithme FDTD	50
Figure II. 2. Représentation des fonctions U et U_{ex}	57
Figure II. 3. Les nœuds en commun pour un maillage à une, deux et trois dimension.	58
Figure II. 4. Recouvrement de deux éléments.	59
Figure II. 5. Erreur de discrétisation géométrique	59
Figure II. 6. Structure d'un guide GIS pour le plan H.	71
Figure II. 7. 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.	77
Figure III. 1. (a) La structure du guide GIS, (b) le maillage en 2-D pour un guide GIS.	87
Figure III. 2. Bloc d'adaptation d'un guide d'onde intégrée au substrat. $[S_T]$ matrice de transition et $[S_G]$ matrice du guide.	88
Figure III. 3. Les paramètres du guide d'ondes GIS fonctionnant dans la bande S.	89
Figure III. 4. Maillage du guide GIS opérant dans la bande S généré par la procédure de Delaunay de Matlab®.	90

Figure III. 5. Comparaison entre les coefficients de réflexion du guide présenté dans la figure III.3 opérant en bande S.	90
Figure III. 6. Comparaison entre les coefficients de transmission du guide présenté dans la figure III.3 opérant en bande S.	91
Figure III. 7. Structure du guide GIS opérant en bande C.	92
Figure III. 8. Maillage du guide GIS opérant dans la bande C présenté sur la figure III.7 généré par la procédure de Delaunay. La structure est délimité par des parois de type CEP. .	92
Figure III. 9. Comparaison entre les coefficients de réflexion du guide présenté sur la figure III.7 opérant en bande C.	93
Figure III. 10. Comparaison entre les coefficients de transmission du guide présenté sur la figure III.7 opérant en bande C.	93
Figure III. 11. Structure du guide GIS opérant en bande X.	94
Figure III. 12. Maillage du guide GIS opérant dans la bande X selon l’algorithme de Delaunay. La structure est délimitée par des parois de type CEP.	95
Figure III. 13. Comparaison entre les coefficients de réflexion du guide schématisé sur la figure III.11 opérant en bande X.	95
Figure III. 14. Comparaison entre les coefficients de transmission du guide schématisé sur la figure III.11 opérant en bande X.	96
Figure III. 15. Structure du guide GIS opérant en bande Ku.	97
Figure III. 16. Maillage du guide GIS opérant en bande Ku généré selon l’algorithme de Delaunay. La structure est délimitée par des parois de types CEP.	97
Figure III. 17. Comparaison entre les coefficients de réflexion obtenus par la MEF et CST du guide schématisé sur la figure III.15.	98
Figure III. 18. Comparaison entre les coefficients de transmission obtenus par la MEF et CST du guide schématisé sur la figure III.15.	98
Figure III. 19. Structure du guide GIS opérant en bande Ka.	99
Figure III. 20. Maillage du guide GIS opérant dans la bande Ka généré selon la procédure de Delaunay. La structure est délimitée par des parois de types CEP.	100
Figure III. 21. Comparaison entre les coefficients de réflexion obtenus par CST et MEF du guide schématisé dans la figure III.19 opérant dans la bande Ka.	101
Figure III. 22. Comparaison entre les coefficients de transmission obtenus par CST et MEF du guide schématisé dans la figure III.19 opérant dans la bande Ka.	101
Figure IV. 1. Un guide GIS réalisé en technique RSIW	107
Figure IV. 2. Sections transversales du guide FSIW	108
Figure IV. 3. (a)Présentation d’un guide GIS complet. (b) Présentation d’un guide GIS demi-mode HMSIW.	110
Figure IV. 4. Propagation du champ électrique dans un guide HMSIW.	110
Figure IV. 5. Maillage d’un guide GIS demi mode opérant en bande S généré selon l’algorithme de Delaunay sous Matlab. Deux types de murs sont employés (CMP et CEP).	112
Figure IV. 6. Coefficients de réflexion du guide opérant en bande S obtenus par la méthode des éléments finis et CST Microwave Studio.	113

Figure IV. 7. Coefficients de transmission du guide opérant en bande S obtenus par la méthode des éléments finis et CST Microwave Studio.....	113
Figure IV. 8. Maillage d'un guide GIS demi-mode opérant en bande C généré selon l'algorithme de Delaunay sous Matlab. Deux types de mus sont employés (CMP et CEP)..	114
Figure IV. 9. Coefficients de réflexion du guide opérant en bande C obtenus par la méthode des éléments finis et le simulateur CST Microwave Studio.....	115
Figure IV. 10. Coefficients de transmissions du guide opérant en bande C obtenus par la méthode des éléments finis et le simulateur CST Microwave Studio.....	115
Figure V. 1. La structure du guide GIS opérant en bande C.....	120
Figure V. 2. Photo du guide GIS opérant en bande C réalisé au laboratoire LAPLACE à ENSEEIHT.....	121
Figure V. 3. Mesures prise directement à partir de l'écran de l'analyseur de réseau du guide GIS opérant en bande C.....	122
Figure V. 4. Comparaison entre les résultats de mesures et simulations sous CST Microwave Studio. (a) coefficients S_{11} . (b) coefficients S_{21} . (c) coefficients S_{22} . (d) coefficients S_{12}	123
Figure V. 5. Structure du guide HMSIW demi-mode opérant en bande C.....	124
Figure V. 6. La photo du guide demi-mode HMSIW réalisé au niveau du laboratoire LAPLACE à l'ENSEEIH.....	124
Figure V. 7. Mesure prise directement à partir de l'écran de l'analyseur de réseau du guide demi-mode HMSIW opérant en bande C.....	125
Figure V. 8. Comparaison entre les résultats de mesures et simulations sous CST Microwave du guide présenté dans la figure V.6. (a) coefficients S_{11} . (b) coefficients S_{21} . (c) coefficients S_{22} . (d) coefficients S_{12}	126

Liste des tableaux

Tableau II. 1. Les coordonnées barycentriques. 67

Tableau IV. 1. Les dimensions latérales et du taux de compression de chaque GIS miniaturisé
..... 111

Rapport-Gratuit.com

Liste des acronymes

2D	Deux Dimensions
CIS	Circuits intégrés au substrat
dB	décibel
EDP	Equations aux Dérivées Partielles
EFIE	Electric Field Integral Equation
FE-FD	Finite Element in Frequency Domain
FE-TD	Finite Element Time Domain
FISW	Folded Substrat Integreted Waveguide
FIT	Finite Integration Technique
FV-TD	Finite Volume-Time Domain
GIS	Guide d'onde Intégrée au Substrat
GHz	Giga Hertz
HTS High	Temperature Superconductor
HMSIW	Half Mode Substrate Integrated Waveguide
LTCC	Low Temperature Cofire Ceramic
MEF	Méthode des Eléments Finis
MFIE	Magnetic Field Integral Equation
MHMIC	Miniature Hybrid Microwave Integrated Circuits
MIC	Microstrip integrated circuit
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
Mom	Moments
RF	Radio Frequency
RSIW	Ridge Substrate Integrated Waveguide
SIC	Substrate integrated Circuits
SIW	Substrate Integrated Waveguide
TD-FD	Time Domain Finite Difference
TD-IE	Time Domain Integral Equation
TEM	Transverse Electro Magnetic
TE	Transverse Electric
TM	Transverse Magnetic
TRE	Transverse Resonance Equation

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Les dispositifs et les circuits électroniques connaissent un développement considérable grâce de leurs fonctions dans le transfert des données. Les lignes de transmission et la technologie de fabrication de ces lignes offrent des nouvelles perspectives pour l'amélioration des télécommunications en général.

Les lignes micro-rubans offrent un faible coût de fabrication; elles sont fabriquées directement sur un substrat diélectrique et à cause de leur facilité d'intégration ces lignes restent les plus utilisées pour la fabrication des composants intégrés. Malheureusement la technologie des lignes micro-ruban souffre des interférences et des pertes de puissance. Pour pallier ces problèmes, la technologie volumique représentée par la technologie des guides d'ondes rectangulaires classiques propose un facteur important de qualité et on peut construire à base de ces guides d'autres composants comme les coupleurs, les filtres,...etc.

Cependant, leurs fabrications sont limitées par la fréquence utilisée et par conséquent leurs tailles et leurs poids affectent l'exploitation de ces guides dans les circuits micro-ondes.

Une technologie résumant les avantages des guides d'ondes classiques et les lignes micro-ruban est appelée la technologie guide d'ondes intégrée au substrat GIS ou SIW (substrat integrated waveguide). La technologie GIS est arrivée pour remédier au problème d'intégration des guides volumiques dans un circuit planaires. Avec leur facteur de qualité relativement élevé; et puisqu'elle présente une taille réduite et un poids léger, la facilité de fabrication est l'un des secrets de popularité de cette technologie dans ces dernières années.

La fabrication d'un guide GIS nécessite une intégration d'un diélectrique de permittivité ϵ_r entre deux plaques métalliques et afin d'avoir un guidage du signal, une rangée des vias métalliques est introduite sur les deux côtés; une propagation du signal au niveau de ce type des guides demande une adaptation de ce guide sur les deux ports.

Pour la conception de ces composants, l'ingénierie moderne requise sur l'utilisation des logiciels CAO (Conception assistée par ordinateur), qui sont des outils informatiques basés sur des méthodes d'analyse et de calcul tel que la méthode des intégrations finies, la

méthode des moments,...etc. Afin de résoudre spécifiquement le problème lié à des phénomènes électromagnétiques, ce qui aide progressivement au développement des systèmes de télécommunications hautes fréquences.

Les avantages de la technologie des guides GISs requièrent le développement des méthodes numériques pour une simulation plus efficace. Pour analyser ce type de guide, des méthodes analytiques rigoureuses sont mises en place comme la méthode des moments, la méthode des équations intégrales et la méthode des éléments finis.

Actuellement, la méthode des éléments finis (MEF) ou FEM (Finite Elements Method) joue un rôle fondamental pour analyser des problèmes liés à l'électromagnétisme, d'une simple structure comme un guide d'ondes vers des circuits complexes. La MEF est la méthode la plus utilisée par les logiciels CAO. Les privilèges de cette méthode proviennent de sa capacité à s'adapter à des structures de formes géométriques relativement complexes.

Dans cette thèse, une nouvelle approche en utilisant la méthode des éléments finis sous QFEM pour la simulation des guides d'ondes intégrées aux substrats GIS et demi-mode est exposée.

La thèse est scindée en cinq chapitres :

Le premier chapitre introduit rapidement la technologie des lignes de transmission. Nous commençons au premier lieu par l'étude de la technologie volumique. Notons que la technologie des guides d'ondes rectangulaires et les guides d'ondes cylindriques sont les principaux dispositifs des lignes de transmission de signal micro-onde, dus aux bonnes performances de transmission sur les hautes fréquences. Cependant, la difficulté de fabrication de la technologie volumique nous impose d'étudier la technologie planaire puisqu'elle, nous offre la possibilité de guidage d'un signal micro-onde dans un circuit planaire, sachant que les pertes engendrées par ce type de lignes les rendent limitées. Les exigences industrielles mènent les travaux de recherche vers une nouvelle vision sur le développement de la technologie de transmission.

Après un bref historique sur le développement de la technologie GIS, les équations de conception d'un guide d'ondes intégré au substrat sont exposées.

Le deuxième chapitre porte en premier lieu sur l'illustration générale des méthodes d'analyse pour le domaine d'ingénierie et leurs applications pour l'analyse des composants de télécommunication. Le comportement temporel et fréquentiel des méthodes d'analyse offre la possibilité d'exploitation dans des logiciels de conception par ordinateurs (CAO). En second lieu, la méthode des éléments finis est introduite en détail avec une présentation de leurs points forts et leurs influences sur le développement des guides d'ondes intégrés aux substrats.

Le troisième chapitre présente l'application de la méthode des éléments finis pour analyser des guides d'ondes intégrées au substrat pour les différentes bandes de fréquences. En vue de valider l'approche adoptée, une étude comparative entre la méthode des éléments finis 2D développée sous MATLAB® et le logiciel commercial CST Microwave® Studio est présentée.

Le quatrième chapitre présente, et en premier lieu la méthode de miniaturisation des guides d'ondes intégrées au substrat, par la suite, une analyse de la technologie GIS par la méthode des éléments finis sera illustrée dont l'objectif de montrer l'apport de cette technique. Les différentes techniques de miniaturisations existant dans la littérature seront également présentées. Notons que la technique demi-mode GIS est la technique la plus utilisée actuellement dans la littérature pour la construction des différents composants à base de la technologie GIS.

Dans le cinquième chapitre, une réalisation pratique d'un guide GIS pour les applications en bande C est effectuée et les résultats seront présentés et discutés. Il s'agit d'un guide GIS simple et demi-mode. Une comparaison, entre les résultats de simulation sous CST Microwave Studio ® et les mesures, sera également effectuée.

Cette thèse se terminera par une conclusion générale. Deux annexes seront ajoutées à la fin de ce document.

CHAPITRE I

La technologie guides d'ondes intégrée aux substrats

I.1. Introduction

Les guides d'ondes ce sont des lignes de transmission traditionnelle utilisée pour le guidage d'un signal micro-onde et jusqu'à aujourd'hui sont encore largement utilisés pour plusieurs applications. Différents composants micro-ondes sont réalisés à base de la technologie des guides d'ondes tels que: les coupleurs, les déphaseurs sont disponibles dans le marché puisque en prend en compte que ces guides présentent des faibles pertes avec une forte énergie transmise.

Puisque leur poids est lié à la fréquence utilisée, l'intégration des guides d'ondes avec d'autres composants micro-ondes devienne limitée et très coûteuse.

Pour les lignes de transmission planaire et coplanaire comme les lignes micro-ruban qui sont compactes et peu coûteuses avec une exploitation très vaste dans le domaine des télécommunications, ils provoquent des pertes de transmissions.

Actuellement une telle technologie qui est basée sur l'utilisation des circuits imprimée pour limiter les caractéristiques des guides d'ondes traditionnelles. Ils sont appelés les guides d'ondes intégrées au substrat (GIS). Cette technologie possède plusieurs avantages tell qu'un facteur de qualité relativement fort, une intégration facile, une taille réduite et un faible cout [1-3]. Sur la base de la technologie GIS de nombreux dispositifs ont été développées tels que les diviseurs de puissance [4], les filtres [5-6], les circulateurs [7], les coupleurs [8], les déphaseurs [9], les six ports [10] et les antennes [11].

Dans ce chapitre, nous exposons les formules de conception des guides d'ondes à la base de la technologie GIS avec une introduction sur le développement des guides d'ondes GIS.

I.2. La technologie des guides d'ondes

Les guides d'ondes ce sont des lignes de transmission employées pour le guidage d'un signal électromagnétique par la réflexion sur les parois internes du guide (Figure I.1).

De nombreuses techniques sont utilisées pour la réalisation des guides d'ondes. Nous pouvons distinguer deux grandes familles de technologie de fabrication des guides d'ondes: la technologie volumique et la technologie planaire.

I.2.1. La technologie volumique

Pour ce type des guides, l'action est mise sur la technologie de fabrication et de réalisation. Pour cela, on peut distinguer deux types des guides d'ondes en technologie volumique: les guides d'ondes rectangulaires et les guides d'ondes circulaires.

I.2.1.1. Les guides d'ondes rectangulaires

Le guide d'ondes rectangulaire est l'un des premiers types des lignes de transmission utilisées pour transporter des signaux hyperfréquences. Plusieurs composants, tels que des coupleurs, déphaseurs, ou atténuateurs sont disponibles commercialement pour des fréquences de 1GHz à plus de 220 GHz. Bien que les circuits hyperfréquences sont de plus en plus miniaturisés ; les guides rectangulaires sont encore utilisées à cause de leur capacité à transporter des grandes puissances [12].

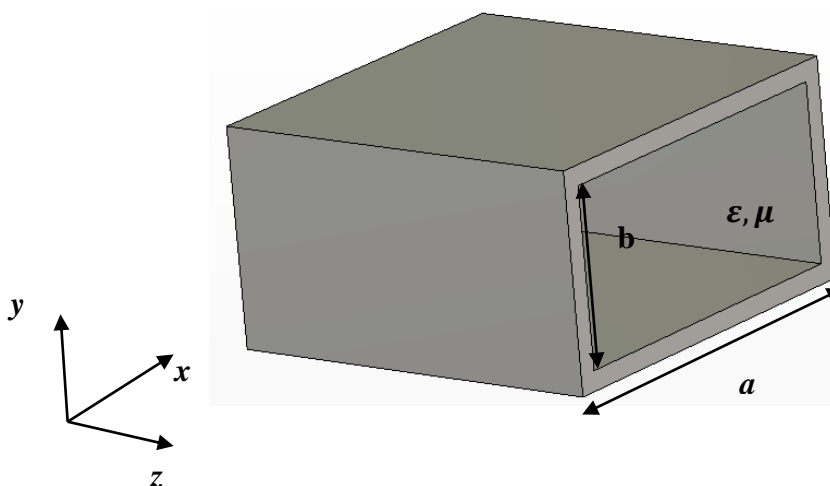


Figure I. 1. Guide d'onde rectangulaire.

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

La représentation du champ électromagnétique dans un guide d'onde rectangulaire régie par les équations de Maxwell [12] qui sont données :

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

$$\overrightarrow{rot}\vec{B} = \vec{j}\mu_0 + \varepsilon_r\varepsilon_0\mu_0 \frac{\partial\vec{E}}{\partial t} \quad (\text{I.2})$$

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

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

On note:

- ρ : La densité volumique de charge électrique.
- \vec{j} : Le vecteur densité de courant.
- \vec{E} : Le vecteur champ électrique.
- \vec{B} : Le pseudo-vecteur induction magnétique.
- ε_0 : La permittivité diélectrique du vide.
- μ_0 : La perméabilité magnétique du vide.

Les équations de propagation des champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} sont données par :

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

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

ω présente la pulsation de l'onde et elle est donnée par:

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

Pour une propagation d'une onde électromagnétique dans un guide d'ondes selon l'axe Oz, il nécessite que le champ électrique de l'onde incidente soit parallèle aux faces sur lesquelles cette onde va se réfléchir successivement. On peut exprimer les champs sous la forme:

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

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

Avec :

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

Où :

α et β_g représentent respectivement l'atténuation et la constante de propagation longitudinale.

$$\beta_g = \sqrt{k^2 - \left(\left(\frac{m}{a} \right)^2 + \left(\frac{n}{b} \right)^2 \right)} \quad (\text{I.11})$$

k représente la constante de propagation dans le milieu diélectrique dans lequel se propage l'onde à la vitesse v :

$$k^2 = \omega^2 \epsilon \mu \quad (\text{I.12})$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r \epsilon_0 \mu_0}} \quad (\text{I.13})$$

Avec:

c : la vitesse de la lumière dans l'air donné par: $c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = 3.10^8 \text{ m/s}$

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

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

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

Tel que :

∇_t^2 Présente le Laplacien transverse donnée par : $\nabla_t^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$

Et :

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

Nous trouvons trois types de mode de propagation pour un guide d'ondes 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.

I.2.1.1.a. Étude des modes TE

Dans le cas de propagation des modes TE on a: $E_z(x, y) = 0$ et $H_z \neq 0$.

$H_z(x, y)$ doit satisfaire $\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + k^2 H_z = 0$ avec $\frac{\partial H_z}{\partial n} = 0$.

La solution H_z s'écrit sous la forme :

$$H_z(x, y) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-\alpha z} e^{-j(\omega t - \beta z)}$$

$$H_z(x, y) = H_z^* \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.17})$$

$$K_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (\text{I.18})$$

À partir de ces relations on peut déduire toutes les composantes des modes TE existant dans le guide d'ondes rectangulaire c'est-à-dire les 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 :

$$E_x(x, y) = H_z^* \frac{j\omega\epsilon n\pi}{k^2 b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.19})$$

$$E_y(x, y) = -H_z^* \frac{j\omega\epsilon m\pi}{k^2 a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.20})$$

$$E_z(x, y) = 0 \quad (\text{I.21})$$

$$H_x(x, y) = H_0^* \frac{\gamma m\pi}{k^2 a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.22})$$

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

$$H_z(x, y) = H_z^* \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.24})$$

I.2.1.1.b. Étude des modes TM

Les ondes TM sont caractérisées par $H_z = 0$ et $E_z \neq 0$, tel que le champ magnétique seulement est orthogonal à l'axe de propagation.

$E_z(x, y)$ doit satisfaire : $\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + k^2 E_z = 0$ avec $E_z = 0$ sur les parois du guide.

Pour une largeur du guide a et une hauteur b les conditions de continuité sur les parois du guide nous permettons d'extraire l'expression de différentes composantes des champs de l'onde :

$$E_z(x, y) = E_0^* \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.25})$$

$$E_x(x, y) = -E_0^* \frac{\gamma}{k^2} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.26})$$

$$E_y(x, y) = -E_0^* \frac{\gamma}{k^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.27})$$

$$H_x(x, y) = E_0^* \frac{j\omega\epsilon}{k^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.28})$$

$$H_y(x, y) = -E_0^* \frac{j\omega\epsilon}{k^2} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.29})$$

I.2.1.1.c. La fréquence de coupure et les modes fondamentaux

Une onde de fréquence f peut se propager dans le mode TE_{mn} ou TM_{mn} si :

$$f > f_c = \frac{v}{2} \sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}} \quad (\text{I.30})$$

Avec: f_c la fréquence de coupure du mode TE_{mn} ou TM_{mn} .

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.

On appelle le mode fondamental celui qui représente la plus petite fréquence de coupure $f_{c_{mn}}$. Le classement des modes TE_{mn} est obtenu à partir du calcul des fréquences de coupure $f_{c_{mn}}$. Pour le mode TE_{mn} et si $a > b$ le mode fondamental d'un guide d'onde rectangulaire est le mode TE_{10} .

Pour le mode TM_{mn} , les modes TM_{00} , TM_{10} et TM_{01} n'existent pas. Le mode fondamental qui peut se propager est le mode TM_{11} (la figure I.2).

I.2.1.1.d. Les lignes de champ

Sur la figure ci-dessous nous présentons les figures de champs du mode TE_{10} dans un guide d'onde rectangulaire.

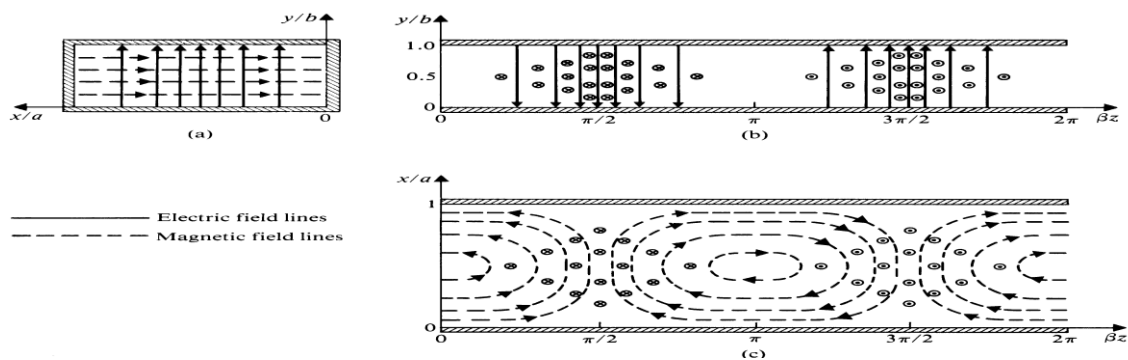


Figure I. 2. Lignes de champ du mode TE_{10} dans un guide rectangulaire [12].

I.2.1.2. Les guides d'ondes circulaires

Le guide d'onde circulaire est un tube cylindrique 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.

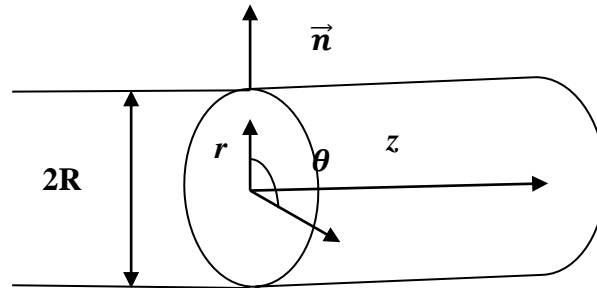


Figure I. 3. Section transversale d'un guide d'onde circulaire.

Un point dans cette section est repéré par des coordonnées polaires (r, θ) , comme pour le guide d'onde rectangulaire, on suppose que les parois métalliques sont parfaitement conductrices et que l'onde se propage suivant l'axe (oz) .

La solution générale de l'équation de propagation dans le guide d'onde cylindrique est reconfigurée d'après l'équation d'Helmholtz donnée par:

$$\Delta_t T(r, \theta) + k_c^2 T(r, \theta) = 0 \quad (\text{I.31})$$

Avec :

$$\Delta_t = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} \quad (\text{I.32})$$

$T(r, \theta)$ représente l'une des composantes longitudinales des champs électromagnétiques (\vec{E} ou \vec{H}).

La résolution de l'équation (I.32) se fait par la méthode de séparation de variable pour avoir une solution de la forme:

$$T(r, \theta) = A_n J_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.33})$$

$J_n(k_c r)$: représente la fonction de Bessel de première espèce d'ordre n .

I.2.1.2.a. Expression du champ pour le mode $\text{TM}_{m,n}$

Le guide d'ondes circulaire ne peut propager que les ondes vérifiant :

$$k > k_c = \frac{X_{nm}}{a} \quad (\text{I.34})$$

X_{nm} Sont les racines correspond à un mode propagation.

Notons que :

➤ A l'intérieur du guide $H_z=0$, $E_z=E_0 J_n(k_c r) e^{-jn\theta}$

Ce qui implique que :

L'application des conditions aux limites donne :

Sur les parois $r=a$: $E_z=0$ et $\frac{\partial H_z}{\partial n} = 0$

D'où

$$E_z = E_0 J_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.35})$$

$$E_r(r, \theta) = -E_0 \frac{\gamma}{k_c} \hat{J}_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.36})$$

$$E_{\theta}(r, \theta) = jE_0 \frac{\gamma n}{k_c^2 r} J_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.37})$$

$$H_r(r, \theta) = E_0 \frac{\omega \varepsilon n}{k_c^2 r} J_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.38})$$

$$H_\theta(r, \theta) = -jE_0 \frac{\omega \varepsilon}{k_c} \hat{J}_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.39})$$

I.2.1.2.b. Expression du champ pour le mode $\text{TE}_{n,m}$

Pour le mode transverse électrique $E_z = 0$. Le vecteur normal \vec{n} suivant la direction du rayon du guide d'ondes cylindrique, il convient de prendre en compte la condition aux limites $\frac{\partial H_z}{\partial r} = 0$.

Les longueurs d'ondes de coupures sont données par: $k_c = \frac{x_{nm}}{a}$

$$E_z(r, \theta) = 0 \quad (\text{I.40})$$

$$E_r(r, \theta) = -H_0 \frac{\omega \mu n}{k_c^2 r} J_n(K_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.41})$$

$$E_\theta(r, \theta) = jH_0 \frac{\omega \mu}{k_c} \hat{J}_n(K_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.42})$$

$$H_r(r, \theta) = -H_0 \frac{\gamma}{k_c} \hat{J}_n(K_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.43})$$

$$H_\theta(r, \theta) = jH_0 \frac{\gamma n}{k_c^2 r} J_n(K_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.44})$$

$$H_z = H_0 J_n(K_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.45})$$

I.2.1.2.c. Les fréquences des coupures des différents modes

- Pour le mode $\text{TE}_{n,m}$: $k_c = \frac{x_{nm}}{a}$

$$fc = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \left(\frac{x_{nm}}{a} \right)$$

- Pour le mode $TM_{n,m}$ $k_c = \frac{x_{nm}}{a}$

$$fc = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \left(\frac{x_{nm}}{a} \right)$$

I.2.2. Technologie planaires

Les technologies planaires sont complémentaires aux technologies volumiques. Là où ces dernières peinent à cause de leurs encombrements 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, métallisé sur l'une ou les deux faces. Plusieurs conceptions sont alors possibles, comme par exemple les lignes micro-rubans, les coplanaires ou les tri-plaques.

I.2.2.1. La ligne micro-ruban

Les lignes micro-rubans [13] sont les lignes les plus utilisées pour faire la conception des circuits intégrés à hautes fréquences. La géométrie est présentée par la figure I.4. Un ruban conducteur de largeur W est imprimé sur un substrat d'épaisseur h d'une permittivité relative ϵ_r dont l'autre face constitue un plan de masse.

La maîtrise de cette technologie rend les coûts beaucoup plus bas que pour les technologies volumiques, ainsi que sa bonne connectivité, son faible encombrement et son petit volume en font un candidat idéal pour être inclus dans les autres modules.

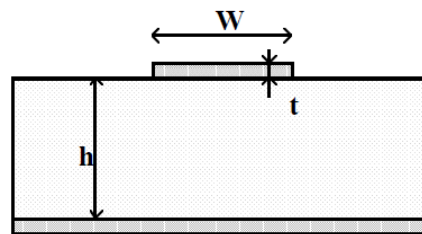


Figure I. 4. Présentation d'une ligne micro-ruban.

La propagation des ondes dans cette structure inhomogène s'effectue en partie dans le diélectrique, en partie dans l'air, la proportion dépend de la valeur de constante diélectrique du substrat.

➤ **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 puissance élevés.

➤ **Avantages et inconvénients des lignes micro-rubans**

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 généralement accessibles.

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

- les pertes sont plus élevées par suite du rayonnement; elles dépendent fortement de l'épaisseur et de la constante diélectrique du substrat.
- 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 du ruban.
- Les champs électriques et magnétiques sont orthogonaux dans le plan transverse.

I.2.2.2. Les lignes coplanaires

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

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 métallique supplémentaires. Cependant, le fait d'avoir trois conducteurs en parallèle rend la propagation possible selon deux modes fondamentaux. Le premier qui est le mode quasi-TEM, et le second est le mode TE. Ce dernier apparaît notamment avec la présence de discontinuités. La solution pour s'affranchir du mode TE consiste à mettre au même potentiel les deux plans métalliques extérieurs à la ligne. Mais en pratique, cela reste difficile et coûteux à réaliser. Pour cette raison le coplanaire resté peu utilisée.

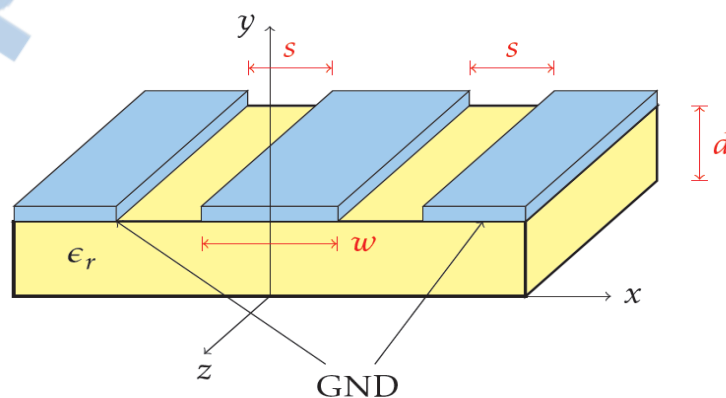


Figure I. 5. Présentation d'une ligne coplanaire.

I.2.2.3. Les lignes tri-plaques

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 parallèle, avec deux modes de propagation possible. Mais contrairement au coplanaire, le mode parasite peut être facilement éliminé en ajoutant des vias métallisés 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 une 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.

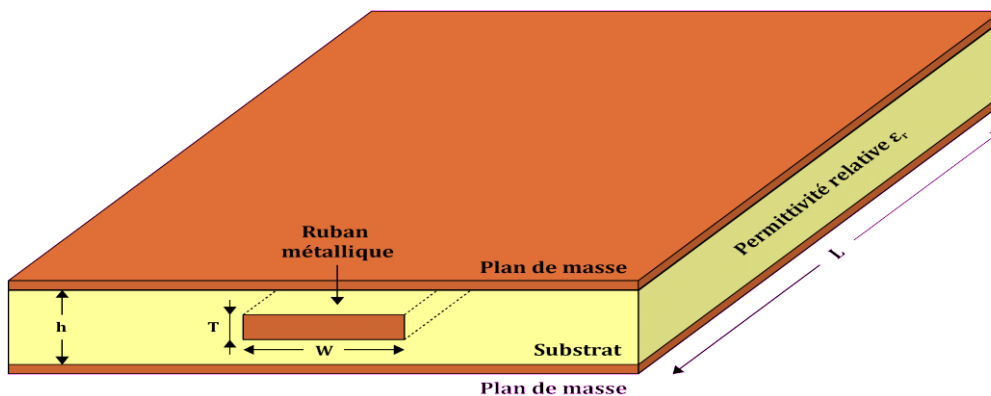


Figure I. 6. Ligne tri-plaques.

I.2.2.4. Autres technologie planaires

Ces trois technologies présentent des performances électriques acceptables, surtout au regard de l'économie, d'encombrement et de poids qu'elles apportent. D'autres technologies planaires existent et permettent d'améliorer certains facteurs.

Nous pouvons par exemple citer la technologie membrane dont le principe revient à suspendre une ligne micro-ruban dans l'air, bénéficiant ainsi des faibles pertes inhérentes à ce substrat. Des problèmes d'encombrement et de fragilité y sont malheureusement liés.

La technologie supraconductrice HTS (High Temperature Superconductor); permet de réduire considérablement les pertes par l'utilisation de matériaux supraconducteurs, mais ces qualités ne sont effectives qu'à des températures bien particulières, ce qui nécessite un équipement lourd et encombrant pour contrôler la température.

Dans l'optique d'apporter de nouvelles perspectives, les technologies multicouches sont basés sur un procédé planaire auquel sont ajoutées des alternatives de diélectrique et de métallisation. La base reste un substrat classique de plusieurs centaines de micromètres, alors que les couches additionnelles présentent des épaisseurs de l'ordre de dizaine de micromètres pour le diélectrique, et du micromètre pour la métallisation. Ce procédé permet d'obtenir une plage d'impédance plus large qu'en planaire classique, et d'atteindre de nouveaux types de couplages. Il apporte des difficultés quant à la réalisation, avec notamment des problèmes d'alignement des couches.

I.2.2.5. Exemple d'application des technologies planaires

Dans cet exemple .des stubs, quart d'onde ou demi-onde, respectivement court-circuités ou en circuits ouverts, sont reliés entre eux par des inverseurs quart-d'ondes. C'est une topologie classique, facile à maitriser, et intéressante notamment pour la réalisation de fonctions de filtrage large bande.

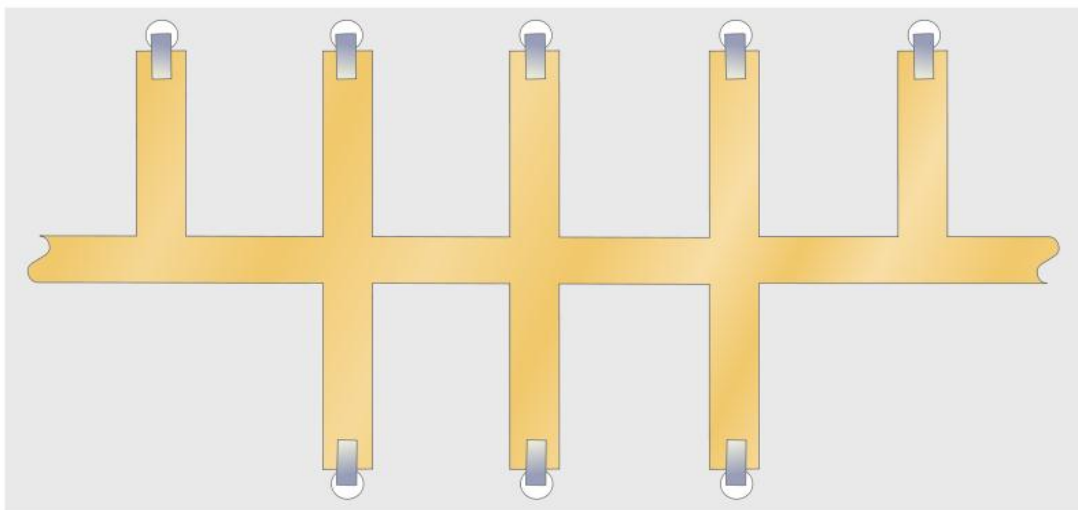


Figure I. 7. Photographie d'un filtre à stubs.

I.3. La technologie des guides d'ondes intégrées au substrat GIS

I.3.1. Historique

Dans le monde de télécommunication, la conception des circuits facilement intégrables avec des coûts de fabrication relativement faible est devenue les grands défis pour les systèmes de transmission des télécommunications. La mise en œuvre des recherches qui prend en compte la diminution des frais de fabrication des circuits fonctionnant en ondes millimétriques a débuté il y a plus de 30 ans, et de ce là des techniques de fabrication sont développées pour réduire les coûts; tel que MHMIC (Miniature Hybride Microwave Integrated Circuits), MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) et MIC (Microstrip integrated circuit) ce sont des techniques des circuits intégrées micro-ondes. Ces techniques permettant de réaliser toute un circuit sur une structure plane, et aussi présentent un grand intérêt en raison de leur compacité et de leur coût de réalisation. Elles disposent malheureusement d'un facteur de qualité et de performances électriques limitées. Le problème est inverse dans le cas des technologies volumiques, qui présentent d'excellentes performances électriques, mais restent encombrantes et lourdes. De plus, le problème de transition entre ces deux technologies reste un point critique.

En 1994 une équipe de recherche Japonaise introduire le concept des guides d'ondes en forme plane par la conception d'un nouveau guide sous la forme de deux rangées de trous métallisés traversent un substrat diélectrique et reliant deux plans métalliques parallèles qui forment un guide d'onde rectangulaire [15]. Comme le montre figure I.8.

L'idée d'introduire des trous métallisés (des tiges métalliques synthétisant un mur métallique ou réflecteur) n'est pas nouvelle. Elle a été présentée par Tischer sous la forme d'un brevet [16], où les tiges métalliques ont été utilisées pour former des plans réflecteurs comme représente la figure I.9.

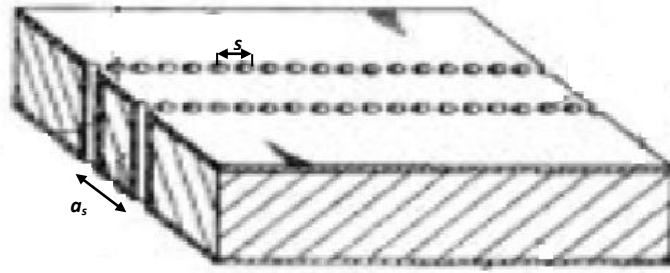


Figure I. 8. Brevet japonais du premier guide en forme plane [14].

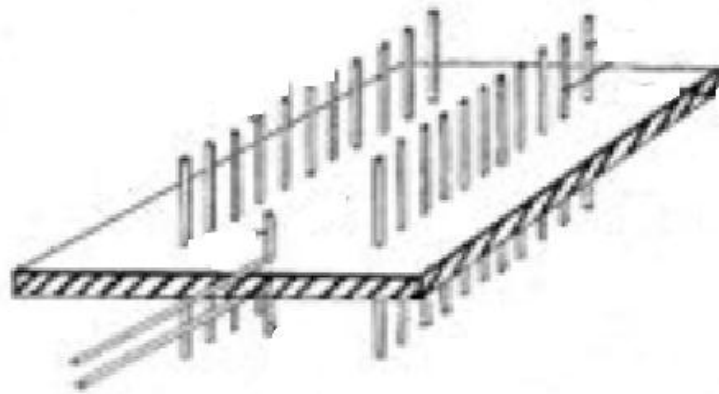


Figure I. 9. Brevet de Tischer[15].

La naissance des premiers composants des guides en technologie GIS est marquée en 1997; où Hirokawa et Ando ont utilisé cette nouvelle technologie pour réaliser une de leurs antennes avec la technologie GIS (Post wall waveguide in substrate) [17].

Dans leur travail, ils ont présenté une première analyse de la constante de propagation et de l'atténuation d'une onde dans un guide GIS à 74 GHz. Ils ont utilisé la méthode des moments.

En 1998, une nouvelle structure d'alimentation GIS pour une antenne à 40 GHz est publiée par Hirokawa et al qui sont fondés à étudier les propriétés de transmission d'un guide d'ondes intégré au substrat [18].

Une nouvelle équipe japonaise, Uchimura et Takenoshita, expose des nouvelles structures GIS laminés sous la technologie LTCC (Low-Temperature Cofire Ceramic) [21]. La figure I.8 montre quelques-unes de leurs structures brevetées.

De 1998 jusqu'à aujourd'hui, de nombreuses publications mettent l'action sur la technologie GIS, l'histogramme suivant montre le développement des recherches liées à la technologie GIS.

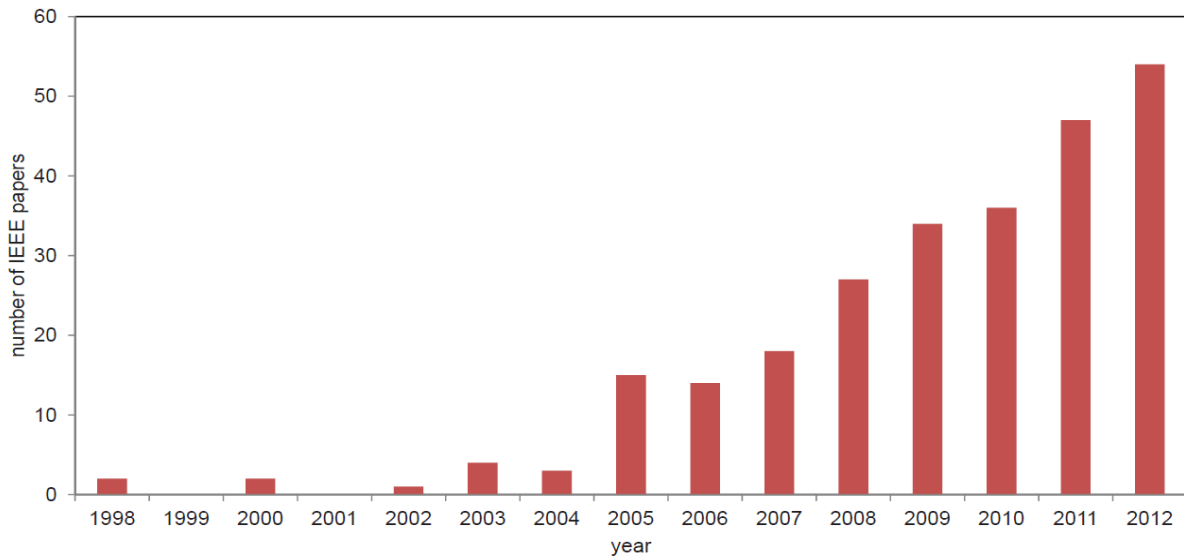


Figure I. 10. Le nombre des papiers pour la technologie GIS publié dans IEEE[22].

Un énorme effort a été apporté par l'équipe du professeur Ke Wu du centre de recherche de poly-Grames de l'École polytechnique de Montréal sur la conception et la modélisation des composants GIS par l'introduction du concept des circuits intégrés au substrat (CIS ou SIC:Substrate integrated Circuits) comme une nouvelle vision des systèmes sur substrat. Pour l'étude des caractéristiques des guides GIS, Hirkawa, Wu, Deslandes, et al ont fait l'étude sur le facteur de qualité [23], la constante de propagation et la largeur équivalente du guide [15] [24].

Dans le même contexte, mais en fréquence, Cassivi et al ont exposé les résultats sur l'étude de la dispersion, la constante de propagation et la largeur équivalente [25].

Il est nécessaire de dire que la théorie de conception des circuits GIS proviennent principalement de la théorie et la pratique déjà développées pour les guides d'ondes standards.

En plus des composants passifs adaptés en technologie GIS cité dans l'introduction, on retrouve dans la littérature des articles supportant les réalisations des circuits actifs en GIS tels que les oscillateurs [26], les amplificateurs [27-28] et les mixeurs [29].

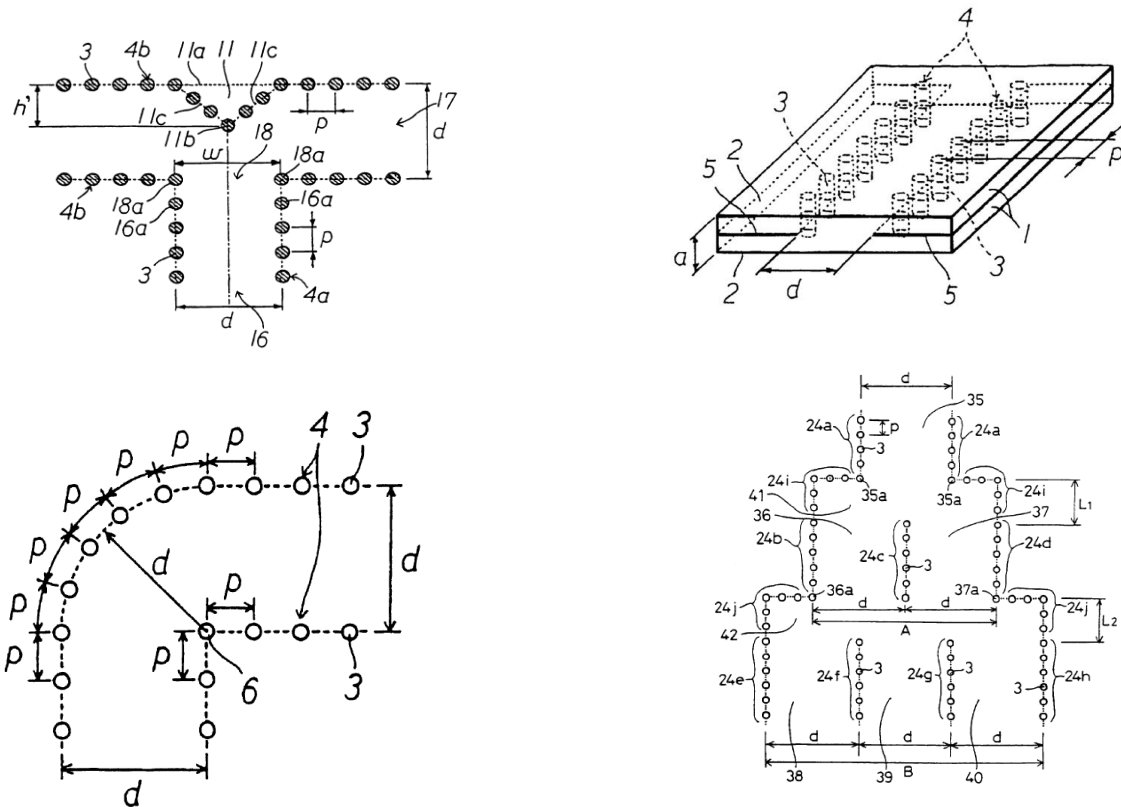


Figure I. 11. Structure brevetée par Uchimura et Takenoshita [21].

I.3.2. Les règles de conception

La difficulté de fabrication des guides d'ondes rectangulaire et les attribuée dans une forme plane donne la naissance de la technologie GIS, qui est une technologie qui préserve les même propriétés d'un guide d'ondes rectangulaire comme les caractéristiques de propagation, et un bon facteur de qualité en tenant les avantages des lignes planaires puisque ce type des guides prend une forme plane.

Le principe de la technologie des guides d'ondes intégrée au substrat est donc de réaliser un guide d'onde volumique dans un substrat planaire. La métallisation des deux faces de substrat forme les parois métalliques haute et basse, avec l'existence de deux rangées des cylindres métalliques sur les côtés du guide GIS qui permet de limiter le champ électromagnétique.

Les principaux paramètres géométriques de construction d'un guide d'ondes en technologie GIS sont le diamètre des cylindres d , la distance entre deux cylindres adjacents s et la distance entre les deux rangés des cylindres a_s . Le choix des dimensions du GIS doit être judicieux pour obtenir un système performant. La figure I.12 montre les principaux paramètres du GIS.

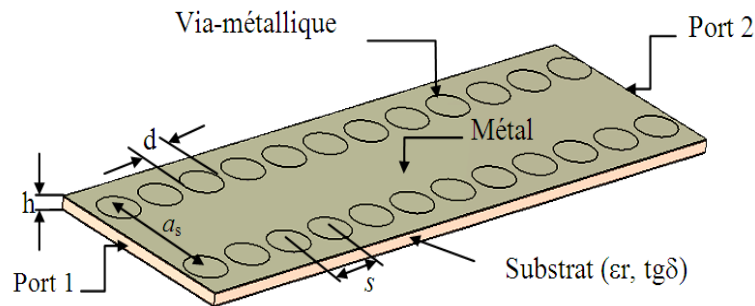


Figure I. 12. Configuration d'un guide GIS conçue par les vias métalliques.

De plus, la hauteur du substrat et la permittivité du diélectrique sont les paramètres choisis avant la simulation du guide GIS. Ce qui implique que le pose d'un cahier de charge est indispensable dans le quelle on impose la fréquence de coupure du mode fondamental.

Pour la construction d'un guide GIS, la première étape est la discision de l'emplacement des cylindres métalliques, comme il est indiqué dans [17] pour que les cylindres ne puissent chevaucher, la distance entre eux s doit être supérieure au diamètre du cylindre d et puisque les cylindres métalliques jouent le rôle d'un mur métalliques, les cylindres doivent donc être le plus rapprochés possibles. Cependant, le circuit devient alors très fragile aux bris mécaniques lorsque ces cylindres sont trop près les uns des autres, si, à l'inverse, ils sont trop espacés, les pertes par radiation peuvent rapidement devenir trop élevées. Le diamètre d a aussi un impact sur les pertes et doit être optimisé par s . Il est montré dans [31] que le rapport s/d a une relation directe sur les pertes et il faut l'utiliser comme un paramètre de conception d'un guide GIS. D'après Deslandes [3], si $s=2 \times d$, on peut dire que les pertes par radiation sont alors négligeables par rapport aux autres pertes [2] :

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (\text{I.46})$$

$$s < 2d \quad (\text{I.47})$$

Où λ_g est la longueur d'onde guide donné par [32]:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (\text{I.48})$$

Un autre paramètre important est la distance entre les deux rangées de cylindres, ce qui définit la largeur du guide GIS. Cette distance est représentée par le paramètre a_s dans la figure I.12.

Ce paramètre est déterminé à partir des équations de conception d'un guide d'onde rectangulaire; où la fréquence de coupure d'un guide d'onde rectangulaire du mode fondamental est la même que celle d'un guide d'onde intégrée au substrat, elle est donnée par (I.30):

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

Où :

- c : la vitesse de la lumière.
- m, n : le nombre de mode.
- a, b : les dimensions du guide d'onde.

Pour le mode fondamental TE_{10} , la formule (I.30) devienne plus simple, elle est donné par :

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (\text{I.49})$$

Un guide d'onde intégrée au substrat est considéré comme un guide d'onde conventionnel remplis par un diélectrique, d'où la largeur a_d d'un guide d'onde rectangulaire remplis par un diélectrique calculé par la fréquence de coupure est donnée par :

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.50})$$

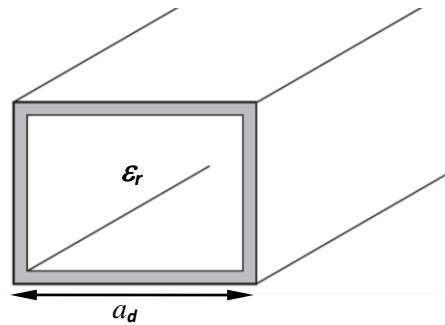


Figure I. 13. Guide d'onde rectangulaire remplis par un substrat.

La détermination de la largeur du guide GIS est résumée dans la littérature par [2] :

$$a_s = a_d + \frac{d^2}{0.95s} \quad (\text{I.51})$$

I.3.3. Equivalence entre guide d'ondes et un guide GIS

Pour un guide GIS, la constante de propagation du mode fondamental est déterminée par la largeur entre les deux rangées des cylindres métallique a_s , et les paramètres des tiges métalliques d et s sont fermement résolus à minimiser les pertes de rayonnement et le coefficient de réflexion.

Bien qu'un guide GIS peut être caractérisé par une constante de propagation, le mode de propagation d'un guide d'onde, la fréquence de coupure et une onde guidée sont déterminés comme dans le cas d'un guide d'onde traditionnel, il est nécessaire de noter qu'un guide GIS a quelque caractéristique physique particulier par rapport au guide conventionnel.

D'abord, le paramètre géométrique a_s d'un guide GIS est plus grand que la hauteur du substrat h parce qu'il y a une limitation physique d'augmenter l'épaisseur du substrat h . En plus, la largeur du guide d'onde équivalente a_{eff} n'est pas la même que a_s . Donc plusieurs expériences et simulation sont dirigées vers la vérification de la valeur a_{eff} .

En 2002, une équation expérimentale pour calculer a_{eff} est donné à partir des travaux de Cassivi [2] pour atteindre les mêmes caractéristiques d'un guide GIS, où :

$$a_{eff} = a_s - \frac{d^2}{0.95s} \quad (I.52)$$

$$s < \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\epsilon_r} \quad (I.53)$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}$$

$$s < 4d \quad (I.54)$$

En 2004, Yan et Hong [33] ont rapporté une formule expérimental pour a_{eff}/a_s ; tel que:

$$a_{eff} = a_s \times \left(\xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{s}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}} \right) \quad (I.55)$$

Où :

$$\xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{a_s}{s} - 1.0684} \quad (I.55.a)$$

$$\xi_2 = -0.1183 - \frac{0.9163}{\frac{a_s}{s} - 1.2010} \quad (I.55.b)$$

$$\xi_3 = -1.0082 - \frac{1.2729}{\frac{a_s}{s} + 0.2052} \quad (I.55.c)$$

L'erreur relative de l'équation (I.55) est estimée au-dessous de 1%. Cette formule est généralement utilisée pour obtenir les valeurs initiales de a_{eff} , ces valeurs sont optimisées par des logiciels commerciaux de simulation.

En 2005, une étude intéressante des caractéristiques des pertes dans un guide GIS est adoptée dans [10] basée sur une procédure numérique de calibrage multi-mode [34]. Dans leur étude; plusieurs conclusions intéressantes ont été reportées. Cela comprend qu'une structure d'un guide GIS synthétisées par des cylindres métalliques peut supporter que des modes transverses électriques TE_{n0} .

Pour la distribution de courant électrique, une condition technologique a été soulignée. Un bon contact par les cylindres métalliques entre les deux plaques métalliques du substrat a le rôle de non perturber la densité de courant pour les modes TE_{n0} . De plus une amélioration dans le calcul de la largeur équivalente a_{eff} a été aussi proposée dans [2] elle est donnée par l'équation (I.56).

$$a_{eff} = a_s - 1.08 \frac{a^2}{s} + \frac{a^2}{a_s} \quad (I.56)$$

I.3.4. L'adaptation d'un guide d'onde GIS

Dans les systèmes d'émission/réception hyperfréquences où le signal au niveau de l'antenne doit transiter par un guide d'onde, demandent généralement une transition intermédiaire pour faire un lien entre le circuit planaire en technologie micro-ruban et le guide d'ondes. Cette transition doit permettre d'adapter en impédance le mode fondamental du guide TE_{10} sur le mode quasi-TEM (transverse electromagnétique) de la ligne micro-ruban.

Cette transition est généralement réalisée directement sur le substrat d'accueil qui compose le système. Pour répondre aux exigences industrielles, la transition micro-ruban/guide d'ondes dispose des bonnes performances électriques en termes d'adaptation avec la facilité d'intégration sur le même circuit planaire.

Puisque cette transition est située dans la chaîne de réception juste avant l'amplificateur faible bruit et comme à ce niveau le signal est relativement faible, elle doit

assurer un minimum de pertes et l'adaptation doit donc être optimale à la fréquence de travail du système (coefficient de réflexion $< -20\text{dB}$).

Toute la difficulté est de garder une bonne adaptation d'impédance sur une large bande de fréquences pour permettre une utilisation générique de la transition, puisque l'impédance que le signal perçoit au niveau du guide est beaucoup plus importante que celle de la ligne micro-ruban, dont l'impédance caractéristique est généralement à 50Ω . Les dimensions de ces transitions sont donc optimisées pour fonctionner autour d'une fréquence donnée.

Pour réaliser ces transitions il existe plusieurs techniques en fonction de l'emplacement du guide d'ondes par rapport au circuit planaire. Parmi ces techniques, on trouve trois grandes familles:

- les transitions placées dans le sens de propagation du guide [35-37].
- Les transitions utilisant une fente placée sous le conducteur micro-ruban [38-43].
- Les transitions par sonde ou par patch [44-47].

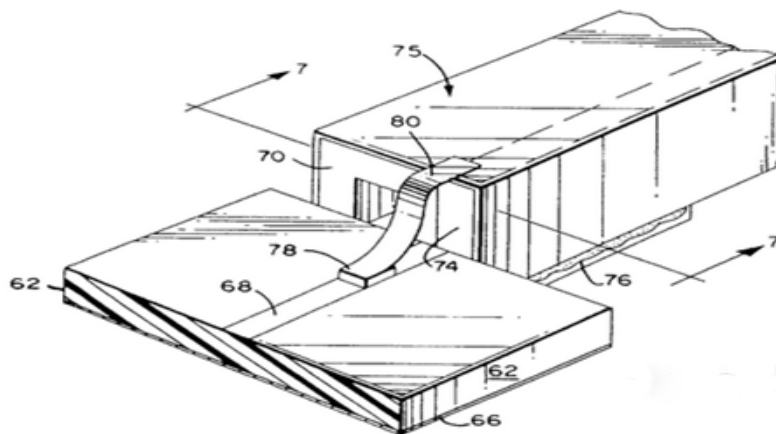


Figure I.14. Exemples de transition ligne micro-ruban / guide d'ondes [22].

Les guides d'ondes intégrés au substrat présentent la nécessité d'adaptation pour la connexion avec d'autres composants actifs et aussi pour assurer une transmission totale de notre signal micro-onde. Cette opération est facile dans ce cas puisque les guides GIS sont conçus sur un substrat diélectrique, ce qui prouve l'avantage d'utiliser cette technologie.

Dans la littérature, plusieurs techniques et recherches sont intéressées par l'adaptation des guides GIS [48-49]. L'une de ces techniques, est celle de la transition micro-ruban [50]. Cette dernière est considérée la plus courante pour la conception et l'adaptation d'un guide GIS.

La ligne de transition vers un guide GIS est simplement composée par une ligne micro-ruban dont leur dimension dépend des propriétés du matériel diélectrique utilisé et un cône (taper) qui permet d'assurer l'adaptation en mode de propagation entre la ligne micro-ruban et le guide GIS, comme illustrée la figure I.15.

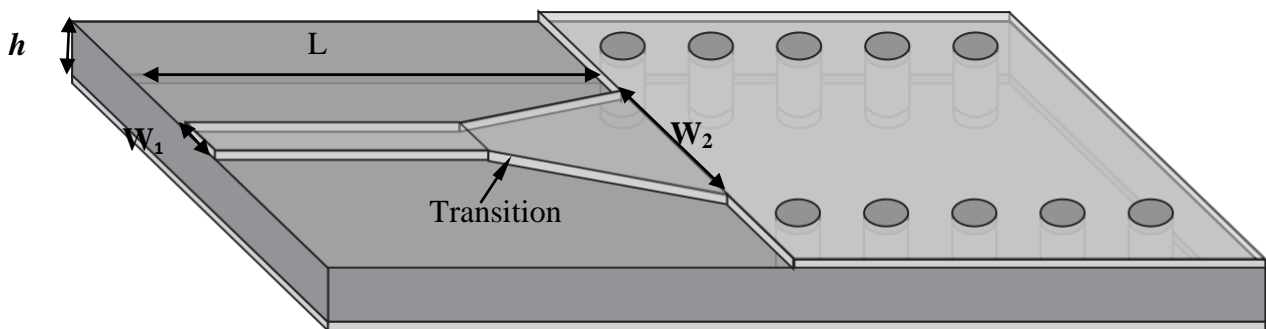


Figure I.15. La ligne de transition de la ligne micro-ruban vers un guide GIS.

La figure I.15 illustre la technique qui a été proposée dans [50] pour une transformation du mode de propagation quasi-TEM dans la ligne micro-ruban au mode fondamental TE_{10} du guide d'onde intégré au substrat. La technique est fondée sur l'insertion d'un taper micro-ruban qui relie la ligne micro-ruban par le guide GIS.

Le taper dimensionné par la largeur W_2 et la longueur L , assure la continuité électrique de la ligne micro-ruban dont la largeur W_1 est déterminée par les propriétés du diélectrique utilisé. La même transition est réalisée à l'autre port du guide.

Cette opération nous permet d'intégrer un guide d'onde par une ligne micro-ruban dans le même substrat ce qui donne la possibilité de réduire les pertes par rayonnement, d'où elle montre les avantages de la combinaison de deux techniques.

Comme la ligne de transmission micro-ruban n'a qu'un seul conducteur de masse, la section transversale de la distribution du champ électrique se propage via le substrat et les milieux au-dessus du substrat (généralement de l'air). Par rapport à la ligne coplanaire [44], qui peut se propager un mode TEM pur; la ligne micro-ruban présente une propagation quasi TEM.

Le mode TE_{10} est le mode dominant pour la propagation dans un guide d'onde; dont la distribution du champ électrique présente un maximum d'amplitude au niveau du centre de la section transversale du guide. Une grande portion de la distribution du champ électrique du mode quasi-TEM de la ligne micro-ruban partage la même orientation verticale du mode TE_{10} , comme illustrée la figure I.16.

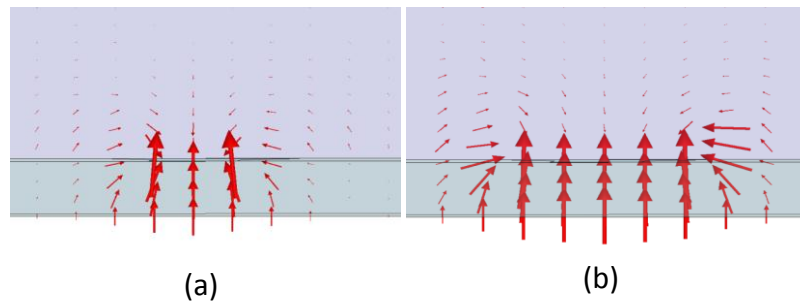


Figure I.16. La distribution de champ électrique E . (a) à l'entrée et (b) à la sortie de la transition entre la ligne micro-ruban et le guide GIS [60].

I.3.5. Impédance caractéristique

Plusieurs recherches sont mises en place pour la détermination des dimensions de la transition d'une ligne micro-ruban vers un guide GIS, la plus citée c'est celle de Deslandes [50] dans laquelle il a donné un calcul géométrique des différentes grandeurs du taper.

La figure I.17 nous donne la topologie d'une ligne de transition micro-ruban avec les différents paramètres qui la caractérisent.

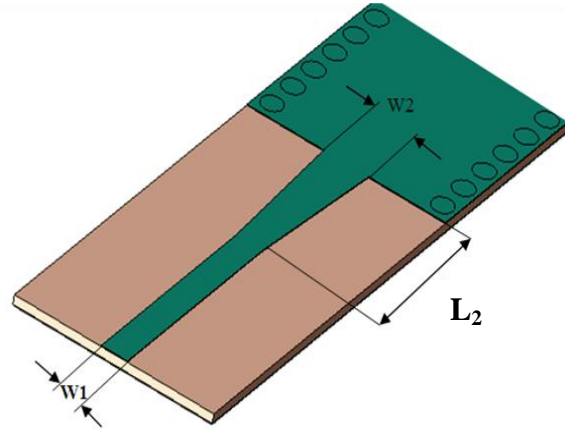


Figure I.17. Paramètres géométriques de la transition.

Comme le montre la figure I.17, il y a trois paramètres géométriques principaux [52] qui doivent être calculés pour réaliser notre transition.

- La largeur initiale de la ligne micro-ruban W_1 qui est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω .
- La largeur du taper ou la largeur finale W_2 .
- La longueur du taper L_2 .

La théorie de calcul des grandeurs géométriques pour une ligne micro-ruban dans [52] nous permet de connaître ses dimensions à une impédance de 50Ω avec des conditions physiques données par:

$$\frac{W_1}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^A - 2} & \text{pour } W_1/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{pour } W_1/h > 2 \end{cases} \quad (\text{I.57})$$

Où

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \text{ Et } B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Avec: Z_0 :est l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban.

ϵ_r : est la permittivité relative du substrat.

h : est l'épaisseur du substrat.

Après le calcul de rapport $\frac{W_1}{h}$, et puisqu'on a la valeur de h on peut déduire la valeur de W_1 .

Selon [52] on peut calculer la valeur de W_2 tout en égalant les deux parties de droite des équations (I.58) et (I.59).

$$\frac{1}{W_e} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{60}{\eta h} \ln \left(8 \frac{h}{W_2} + 0.25 \frac{W_2}{h} \right) \\ 120\pi \\ \eta h \left[W_2/h + 1.393 + 0.667 \ln \left(W_2/h + 1.444 \right) \right] \end{array} \right. \quad (\text{I.58})$$

$$\frac{1}{W_e} = \frac{4.38}{a_e} e^{-0.627 \frac{\frac{\epsilon_r}{\epsilon_r+1} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+12 \frac{h}{W_1}}}}{2}} \quad (\text{I.59})$$

Avec :

η : est l'impédance d'onde.

W_e : présente la largeur d'un guide équivalent qui modélise la ligne micro-ruban.

a_e est la largeur d'un guide rectangulaire qui fournit la même fréquence de coupure.

Dans [53] l'auteur a défini un algorithme pour obtenir la longueur L_2 ; mais on peut utiliser une méthode plus simple. Dans cette dernière, la détermination de la longueur L_2 est définie par le calcul de la largeur médiane entre la ligne micro-ruban et la fin de la transition (équation I.56)

$$W_{\text{milieu}} = (W_1 + W_2)/2$$

(I.60)

Ensuite on détermine la longueur d'onde pour cette largeur et on fixe la longueur à un quart de longueur d'onde. Pour cela il faut calculer constant diélectrique effectif correspond à cette largeur de ligne micro ruban par l'équation (I.61):

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W_{milieu}}}} \quad (\text{I.61})$$

La longueur d'onde de coupure est donnée par l'équation (I.62):

$$\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_e}} \quad (\text{I.62})$$

Après la détermination de la longueur L, on peut l'optimiser pour réduire les pertes de retour.

Dans ce manuscrit, le taper est exploité pour l'adaptation d'impédance au niveau de l'entrée de guide GIS à l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban.

De ce cas; la détermination des dimensions du taper est reliée aux calculs de l'impédance du guide d'ondes intégré au substrat qui est donné par [54]:

$$Z_G = Z_{TE} \frac{\pi^2 h}{8a_s} \quad (\text{I.63})$$

Où Z_{TE} présente l'impédance d'onde du mode TE donnée par l'équation (I.64):

$$Z_{TE} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{\lambda_g}{\lambda} \quad (\text{I.64})$$

λ_g est la longueur d'onde de guidés qui est donnée par l'équation (I.65):

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \varepsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (\text{I.65})$$

Après les calculs de l'impédance du guide au niveau de l'entrée de guide GIS et l'impédance de la ligne micro-ruban sous un programme Matlab, le procédé de conception du taper consiste à utiliser le logiciel ADS [55] qui nous permet d'offrir des dimensions initiales qui correspondent à la ligne de transition vers le guide GIS; et cela à une fréquence de travail donnée avec des conditions physiques précises. Une optimisation des valeurs est effectuée par le logiciel ADS [55] pour réduire la puissance réfléchiée.

La figure I.18 donne le schéma final de la ligne de transition optimisée par le logiciel ADS.

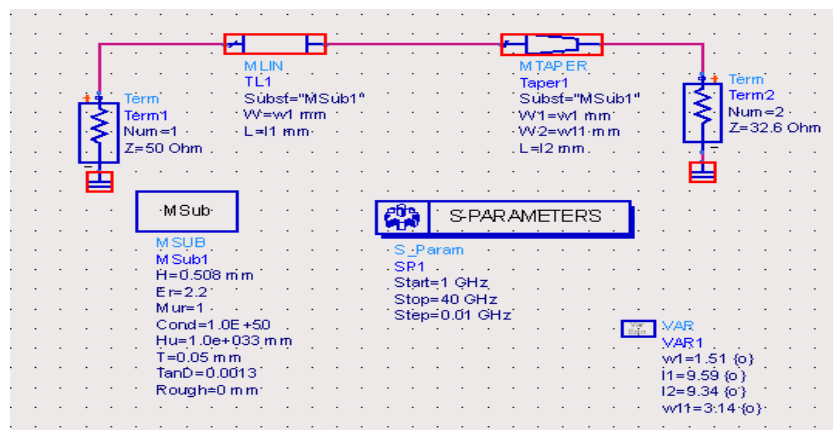


Figure I.18. Schéma de la ligne de transition vers un guide GIS sous ADS®.



Figure I.19. Présentation du taper fonctionnant dans la bande Ku sous Momentum.

La figure I.20 présente le résultat de la simulation d'un taper par le logiciel ADS fonctionnant dans la bande Ku .

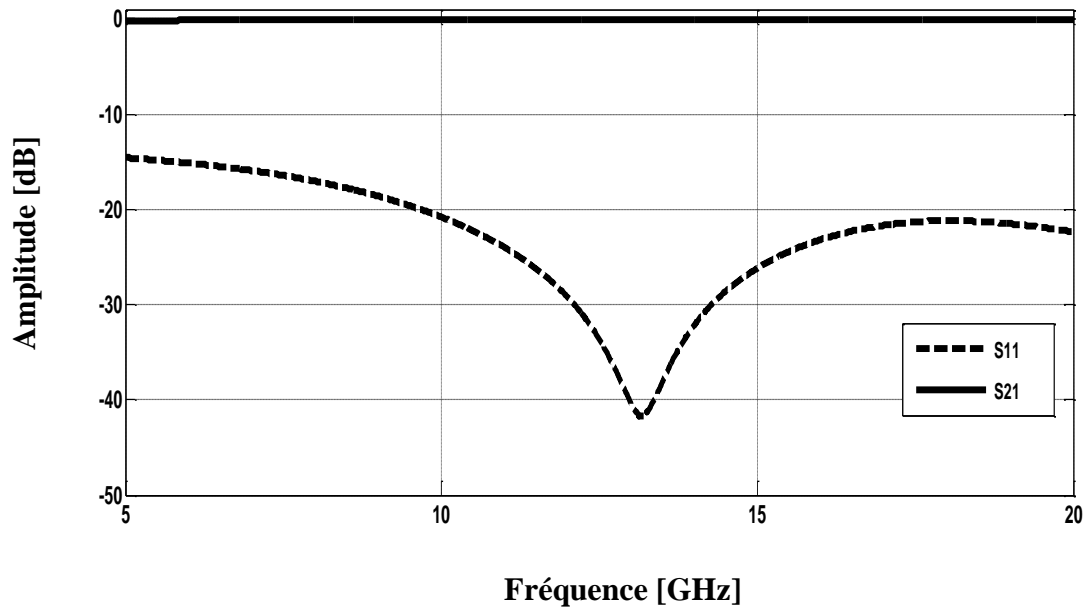


Figure I.20. Simulation du taper par Momentum.

D'après la figure I.20, nous remarquons que la ligne de transition est bien adaptée dans la fréquence désirée puisque nous avons atteint un coefficient de réflexion moins de -20 dB.

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés par les différents technologies de guide d'onde tels que les technologies volumiques et les technologies planaires dont elles permettent d'introduire une nouvelle technologie hybride très prometteuse qui réunit les avantages des deux autres technologies: c'est la technologie GIS. L'illustration des formules de conception pour cette technologie est figurée dans ce chapitre avec une brève historique suivie par une recherche progressive encourageante pour des applications dans le domaine de télécommunication.

Références

- [1] K.Wu, D. Deslandes, Y. Cassivi, "The substrate integrated circuits – A new concept for high frequency Electronics and Optoelectronics", *Microwave Review*, vol. 12, pp. 2-9, December 2003.
- [2] Y. Cassivi, L. Perregri, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide", in *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett*, vol. 12, pp. 333–335, September.2002.
- [3] D. Deslandes and W. Ke, "Accurate modelling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 2516-2526, 2006.
- [4] S. Germain, D. Deslandes, and K. Wu, (2003), "Development of substrate integrated waveguide power dividers", *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering: Toward a Caring and Humane Technology. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.*, vol. 3, 1921-1924.
- [5] Xiao-Ping Chen, Ke Wu, Zhao-Long Li, "Dual-Band and Triple-Band Substrate Integrated Waveguide Filters with Chebyshev and Quasi-Elliptic Responses", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 55, pp.2569-2577, December 2007.
- [6] J. A. Ruiz-Cruz, M. A. E. Sabbagh, K. A. Zaki, J. M. Rebolgar, and Y.Zhang, "Canonical ridge waveguide filters in LTCC or metallic resonators", *IEEE Trans. Microwave. Theory Tech.*, vol. 53, N^o. 1, pp.174–182, Jan. 2005.
- [7] W. D'orazio, K. Wu, J. Helszajn, " A substrate integrated waveguide degree-2 circulator", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, N^o. 5, pp. 207–209, 2004.
- [8] Z. C. Hao, W. Hong, J. X. Chen, H. X. Zhou, K. Wu, "Single-layer substrate integrated waveguide directional couplers", *IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 153, N^o. 5, pp. 426–431, 2006.
- [9] W. E .Che, K. N. Yung, K.Wu and X. Nie," Design investigation on millimeter-wave ferrite phase shifter in substrate integrated waveguide", *Progress In Electromagnetic Research*, vol. 45, pp.263-275, 2004.
- [10] X. Xu, R. G. Bosisio, K. Wu, "A new six-port junction based on Substrate Integrated Waveguide technology", *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-53, N^o. 7, pp.2267 – 2273, 2005.

- [11] L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu and T. J. Cui," Simulation and Experimental on SIW Slot Array Antennas", IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol.14, N°9, pp. 446-448, 2004.
- [12] B. Amana et J.L. Lemaire, " Propagation d'Ondes EM dans un guide à section rectangulaire", Licence de Physique - Univ. de Cergy-Pontoise.
- [13] E. O. Hammerstad, " Equations for microstrip circuit design", in Proceedings of the European Microwave Conference, Hamburg, pp. 268–272 , Germany, 1975.
- [14] F Gardiol, Microstrip Circuits, Wiley Series In Microwave And Optical Engineering.
- [15] F.Shigeki,"Waveguide line", 5 p., Brevet japonais : JP 06-053711, 1994.
- [16] J.F. Federick, "Waveguide and circuit using the waveguide to interconnect the parts",. Brevet des États-Unis: US3771077 A, 1973.
- [17] M. Ando, J. Hirokawa and Al," Novel single-layer waveguides for high-efficiency millimeter-wave arrays ", IEEE millimeter waves conference proceedings, pp.177-180, 1997.
- [18] M. Ando, J. Hirokawa and Al," Novel single-layer waveguides for high-efficiency millimeter-wave arrays ", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.46, N°6, pp.792-799, 1998.
- [19] H. Uchimura, T. Takenoshita and Al," Development of the laminated waveguide", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.46, N°12, pp.2438-2443, 1998.
- [20] H. Uchimura, T. Takenoshita and Al," Development of the laminated waveguide ", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.1811-1814, 1998.
- [21] T Takenoshita and Al.," Branch Tee Dielectric Waveguide Line", 40p.Brevet des États Unis:US 6,380,825, 30 Avril 2002.
- [22] K. Wu," Substrate Integrated Waveguides", Short Course in 43rd European Microwave Conference (EuMC), Nuremberg, 2013.
- [23] D. Deslandes and K. Wu," Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2001.
- [24] D. Deslandes and K. Wu," Design consideration and performance analysis of substrate integrated waveguide components", Microwave Conference 32nd European, 2002.
- [25] D. Deslandes and K. Wu," Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form", IEEE Microwave Component Letters, vol. 11, pp. 68-70, Feb. 2001.

- [26] Y. Cassivi and K. Wu," Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity", IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol. 13, N°2, pp. 48-50, 2003.
- [27] H. Jin and G. Wen," A novel four-way Ka-band spatial power combiner based on HMSIW", IEEE Microwave Wireless and Component Letters, vol.18, N°8, pp.515-517, 2008.
- [28] M. Abdolhamidi and M. Shahabad," X-band substrate integrated waveguide amplifier", IEEE Microwave Wireless and Component Letters, vol.18, No.12, pp.815-817, 2008.
- [29] J. X. Chen, W. Hong, Z. C. Hao, H. Li and K. Wu," Development of a low cost microwave mixer using a broad-band Substrate Integrated Waveguide (SIW)coupler", IEEE Microwave Wireless and Component Letters, vol. 16, N° 2, 2006.
- [30] Moustapha Mbaye," Conception d'un réseau d'antennes multifaisceaux avec la technologie GIS (Guide Intégré au Substrat)", Thèse présentée au département d'informatique et d'ingénierie, Université du Québec en Outaouais, 2013.
- [31] Y. Cassivi, L. Perregri, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro," Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, N° 12, pp.333-335,(2002).
- [32] J. E. Rayas-Sanchez and V. Gutierrez-Ayala," A general EM-Based design procedure for single-layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip Transitions", IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Atlanta, GA, pp. 983-986 Jun. 2008.
- [33] 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, N°1, pp. 35-42, 2005.
- [34] F. Xu and K. Wu," Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, N° 1, pp.66-73, Jan. 2005.
- [35] J.H.C Van Heuven," A new integrated waveguide microstrip transition", IEEE MTT transactions, vol. 24, N°3, pp. 144, Mars 1976.
- [36] H. W. Yao, A. Abdelmonem, J.F Liang, K.A. Zaki," A full wave analysis of microstrip to waveguide transitions", IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, pp. 213-216, Juin 1994.

- [37] N. Kaneda, Y. Qian, T. Itoh, " A Broadband Microstrip to Waveguide Transition Using Quasi-Yagi Antenna", IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, vol. 4, pp. 1431-1434, Juin 1999.
- [38] W. Grabherr, B. Huder, W. Menzel, " Microstrip to Waveguide Transition Compatible with MM-Wave Integrated Circuits", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.42, pp. 1842-1843,1994.
- [39] W. Grabherr, W. Menzel, " Active low noise transition from rectangular waveguide to microstrip line", IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, pp. 1403-1406, Juin 1995.
- [40] L. Hyvönen, A. Hujanen, " A compact MMIC-compatible microstrip to waveguide transition", IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, vol. 2, pp. 875-878 ,Juin 1996.
- [41] F.J. Villegas, D.I. Stones, H.A. Hung, " A novel waveguide to microstrip transition for millimetre wave module applications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.47, pp. 48-55, Jan 1999.
- [42] H. Iizuka, T. Watanabe, K. Sato, K. Nishikawa, " Millimeter wave microstrip line to waveguide transition fabricated on a single layer dielectric substrate", R&D Review of Toyota CRDL vol. 37, N°2 ,2002.
- [43] C. Buoli, V. M. Gadaleta, T. Turillo, A. Zingirian, " A broad band microstrip to waveguide transition for FR4 multilayer PCBs up to 50GHz", IEEE EuMC , Octobre 2002.
- [44] J. Machac, W. Menzel, " On the design of waveguide vto microstrip and waveguide to coplanar line transitions", IEEE EuMC, pp. 615-616, 1993.
- [45] Y.C. Shih, T.N. Ton, L.Q. Bui, " Waveguide-to-microstrip transitions for millimeter-wave applications", IEEE MTT-S, Microwave symposium digest, vol.1, pp. 473-475, 1998.
- [46] Y.C. Leong, S. Weinreb, " Full band waveguide to microstrip probe transitions", IEEE EuMC, October 1999.
- [47] S. Llorente-Romano, B.P. Dorta Naranjo, " Design, implementation and measurement of Ka-band waveguide to microstrip transition", IEEE EuMC, October 2001.
- [48] J. E. Rayas-Sánchez, " An improved EM-Based design procedure for single layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip transitions", IMWS. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on, pp. 27-30, Feb. 2009.

- [49] A. Suntives, R. Abhari, " Transition structures for 3-D integration of substrate integrated waveguide interconnects," *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE vol.17, N°. 10, pp.697-699,2007.
- [50] Dominic Deslandes and Ke Wu, " Integrated micro strip and rectangular waveguide in planar form," *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, pp.68-70, 2001.
- [51] D. Deslandes et, K.Wu, " Analysis and design of current probe transition from grounded coplanar to substrate integrated rectangular waveguides," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53, 2487-2494, (2005a).
- [52] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, California, 2010.
- [53] L. Ke, " An efficient method for analysis of arbitrary non uniform transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, pp. 9-14, 1997.
- [54] Yong Ju BAN, " Tunable ferrite phase shifters using substrate integrated waveguide technique," thèse, December 2010.
- [55] www.ads.com.
- [56] Rahali née Saker Bouchra, " Contribution a la modélisation électromagnétique des structure complexes hyperfréquences en technologie SIW," thèse soutenus à l'université de Tlemcen, Mai 2013.
- [57] Israël Boudreau, " Étude d'un déphaseur large bande en technologie de guide d'onde intégré au substrat," thèse soutenus à l'école polytechnique de Montréal, Avril 2012.
- [58] Moustapha Mbaye, " Conception d'un réseau d'antennes multifaisceaux avec la technologie GIS (Guide Intégré au Substrat)," thèse soutenus à l'université du Québec en Outaouais, 2013.
- [59] Ahmed Ali Mohamed Ali Sayed Ahmed, " Développement de nouveaux composants passifs multicouches et l'implémentation d'une matrice de Butler large-bande et compacte en Technologie GIS," thèse soutenus à l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), mardi 4 mai 2010.
- [60] Nathan Alexander Smith, " Substrate integrated waveguide circuits and systems," these à McGill université Montréal, Québec, Canada, Mai 2010.
- [61] Cédrick Saboureau, " Analyses électromagnétiques et méthodologies de conception associées, dédiées à l'optimisation de composants et modules millimétriques," thèse soutenus à l'université de Limoges, 29 septembre 2004.

CHAPITRE II

La méthode des éléments finis bidimensionnelle

II.1. Introduction

À partir des années soixante-dix, la méthode des éléments finis a été utilisée pour la réalisation de grands projets de l'industrie (espace, nucléaire). Dans les années 80, les grandes entreprises se dotent d'ordinateurs centraux et appliquent la méthode des éléments finis pour des réalisations industrielles (aéronautique, automobile) puisqu'elle permet d'envisager le comportement des structures avant leur réalisation effective.

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes les plus utilisées pour résoudre les équations aux dérivées partielles, par la discrétisation d'un problème à l'aide d'une formulation variationnelle pour obtenir finalement des systèmes algébriques auxquels décrivant le comportement des systèmes physiques [1].

II.2. Les méthodes d'analyse

Le calcul du champ électromagnétique est nécessaire pour de nombreuses applications tels que: les antennes, les radars et les composants micro-ondes.

La connaissance du champ est également essentielle pour la conception des composants micro-ondes comme les filtres, les mélangeurs, les guides d'ondes ou une fibre optique à faible perte, et pour même un réseau d'adaptation d'impédance.

Les années 1940 ont été déterminantes dans l'amélioration de notre compréhension des travaux précédents de Faraday, Maxwell, Heaviside, Hertz, Ampère, Helmholtz et Sommerfeld. Et depuis le milieu de ce siècle pas de nouvelles théories, novatrices ont été développées.

Cependant, au cours des deux dernières décennies, la capacité d'ingénierie pour caractériser les champs électromagnétiques dans des environnements complexes au moyen numérique ainsi que des méthodes analytiques a atteint un nouveau niveau de progrès croissant.

Les ingénieurs peuvent maintenant compter sur une variété de techniques de calcul, y compris les méthodes des équations intégrantes, la méthode des éléments finis dans le domaine fréquentiel (FEFD), les méthodes de différences finies dans le domaine temporel (FDTD), la méthode des moments et les méthodes hybrides de ces techniques.

L'impact majeur de ces techniques de solutions efficaces est le gain du temps de conception puisque l'on peut tester l'utilité d'un composant électronique, dans un laps de temps de conception faible.

Dans ce qui suit, on va présenter quelques méthodes d'analyse pour l'analyse des composants micro-ondes. Ils sont divisés en deux parties:

- les méthodes de calcul dans le domaine temporel.
- Les méthodes de calcul dans le domaine fréquentiel.

II.2.1. Les méthodes d'analyse pour le domaine temporel

Dans le domaine temporel, et car les champs dépendent du temps; la formulation des équations de Maxwell dans le domaine temporel est l'approche la plus naturelle.

Comme indiquées précédemment, les équations de Maxwell en fonction du temps ont été présentées sous forme intégrale comme suit:

$$\int_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L} = \frac{\partial}{\partial t} \int_S \mu \mathbf{H} \cdot d\mathbf{S} \quad (\text{II.1})$$

$$\int_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} = \frac{\partial}{\partial t} \int_S \varepsilon \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} + \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} \quad (\text{II.2})$$

$$\int_{\partial V} \varepsilon \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} = \int_V \rho_e \cdot dV \quad (\text{II.3})$$

$$\int_{\partial V} \mu \mathbf{H} \cdot d\mathbf{S} = 0 \quad (\text{II.4})$$

Notons que le champ électrique (\vec{E}), le champ magnétique (\vec{H}), et la densité de courant (\vec{j}), sont des champs de vecteurs de trois dimensions qui dépendent du temps et de l'espace. Les propriétés du matériau sont indiquées par la permittivité (ϵ) et la perméabilité (μ).

Pour plus de simplicité, un matériau isotrope est supposé pour ces expressions. Les domaines d'intégrations sont plus d'un volume d'espace (V), la limite entourant ce volume (∂V), une surface libre (S), et le contour délimitant cette surface libre ($C = \partial S$). Enfin, la densité de charge électrique (ρ), une source de champs électromagnétiques qui est une fonction à la fois du temps et de l'espace.

Bien qu'il existe des solutions qui utilisent la forme intégrale de l'équation de Maxwell, notamment la technique des intégrations finies (FIT). La plupart des solveurs d'équations de Maxwell dans le domaine temporel utilisent la forme des équations données dans le chapitre I.

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t}(\mu \vec{H}) \quad (\text{II.5})$$

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial}{\partial t}(\epsilon \vec{E}) + \vec{j} \quad (\text{II.6})$$

$$\nabla \cdot (\epsilon \vec{E}) = \rho_e \quad (\text{II.7})$$

$$\nabla \cdot (\epsilon \vec{H}) = 0 \quad (\text{II.8})$$

Ce sont des équations aux dérivées partielles (EDP) avec deux champs inconnus à valeurs vectorielles: \vec{E} et \vec{H} . Il existe trois méthodes en vigueur pour résoudre ces équations; en plus l'approche de FIT précitée: différences finies, équations intégrales, et la méthode des éléments finis.

II.2.1.1. La méthode de différence finis dans le domaine temporel (FDTD)

La méthode des différences finies est la méthode temporelle [4-6] la plus développée pour la résolution des équations de Maxwell. Il existe une multitude de codes disponibles (à la fois commerciaux et dans le domaine public) qui peuvent être utilisés pour la conception et l'analyse des composants micro-ondes.

Avec cette méthode, des opérateurs différentiels sont estimés à l'aide des approximations centrales de différence résultant à la fois dans le champ électrique et magnétique en fonction du temps pour les équations de Maxwell. Et même que cette méthode ne fournit pas les composants du vecteur du champ électrique et magnétique au même temps, les solutions TDFD sont populaires pour au moins deux raisons:

- Ils permettent de mieux comprendre la physique pour le mécanisme de rayonnement d'une antenne lorsque le procédé est combiné avec une capacité de visualisation.
- Il est relativement facile de programmer en FDTD bidimensionnel et même pour un programme tridimensionnel. La formulation la plus simple de FDTD à considérer est le cas unidimensionnel. Dans ce cas, toutes les ondes sont des ondes planes qui se déplacent le long de la dimension unique, parallèlement à l'axe Z. Dans le cas unidimensionnel, la forme des équations de Maxwell réduites à:

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (\text{II.9})$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (\text{II.10})$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = -\frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (\text{II.11})$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (\text{II.12})$$

Notons que pour les équations. II.9, II.10, II.11 et II.12, les paramètres constitutifs du matériel, ε et μ , ne sont pas des termes relatifs liés à l'espace.

En outre, puisque ce sont des grandeurs de champ en fonction du temps, les paramètres constitutifs sont des valeurs réelles. Les pertes sont représentées par une conductivité qui a été supprimée dans les équations. II.9, II.10, II.11 et II.12 pour des raisons de clarté.

Pour résoudre ce couple des équations du premier ordre, les différences seront remplacées par des différences centrales de deuxième ordre. Par exemple, l'équation aux dérivées partielles $\partial H / \partial t = (m-1) \partial E / \partial x$ est évaluée comme suite:

$$\left. \frac{H\left(t_n + \frac{\Delta t}{2}\right) - H\left(t_n - \frac{\Delta t}{2}\right)}{\Delta t} \right|_{x=x_i} = \frac{1}{\mu_i} \left. \frac{E\left(x_i + \frac{\Delta x}{2}\right) - E\left(x_i - \frac{\Delta x}{2}\right)}{\Delta t} \right|_{t=t_n} \quad (\text{II.13})$$

Lorsque le pas de temps est indiqué par (Δt) et l'incrément spatial est donné par Δx .

Notez que la perméabilité est évaluée à l'emplacement du i -ième échantillon spatial x_i . L'étape de n ème fois est désignée par t_n . Cette équation de différence (Eq. II.13) est implémentée comme une relation de récurrence :

$$H\left(t_n + \frac{\Delta t}{2}\right) \Big|_{x_i} = H\left(t_n - \frac{\Delta t}{2}\right) \Big|_{x_i} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} \left[E\left(x_i + \frac{\Delta x}{2}\right) - E\left(x_i - \frac{\Delta x}{2}\right) \right]_{t_n} \quad (\text{II.14})$$

Ou plus généralement on écrit:

$$H_i^{n+1/2} = H_i^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} \left[E_{i+1/2}^n - E_{i-1/2}^n \right] \quad (\text{II.15})$$

Où l'exposant indique l'instance temporelle, et l'indice indique la position spatiale du point de la grille. Notons que le champ électrique n'est jamais évalué au même point dans le temps ou l'espace que le champ magnétique, et vice-versa. La formule parallèle pour le champ électrique est donnée par:

$$E_{i+1/2}^{n+1} = E_{i+1/2}^n + \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta x} \left[H_{i+1}^{n+1/2} - H_i^{n+1/2} \right] \quad (\text{II.16})$$

Les champs sont évalués comme des augmentations de temps en alternant entre ces deux équations, augmentant une demi-étape entre l'utilisation de l'équation (II.15) ou (II.16) ce qui est graphiquement représenté par un organigramme sur la figure II.1.

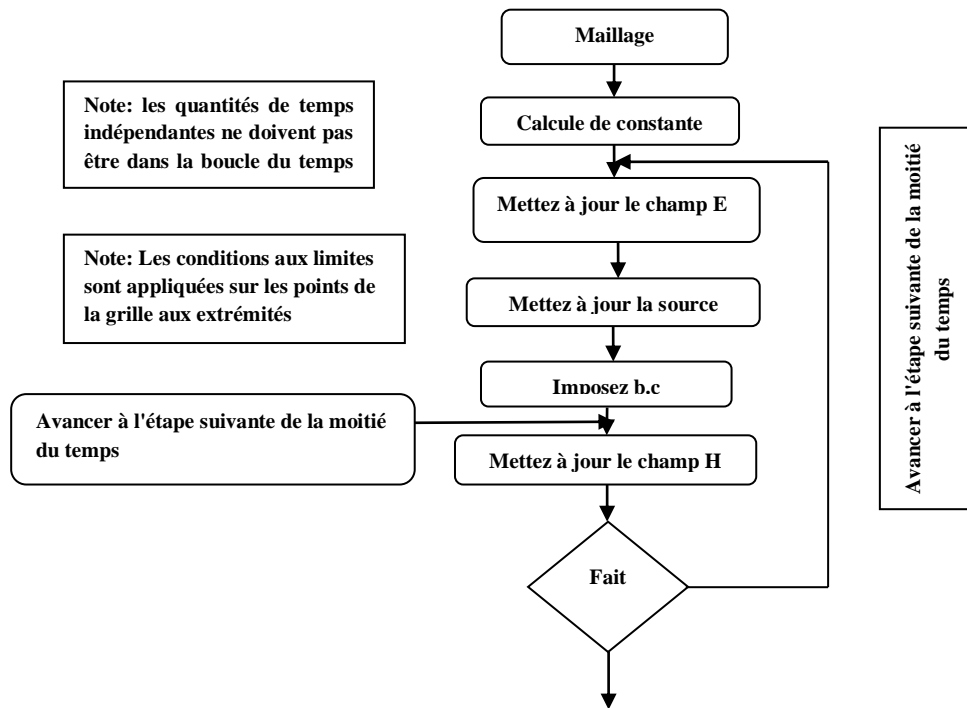


Figure II. 1. L'algorithme FDTD [32]

Une des questions qui doivent être prises en compte dans n'importe quelle méthode de solution dans le domaine temporel est sa stabilité. Plus précisément, si l'algorithme est garanti de ne pas générer de la dépendance physique, augmentant les champs dont le temps progresse. La question clé est la relation entre l'étape de temps (Δt) et l'étape spatiale (Δx). Si le pas de temps est trop long, alors un champ peut passer à travers plus d'une cellule pendant un pas de temps, car il se propage, en générant une solution instable.

$$\Delta t = \frac{\Delta x}{c} \quad (\text{II.17})$$

Pour le cas unidimensionnel, l'étape dite de temps magique peut être définie comme les résultats dans une vitesse de grille (la vitesse de propagation dans la grille numérique utilisée pour rapprocher l'espace réel) reproduisant exactement la vitesse de propagation dans l'espace réel avec c la célérité de la lumière dans le vide. Pour cette raison, la dispersion de la

grille (les phénomènes pour un signal qui se propage dans l'espace discrétisé à une vitesse différente de celle dans l'espace réel) ne se produit pas. Dans l'équation (II.17) si le pas de temps magique n'est pas utilisé, le pas de temps doit être inférieur au pas spatial divisé par la vitesse de propagation la plus élevée pour maintenir la stabilité.

Dans toutes les autres dimensions, la vitesse de la grille représente approximativement la vitesse réelle de domaine continu et donc la dispersion numérique se produit. Le courant critère de stabilité pour des grilles en deux et trois dimensions est donné dans de nombreux textes [2-4].

II.2.1.2. La méthode des équations intégrales pour le domaine temporel (TDIE)

La méthode de l'équation intégrale pour domaine temporel permet de résoudre les équations intégrales directement dans le domaine temporel. Comme la méthode FDTD la méthode de l'équation intégrale est basée sur la discrétisation spatiale en utilisant une fonction de base et une certaine procédure pour le pas de temps de calcul. Elle contient le même élément essentiel comme la méthode FDTD.

Pour le moment, le problème de stabilité présente franchement, un sujet de préoccupation continue. La clé de l'amélioration de la stabilité réside dans l'utilisation des méthodes d'expansion avancée et en plus des représentations de calcul très précis des quantités intégrales. Des exemples d'innovations récentes sont donnés dans la référence [5-8]. Notez que la plupart des travaux publiés indiquent que les méthodes TDIE ont été initialement développées pour des problèmes de la diffusion; cependant, ils sont adaptés pour la compatibilité électromagnétique et les applications de rayonnement.

II.2.1.3. La méthode des éléments finis dans le domaine temporel (FETD)

Une autre méthode puissante dans le domaine temporel qui résout les équations différentielles partielles (équations II.5-II.8) en utilisant une procédure d'éléments finis plutôt que de différences finies. En général, ces procédés sont désignés sous le nom de la méthode des éléments finis pour le domaine temporel ou finite element-time domain (FETD). Ils sont

vaguement liés au finite volume-time domain method (FV-TD) [9]. La méthode FETD est en cours de développement continu.

En 1997, un document de synthèse [10] traite l'état de l'art qui a subi une amélioration considérable depuis ce temps un papier [11-13] est particulièrement intéressant décrit une méthode hybride combinant les meilleures caractéristiques de FDTD, FETD et TDIE. [13]. Les quantités des champs sont des fonctions à la fois de temps et de l'espace. Ainsi, la variation spatiale de champ est représentée par des fonctions de base qui ont l'appui que sur des portions limitées de la géométrie (typiquement, seuls quelques éléments finis adjacents). C'est ce que l'on appelle les fonctions de base de sous domaine. La réponse temporelle est typiquement représentée en utilisant les fonctions d'expansion temporelles. Les deux méthodes explicite et implicites ont été proposées dans la littérature. Basée sur la force de la méthode dans la simulation pour les domaines temporeux avec des géométries et des matériaux très souples, et l'activité récente dans la littérature scientifique, on peut se attendre que la méthode FETD sera importante, et peut-être majeure, dans n'importe quel outil de simulation des composantes électromagnétique.

II.2.1.4. Des méthodes additionnelles pour le domaine temporel

Autres méthodes pour le domaine temporel largement utilisées comprennent la mise en œuvre de la technique d'intégration finie (FIT) [14]. Cette méthode, aussi brièvement mentionnée précédemment, met en œuvre des solutions de la forme intégrale des équations de Maxwell.

Cependant, il est également trouvé une utilisation accrue de FIT dans la conception de l'antenne par exemple. Il ya sans doute plusieurs méthodes dans le domaine temporel que celles qui sont présentées précédemment (par exemple; les versions dans le domaine temporel de la théorie uniforme de la diffraction [15]).

II.2.2. Les méthodes d'analyse pour le domaine fréquentiel

Parmi les méthodes d'analyse dans le domaine fréquentiel les plus utilisées sont la méthode des moments et la méthode des éléments finis. Dans cette section, chacune de ces méthodes sera présentée en détail.

II.2.2.1. La méthode des moments

Les équations intégrales formulés et résolus dans le domaine fréquentiel, familièrement appelées la méthode des moments (Mom), sont l'une des méthodes les plus populaires et largement utilisées pour la conception et l'analyse des composants micro-ondes. D'après le premier livre qui discute l'utilisation de la méthode des moments pour l'ingénierie [16], cette méthode a été améliorée en matière de capacité et de fidélité depuis les années 1960. Autres termes couramment utilisés pour ces méthodes de résolution sont les équations intégrales et les méthodes des éléments aux limites, entre autres. Une caractéristique typique dans la dérivation et la solution de ces formulations comprend la spécification de la fonction de Green appropriée pour la formulation des rapports intégraux. Ces rapports intégraux sont ensuite utilisés pour imposer des conditions aux limites appropriées aboutissant à une équation intégrale. La conversion d'une équation intégrale de domaine continu dans un système d'équations linéaires implique un processus de discrétisation, communément appelée la méthode des moments. Une des conséquences de l'utilisation de la fonction de Green, à la communication globale résultant entre les éléments (aussi connue comme inconnues), est la matrice entièrement remplie résultante. En général, l'exigence de stockage d'une matrice de formulation comme MoM (N^2) où N est le nombre de degrés de liberté (inconnues). Cela peut limiter sévèrement le potentiel de mise à l'échelle d'un programme d'ordinateur basé sur Mom avec l'augmentation de la fréquence de fonctionnement ou de la complexité du modèle. Par exemple, l'exigence de stockage d'une matrice entièrement remplie développée, comme pour des équations intégrales d'un volume donné, l'échelle de la matrice sera à la sixième puissance. Ainsi, pour un problème physique donné, un doublement de la fréquence de travail, il faudra huit fois le nombre d'inconnues et le stockage de la matrice sera de 64 fois.

Il y a une multitude de sources d'information concernant les méthodes basées sur les équations intégrales pour simuler les performances des composants micro-ondes.

Une des équations intégrales les plus couramment utilisée pour les applications d'antenne, est l'équation intégrale de champ électrique donné pour un dipôle comme suit:

$$jk_0 Z_0 \hat{n} \times \int_S \left[J(\hat{r}) G_0(r, \hat{r}) + \frac{1}{k_2} [\hat{\nabla}_S \cdot J(\hat{r})] \nabla G_0(r, \hat{r}) \right] d\hat{S} = \hat{n} \times E(r) \quad (\text{II.18})$$

Lorsque la normale (\hat{n}) pointe sur une surface fermée (si la surface est fermée, sinon, il pointe dans la direction cohérente), $J(\hat{r})$ est un vecteur à estimer le courant équivalent inconnu, $G_0(r, \hat{r})$ est la fonction de Green tridimensionnel, tandis que k_0 et Z_0 sont le nombre d'ondes en espace libre et l'impédance d'onde, respectivement. L'excitation de ce problème est fournie par le champ électrique E .

La solution exacte de l'équation (II.18) n'est généralement pas possible sauf les cas particuliers qui ne représentent pas des structures d'antennes réelles. Par conséquent, une approche systématique pour approcher numériquement la solution est nécessaire. C'est précisément ce que la méthode des moments fournit. Habituellement, les bases de sous-domaine (ou les fonctions d'extension) sont utilisées pour représenter le courant inconnu via un ensemble de coefficients inconnus et des fonctions simples qui sont non nulles seulement sur une partie du domaine de calcul (et sous-domaine). Par exemple, le courant inconnu peut être représenté par:

$$J(\hat{r}) = \sum_{n=1}^N J_n W_n(\hat{r}) \quad (\text{II.19})$$

Où le coefficient complexe d'une valeur inconnue est désigné par J_n . Tandis que l'on donne la fonction de base vectorielle réelle estimée généralement comme $W_n(\hat{r})$. Lorsque cette fonction est substituée dans l'équation (II.18) et le contrôle approprié (ou l'application des conditions aux limites) est effectué, le système linéaire résultant peut être résolu par une méthode appropriée.

$$[Z_{nm}] \{J_n\} = \{f_m\} \quad (\text{II.20})$$

On notera que dans l'équation (II.20), l'indice n est associé à la fonction d'expansions dans l'équation (II.19), tandis que l'indice m est associé à la fonction de tests.

II.2.2.2. La méthode des éléments finis

Actuellement, la méthode des éléments finis est l'une des méthodes les plus puissantes pour la modélisation des composants micro-ondes et pour l'ingénierie électromagnétique en général, pourtant la méthode des moments est plus efficace pour résoudre quelques problèmes liés à la propagation au niveau des antennes.

La méthode des éléments finis est une approche pour résoudre les équations des Maxwell par la résolution d'équations d'un vecteur d'onde. C'est une méthode d'approximation permettant de remplacer un système inconnu (de dimension infinie) par un système discret (de dimension finie) équivalent.

Dans ce cadre nous allons étudier les techniques d'approximation utilisées par la méthode des éléments finis en s'appuyant sur l'approximation nodale par sous-domaine dit approximation par élément fini permettant de traduire cette formulation en un système d'équations algébriques fournissant une solution approchée du problème [17].

II.2.2.2.a. Approximation d'une fonction

Dans un système physique, le modèle mathématique fait appeler à une représentation des fonctions "approchées" $U(x)$ des fonctions exactes $U_{ex}(x)$: (températures, déplacements, potentiels, ...etc.) tel que la différence:

$$e(x) = U(x) - U_{ex}(x) \quad (\text{II.21})$$

$e(x)$ soit "petite" (de l'ordre de grandeur de la précision voulue).

Un ensemble fini de fonctions dépendant de n paramètres a_i doit être choisis : $U(x, a_1, a_2, \dots, a_n)$,

$$U(x) = P_1(x) a_1 + P_2(x) a_2 + \dots + P_n(x) a_n \quad (\text{II.22})$$

$$U(x) = \langle P \rangle \{a\} \quad (\text{II.23})$$

Le choix de ces fonctions est fait d'une façon qu'elles soient faciles à évaluer, à intégrer ou à dériver explicitement [33].

- Polynômes: $U(x) = a_1 + a_2x + \dots + a_nx_{n-1}$
- fonctions trigonométriques: $U(x) = a_1\sin(\pi x) + a_2\sin(2\pi x) + \dots + a_n\sin(n\pi x)$.

En faisant coïncider $U_{ex}(x)$ et $U(x)$ en n points x_1, x_2, \dots, x_n , c'est-à-dire en annulant $e(x)$ en ces n points, une détermination des paramètres a_1, a_2, \dots, a_n est apparue.

Cette approximation peut fournir soit une solution approchée en tout point x d'une fonction difficile à évaluer ou connue seulement en certains points ou une solution approchée d'une équation différentielle ou aux dérivées partielles.

II.2.2.2.b. Approximation nodale

Pour que les paramètres a_i prennent un caractère physique, on peut choisir comme paramètres a_i les valeurs de la fonction $U_{ex}(x)$ en n points appelés nœuds de coordonnées x_1, x_2, \dots, x_n .

Tout, on impose que la fonction approchée $U(x)$ coïncide avec la fonction exacte $U_{ex}(x)$ en ces nœuds.

$$U(x_1) = U_{ex}(x_1) = u_1$$

$$U(x_2) = U_{ex}(x_2) = u_2$$

.....

$$U(x_n) = U_{ex}(x_n) = u_n$$

Pour une approximation globale, la fonction approchée de l'équation (II.22) s'écrit alors par une approximation nodale [33]:

$$U(x) = N_1(x)u_1 + N_2(x)u_2 + \dots + N_n(x)u_n \quad (\text{II.24})$$

$$U(x) = \langle N \rangle \{u_e\} \quad (\text{II.25})$$

Où :

$\{a\}$ - Paramètres généraux de l'approximation.

$\{u_e\}$ - Variables nodales de l'approximation.

$\langle P(x) \rangle$ - Fonctions de base de l'approximation.

$\langle N(x) \rangle$ - Fonctions d'interpolation (fonctions de forme).

Cette approximation nodale possède deux propriétés fondamentales :

1) Comme $u(x_i) = u_i$, les fonctions N_i vérifient :

$$N_i(x_j) = \delta_{ij} \text{ (symbole de Kronecker)}$$

2) L'erreur d'approximation s'annule en tous les nœuds x_i

$$e(x_i) = 0$$

La méthode d'approximation nodale d'une fonction d'une variable donne une approximation de plusieurs fonctions de plusieurs variables.

Exemple : déplacements d'une structure 3D

$$u(x,y,z) = \langle N(x,y,z) \rangle \{u_n\}$$

$$v(x,y,z) = \langle N(x,y,z) \rangle \{v_n\}$$

$$w(x,y,z) = \langle N(x,y,z) \rangle \{w_n\}$$

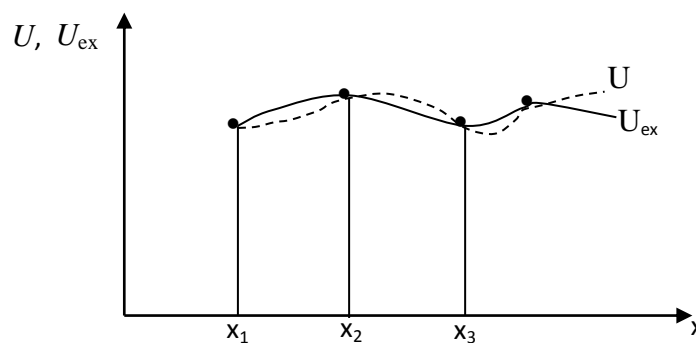


Figure II. 2. Représentation des fonctions U et U_{ex} .

- **Approximation nodale par sous domaines**

Lorsque le nombre de nœuds est important et le domaine V ait une forme complexe, la construction d'une fonction approchée $U(x)$ devient difficile et cela si on considère aussi que la fonction $U(x)$ doit satisfaire des conditions aux limites sur la frontière de V .

D'où, la méthode d'approximation nodale par sous domaines simplifie la construction de $U(x)$. Elle consiste à :

- 1) admettre un ensemble de sous domaines V_e du domaine V .
- 2) Définir une fonction approchée $U_e(x)$ différente sur chaque sous-domaine par la méthode d'approximation nodale. Chaque fonction $U_e(x)$ peut dépendre des variables nodales d'autres sous domaines.

- **Approximation nodale par éléments finis**

C'est une méthode particulière d'approximation nodale par sous domaines qui possède les particularités suivantes :

- l'approximation nodale sur chaque sous-domaine V_e ne fait intervenir que les variables nodales attachées à des nœuds situés sur V_e et sur sa frontière.
- La continuité des fonctions approchées $U_e(x)$ sur les sous-domaines V_e est la seconde particularité avec qu'elles satisfont entre les différents sous-domaines. Ces sous-domaines V_e sont appelés des éléments connectés par des nœuds.

➤ **Règles de répartition du domaine en éléments finis**

La partition du domaine V en élément V_e doit respecter les règles suivantes:

- Deux éléments distincts ne peuvent avoir en commun que des nœuds situés sur leurs frontières, si elle existe.

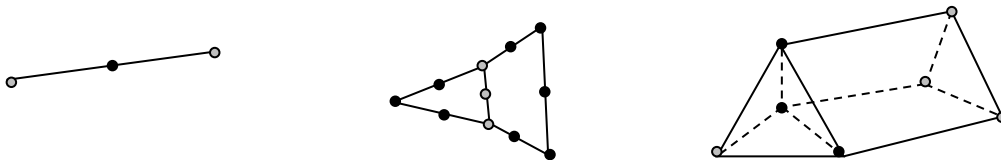


Figure II. 3. Les nœuds en commun pour un maillage à une, deux et trois dimension.

- L'ensemble de tous les éléments V_e doit constituer un domaine aussi proche que possible du domaine donné V .

- Le recouvrement de deux éléments et les trous entre éléments sont inadmissibles.

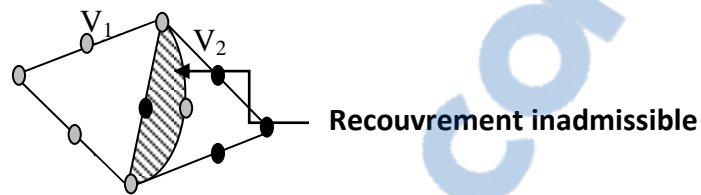


Figure II. 4. Recouvrement de deux éléments.

➤ Erreur de discrétisation géométrique

Lorsque la frontière du domaine est constituée par des courbes ou des surfaces plus complexes que celles qui définissent les frontières des éléments, une erreur indésirable est produite. Cette erreur est appelée "erreur de discrétisation géométrique". Elle peut être réduite en diminuant la taille des éléments, ou en utilisant des éléments à frontières plus complexes.



Figure II. 5. Erreur de discrétisation géométrique.

Les règles de répartition précédentes sont respectées si les éléments sont construits de la manière suivante:

- chaque élément est défini de manière unique à partir des coordonnées des nœuds géométriques situés sur cet élément. Le plus souvent ces nœuds géométriques sont situés sur les frontières de l'élément et sont communs à plusieurs éléments.
- La frontière d'un élément à deux ou trois dimensions est formée par un ensemble de courbes ou de surfaces. Chaque portion de frontière doit être définie de manière unique à partir des coordonnées des seuls nœuds géométriques situés sur cette portion de frontière. Ainsi les

portions de frontière communes à deux éléments sont définies de manière identique pour l'un ou l'autre élément.

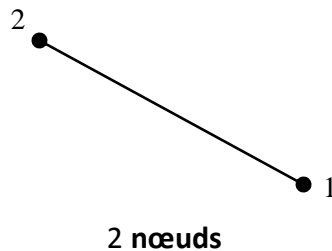
➤ Formes d'éléments classiques

Nous présentons maintenant les formes de quelques éléments classiques correspondant à des domaines à une, deux ou trois dimensions.

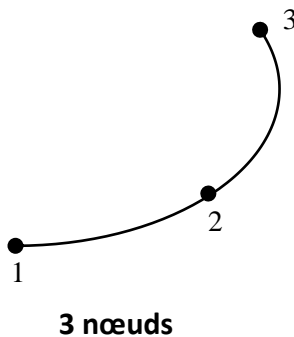
Chaque élément est identifié par un nom précisant sa forme ainsi que par le type de courbe ou de structure qui en forme la frontière. De plus nous donnons le nombre de nœuds géométriques nécessaires pour définir l'élément.

➤ Une dimension

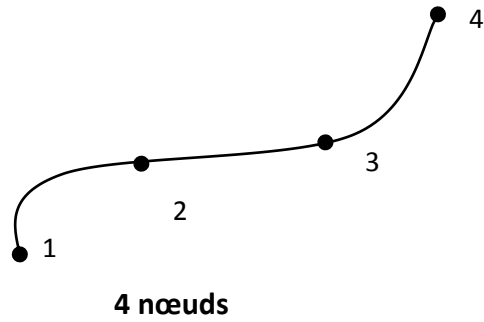
- **Linéaire** : sa base polynomiale est de forme $(1 \ x)$.



- **Quadratique**: sa base polynomiale est de forme $(1 \ x \ x^2)$.



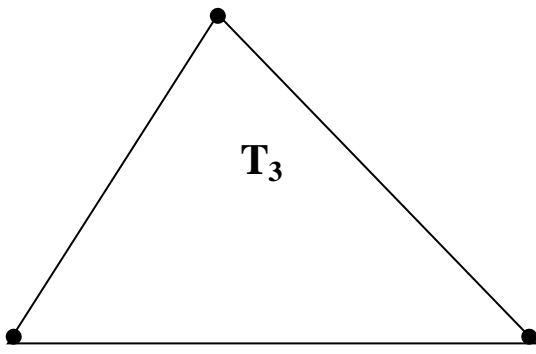
- **Cubique:** sa base polynomiale est de forme $(1 \ x \ x^2 \ x^3)$



➤ Deux dimensions

- **Éléments triangulaires:**

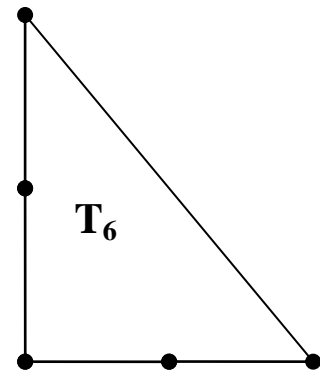
D'ordre 1



3 nœuds

$$(1 \ x \ y)$$

D'ordre 2

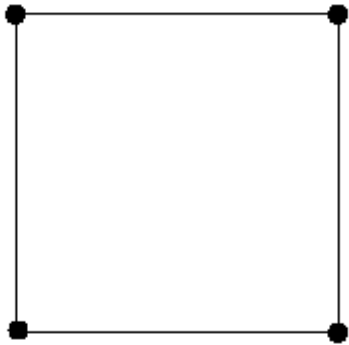


6 nœuds

$$(1 \ x \ y \ x^2 \ xy \ y^2)$$

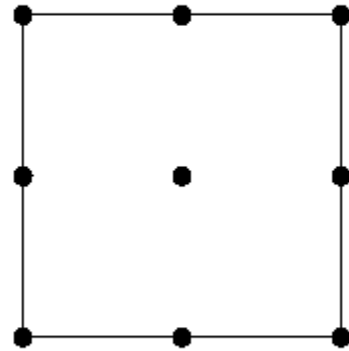
▪ **Éléments quadrilatéraux**

D'ordre 1



$$(1 \ x \ y \ xy)$$

D'ordre 2

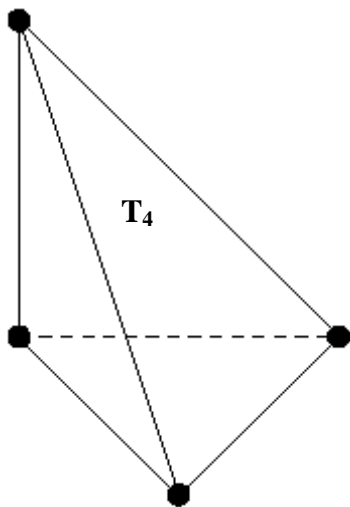


$$(1 \ x \ y \ x^2 \ xy \ y^2 \ x^2y \ y^2x)$$

➤ **Trois dimensions**

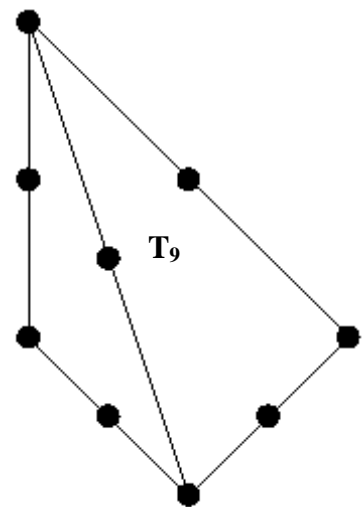
▪ **Éléments tétraédriques**

D'ordre 1



$$(1 \ x \ y \ z)$$

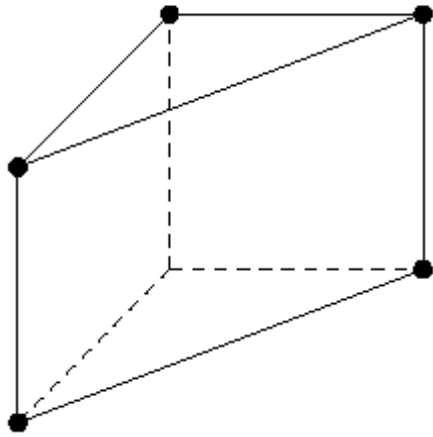
D'ordre 2



$$(1 \ x \ y \ z \ x^2 \ y^2 \ z^2 \ xy \ xz \ yz)$$

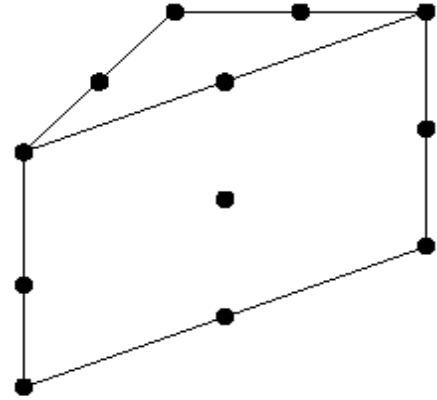
▪ Éléments prismatiques

D'ordre 1



6 nœuds

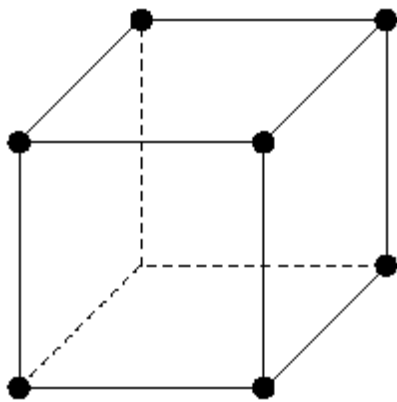
D'ordre 2



15 nœuds

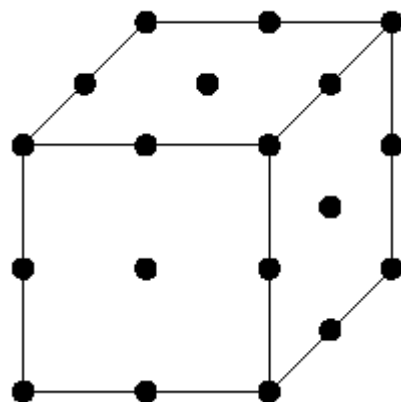
▪ Éléments hexaédriques

D'ordre 1



8 nœuds

D'ordre 2



20 nœuds

II.2.2.2.c. Élément triangulaire et règles de maillage

Les structures qu'on va étudier sont toutes à deux dimensions; les éléments du maillage seront par exemple des éléments triangulaires.

Le domaine d'étude V sera constitué d'un ensemble de triangles K_i , qui doit satisfaire les conditions suivantes :

- $V = \cup_i K_i$
- $K_i \cap K_{j/i \neq j} = \begin{cases} \text{Soit l'ensemble vide} \\ \text{Soit un sommet commun} \\ \text{Soit un côté commun} \end{cases}$
- L'élément K_i doit appartenir entièrement à un milieu homogène.

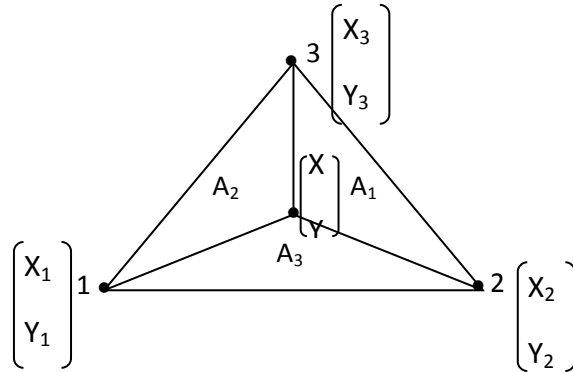
➤ Propriétés du maillage

Pour assurer un bon maillage, on doit respecter certaines propriétés qui sont les suivantes:

- éviter la présence d'un angle obtus au cas où les mailles sont triangulaires.
- Éviter que la variation de la taille entre deux éléments successifs ne soit pas trop brutale.
- La densité d'éléments n'est pas obligatoirement uniforme dans tout le volume étudié. Elle peut varier, et on aura un maillage plus fin dans les zones où l'on a de forts gradients de la solution, et un maillage plus lâche ailleurs.
- Respecter la numérotation des sommets de chaque élément, ce qui permet le calcul de sa surface.
- Dans le cas où les éléments sont triangulaires, il suffit de choisir et numéroter le premier sommet, le reste se déduit par simple rotation dans le sens direct.

- **Élément triangulaire de LAGRANGE**

Considérons un élément triangulaire K , dont les trois nœuds géométriques sont numérotés dans le sens direct.



Il est difficile de calculer l'interpolée, et donc la fonction $U(x)$ en un point de coordonnées cartésiennes (x, y) . L'utilisation d'un autre type de coordonnées appelées coordonnées barycentriques s'avère nécessaire.

- **Coordonnées barycentriques**

Elles sont définies comme suit:

$$\begin{cases} \lambda_1 = \frac{A_1}{A} \\ \lambda_2 = \frac{A_2}{A} \\ \lambda_3 = \frac{A_3}{A} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

A étant l'aire du triangle K .

A_i étant l'aire du triangle limité par les points de coordonnées (X_i, Y_i) , (X_{i+1}, Y_{i+1}) et (X_{i+2}, Y_{i+2}) , $i+1$ et $i+2$ sont à calculer modulo 3.

Pour passer de coordonnées barycentriques aux coordonnées cartésiennes, il suffit d'appliquer:

$$\begin{cases} X = \lambda_1 X_1 + \lambda_2 X_2 + \lambda_3 X_3 \\ Y = \lambda_1 Y_1 + \lambda_2 Y_2 + \lambda_3 Y_3 \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Sachant que $\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 = 1$

▪ Construction des polynômes d'interpolations sur l'élément triangulaire

L'interpolée de la fonction inconnue $U_{ex}(x)$ sur l'élément de maillage K est définie par :

$$\prod_K U_{ex}(x) = \sum_{i=1}^m N_i(x, y) U_{ex}(X_i, Y_i) \quad (\text{II.28})$$

Avec m : nombre de nœuds d'interpolation sur l'élément K , et en même temps, le nombre de fonctions d'interpolation.

Les fonctions d'interpolation $N_i(x, y)$ sont des polynômes de LAGRANGE de degré r ($r \geq 1$), linéairement indépendants, constituant une base de l'espace vectoriel P_r des polynômes de degré r sur le triangle K . La dimension de P_r , qui est aussi le nombre de polynômes d'interpolation N_i sur K est donnée par:

$$d = \frac{(r+1)(r+2)}{2} \quad (\text{II.29})$$

Où d représente le nombre de nœuds d'interpolation sur K .

Les coordonnées de ces nœuds sont données par:

$$(x, y) = \sum_{i=1}^3 \lambda_i(X_i, Y_i) \quad \text{avec} \quad \sum_{i=1}^3 \lambda_i = 1. \quad (\text{II.30})$$

Pour les polynômes de LAGRANGE de premier degré ($r = 1$), les trois nœuds d'interpolation sont confondus avec les nœuds géométriques (ou sommets) du triangle K . Leurs coordonnées barycentriques sont présentées dans le tableau suivant:

Numéro du nœud	1	2	3
λ_1	1	0	0
λ_2	0	1	0
λ_3	0	0	1

Tableau II. 1. Les coordonnées barycentriques.

Chaque nœud peut être représenté par un triplé d'entiers (μ_1, μ_2, μ_3) tels que:

$$\begin{cases} \mu_1 + \mu_2 + \mu_3 = r \\ 0 \leq \mu_i \leq r \\ \lambda_i = \frac{\mu_i}{r} \end{cases} \quad \text{avec } 1 \leq i \leq 3 \quad (\text{II.31})$$

On a alors :

$$\prod_K U_{ex}(x, y) = \sum_{\mu} N_{\mu}(x, y) U(X_{\mu}, Y_{\mu}) \quad (\text{II.32})$$

Et si $v = (v_1, v_2, v_3)$ désigne un nœud du triangle K , auquel on associe le polynôme d'interpolation N_v , alors :

$$N_{\mu}(x, y) = \begin{cases} 1 & \text{si } \mu = v \\ 0 & \text{si } \mu \neq v \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Ce polynôme peut être exprimé en fonction des coordonnées barycentriques $(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$ par :

$$N_{\mu}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = \prod_1^3 Q_{v_i}(\lambda_i(x, y)) \quad (\text{II.34})$$

Où :

$$Q_{v_i}(\lambda_i) = \begin{cases} 1 & \text{si } \mu_i = 1 \\ \frac{1}{\mu_i!} \prod_{j=0}^{\mu_i-1} (r \lambda_{i-j}) & \text{si } \mu_i \geq 1 \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Le triplet $(K, \text{ensemble de nœuds d'interpolation définis sur } K, P_r)$ est appelé élément triangulaire de LAGRANGE.

➤ **Calcul des fonctions d'interpolation et leur dérivée première**

Les polynômes de LAGRANGE N_{μ} d'ordre 1 sont calculés sur les trois nœuds d'interpolation de l'élément K , numérotés 1, 2, 3 dans le sens direct.

Numéro du nœud	1	2	3
$N_{\mu}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$	λ_1	λ_2	λ_3

Les dérivées du polynôme de LAGRANGE sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial N_i}{\partial x} = \sum_{m=1}^3 \frac{\partial N_i}{\partial \lambda_m} \frac{\partial \lambda_m}{\partial x} \\ \frac{\partial N_i}{\partial y} = \sum_{m=1}^3 \frac{\partial N_i}{\partial \lambda_m} \frac{\partial \lambda_m}{\partial y} \end{array} \right. \quad (\text{II.36})$$

Avec :

$$\begin{cases} \frac{\partial \lambda_m}{\partial x} = \frac{\lambda_{m+1} - \lambda_{m+2}}{\Delta K} \\ \frac{\partial \lambda_m}{\partial y} = \frac{\lambda_{m+2} - \lambda_{m+1}}{\Delta K} \end{cases} \quad \text{Avec } m = 1, 2 \text{ ou } 3; (m+1) \text{ et } (m+2) \text{ sont à calculer}$$

modulo 3.

ΔK est égal à deux fois l'aire de l'élément triangulaire K .

II.2.2.3. Méthode générale d'utilisation de la MEF

La résolution d'un problème par la méthode des éléments finis doit se faire comme suit [22]:

- mettre en équation le problème à résoudre.
- Diviser le domaine à étudier en milieux homogènes V .
- Mailler les sous-domaines de V en élément (Triangulaire) V^e .
- Choisir les polynômes d'interpolation sur le triangle.
- Numéroté tous les nœuds d'interpolation.
- Numéroté tous les éléments.
- Discrétiser les équations différentielles à résoudre sur chaque élément du maillage

et calculer le système matriciel relatif à un élément de maillage.

- Assembler toutes les matrices élémentaires en une matrice globale.
- Introduire les conditions aux limites.
- Résoudre le système final par des méthodes numériques.

II.3. L'implémentation de la méthode des éléments finis pour l'analyse des guides d'onde intégrée au substrat GIS

La conception d'un réseau des composants micro-ondes à haute performance nécessite une caractérisation précise de chaque composant, ce qui peut avoir une structure complexe en termes de la géométrie et de la composition du matériau. Dans ce cas, la méthode des

éléments finis représente un outil excellent pour l'analyse et la conception puisqu'elle permet facilement de prendre en compte tous les détails de chaque dispositif.

La caractérisation des composants micro-ondes à base de la technologie des circuits intégrés au substrat GIS nécessite une approche complètement différente de celle de la caractérisation d'une structure de guidage pour le calcul de son diagramme de dispersion, qui repose sur la résolution d'une équation d'Helmholtz. La différence se situe, premièrement, et même dans le cas le plus simple des guides d'ondes fermées, une technique hybride doit être utilisée pour déterminer le domaine d'analyse, pour le second, le problème à résoudre soit déterministe. En ce qui concerne le premier problème, il est à noter que l'effet d'une discontinuité dans une structure de guidage peut s'étendre à l'infini le long de la ligne elle-même, par conséquent, afin de limiter l'analyse à une petite région autour de la jonction, une technique hybride doit être utilisée pour résilier le maillage d'éléments finis. Le fait que le problème est du type déterministe est une conséquence directe de l'objectif final de l'analyse, lorsqu'on analyse un composant micro-ondes, le concepteur est généralement intéressé à déterminer le comportement de dispositif quand il est excité par un champ incident donné, plus probablement déterminée par le calcul du diagramme de dispersion et le mode fondamental des structures de guidage connectés au dispositif en cours d'analyse. Ceci conduit à la formulation d'un problème déterministe, dont la solution fournit la distribution de champ à l'intérieur du composant ou de la jonction lorsqu'il est excité par un champ connu.

Une phase de prétraitement est alors généralement nécessaire pour récupérer les performances du guide (les paramètres $[S]$, l'impédance d'entrée, la phase réfléchie,... etc.).

De nombreuses méthodes ont été proposées pour résoudre cette classe de problèmes au cours des dernières années. Certains d'entre eux combinent la méthode des éléments finis avec des équations intégrales [19, 20], d'autres avec des extensions modales [21, 22] et d'autres utilisent un système récursif pour agrandir de manière itérative le domaine de calcul [23, 24].

Une procédure simple et précise pour extraire les paramètres $[S]$ des composants micro-ondes à base de la technologie GIS sera présentée dans ce chapitre par l'utilisation

d'une expansion modale pour représenter le champ électromagnétique dans les structures à base de la technologie GIS.

II.3.1. Formulation de la méthode des éléments finis en plan H

Dans cette partie, nous allons présenter la formulation de la méthode des éléments finis employée dans cette thèse, un guide d'ondes GIS avec une section transversale uniforme le long de la direction de propagation, perpendiculaire au plan contenant l'axe de guide d'ondes (direction de propagation) sera représenté.

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 GIS 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 [25].

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 GIS en plan H sont esquissées dans la figure II.6.

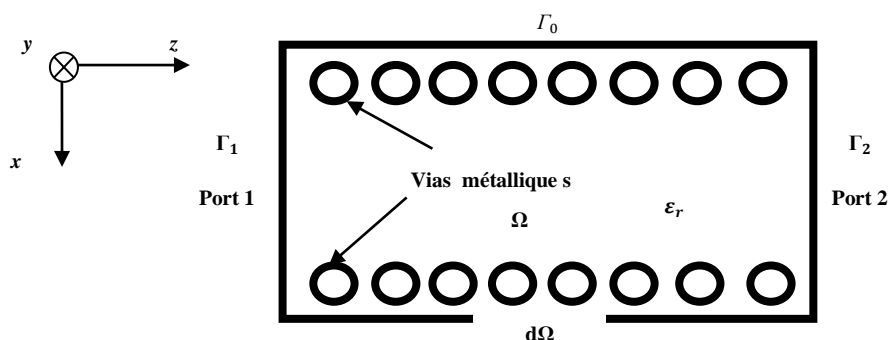


Figure II. 6. Structure d'un guide GIS en plan H.

La région Ω où la méthode des éléments finis est appliquée est délimitée par la paroi parfaitement conductrice Γ_0 , et par deux ports définis Γ_k ($k = 1$ et 2), 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 Ω 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 exprimé sous la forme [26]:

$$E_{y_{wg}}(x) = \delta_{kj} e_1^j(x^j) e^{j\beta_1^j z^j} + B_1 e_1(x) e^{-j\beta_1 z} \quad (\text{II.37})$$

$$j\omega\mu_0 H_{x_{wg}}(x) = \frac{\partial E_{y_{wg}}}{\partial z} \quad (\text{II.38})$$

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

$$e_1(x) = \frac{2}{\sqrt{ab}} \sqrt{\frac{k_0 Z_0}{\beta_1}} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \quad (\text{II.39})$$

k_0 et Z_0 sont les constantes de propagation et l'impédance caractéristique, respectivement.

β désigne la constante de propagation dans le guide d'ondes avec des dimensions a et b :

$$\begin{cases} \beta_1 = \sqrt{k_0^2 - k_c^2} \text{ pour } k_0^2 \geq k_c^2 \\ \beta_1 = -j\sqrt{k_c^2 - k_0^2} \text{ pour } k_c^2 > k_0^2 \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Et $k_c = \frac{\pi}{a}$ présente la constante de propagation du mode TE_{10}

À l'intérieur de la région homogène Ω , 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 d'Helmholtz scalaire:

$$\nabla_t \left(\frac{1}{\mu_r} \nabla_t E_y \right) + k_0^2 \varepsilon_r E_y = 0 \quad (\text{II.41})$$

Où : ε_r et μ_r sont respectivement la permittivité et la perméabilité relatives.

Les conditions aux limites sont:

$$E_y = 0, \quad k=1, 2 \quad (\text{II.42})$$

Sur le mur métallique Γ_0 :

$$E_y|_{\Gamma_k} = E^k_{y_{wg}}, \quad k = 1, 2 \quad (\text{II.43})$$

$$H_x|_{\Gamma_k} = H^k_{x_{wg}}, \quad k = 1, 2 \quad (\text{II.44})$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial n} \Big|_{\Gamma_k} = \frac{\partial E^k_{y_{wg}}}{\partial z}, \quad k = 1, 2 \quad (\text{II.45})$$

Par l'utilisation de la méthode résiduelle pondérée (the weighted residual procedure) par le choix de différentiables arbitraires ($C^{(0)}$), les fonctions de pondération (weighting functions) W , \overline{W} et $\overline{\overline{W}}$, les équations (II.41), (II.42), (II.43) et (II.45) devient :

$$\iint_{\Omega} W \nabla_t \cdot \left(\frac{1}{\mu} \nabla_t E_y \right) d\Omega + \iint_{\Omega} k_0^2 \varepsilon_r W E_y d\Omega = 0 \quad (\text{II.46})$$

$$\int_{\Gamma_0} \overline{W} E_y d\Gamma_0 = 0 \quad (\text{II.47})$$

$$\int_{\Gamma_k} \overline{W} E_y d\Gamma_k = \int_{\Gamma_k} \overline{W} E^k_{y_{wg}} d\Gamma_k, \quad k = 1, 2 \quad (\text{II.48})$$

$$\int_{\Gamma_k} \overline{\overline{W}} \frac{\partial E_y}{\partial n} d\Gamma_k = \int_{\Gamma_k} \overline{\overline{W}} \frac{\partial E^k_{y_{wg}}}{\partial z} d\Gamma_k, \quad k = 1, 2 \quad (\text{II.49})$$

En appliquant l'identité de Green à (II.46) et une introduction de la condition aux limites (II.49), conduit à la forme faible de l'équation d'Helmholtz:

$$\iint_{\Omega} W \nabla_{\mathbf{t}} \cdot \left(\frac{1}{\mu} \nabla_{\mathbf{t}} E_y \right) d\Omega - k_0^2 \iint_{\Omega} \varepsilon_r W E_y d\Omega - \int_{\Gamma_k} W \frac{\partial E_y}{\partial z^k} d\Gamma_k = 0 \quad (\text{II.50})$$

II.3.2. 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 [28, 31]. En particulier, en ne supposant que le dispositif alimenté par le mode TE₁₀ 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

$$H(x, y, z) = H_t(x, y, z) + H_x(x, y, z) = h_t(y, z) \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) + \hat{x}b_x(y, z) \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \quad (\text{II.51})$$

$$E(x, y, z) = E_t(x, y, z) + E_x(x, y, z) = e_t(y, z) \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) + \hat{x}e_x(y, z) \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \quad (\text{II.52})$$

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 Ω en termes de b_x seulement, ce qui satisfait l'équation d'Helmholtz:

$$\nabla_{\mathbf{t}}^2 b_x + k_t^2 b_x = 0 \quad (\text{II.53})$$

Avec :

$$k_t^2 = k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2$$

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.51). 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:

$$b_{xwg}^{(k)}(y^{(k)}) = \delta_{kj} b_0^{(j)}(y^{(j)}) e^{j\beta_0^{(j)} z^{(j)}} - \sum_{n=0}^{\infty} B_n^{(k)} b_n^{(k)}(y^{(k)}) e^{-j\beta_0^{(k)} z^{(k)}} \quad (\text{II.54})$$

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

$$b_n^{(k)}(y^{(k)}) = \frac{G_n^{(k)}}{\sqrt{1+\delta_{0n}}} \cos\left(\frac{n\pi}{b^{(k)}} y^{(k)}\right) \quad (\text{II.55})$$

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

$$\begin{cases} \beta_1 = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b^{(k)}}\right)^2} & \text{for } k_0^2 \geq \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b^{(k)}}\right)^2 \\ \beta_1 = -j\sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b^{(k)}}\right)^2 - k_0^2} & \text{for } \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b^{(k)}}\right)^2 > k_0^2 \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

$$G_n^{(k)} = 2 \sqrt{\frac{2Z_0}{ab^{(k)} k_0 \beta_n^{(k)} \left[k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2\right]}} \quad (\text{II.57})$$

Comme dans le cas du guide en plan H, la caractérisation de dispositif nécessite la résolution de l'équation d'Helmholtz (II.53) avec des conditions aux limites:

$$\frac{\partial b_x}{\partial n} = 0 \quad (\text{II.58})$$

Cette condition sera sur la paroi métallique Γ_0 de guide GIS, 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 :

$$b_x|_{\Gamma_k} = b_{xwg}^{(k)} \quad k = 1, \dots, N \quad (\text{II.59})$$

$$\frac{\partial b_x}{\partial n}|_{\Gamma_k} = \frac{\partial b_{xwg}^{(k)}}{\partial z^{(k)}} \quad k = 1, \dots, N \quad (\text{II.60})$$

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 :

$$h_t = \frac{\pi}{k_t^2} \nabla_t b_x \quad (\text{II.61})$$

$$e_t = j \frac{k_0 z_0}{k_t^2} \hat{x} \times \nabla_t b_x \quad (\text{II.62})$$

D'après les expressions ci-dessus, il est facile de voir que (II.59) et (II.60) 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:

$$\iint_{\Omega} \nabla_t W \nabla_t b_x d\Omega - k_t^2 \iint_{\Omega} W b_x - \sum_{k=1}^N \int_{\Gamma_k} W \frac{\partial b_{xwg}^{(k)}}{\partial z^{(k)}} d\Gamma_k = 0 \quad (\text{II.63})$$

$$\int_{\Gamma_k} \bar{W} b_x d\Gamma_k = \int_{\Gamma_k} \bar{W} b_{xwg}^{(k)} d\Gamma_k \quad k = 1, \dots, N \quad (\text{II.64})$$

II.3.3. L'implémentation de la méthode des éléments finis

La solution de (II.48) et (II.50) dans le cas du plan H ou (II.63) et (II.64) 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:

$$\bar{E}_y^{(e)}(x, y) = \sum_{j=1}^{N^{(e)}} \bar{E}_{y_j}^{(e)} \alpha_j^{(e)}(x, y) \quad (\text{II.65})$$

Où:

$\bar{E}_{y_j}^{(e)}$ et $\alpha_j^{(e)}(x, y)$ ($j = 1 \dots N^{(e)}$) Sont respectivement les coefficients et l'ensemble des fonctions de forme nodales, 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, $W_i^{(e)} = \alpha_i^{(e)}$ ($i = 1 \dots N^{(e)}$) (Figure II.7).

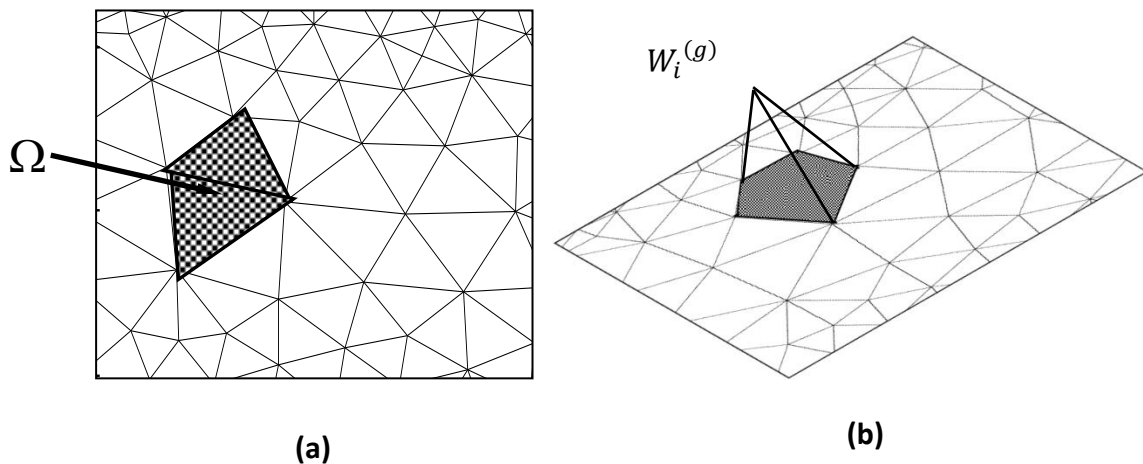


Figure II. 7. Fonction de pondération globale obtenue en connectant des fonctions de pondération du premier ordre défini sur les éléments adjacents et centrés sur le même nœud global i .

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

$$\frac{1}{\mu_r} \iint_{\Delta^{(e)}} \nabla_t \alpha_i^{(e)} \cdot \nabla_t \bar{E}_y^{(e)} d\Omega - k_0^2 \epsilon_r \iint_{\Delta^{(e)}} \alpha_i^{(e)} \bar{E}_y^{(e)} d\Omega - \sum_{k=1}^N \int_{\Gamma_k^{(e)}} \alpha_i^{(e)} \frac{\partial E_{ywg}^{(k)}}{\partial z^{(k)}} d\Gamma_k = 0 \quad (\text{II.66})$$

Alternativement, sous forme de matrice:

$$\frac{1}{\mu_r} [S^{(e)}] \cdot [\bar{E}_y^{(e)}] - k_0^2 \epsilon_r [T^{(e)}] \cdot [\bar{E}_y^{(e)}] + \sum_{k=1}^N \{ [C_k^{(e)}] \cdot [B_k] - [H_k^{(e)}] \} = [R^{(e)}] \quad (\text{II.67})$$

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 la $k = 1 \dots N$ ports.

$[C_k^{(e)}]$ et $[H_k^{(e)}]$ sont données par:

$$C_{k_{im}}^{(e)} = j\beta_m^{(k)} \int_{\Gamma_k^{(e)}} \alpha_i^{(e)} e_m^{(k)} d\Gamma_k^{(e)} = j\beta_m^{(k)} \frac{2}{\sqrt{a^{(k)}b}} \sqrt{\frac{k_0 Z_0}{\beta_m^{(k)}}} \int_{\Gamma_k^{(e)}} \alpha_i^{(e)} \sin\left(\frac{m\pi}{a^{(k)}} x^{(k)}\right) d\Gamma_k^{(e)} \quad (\text{II.68})$$

$$H_{ki}^{(e)} = j\beta_1^{(l)} \delta_{kl} \int_{\Gamma_k^{(e)}} \alpha_i^{(e)} e_1^{(l)} d\Gamma_k^{(e)} = \delta_{kl} j\beta_1^{(l)} \frac{2}{\sqrt{a^{(l)}b}} \sqrt{\frac{k_0 Z_0}{\beta_1^{(l)}}} \int_{\Gamma_k^{(e)}} \alpha_i^{(e)} \sin\left(\frac{\pi}{a^{(l)}} x^{(l)}\right) d\Gamma_k^{(e)} \quad (\text{II.69})$$

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

Le résidu local (II.67) 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 déterminé 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 [24]:

$$[F].[\bar{E}] + [C].[B] = [H^{inc}] \quad (\text{II.70})$$

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.48) est utilisé. Un choix particulièrement pratique pour la fonction $\bar{W}_m^{(k)}$, $m = 1 \dots M$. sur le port (k) est:

$$\bar{W}_m^{(k)} = \sin\left(\frac{m\pi}{a^{(k)}} x^{(k)}\right) \quad (\text{II.71})$$

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^{th} sur (k) s'exprime par:

$$\int_{\Gamma_k} \sin\left(\frac{m\pi}{a^{(k)}} x^{(k)}\right) \bar{E}_y d\Gamma_k - \sqrt{\frac{a^{(k)}}{b}} \sqrt{\frac{k_0 Z_0}{\beta_m^{(k)}}} B_m^{(k)} - \delta_{kl} \sqrt{\frac{a^{(l)}}{b}} \sqrt{\frac{k_0 Z_0}{\beta_1^{(l)}}} = R_m^{(k)}, \quad m = 1 \dots M \quad (\text{II.72})$$

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

$$[D_k].[\bar{E}_y^{(k)}] + [A_k].[B_k] - [E_k] = [R^k] \quad (\text{II.73})$$

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 $D_{k_{mj}}$:

$$D_{k_{mj}} = \int_{\Gamma_k} \sin\left(\frac{m\pi}{a^{(k)}} x^{(k)}\right) \alpha_j^{(k)} d\Gamma_k \quad (\text{II.74})$$

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

$$A_{k_{mm}} = -\sqrt{\frac{a^{(k)}}{b}} \sqrt{\frac{k_0 Z_0}{\beta_m^{(k)}}} \quad m = 1 \dots M \quad (\text{II.75})$$

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:

$$E_{k_1} = \delta_{kl} \sqrt{\frac{a^{(l)}}{b}} \sqrt{\frac{k_0 Z_0}{\beta_1^{(l)}}} E_{k_m} = 0 \quad m = 2 \dots M \quad (\text{II.76})$$

Les conditions aux limites de la continuité à chaque port, exprimées par (II.73), peuvent être assemblées dans un système global et le résidu anéantis. La combinaison d'un tel système avec celle de (II.71) donne finalement l'ensemble du système d'équations à résoudre, qui a la structure:

$$\begin{bmatrix} [A] & [D] \\ [C] & [F] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [B] \\ [E] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [E^{inc}] \\ [H^{inc}] \end{bmatrix} \quad (\text{II.77})$$

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 conduits vers le choix de la méthode des éléments finis la 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 GIS opérants dans plusieurs bandes de fréquences.

Références

- [1] K. J. Bathe and E. L. Wilson, Numerical Methods in Finite Element Analysis, prentice Hall, 1976.
- [2] J. A. Stratton, Electromagnetic Theory, McGraw-Hill, New York, 1941.
- [3] A. Sommerfeld, Electrodynamics, Academic Press, New York, 1952.
- [4] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, Antenna Theory and Design, 2nd Ed, New York: Wiley & Sons, 1998.
- [5] A. Taflove and S. C. Hagness Computational Electromagnetics, The Finite-Difference Time-Domain Method, 3rd Ed. Boston, Artech House, 2005.
- [6] K. Kuntz and R. Luebbers, The Finite Difference Time Domain for Electromagnetic, Boca Raton: CRC Press, 1993.
- [7] W. C. Chew, J. M. Jin, E. Michielssen, and J. M. Song (eds.), Fast and Efficient Algorithms in Computational Electromagnetics, Boston: Artech House, 2001 .
- [8] D. Poljak and C. Y. Tham, "Integral Equation Techniques in Transient Electromagnetics," Advances in Electrical and Electronic Engineering, 3rd Ed. Southampton: WIT Press, 2003.
- [9] D. S. Weile, G. Pisharody, N.W. Chen, B. Shanker, and E. Michielssen, "A Novel Scheme for the Solution of the Time-Domain Integral Equations of Electromagnetics", IEEE Trans. Antennas and Propagations, vol. 52, pp. 283-295, January 2004.
- [10] K. Aygün, B. C. Fisher, J. Meng, B. Shanker, and E. Michielssen, "A Fast Hybrid Field-Circuit Simulator for Transient Analysis of Microwave Circuits", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 52, pp. 573-583, February 2004.
- [11] R. Holland, V. P. Cable, and L. C. Wilson, "Finite-Volume Time-Domain (FVTD) Techniques for EM Scattering", IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 33, pp. 281-294, 1991.
- [12] J-F. Lee, R. Lee, and A. Cangellaris, "Time-Domain Finite-Element Methods", IEEE Trans. Ant. Propagat., vol. 45, pp. 430-442, March 1997.
- [13] A. Monorchio, A. R. Bretones, R. Mittra, G. Manara, and R. G. Martin, "A Hybrid Time-Domain Technique that Combines the Finite Element, Finite Difference, and Method of Moments Techniques to Solve Complex Electromagnetic Problems", IEEE Trans. Ant. Propagat., vol. 52 ,pp. 2666-2674, October 2004.

- [14] D. J. Riley, J-M. Jin, Z. Lou, and L. E. R. Petersson, "Total- and Scattered-Field Decomposition Technique for the Finite-Element Time-Domain Method, "IEEE Trans. Ant. Propagat., vol. 54 , pp. 35-41, January 2006.
- [15] R. Lee, "A Note on Mass Lumping in the Finite Element Time Domain Method, "IEEE Trans. Ant. Propagat. vol. 54, pp.760-762, February 2006.
- [16] R. Ehmman, B. Wagner, and T. Weiland, "Farfield Calculations for Car Antennas at Different Locations, "IEEE Trans. Magnetics, vol. 33, pp.1508-1511, March 1997.
- [17] P. R. Rousseau and P. H. Pathak, "Time-Domain Uniform Geometrical Theory of Diffraction for a Curved Wedge, "IEEE Trans. Ant. Propagat., vol. 43, pp. 1375-1382, December 1995.
- [18] R. F. Harrington, Field Computation by Moment Methods, New York: IEEE Press-Wiley, 1993.
- [19] D. B. Davidson, Computational Electromagnetic for RF and Microwave Engineering, Cambridge, Mass: Cambridge University Press, 2005.
- [20] S. N. Makarov, Antenna and EM Modeling with MATLAB, New York: Wiley & Sons, 2002.
- [21] G. Dhatt et G. Touzot, Une présentation de la méthode des éléments finis, Collection Université de Compiègne, Moloine S.A Editeur Paris. Les presses de l'université LAVAL-Quebec, deuxième édition 1984.
- [22] N. Benahmed, "Analyse électromagnétique des lignes de transmission et caractérisation numérique des discontinuités micro-ondes Application à la conception des circuits micro-ondes, "Thèse de Doctorat d'Etat, Univ. de Tlemcen, Février 2002.
- [23] P. P. Silvester, and R. L. Ferrari, Finite Elements for Electrical Engineers, Cambridge, UK: Cambridge University Press, 3rd edition, 1996.
- [24] G. Pelosi, R. Coccioli, and S. Selleri, Quick Finite Elements for Electromagnetic Waves, 2nd Edition, Artech House, Boston, 2009.
- [25] Kiyoshi, I. and Masanori, K, "Numerical Analysis of H-Plane Waveguide Junctions by Combination of Finite and Boundary Elements, "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, pp. 1343-1351, 1988.
- [26] K. L. Wu, et al., "Waveguide Discontinuity Analysis with a Coupled Finite-Boundary Element Method, "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, pp. 993-998, 1989.

- [27] J. F. Lee, and Z. J. Cendes, "The Transfinite Element Method for Modeling MMIC Devices, "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, pp. 1639-1649, 1988.
- [28] R. Coccioli, et al., "Design of Matched Bends in Rectangular Waveguides by FEM, "International Journal of Microwave and Millimeter-wave Computer-Aided Engineering, vol. 6, pp. 391-398, 1996.
- [29] S. L. Loo, and P. P. Silvester, "Boundary-Marching Method for Discontinuity Analysis in Waveguides of Arbitrary-Cross Section, "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, pp. 1889-1893, 1992.
- [30] S. L. Loo, and P. P. Silvester, "Finite Element Analysis of Inductive Strips in Unilateral Fin lines, "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, pp. 298-304, 1993.
- [31] V. N. Kanellos, and J. P. Webb, , "A Complete E-Plane Analysis of Waveguide Junctions Using the Finite Element Method, "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, pp. 290-295, 1990.
- [32] J. Volaski, Computational Electromagnetics for Antennas, downloaded from digital engineering library .McGraw-Hil(www.digitalengineeringlibrary.com)Copyright © The McGraw-Hill Companies, 2007.
- [33] Zhi-Qiang Feng, Jean Michel Cros, Gregory Turbelin, " MEF Méthode des Eléments Finis, " Licence GMP, IUP, Université d'Evry – Val d'Essonne.

CHAPITRE III

Résultats de simulations

III.1. Introduction

Comme une méthode numérique rigoureuse, la méthode des éléments finis bidimensionnels [1-3] présente une solution très efficace dans le domaine électromagnétique pour étudier les performances des composants micro-ondes. Cette méthode est capable d'analyser des formes géométriques complexes ce qui lui donne un avantage majeur.

Dans ce chapitre, la méthode des éléments finis bidimensionnels sera exploitée pour l'analyse et la conception des composants en technologie guides d'ondes intégrés aux substrats [9-11].

Une validation des résultats de l'analyse des structures GIS fonctionnant dans les différentes bandes de fréquences simulées par la méthode des éléments finis bidimensionnelle est illustrée par une comparaison par le logiciel commercial CST Microwave Studio®.

III.2. Procédure de simulation par la méthode des éléments finis

L'analyse par la méthode des éléments finis bidimensionnels devient plus efficace une fois qu'elle est appliquée sur les problèmes d'électromagnétisme [10]. 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.

La figure III.1(a) présente le guide GIS excité en mode TE_{10} . La figure III (b) présente le maillage du guide ainsi que les parois parfaitement conductrices (CEP).

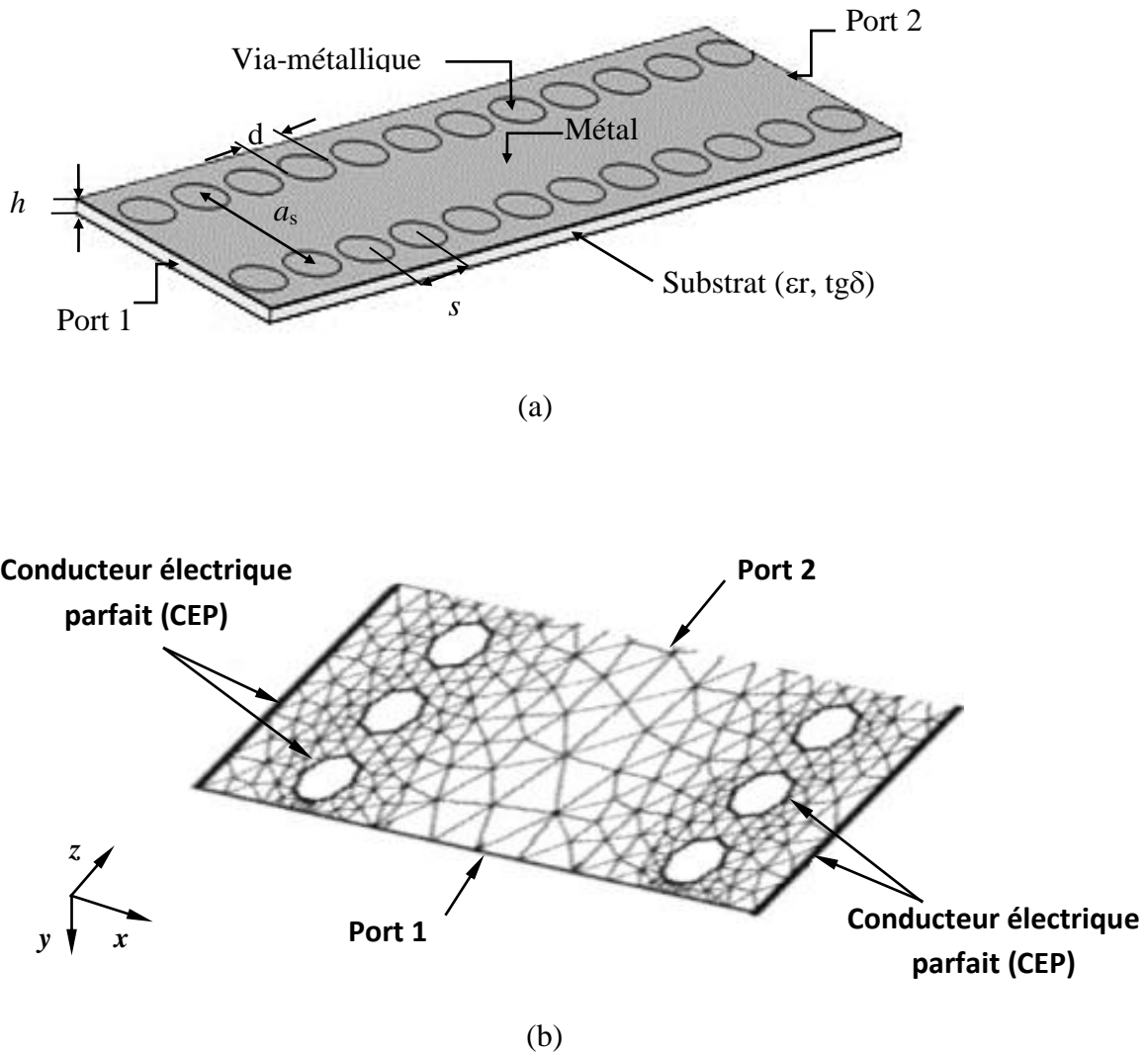


Figure III. 1. (a) La structure du guide GIS, (b) le maillage en 2-D pour un guide GIS.

Puisque l'impédance d'entrée du guide d'onde GIS sur ses bords est généralement très élevée pour une connexion directe avec la ligne d'alimentation, dont l'impédance standard est de 50 ohms. Donc une adaptation de guide GIS est nécessaire [11]; dans ce cas, une transition micro-ruban doit être conçue pour parvenir à un coefficient de réflexion satisfaisant à la fréquence de fonctionnement.

Afin de pouvoir simuler les guides GIS selon notre approche qui consiste à utiliser des parois de type (CEP) en présence des transitions, une association de trois quadripôles mis en cascade a été effectuée. Le premier et le dernier quadripôle contiennent la matrice $[S_{T_{1,2}}]$ des transitions tant que la matrice $[S_G]$ est présentée par le quadripôle Q_G .

Le schéma bloqué de l'adaptation employée au cours de cette thèse est illustré sur la figure III.2.

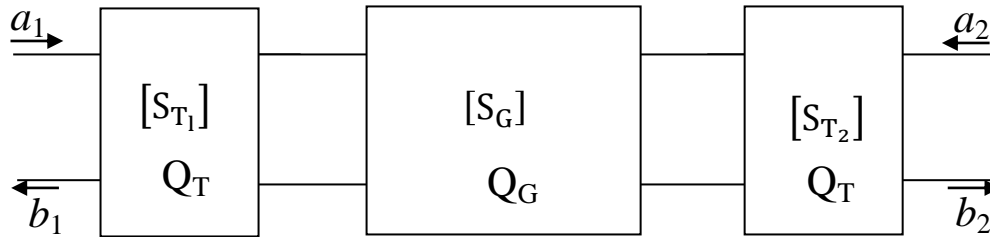


Figure III. 2. Bloque d'adaptation d'un guide d'onde intégrée au substrat. $[S_T]$ matrice de transition et $[S_G]$ matrice du guide.

III.3. Résultats de simulation

Les guides d'ondes GIS considérés pour cette recherche doivent être conçus sur un substrat de matériau du type Arlon Cu 233 LX ayant une permittivité relative ϵ_r de 2.2, une tangente de perte d'environ 0.0013, une épaisseur h de 0.508 mm, et l'épaisseur de conducteur vaut 0.05 mm

Nous signalons que les guides d'ondes GIS sont conçus a fin de fonctionner dans la gamme des fréquences [2-4 GHz], [5.725-7.075 GHz], [8-12 GHz], [10,7-12,75 GHz] et [27.5-31 GHz] pour les applications en bande S, C, X, Ku et en bande Ka respectivement.

Dans ce qui suit, les résultats de simulation des guides d'ondes GISs par la méthode des éléments finis bidimensionnels pour les différentes bandes de fréquences sont présentés. Une comparaison par le logiciel commercial CST Microwave Studio® est effectué afin de valider notre approche pour simuler et analyser de telles structures.

III.3.1. Guide GIS fonctionnant dans la bande S [2-4 GHz].

Dans cette section, une simulation des guides GISs fonctionnant dans la bande de fréquence [2-4 GHz] sera réalisée. Pour cela la fréquence de coupure calculée qui est de 2 GHz devra être respectée afin de permettre un fonctionnement correct dans la bande S.

Sur la figure III.3 nous présentons la structure du guide GIS opérant en bande S. Nous signalons que les paramètres du guide ont été calculés en utilisant les équations (I.46), (I.47) et (I.51). Notons également que les transitions ont été optimisées par ADS d'Agilent selon le schéma de la figure III.2 et sont alimentés par une sonde d'impédance de 50 Ω .

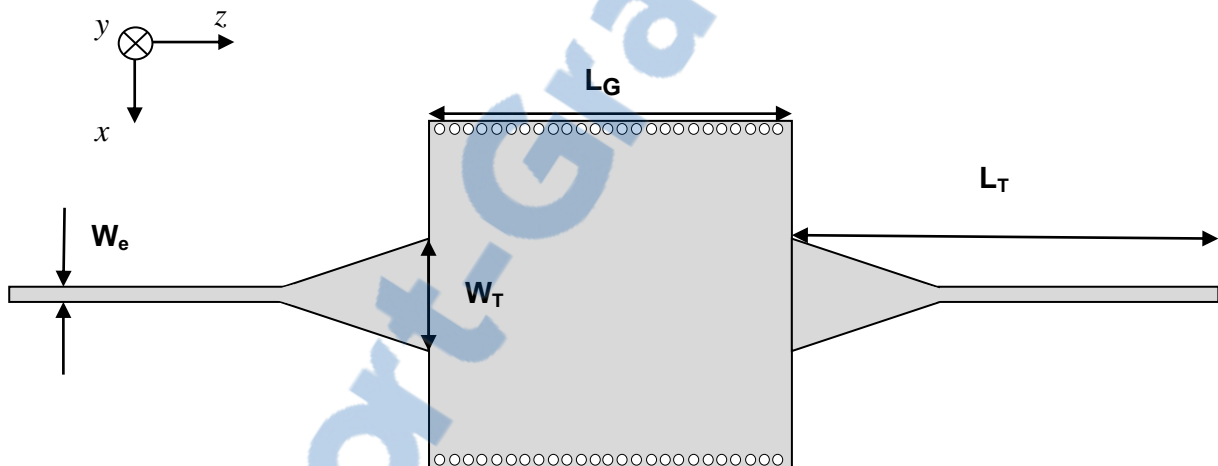


Figure III. 3. Les paramètres du guide d'ondes GIS fonctionnant dans la bande S: $a_s=51.66$ mm, $a_d=50.56$ mm, $d=1.56$ mm, $s=2.34$ mm, $W_e=2.32$ mm, $W_T=17.38$ mm, $L_T=70.13$ mm, $L_G=60$ mm.

Le choix de la méthode de maillage est très complexe, la procédure de Delaunay permet d'obtenir la meilleure triangulation possible [16]. Pour cela cette technique a été employée dans tous ce document. Sur la figure III.4, nous présentons le maillage de guide GIS en bande S obtenu par la procédure de Delaunay sous Matlab®.

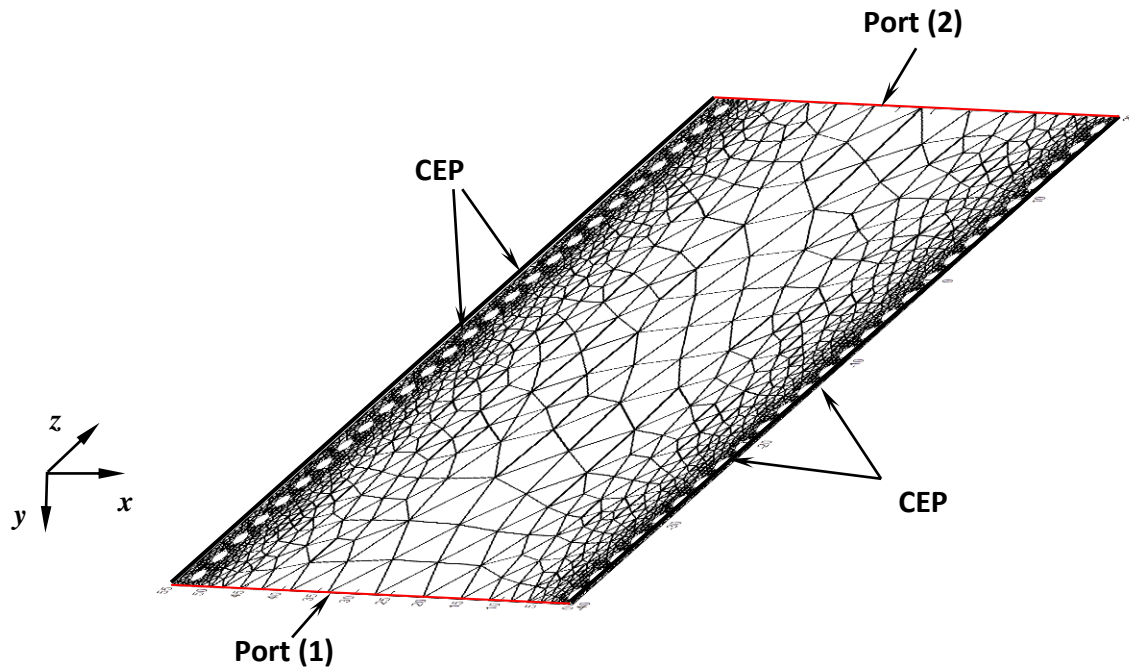


Figure III. 4. Maillage du guide GIS opérant dans la bande S généré par la procédure de Delaunay de Matlab®.

Sur la figure III.5 et III.6 nous présentons successivement les coefficients de réflexion ainsi que ceux de transmission dans la bande de fréquences qui s'étale sur la bande [1.5-3.5 GHz] obtenus par la méthode des éléments finis et le simulateur CST Microwave Studio®.

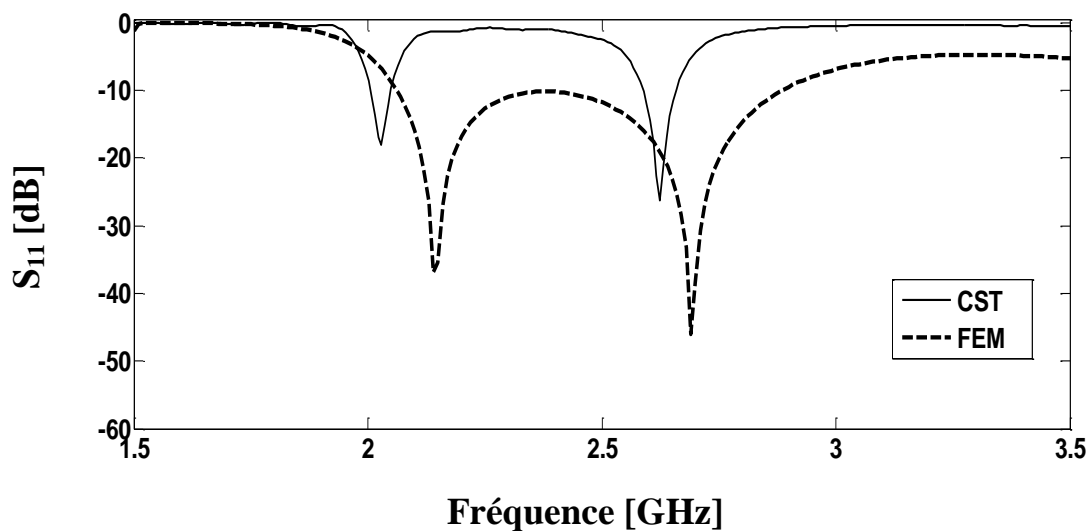


Figure III. 5. Comparaison entre les coefficients de réflexion du guide présenté dans la figure III.3 opérant en bande S.

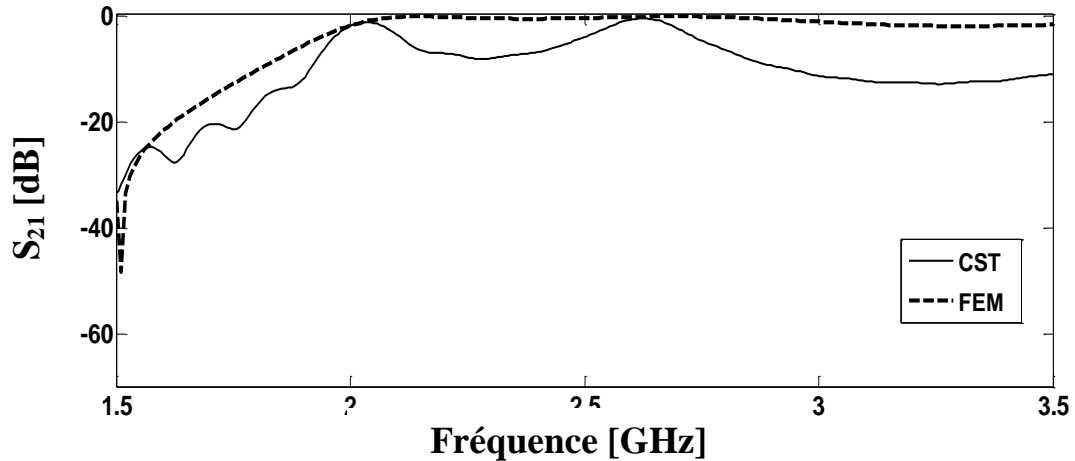


Figure III. 6. Comparaison entre les coefficients de transmission du guide présenté dans la figure III.3 opérant en bande S.

D'après les deux figures III.5 et III.6, nous remarquons une concordance entre les résultats de la méthode des éléments finis et ceux obtenus par le simulateur CST Microwave Studio. Les deux fréquences de résonances sont visibles avec un léger décalage qui peut être expliqué par les problèmes d'insertions entre les quadripôles de transition et ceux de la méthode des éléments finis. Nous signalons également que la fréquence de coupure a été correctement prédite qui est de 2 GHz où nous observons qu'aucune transmission n'est possible qu'au-delà de cette fréquence.

III.3.2. Guide GIS fonctionnant dans la bande C [5.725-7.075 GHz]

Dans cette section et à partir des équations de conceptions d'un guide d'ondes GIS présentées en chapitre I, un guide GIS opérant en bande C [5.725-7.075GHz] sera conçu et optimiser en premier lieu. Une simulation par la méthode des éléments finis sera achevée en deuxième lieu. Nous signalons que les paramètres physiques choisis dans cette simulation sont les mêmes que celle de la section III.3.1. Sur la figure III.7 nous présentons la structure du guide opérant en bande C. Notons également que la procédure de simulation retenue est la même que celle de la section III.3.1.

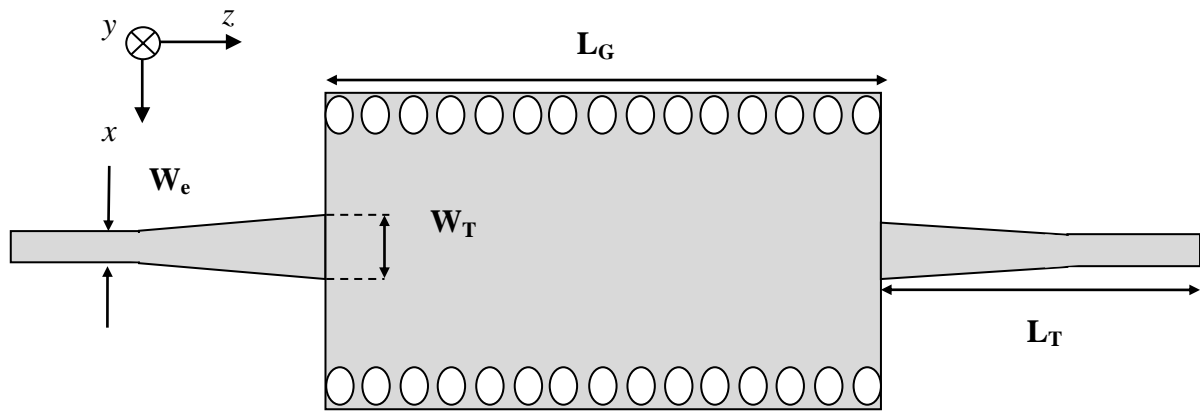


Figure III. 7. Structure du guide GIS opérant en bande C. Les paramètres du guide GIS fonctionnant dans la bande C: $a_s=19.63 \text{ mm}$, $a_d=17.73 \text{ mm}$, $d=2.7 \text{ mm}$, $s=4.04 \text{ mm}$, $W_e=1.38 \text{ mm}$, $W_T=3.67 \text{ mm}$, $L_T=46.77 \text{ mm}$, $L_G=60 \text{ mm}$.

Puisque l'analyse par la méthode des éléments finis consiste à découper la structure en élément finis et puis étudier les propriétés électromagnétiques de chaque élément, la figure suivante présente la structure d'un guide GIS fonctionnant dans la bande C maillée par le générateur de maillage programmé sous Matlab®. Le maillage de la structure du guide GIS de la figure III.7 est présenté sur la figure III.8 en employant la procédure de Delaunay sous Matlab®.

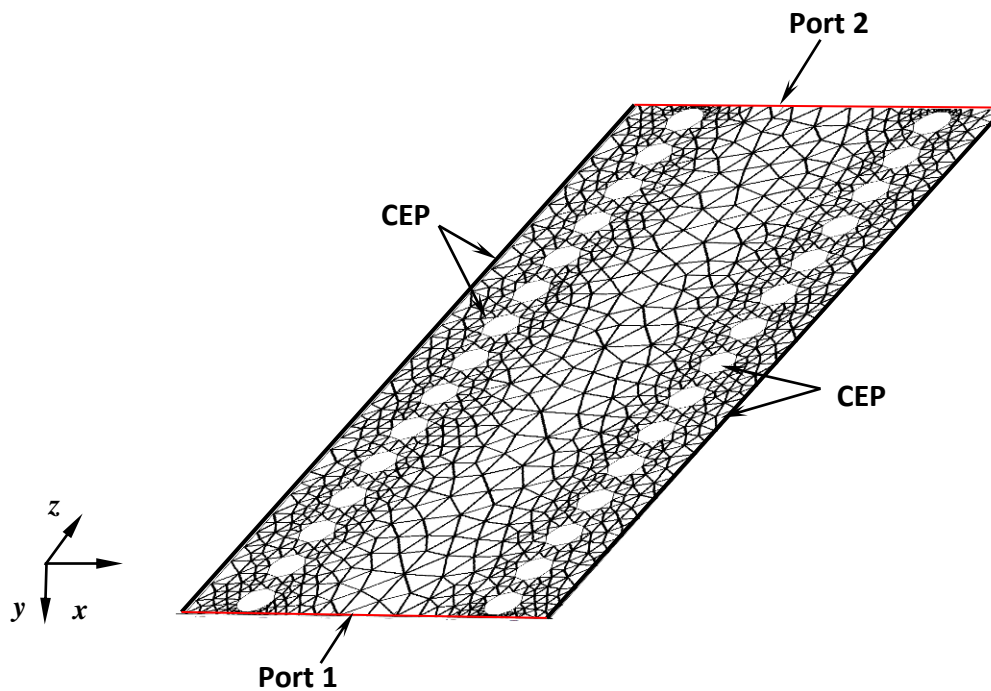


Figure III. 8. Maillage du guide GIS opérant dans la bande C présenté sur la figure III.7 généré par la procédure de Delaunay. La structure est délimité par des parois de type CEP.

Sur la figure III.9 et III.10, nous illustrons respectivement les coefficients de réflexion ainsi que les coefficients de transmission fournis par la méthode des éléments finis et le logiciel CST Microwave Studio ®.

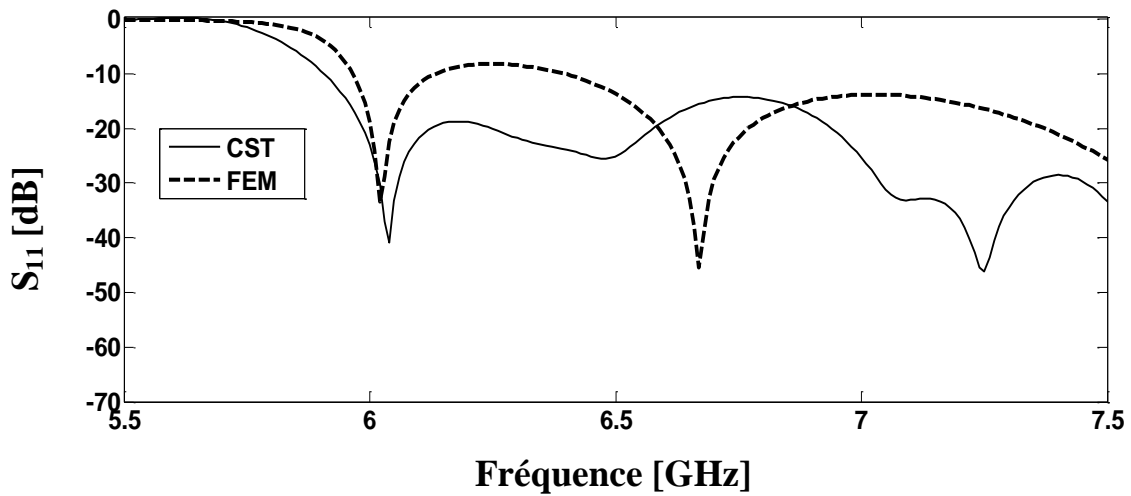


Figure III. 9. Comparaison entre les coefficients de réflexion du guide présenté sur la figure III.7 opérant en bande C.

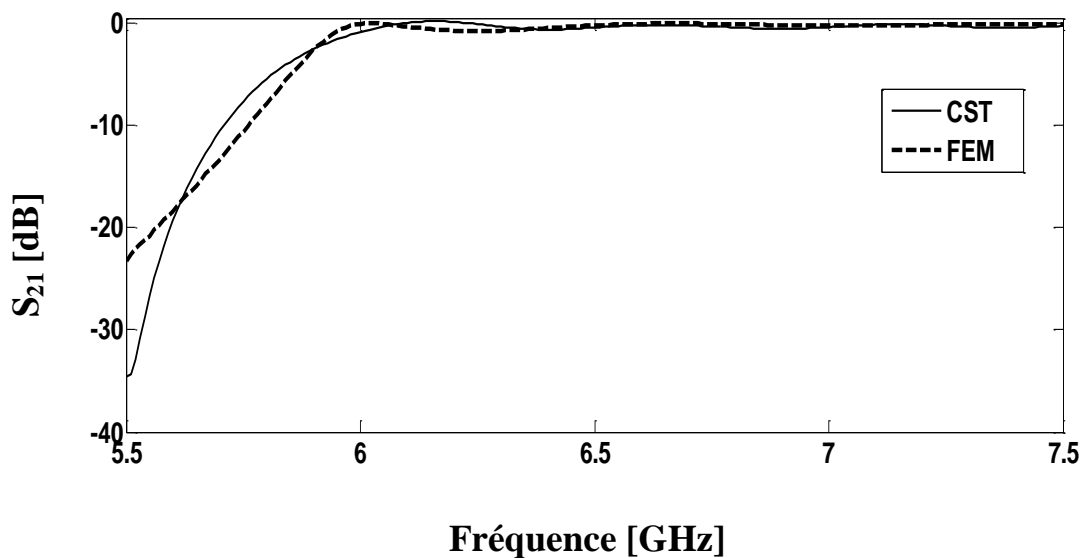


Figure III. 10. Comparaison entre les coefficients de transmission du guide présenté sur la figure III.7 opérant en bande C.

D'après ce qui précède, nous constatons une concordance entre les deux résultats. Nous observons que n'aucune transmission est possible pour les fréquences inférieures à 6 GHz. Pour les fréquences supérieures à 6 GHz, les transmissions sont maximales aux alentours de 0 dB et les puissances réfléchies sont inférieures à -9.5 dB.

III.3.3. Guide GIS fonctionnant dans la bande X [8-12 GHz]

Toujours dans le but de valider la méthode des éléments finis suivant notre approche, nous aborderons dans cette section la simulation d'un guide GIS opérant en bande X. Evidemment, les mêmes paramètres physiques énoncés dans les sections précédentes ont été sélectionnés avec les mêmes techniques d'optimisations.

La structure finale avec dimensions après l'optimisation du guide est illustrée sur la figure III.11.

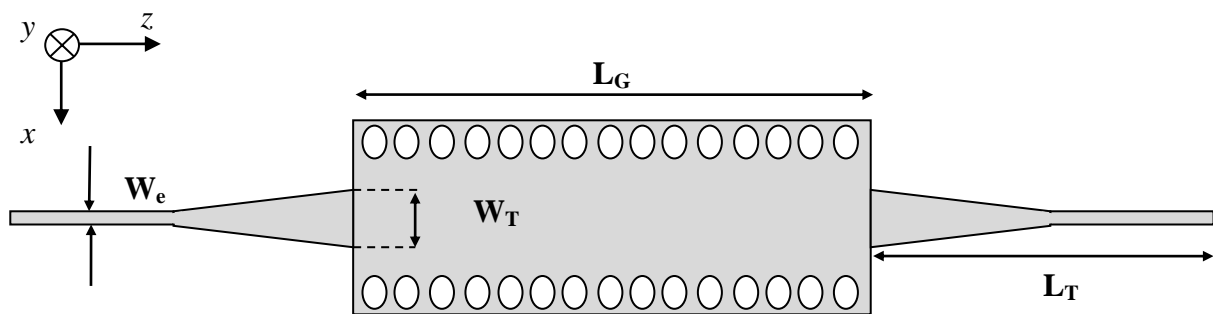


Figure III. 11. Structure du guide GIS opérant en bande X. Les paramètres du guide d'ondes GIS fonctionnant dans la bande X: $a_y=17.73 \text{ mm}$, $d=3.30 \text{ mm}$, $s=4.95 \text{ mm}$, $L_G=76 \text{ mm}$, $W_e=1.3 \text{ mm}$, $W_T=6.16 \text{ mm}$, $L_T=50.14 \text{ mm}$.

La figure III.12 présente le maillage du guide GIS sans transition généré par la procédure de Delaunay.

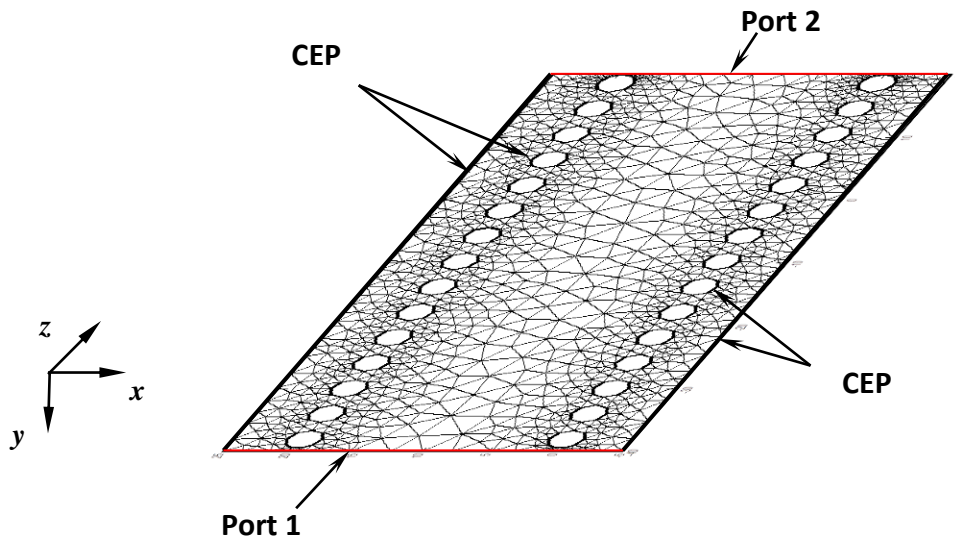


Figure III. 12. Maillage du guide GIS opérant dans la bande X selon l'algorithme de Delaunay. La structure est délimitée par des parois du type CEP.

La comparaison effectuée entre la méthode des éléments finis et le simulateur CST Microwave Studio des coefficients de réflexion et de transmission du guide GIS schématisés sur la figure III.11 est illustrée sur les figures III.13 et III.14 respectivement dans la gamme de fréquences [7.4-9.4 GHz].

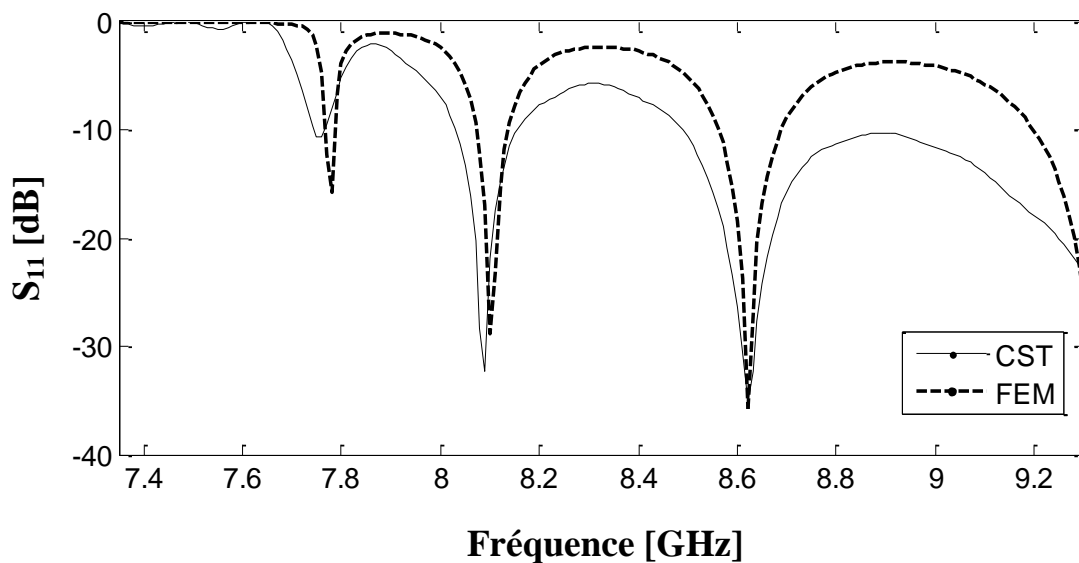


Figure III. 13. Comparaison entre les coefficients de réflexion du guide schématisé sur la figure III.11 opérant en bande X.

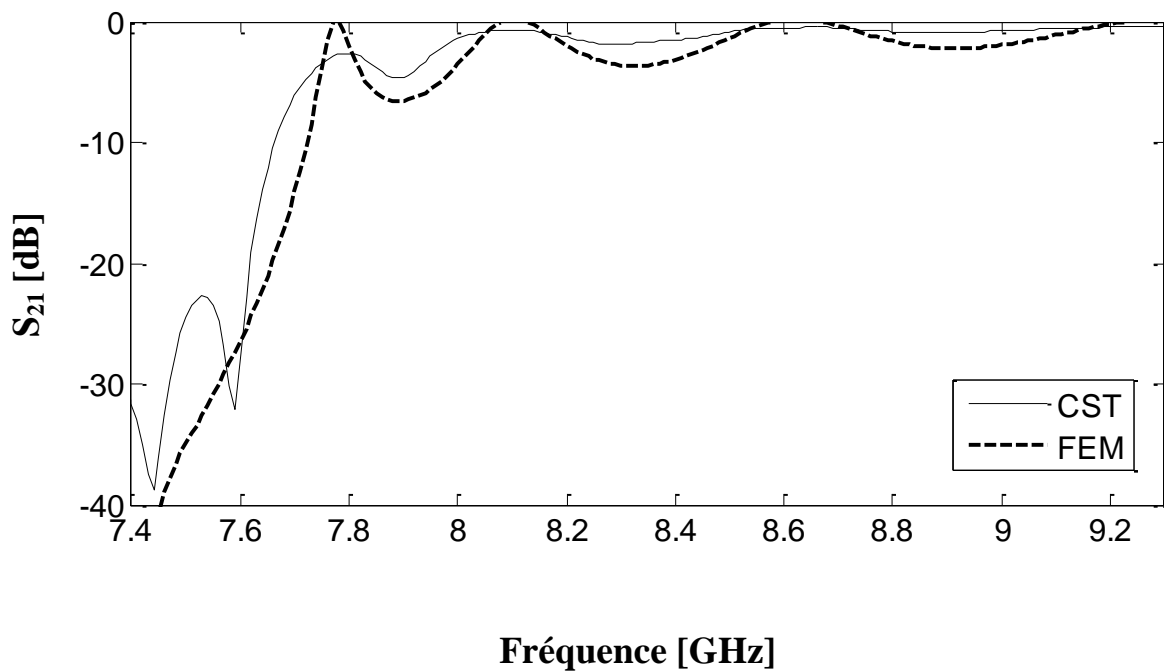


Figure III. 14. Comparaison entre les coefficients de transmission du guide schématisé sur la figure III.11 opérant en bande X.

Selon les deux figures III.13 et III.14, nous constatons une excellente concordance entre les résultats obtenus par la méthode des éléments finis et CST Microwave Studio®. Pour la figure III.13, les pics sont prédits par les deux simulateurs, tant que pour la figure III.14, nous remarquons que la fréquence de coupure est aussi prédite. La bonne rejection manifestée par le guide est signalée par les deux simulateurs.

III.3.4. Guide GIS fonctionnant dans la bande Ku [10.7-12.75 GHz]

Un autre exemple de validation sera présenté dans cette section, il s'agit d'un guide GIS opérant dans la bande Ku dans la plage de fréquences [10.7-12.75 GHz].

En premier lieu, les dimensions de ce guide ont été calculées afin de rejeter les fréquences qui sont inférieures à 10.7 GHz. En deuxième lieu, la ligne d'adaptation a été optimisée par ADS pour assurer un passage de 50Ω vers 18.23Ω qui représente l'impédance du GIS. La structure des guides GIS avec la transition est illustrée sur la figure III.15.

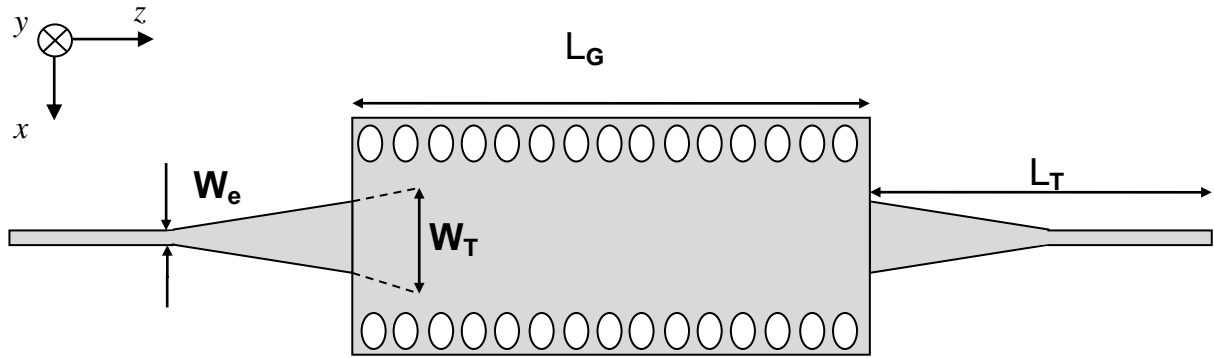


Figure III. 15. Structure du guide GIS opérant en bande Ku. Les paramètres du guide sont donnés par: $a_s=10.32 \text{ mm}$, $d=1.25 \text{ mm}$, $s=1.88 \text{ mm}$, $W_e=1.59 \text{ mm}$, $W_T=2.71 \text{ mm}$, $L_T=20.72 \text{ mm}$, $L_G=49 \text{ mm}$.

Une des étapes de la méthode des éléments finis est la discrétisation, pour cela, sur la figure III.16, nous représentons le maillage selon l'algorithme de Delaunay appliqué au guide GIS opérant en bande Ku sans les transitions. Nous signalons que les bords du guide sont limités par des murs du type CEP.

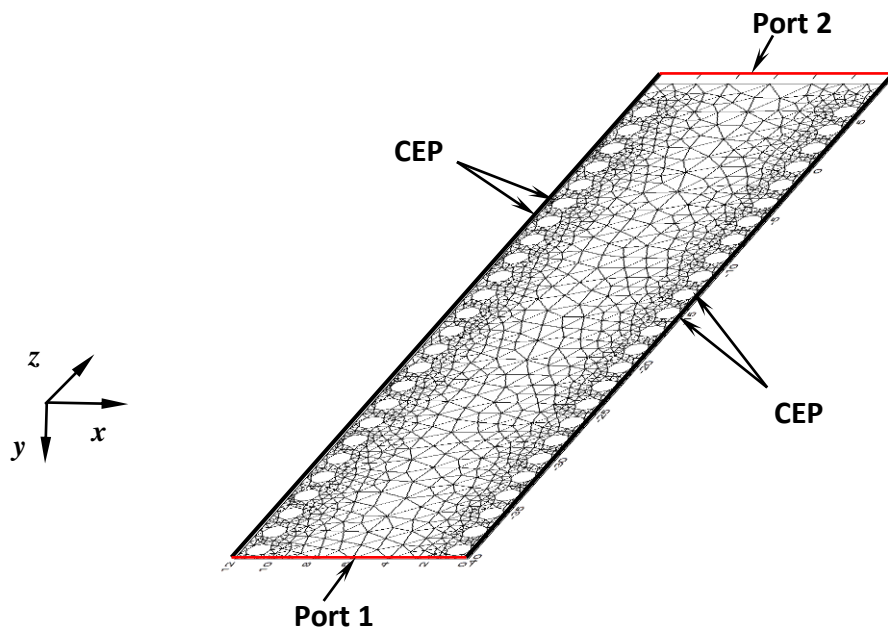


Figure III. 16. Maillage du guide GIS opérant en bande Ku généré selon l'algorithme de Delaunay. La structure est délimitée par des parois du types CEP.

Les résultats de simulation issues de la méthode des éléments finis et le logiciel CST Microwave Studio® du coefficient de réflexion ainsi que celui de transmission du guide

présenté dans la figure III.15 seront présentés respectivement sur la figure III.17 et III.18 dans l'intervalle de fréquences [8-12.50 GHz].

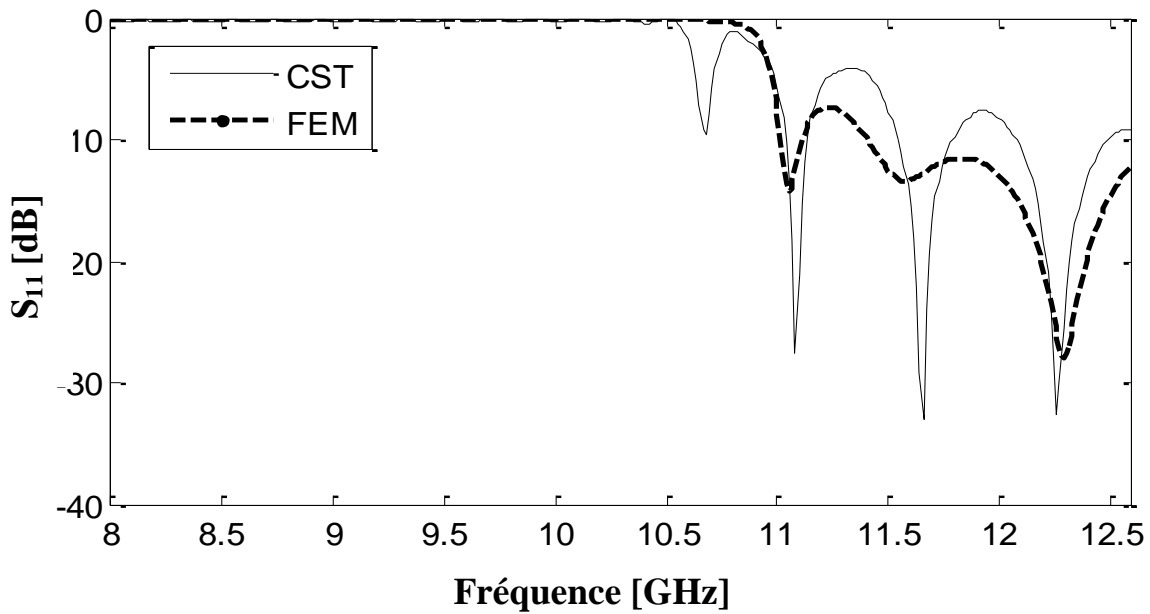


Figure III. 17. Comparaison entre les coefficients de réflexion obtenus par la MEF et CST du guide schématisé sur la figure III.15.

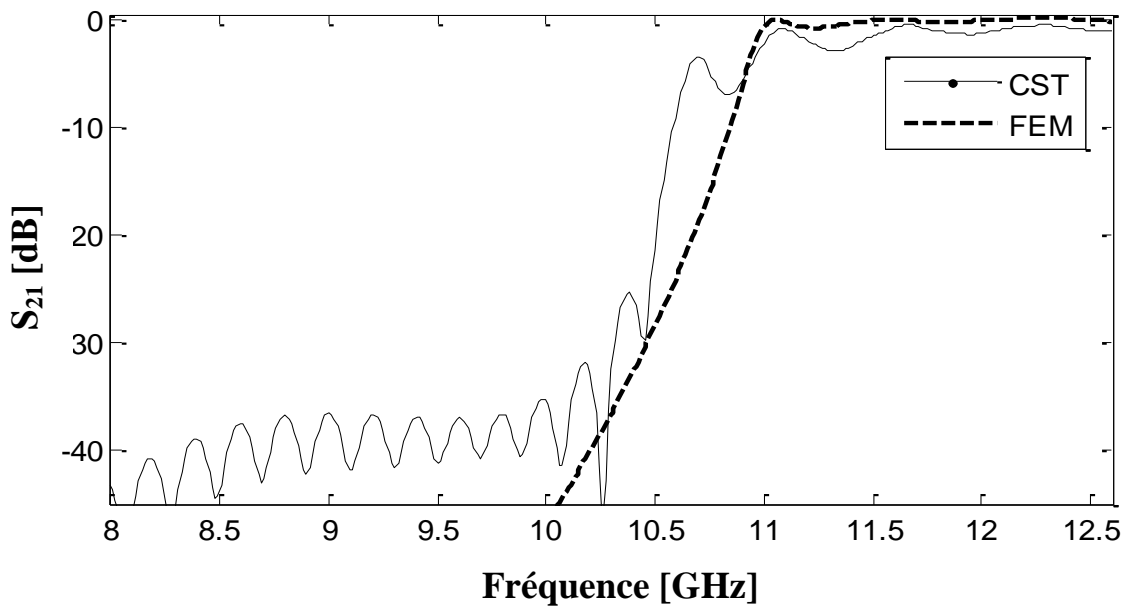


Figure III. 18. Comparaison entre les coefficients de transmission obtenus par la MEF et CST du guide schématisé sur la figure III.15.

D'après les figures III.17 et III.18, nous constatons une très bonne concordance entre la méthode des éléments finis et le simulateur CST Microwave Studio® dans toute la bande de fréquences [8-12.50 GHz]. De première vue nous observons que les deux résultats, nous donnent la même fréquence de coupure qui est de l'ordre de 10.7 GHz. D'ailleurs, la réflexion est maximale autour de 0 dB et la transmission est minimale et inférieure à -30 dB. Pour les fréquences supérieures à 10.7 GHz, la transmission s'améliore et atteint le 0 dB. Dans ce cas la réflexion diminuée, et plusieurs pics de résonance apparaître à 11, 11.65, 12.25 GHz respectivement avec une très bonne concordance entre les deux méthodes. Notons également qu'un léger décalage est observé au niveau de l'amplitude des pics.

III.3.5. Guide GIS fonctionnant dans la bande Ka [27.5-31 GHz]

Dans cette section, nous allons présenter un dernier exemple de validation de la méthode des éléments finis selon l'approche proposée. Alors, l'exemple présenté consiste à concevoir un guide GIS opérant en bande Ka dans la bande de fréquences entre 27.50 et 31 GHz. Il est à noter que la même approche a été employée pour la simulation de ce guide par la méthode des éléments finis. Cette technique a été décrite dans les sections précédentes. La structure du guide GIS ainsi simulé est illustrée sur la figure III.19.

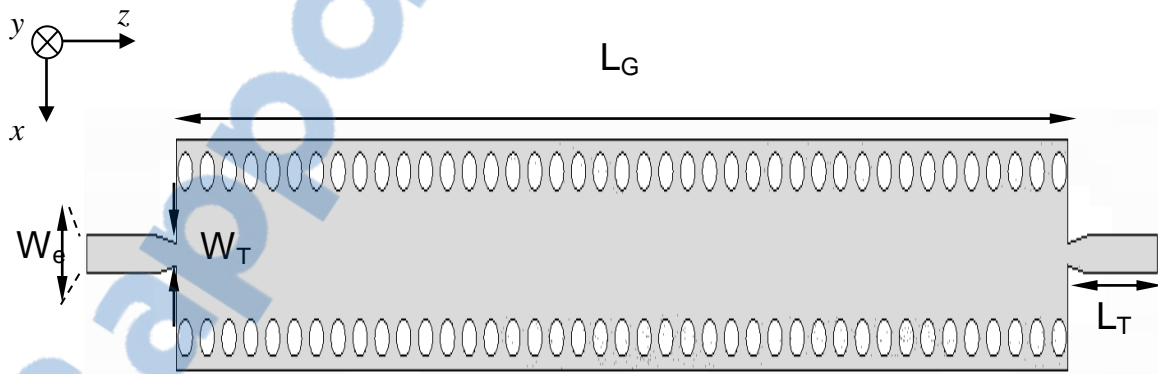


Figure III. 19. Structure du guide GIS opérant en bande Ka. Les paramètres du guide sont donnés par: $a_s=4.36 \text{ mm}$, $d=0.967 \text{ mm}$, $s=1.45 \text{ mm}$, $W_e=1.47 \text{ mm}$, $W_T=0.48 \text{ mm}$, $L_T=9.91 \text{ mm}$, $L_G=60 \text{ mm}$.

Le maillage du guide sans transition selon la procédure de Delaunay est illustré sur la figure III.20.

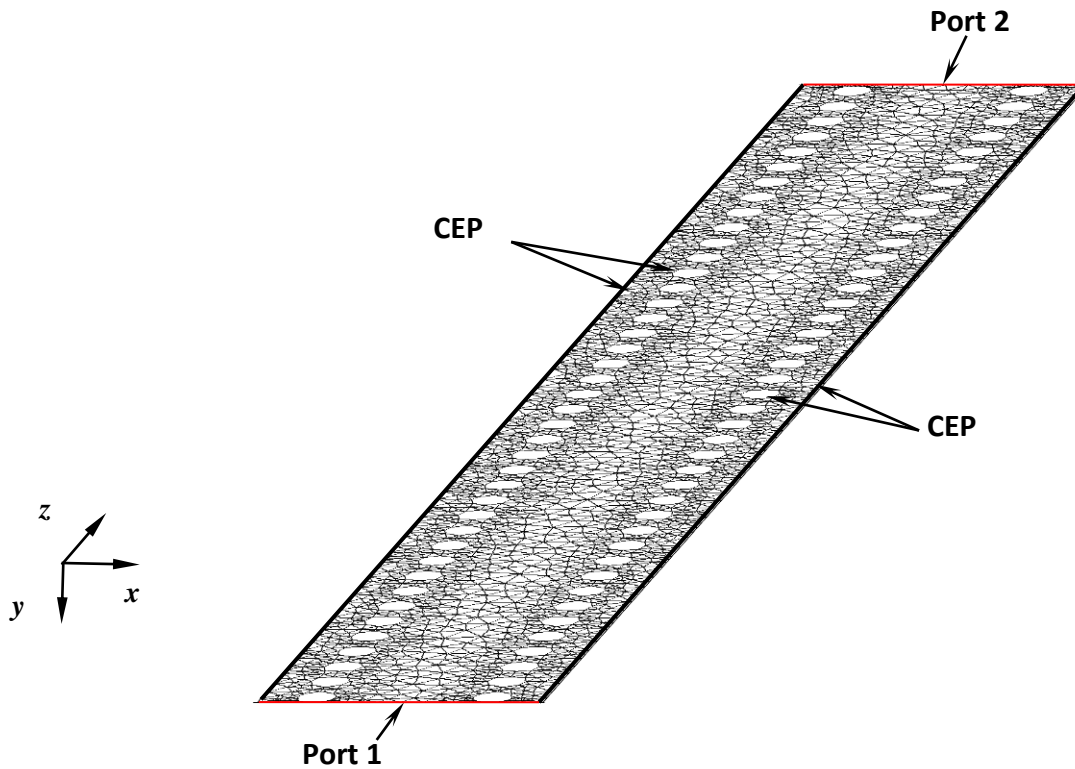


Figure III. 20. Maillage du guide GIS opérant dans la bande Ka généré selon la procédure de Delaunay. La structure est délimitée par des parois du type CEP.

Afin de valider la méthode proposée et son efficacité pour l'analyse de cette structure, une comparaison est faite entre la méthode des éléments finis bidimensionnelle et le logiciel CST MWS ®.

Les figures III.21 et III.22 présentent respectivement les coefficients de réflexion et de transmission obtenus par CST MWS ® et la méthode des éléments finis dans la bande de fréquences [25-32 GHz].

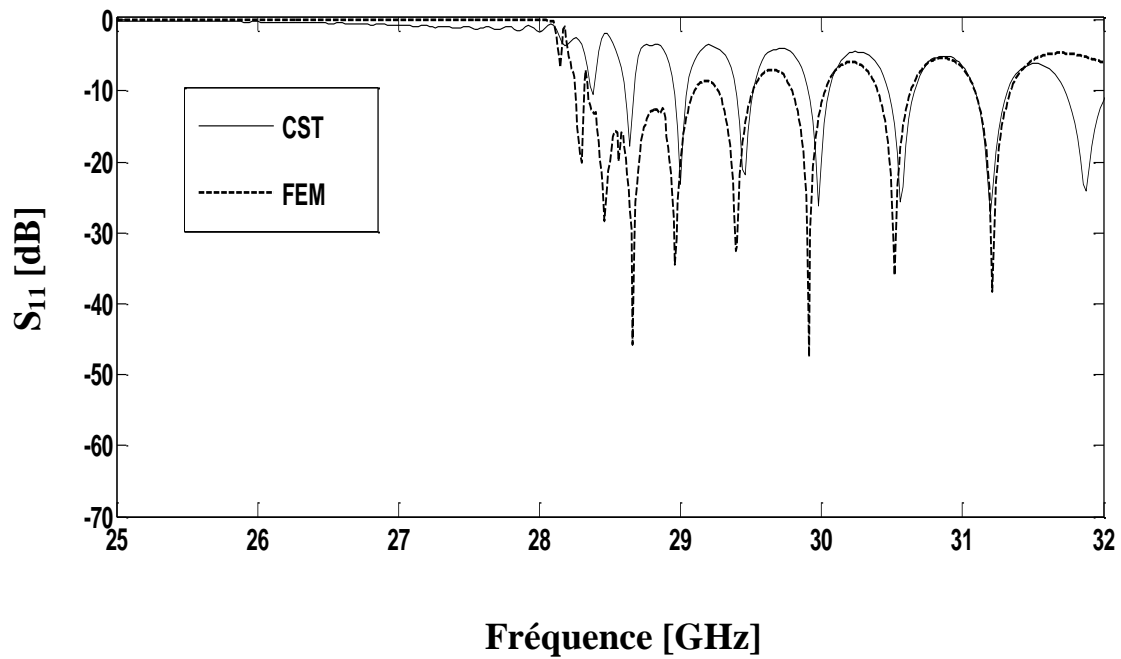


Figure III. 21. Comparaison entre les coefficients de réflexion obtenus par CST et MEF du guide schématisé dans la figure III.19 opérant dans la bande Ka.

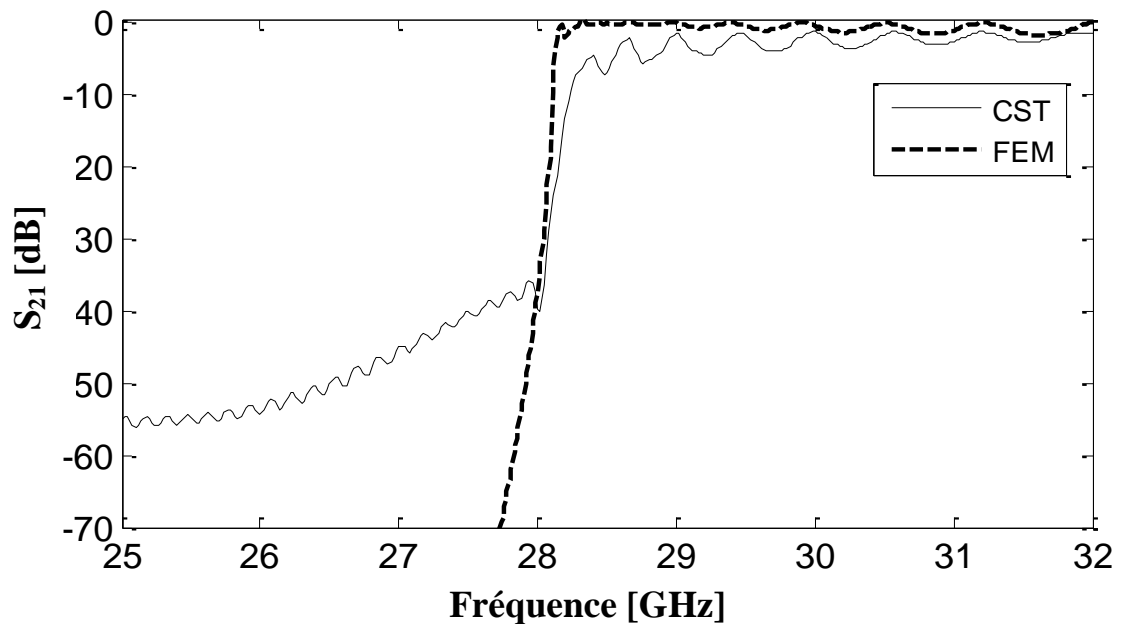


Figure III. 22. Comparaison entre les coefficients de transmission obtenus par CST et MEF du guide schématisé dans la figure III.19 opérant dans la bande Ka.

D'après les deux figures III.21 et III.22, on observe une très bonne concordance entre les deux résultats en ce qui concerne l'adaptation, la transmission et la rejection. Pour la fréquence de coupure, elle est autour de 28 GHz, d'ailleurs nous observons qu'aucune transmission n'est possible qu'au-delà de cette fréquence. Pour les fréquences inférieures à la fréquence de coupure, la transmission est minimale, elle est de l'ordre de -30 dB. Pour les fréquences supérieures à la fréquence de coupure, la transmission devient maximale et l'adaptation s'améliore. Dans le même contexte, la comparaison entre la méthode des éléments finis bidimensionnels et CST MWS® montre une très bonne corrélation, comme un constat majeur dans ces figures et que les deux graphes sont identiques et un bon accord est observé entre ces deux approches. Cela prouve l'efficacité de notre approche pour l'analyse de telles structures.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, la méthode des éléments finis a été exploitée pour une modélisation précise des structures GIS. L'efficacité de la méthode a été démontrée par l'analyse des guides d'ondes opérantes dans les bandes S, C, X, Ku et Ka. Les résultats obtenus par la simulation des dispositifs GIS pour les différentes bandes nous montrent l'avantage de notre approche citée au cours de ce chapitre et l'utilisation des parois du type CEP afin de délimiter le domaine de calcul.

Les résultats obtenus par la méthode des éléments finis ont été validés par la comparaison avec ceux qui sont obtenus par le logiciel CST MWS ®.

L'exploitation de la méthode des éléments finis dans le domaine électromagnétique offre une autre vision de l'application de cette méthode pour examiner et étudier d'autres composants fondés sur la technologie de guide d'ondes intégré de substrat telle que les guides demi-mode qui feront l'objet du prochain chapitre.

Références

- [1] V.N. Kanellopoulos and J.P. Webb," A Complete E–Plane Analysis of Waveguide Junctions Using the Finite Element Method," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, N^o.3, pp. 290-295, March 1990.
- [2] G. Fedi, S. Manetti, G. Pelosi and S. Selleri," FEM-Trained Artificial Neural Networks for the Analysis and Design of Cylindrical Posts in a Rectangular Waveguide," Electromagnetics, vol. 22, N^o.4, pp.323-330, 2002.
- [3] D.K. Sun, L Vardapetyan, and Z. Cendes," Dimensional Curl-Conforming Singular Elements for FEM Solutions of Dielectric Waveguiding Structures," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, N^o 3, pp. 984-992, March 2005.
- [4] G. Pelosi, R. Coccioli, S. Selleri, Quick Finite Elements for Electromagnetic Waves, Second Edition, Boston, Artech House, 2009.
- [5] K. Cheraghi¹, R. Sarraf Shirazi², Gh. Moradi, "Frequency Sensitivity of a Substrate-Integrated Waveguide Devices by Finite Element Method," International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, vol. 2, issue 9, September 2013.
- [6] R. Coccioli, R. Pelosi and S. Selleri," Optimization of Bends in Rectangular Waveguide by a Finite Element-Genetic Algorithm Procedure," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 16, N^o5, pp. 287-290, Dec. 1997.
- [7] www.cst.com.
- [8] K.Wu, D. Deslandes, Y. Cassivi," The substrate integrated circuits—A new concept for high frequency Electronics and Optoelectronics," Microwave Review, N^o. 12, pp. 2-9, December 2003.
- [9] Y. Cassivi, L. Perregini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro," Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide," IEEE Microwave Wireless Compon. Lett., vol. 12, pp. 333–335, Sep 2002.
- [10] A. Zeid and H. Baudrand," Electromagnetic scattering by metallic holes and its applications in microwave circuit design," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 50, N^o. 4, 1198-1206, Apr. 2002.
- [11] Ting-Yi Huang, Tze-Min Shen and Ruey-Beei Wu," Design and Modeling of Microstrip Line to Substrate Integrated Waveguide Transitions," Electrical and

- Electronic Engineering, Chapter 11. Passive Microwave Components and Antennas.2010.
- [12] J.A. Ruiz-Cruz, M.A.E. Sabbagh, K.A. Zaki, J.M. Rebollar, and Y. Zhang," Canonical ridge waveguide filters in LTCC or metallic resonators," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, N° 1, pp. 174–182, Jan. 2005.
- [13] X. P. Chen, K. Wu, Z. L. Li," Dual-Band and Triple-Band Substrate Integrated Waveguide Filters With Chebyshev and Quasi-Elliptic Responses," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 55,N° 12, pp. 2569-2578, December 2007.
- [14] Y. Cassivi and K. Wu," Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 13, N° 2, pp. 48–50, Feb. 2003.
- [15] W. Shen, W.Y. Yin, and X.W. Sun," Miniaturized Dual-Band Substrate Integrated Waveguide Filter with Controllable Bandwidths," IEEE Microw and wireless components, vol. 21, N° 8, pp. 418-420. August 2011.
- [16] www.wikipedia.com

CHAPITRE IV

Les guides d'ondes intégrés aux substrats demi-modes

IV.1. Introduction

La technique de demi-mode (Half-mode en anglais) est l'une des moyens de miniaturisation des guides GIS qui offrent un facteur de qualité élevé. Dans ce cadre, une analyse par la méthode des éléments finis bidimensionnelle sera appliquée aux guides d'ondes demi-modes afin de montrer l'approche employée pour la simulation de ce genre de structure. Ce chapitre va nous offrir une nouvelle vue sur l'exploitation des techniques de miniaturisation d'une part et prouver l'apport de la méthode des éléments finis pour tester des composants micro-ondes en technologie GIS demi-mode.

IV.2. Les techniques de miniaturisation des guides GIS

En comparant les guides GIS avec les lignes de transmission micro-rubans qui supporte le mode propagation TEM ou quasi-TEM, on peut noter que la taille des composantes GIS est beaucoup plus grande que celle des dispositifs en réalisations planaires. Cela est simplement en raison du fait que la largeur du GIS, est strictement liée à la bande de fréquences de fonctionnement.

La largeur des lignes de transmission planaire est liée à l'impédance caractéristique, donc, la réduction de la taille des composants GIS doit être comparable à celles appliquée dans les lignes de transmission planaire; ce qui est difficile pour les bandes de fréquences relativement basses.

Dans ce qui suit, une brève illustration sur les techniques de miniaturisation sera discutée.

IV.2.1. La technique RSIW (Ridge Substrat Integreted Waveguide)

La technique RSIW est réalisée en insérant des postes conductrices dans un substrat multicouche comme le montre la figure IV.1. La fréquence de coupure d'un guide d'onde en technique RSIW peut-être modifiée en ajustant la largeur s et la hauteur d , sans modifier les dimensions extérieures du guide d'ondes a et b . La fréquence de coupure, le facteur de qualité

et l'impédance caractéristique d'un guide d'ondes RSIW rempli d'air peuvent être obtenus en résolvant l'équation transversale de résonance du mode dominant [1-2].

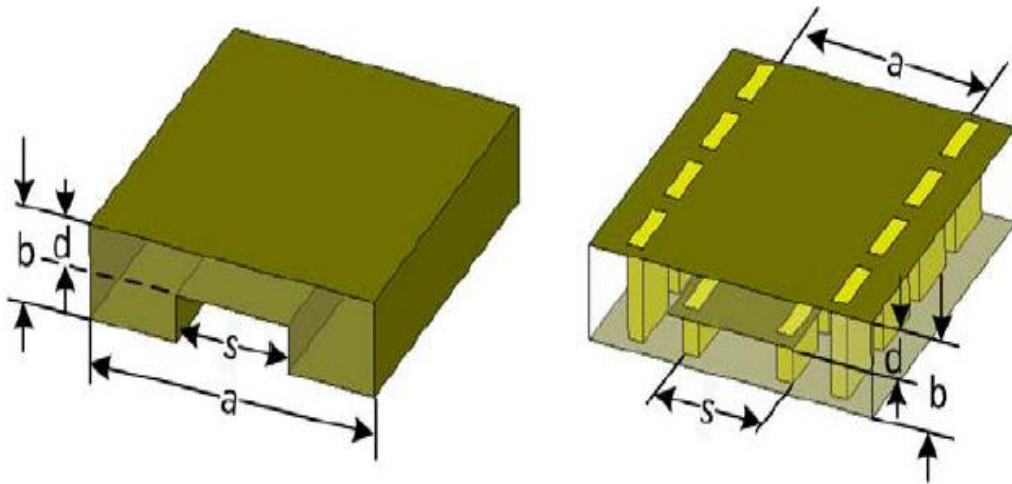


Figure IV. 1. Un guide GIS réalisé en technique RSIW [1].

Une transition micro-ruban vers un taper du guide RSIW a été rapportée dans [3]. C'est une transition qui offre donc une excitation micro-ruban intéressant pour un guide SIW relativement épais à travers la section conique de RSIW.

IV.2.2. La technique FSIW (Folded Substrat Integrated Waveguide)

En 2004, Grigoropoulos et al ont suggéré un guide GIS plié compact ou (Folded Substrat Integrated Waveguide) [4]. Un guide d'ondes transversalement plié ou un guide d'ondes simplement plié peut-être classifié en deux classes selon la façon dont ils sont pliés. En fait, il existe deux types de structures, c'est-à-dire le guide FSIW du type C et le guide FSIW du type T [5-6]. Cette technique est particulièrement appropriée pour le guide d'onde dont la largeur est beaucoup plus grande que sa hauteur, ce qui est exactement une caractéristique fondamentale d'un guide GIS.

Un guide d'ondes plié du type C en deux couches proposées par Kim et al [7] est représenté sur la figure IV.2 (a). En 2005, une structure du type T en deux couches dans la figure. IV.2 (b) a été proposée pour une miniaturisation d'un guide GIS pour la première fois [8].

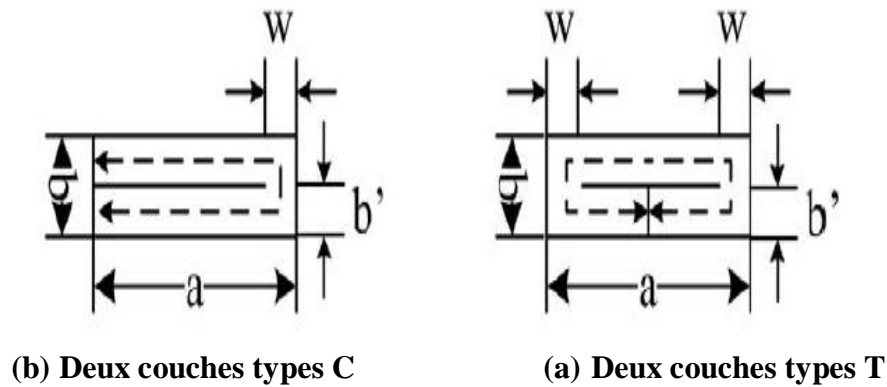


Figure IV. 2. Sections transversales du guide FSIW [1].

Les modes transversaux supportés dans chaque type du guide FSIW peuvent être étendus le long d'un chemin approximatif représenté par des tirets dans la figure IV.2. Les murs électriques à l'extrémité du chemin mettent en place les conditions aux limites en ce qui concerne ces modes transverses.

Une longueur équivalente $\hat{\beta}$ peut être utilisée pour calculer la fréquence de coupure des modes transversaux. La longueur équivalente $\hat{\beta}$ et le taux de compression α d'un FSIW sont liés par la relation [1]:

$$\alpha = \frac{\hat{\beta}}{a} \quad (\text{IV.1})$$

Où: a est la dimension du côté large du guide FSIW.

Théoriquement, les deux types d'un guide en technique FSIW peuvent être pliés plusieurs fois pour réaliser un meilleur taux de compression. Dans la pratique, le numéro d'un tel pli est cependant limité à deux ou quatre au plus à cause du problème de la perte inhérente et à la conception ainsi qu'à la complexité de fabrication. À cause des grandes pertes de conducteur produites par les rubans métalliques insérés, les pertes de guide FSIW augmentent quand le nombre de plis augmente.

IV.2.3. La technique HMSIW (Half mode Substrat Integrated Waveguide)

Une autre méthode de miniaturisation des guides en technologie GIS monocouche a été proposée par Wu et Hong en coupant un guide GIS en moitié [9]. Le guide HMSIW est une structure planaire à onde guidée qui conserve les avantages du guide GIS, mais d'une taille réduite près de la moitié [10].

La complexité de fabrication n'est maintenue au même niveau que pour un guide en technologie GIS. Ce qui permet à cette technique d'être utilisée avec succès pour la conception de plusieurs composants à base de la technologie GIS comme les diviseurs de puissance, les filtres, les antennes et les coupleurs à 3 dB [11-12].

La caractérisation de propagation au niveau d'un guide GIS par la technique demi-mode permet d'observer que la propagation uniquement de la moitié d'onde dans seulement la moitié de la largeur du guide GIS standard. Le plan de symétrie le long de la direction de transmission est considéré comme un mur magnétique parfait, et la propagation guidée reste inchangée à travers la paroi magnétique. Ce qui résulte que le mode dominant dans un guide GIS par la technique de demi-mode est seulement la moitié de mode TE_{10} dominant dans un guide GIS complet.

Pour l'adaptation du guide GIS en demi-mode, l'interconnexion du guide HMSIW par une ligne micro-ruban nécessite un peu plus de la moitié de la largeur de guide GIS pour fonctionner avec la même fréquence de coupure comme illustrée sur la figure IV.3, où le guide GIS est tronqué au niveau du bord inférieur de la ligne micro-ruban. Dans cette configuration, la largeur ajoutée requise est égale à la moitié de la largeur de la ligne micro-ruban qui assure l'adaptation par 50Ω .

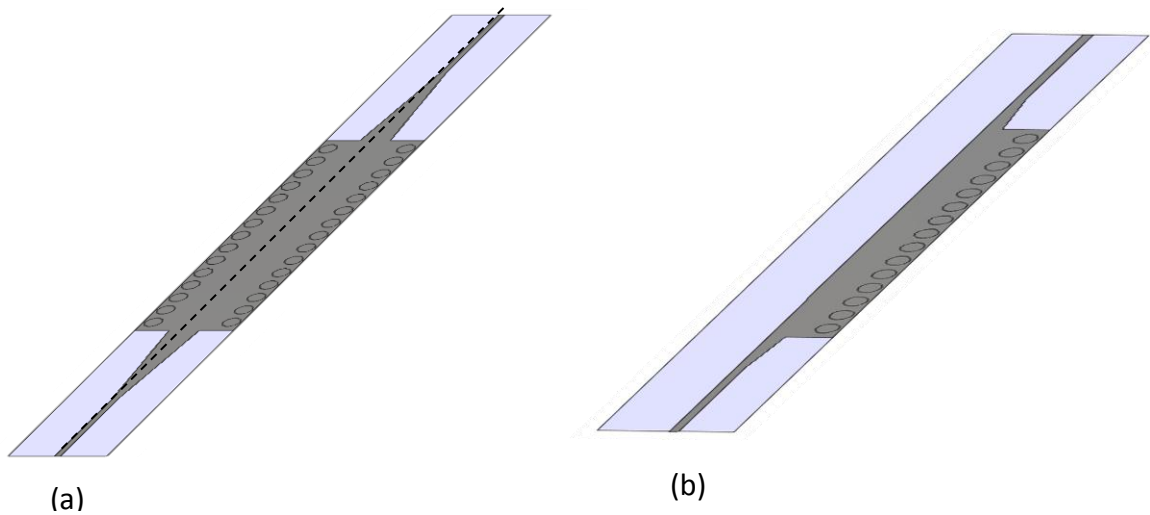


Figure IV. 3. (a)Présentation d'un guide GIS complet. (b) Présentation d'un guide GIS demi-mode HMSIW.

Sur la figure IV.4, nous présentons la propagation du champ électrique dans un guide HMSIW.

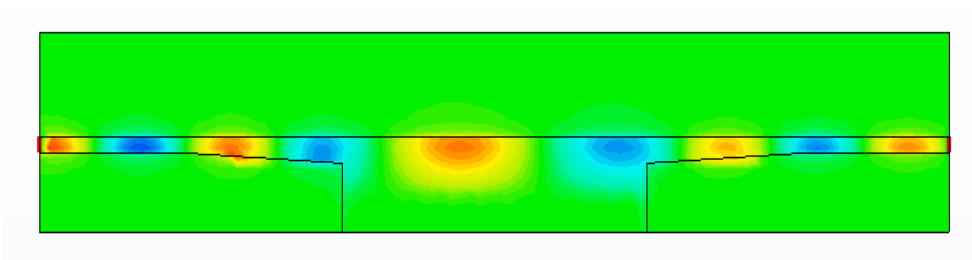


Figure IV. 4. Propagation du champ électrique dans un guide HMSIW.

Un guide HMSIW est particulièrement bénéfique puisqu'il nécessite qu'une seule couche de fabrication PCB.

IV.3. Méthodes appliquées pour les GIS miniaturisés

Plusieurs techniques d'analyse nous ont permis de tester les performances de propagation dans les guides GIS miniaturisés. Pour le guide GIS réalisé par la technique

RSIW; de nombreuses études ont été rapportées sur le calcul de la longueur d'onde de coupure et la détermination de l'impédance caractéristique [13], comme celle qui a été introduite par Utsumi basée sur une technique variationnelle, par une analyse dans le domaine spectral. L'équation intégrale magnétique des champs (MFIE) a été aussi utilisée pour l'analyse du guide d'ondes RSIW par Kitazawa et Mittra [14] et par Soleil et Balanis [15]. D'autres méthodes d'analyse ont été utilisées pour ce type de guide qui est la méthode des éléments finis par Helszajn et McKay ; McKay et Helszajn [16-17].

Pour le second type du guide miniaturisé proposé dans ce chapitre, qui n'est rien d'autre que le guide FSIW. Plusieurs méthodes sont déployées pour l'extraction des propriétés électromagnétiques de ce type des guides comme la méthode des équations intégrales et la méthode des lignes de transmission [2], [18-20].

Le guide demi-mode GIS a été analysé par [21] en utilisant la méthode des lignes de transmission pour caractériser analytiquement la constante de propagation dans le guide HMSIW.

Dans le tableau suivant YAN DING présente une étude comparative entre les guides GIS miniaturisé dont laquelle il compare les tailles de ces guides a et leurs taux de compression α .

	SIW	HMSIW	RSIW	C FSIW	T FSIW
$a(mm)$	5	3	3.5	2.9	2.9
α	1	0.6	0.7	0.58	0.58

Tableau IV. 1. Les dimensions latérales et du taux de compression de chaque GIS miniaturisé [21].

Après une comparaison entre les méthodes d'analyse des guides d'ondes miniaturisés en technologie GIS, une implémentation de la méthode des éléments finis bidimensionnels est nécessaire pour l'analyse des guides d'onde GIS demi-mode puisque ce type des guides est construit sur une seule couche de substrat diélectrique ce qui nous permet de choisir ce type des guides GIS comme l'un des guides les plus adéquats pour les applications industrielles.

IV.3.1. Résultats de simulation

Dans ce qui suit, une analyse par la méthode des éléments finis bidimensionnelle du deux guide GIS par la technique HMSIW sera proposée. Dans toutes les simulations présentées au cours de ce chapitre sont effectuées sur des guides qui reposent sur un substrat du type Arlon Cu 233LX ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 2.2$, $\text{tang}\delta = 0.0013$, ayant une épaisseur $h = 0.508$ mm. Les deux guides simulés opèrent en deux bandes très utilisées dans le domaine micro-onde, il s'agit de la bande S et C.

IV.3.1.a. Guide GIS demi-mode fonctionnant en bande S

Dans cette section, nous aborderons l'analyse d'un guide HMSIW opérant en bande S. Le maillage du guide GIS en demi-mode généré par la MEF-2D selon l'algorithme de Delaunay sous Matlab est présenté sur la figure IV.1. Dans une analyse d'un tel guide, un mur du type conducteur magnétique parfait (CMP) est placé sur le bord supérieur [24] tant que pour le bord inférieur, un mur du type conducteur parfait CEP est utilisé afin de délimiter le domaine de calcul.

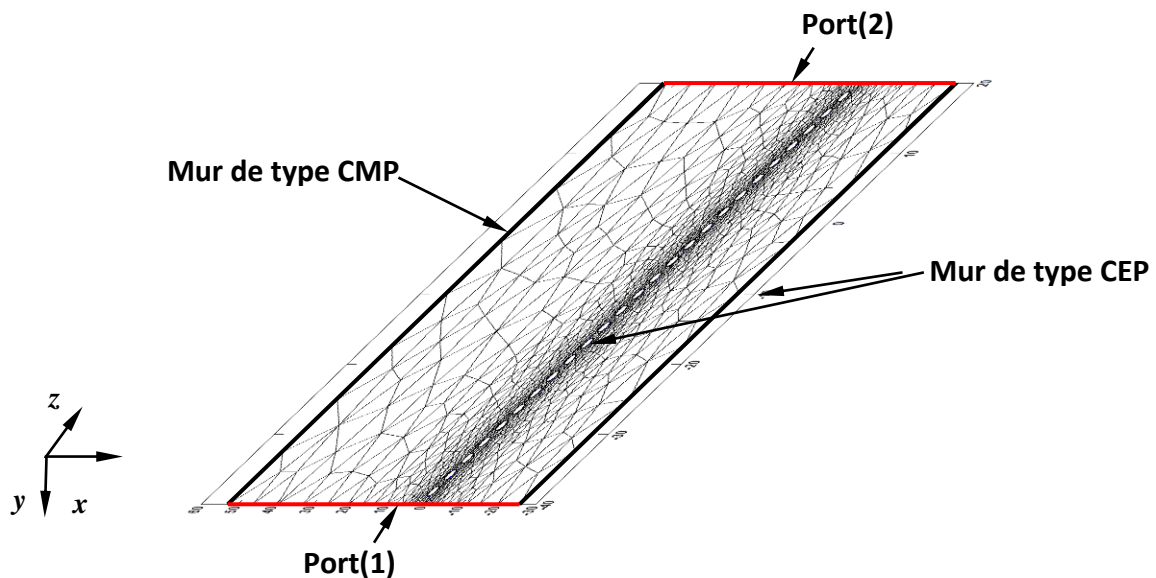


Figure IV. 5. Maillage d'un guide GIS demi-mode opérant en bande S généré selon l'algorithme de Delaunay sous Matlab. Deux types de murs sont employés (CMP et CEP).

Afin de valider l'approche utilisée, nous allons tracer respectivement les coefficients de réflexion ainsi que les coefficients de transmission dans la gamme de fréquences de 2.25 à 3 GHz obtenus par la méthode des éléments finis et le simulateur CST Microwave studio.

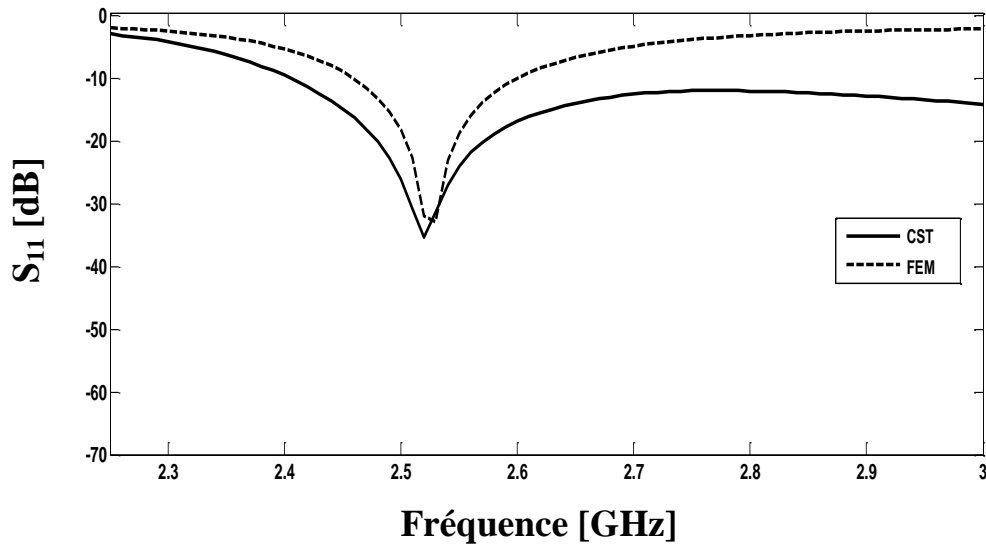


Figure IV. 6. Coefficients de réflexion du guide opérant en bande S obtenus par la méthode des éléments finis et CST Microwave Studio.

La comparaison entre les coefficients de réflexions donne une concordance assez parfaite entre la méthode des éléments finis bidimensionnels et le logiciel CST Microwave Studio où nous enregistrons une réflexion supérieure à -30 dB à la fréquence 2.6 GHz.

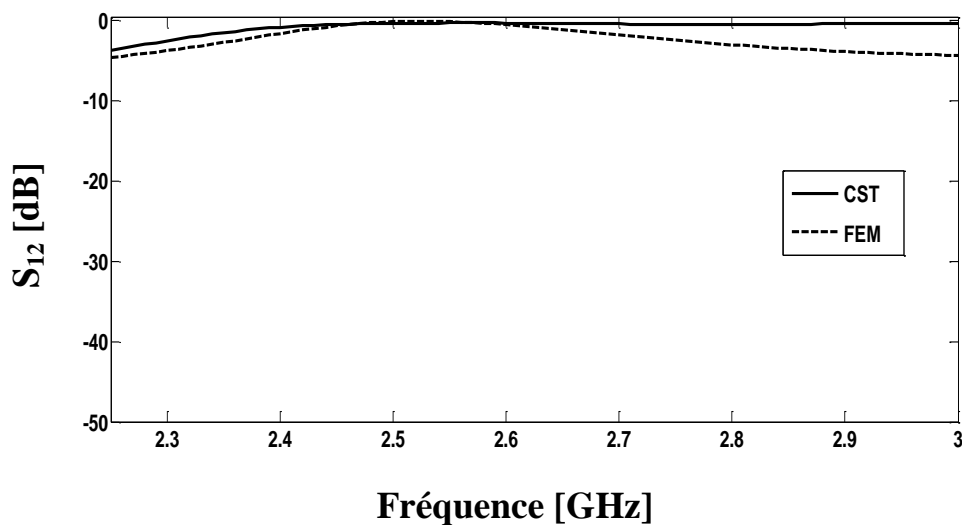


Figure IV. 7. Coefficients de transmission du guide opérant en bande S obtenus par la méthode des éléments finis et CST Microwave Studio.

Il est parfaitement observé que l'analyse d'un guide GIS en demi-mode par la méthode des éléments finis donne des résultats proches à ceux qui sont obtenus par le logiciel CST Microwave Studio du fait que les niveaux des coefficients de transmission sont presque similaires dans la gamme spécifiée. D'ailleurs, nous obtenons un niveau de transmission maximale au tour de la fréquence 2.6 GHz.

IV.3.1.b. Guide GIS demi-mode fonctionnant en bande C

Toujours dans le cadre de réaliser l'approche proposée en vue d'analyser ce genre de structure HMSIW par l'utilisation des murs électriques et magnétiques parfaits. Effectivement, pour cette raison, un guide opérant en bande C ayant les mêmes caractéristiques que celle du guide en bande S sera traité dans cette section. Sur la figure IV.8, nous présentons le guide et son maillage généré selon l'algorithme de Delaunay sous environnement Matlab.

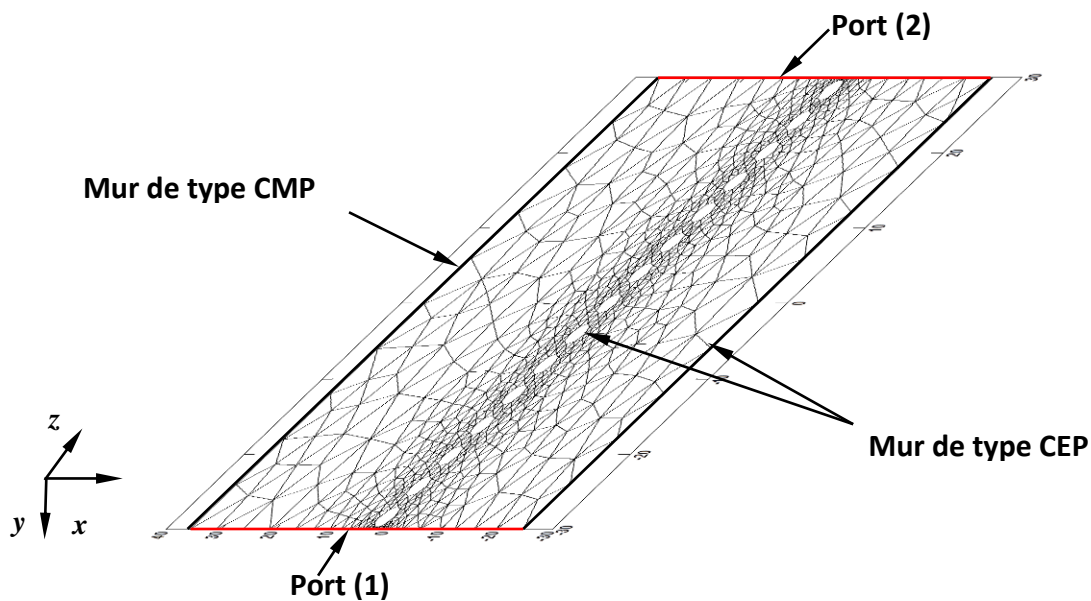


Figure IV. 8. Maillage d'un guide GIS demi-mode opérant en bande C généré selon l'algorithme de Delaunay sous Matlab. Deux types de murs sont employés (CMP et CEP).

Sur les figures IV.9 et IV.10, nous présentons respectivement les coefficients de réflexions ainsi que les coefficients de transmission obtenus par la méthode des éléments finis bidimensionnelle et le simulateur CST Microwave Studio.

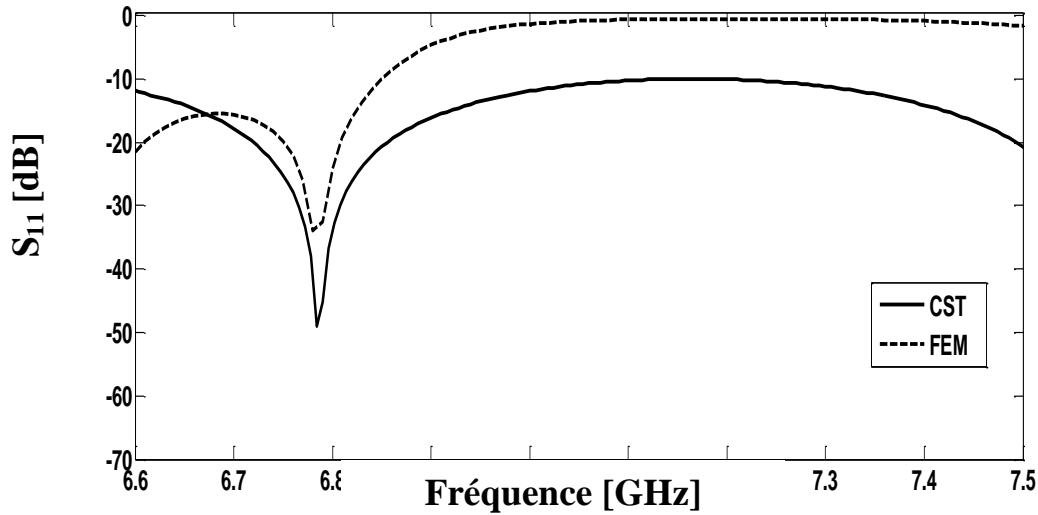


Figure IV. 9. Coefficients de réflexion du guide opérant en bande C obtenus par la méthode des éléments finis et le simulateur CST Microwave Studio.

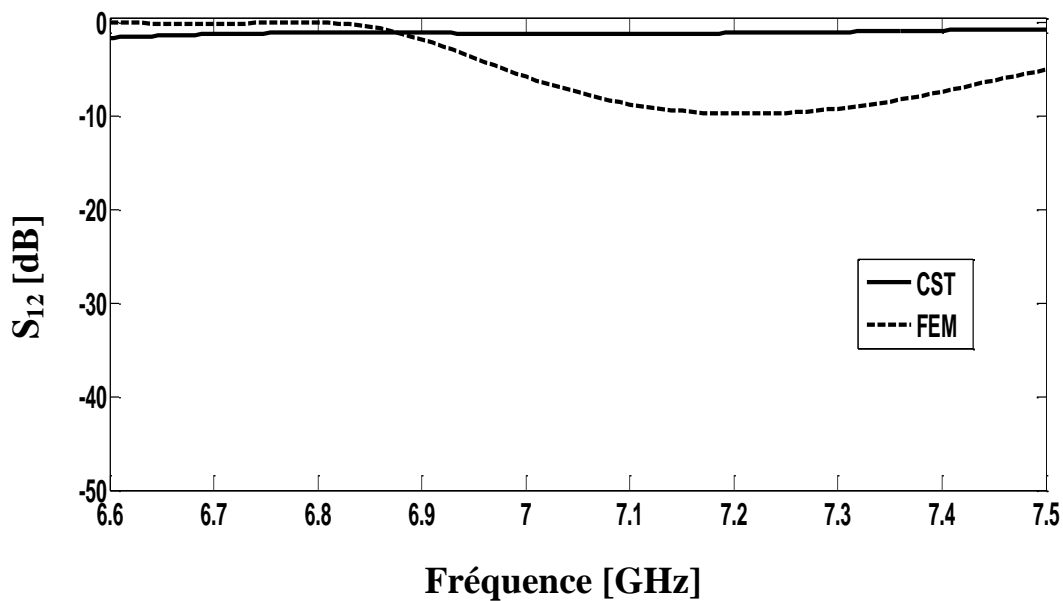


Figure IV. 10. Coefficients de transmissions du guide opérant en bande C obtenus par la méthode des éléments finis et le simulateur CST Microwave Studio.

D'après les deux figures IV.9 et IV.10, nous observons une concordance entre les deux graphes obtenus par la méthode des éléments finis et le simulateur CST Microwave studio. Il est clair que la transmission est possible entre la fréquence 6.6 et 6.9 GHz.

Il est également visible qu'une réflexion minimale inférieure à -30 dB est fourni par les deux outils de simulation autour de la fréquence 6.8 GHz.

IV.4. Conclusion

Dans ce chapitre une technique dite HMSIW a été abordée. En premier lieu, les techniques de miniaturisation des circuits intégrés aux substrats ont été présentées, ces dernières donnent une possibilité de réduire la taille des guides d'ondes intégrées aux substrats avec de très bonnes performances en matière d'adaptation, facteur de qualité,...etc.

En deuxième partie, nous avons proposé une approche afin de simuler les guides demi-mode HMSIW fondé sur l'utilisation des murs électriques parfaits et magnétiques parfaits (CEP,CMP).

En dernier lieu, deux guides opérants en bande S et C ont été simulés et les résultats obtenus ont été comparés avec ceux qui sont fournis par CST Microwave Studio.

La concordance observée ouvre la voie vers l'application de cette méthode pour l'analyse d'autres composants micro-ondes tels que les filtres, les coupleurs, les duplexeurs,...etc.

Le chapitre suivant sera consacré à la présentation des résultats expérimentaux.

Références

- [1] Y. Ding and K. Wu, "Miniaturization techniques of substrate integrated waveguide circuits," *IEEE MTT-S*, pp.63-66, June 2008.
- [2] N. MARCUVITZ, *Waveguide Handbook*, The Institution of Electrical Engineers, 1986.
- [3] Y. Ding and K. Wu, "Substrate integrated waveguide-to-microstrip transition in multilayer substrate," *IEEE MTT-S*, pp. 1555-1558, June 2007.
- [4] N. Grigoropoulos and P. R. Young, "Compact folded waveguides," *Europ. Microw. Conf.*, pp.973-976, 2004.
- [5] N. Grigoropoulos, B. Izquierdo and P. R. Young, "Substrate integrated folded waveguides (SIFW) and filters," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 15, N^o. 12, pp.829-831, Dec. 2005.
- [6] B. Izqueirdo, N. Grigoropoulos and P. R. Young, "Ultra-wideband multilayer substrate integrated folded waveguides," *IEEE MTT-S*, pp. 610-612, 2006.
- [7] D.W. Kim, and J.H.Lee, "A partial H-plane waveguide as a new type of compact waveguide," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 43, N^o. 5, pp. 426-428. 2004.
- [8] N. Grigoropoulos, and P. R. Young, "Compact folded waveguides," 34th European Microwave Conference, pp. 973-976, London, United Kingdom, Oct 12-14, 2004.
- [9] W. Hong, B. Liu, Y. Q. Wang, Q. H. Lai, and K. Wu, "Half mode substrate integrated waveguide: A new guided wave structure for microwave and millimeter wave application," in *Proc. Joint 31st Int. Infrared Millimeter Wave Conf./14th Int. Terahertz Electron. Conf.*, pp. 18–22, Shanghai, China, Sep. 2006.
- [10] Qinghua Lai, Christophe Fumeaux, Wei Hong, Rüdiger Vahldieck, "Characterization of the Propagation Properties of the Half-Mode Substrate Integrated Waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, vol.57, N^o.8, August 2009.
- [11] B. Liu, W. Hong, Y. Q. Wang, Q. H. Lai and K. Wu, "Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) 3dB coupler," *IEEE Microwave. Wireless Comp. Lett.*, vol. 17, N^o. 1, pp.22-24, Jan.2007.
- [12] G. Zhai, W. Hong, J. Chen, P. Chen and H. Tang, "Half mode substrate integrated waveguide 3dB coupler," *IEEE Microwave. Wireless Comp. Lett.*, vol. 18, N^o. 12, pp.829-831, Aug. 2008.
- [13] Y. Utsumi, "Variational analysis of ridged waveguide modes," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 33, N^o. 2, pp.111-120. 1985.

- [14] T. Kitazawa, and R. Mittra, " Analysis of fin line with finite metallization thickness," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-32, N° 11, pp.1484-1487. 1984.
- [15] W. Sun, and C. Balanis, Mfie," analysis and design of ridged waveguides," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, N°. 11, pp. 1965-1971. 1993.
- [16] J. Helszajn, and M.Mckay, " Voltage-current definition of impedance of double ridge waveguide using the finite element method," IEE Proceedings: Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 145, N°1, pp. 39-44. 1998.
- [17] M. Mckay. and J. Helszajn, " Voltage-current definition of impedance of single ridge waveguide," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.9, N°.2, pp. 66-68. 1999.
- [18] G.G, Mazumder, and P. K. Saha," Rectangular waveguide with T-shaped septa," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.35, N°.2, pp.201-204. 1987.
- [19] Y. Zhang, and W. T. Joines," Attenuation and power-handling capability of T-septum waveguides," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol MTT-35, N°. 9, pp. 858-861. 1987.
- [20] A. K. Sharma, and W. J. R. Hofer," Empirical expressions for fin-line design," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 31, N°.4, pp.350-356, 1983.
- [21] YAN DING," Miniaturization Techniques of Substrate Integrated Waveguide Based On Multilayered Printed Circuit Board Platform," thèse soutenue à L'école polytechnique de Montréal, Octobre 2011.
- [22] www.cst.com
- [23] www.mathworks.com
- [24] G. Pelosi, R. Coccioli, and S. Selleri, Quick Finite Elements for Electromagnetic Waves, 2nd Edition, Artech House, Boston, 2009.

CHAPITRE V

Résultats expérimentaux

Rapport-Gratuit.com

V.1.Introduction

Afin de valider les résultats de simulation et de l'analyse par la MEF qui figure dans le chapitre suivant, ce chapitre vient pour présenter l'efficacité de la technologie des guides d'ondes intégrées au substrat; par une réalisation pratique d'un guide d'ondes GIS pour la bande C et un guide d'onde GIS en technique demi-mode (HMSIW) pour la même bande de fréquence.

V.2. Guide GIS opérant en bande C

Dans cette section, un guide d'onde GIS opérant en bande C est simulé et optimisé sous le logiciel commercial CST Microwave Studio. Ce guide est conçu sur un substrat d'une permittivité relative $\epsilon_r=4.3$, hauteur $h=1.6\text{ mm}$ et un facteur de perte $\text{tang}\delta=0.018$.

Sur la figure V.1 nous présentons la topologie du guide GIS ainsi que ses dimensions fournis en *mm*.

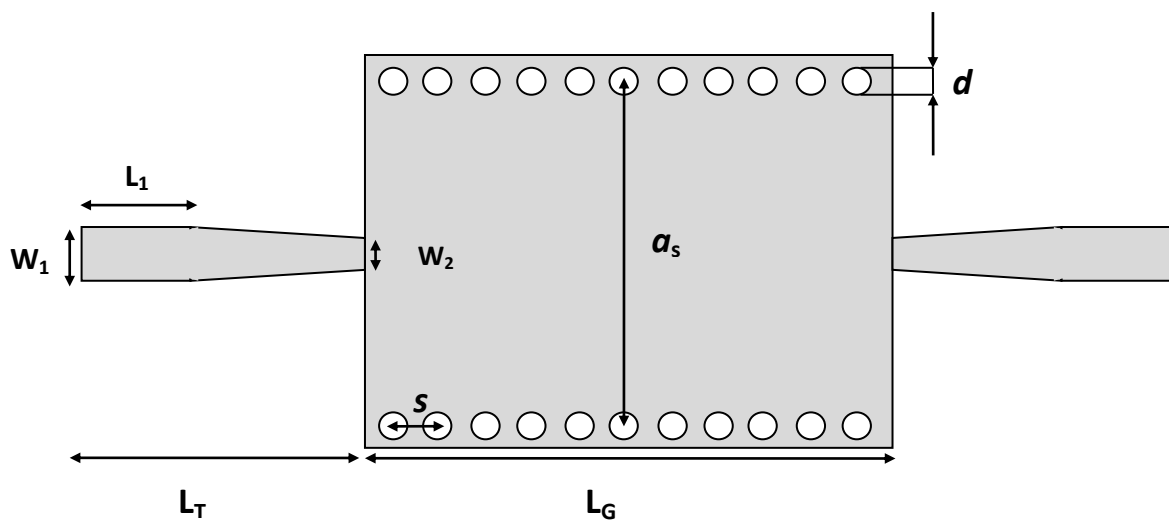


Figure V. 1. La structure du guide GIS opérant en bande C. Les paramètres du guide sont donnés par: $a_s=13.38\text{ mm}$, $s=1.5\text{mm}$, $d=1\text{mm}$, $W_1=2.13\text{mm}$, $W_2=1.1\text{mm}$, $L_1=2.21\text{mm}$, $L_G=17\text{mm}$; $L_T=9\text{mm}$.

Sur la figure V.2, nous exposons la photo du guide opérant en bande C réalisé au niveau du laboratoire LAPLACE à l'ENSEEIH.

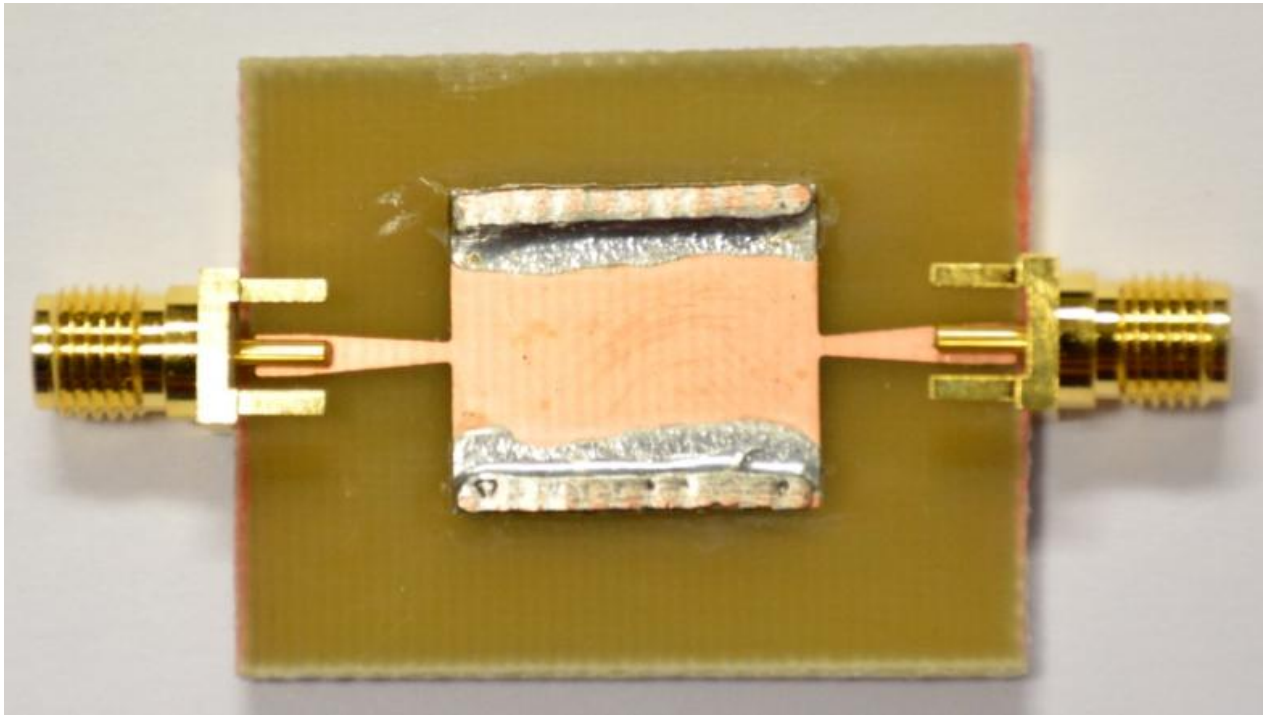


Figure V. 2. Photo du guide GIS opérant en bande C réalisé au laboratoire LAPLACE à ENSEEIHT.

Sur les figures V.3 et V.4, nous présentons successivement les résultats expérimentaux pris directement à partir de l'écran de l'analyseur de réseau ainsi qu'une comparaison entre les coefficients de réflexion et transmission entre mesure et simulateur CST Microwave Studio du guide GIS opérant en bande C.

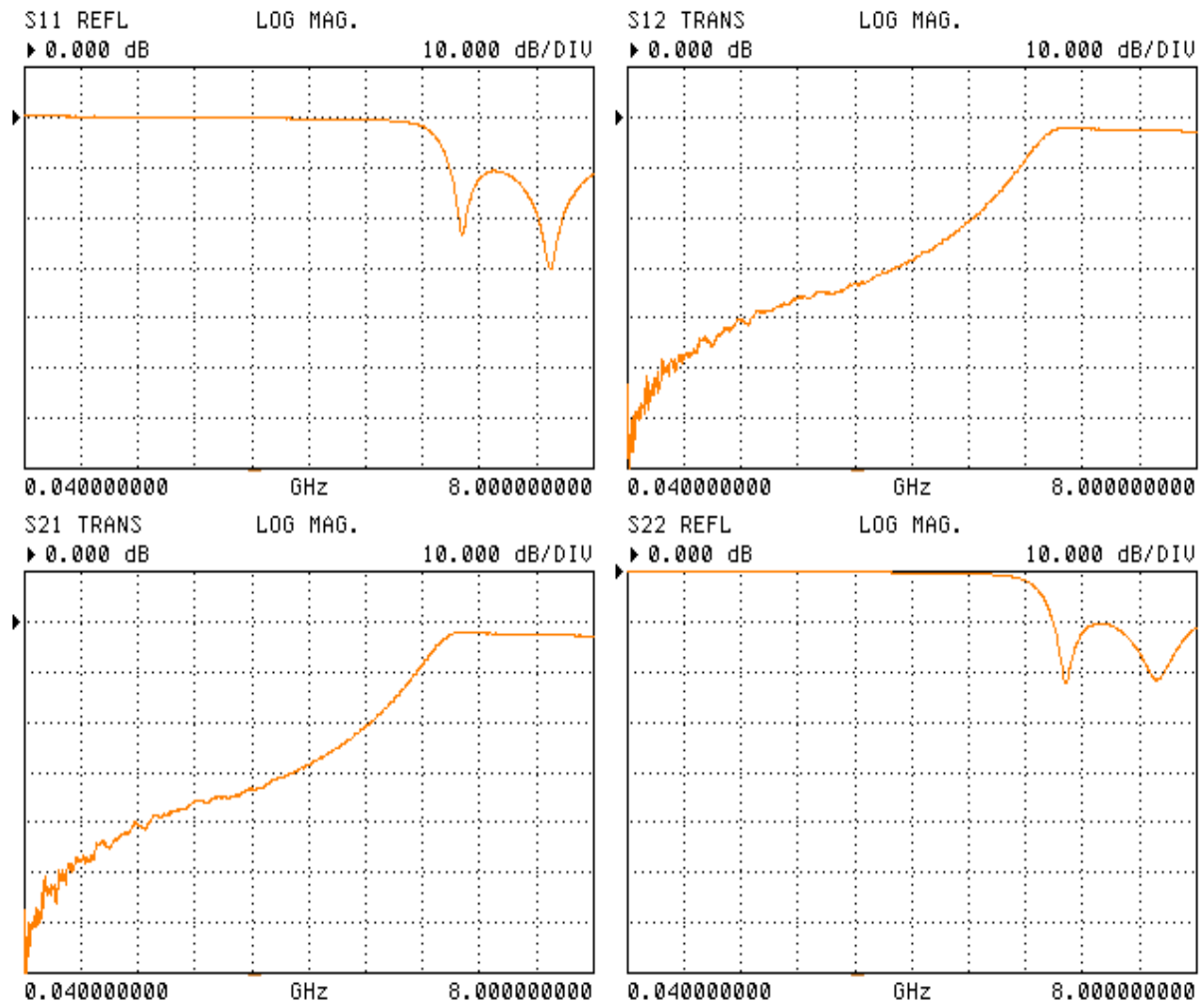


Figure V. 3. Mesures prise directement à partir de l'écran de l'analyseur de réseau du guide GIS opérant en bande C.

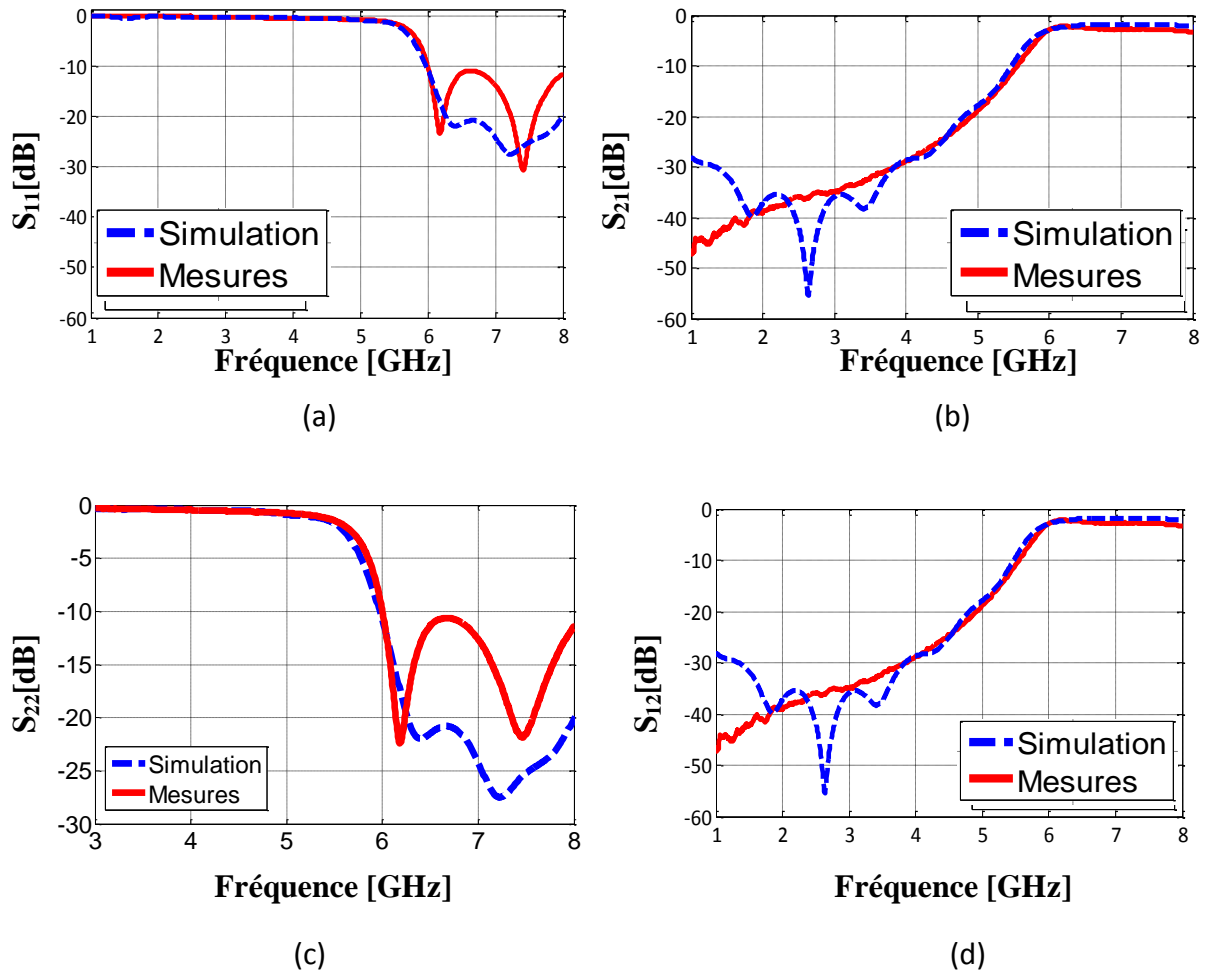


Figure V. 4. Comparaison entre les résultats de mesures et simulations sous CST Microwave Studio. (a) coefficients S_{11} . (b) coefficients S_{21} . (c) coefficients S_{22} . (d) coefficients S_{12} .

D'après les figures ci-dessus nous observons un excellent accord entre les mesures et le simulateur CST Microwave Studio. Les deux courbes manifestent que la transmission n'est possible qu'au-delà de la fréquence de coupure 4.50 GHz, il est clair que la puissance réfléchie est minimale elle atteint les -25 dB aux alentours de 6.50 GHz. Pour les fréquences inférieures à 4.50 GHz, la transmission est nulle, inférieure à -20 dB.

V.3. Guide HMSIW opérant en bande C

Dans cette partie, on va consacrer notre effort pour la simulation d'un guide HMSIW fonctionnant en bande C. Le guide en fin de compte, n'est rien d'autre que celui du guide présenté en section V.2 coupé en deux, tout en ajoutant une certaine largeur afin de permettre la moitié de l'onde pour se propager le long du guide.

Nous visualisons toute de suite sur la figure V.5 la géométrie du guide HMSIW à simuler.

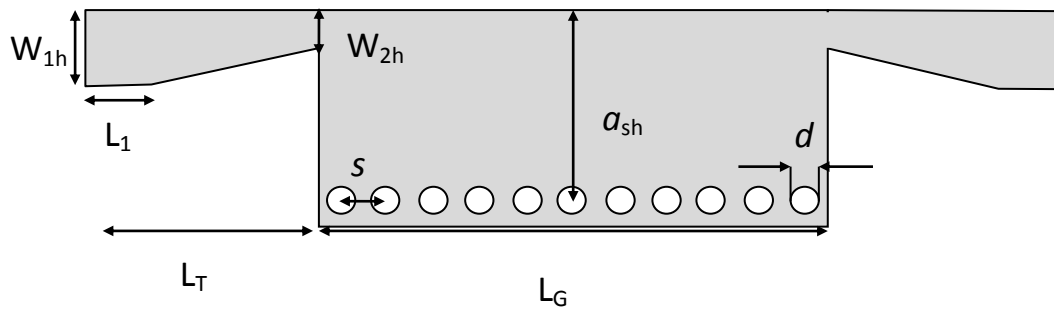


Figure V. 5. Structure du guide HMSIW demi-mode opérant en bande C. Les paramètres du guide sont donnés : $a_{sh}=6.75$, mm, $s=1.5$ mm, $d=1$ mm, $W_{1h}=1.13$ mm, $W_{2h}=6.61$ mm, $L_G=17$ mm ; $L_T=9$ mm, $L_1=2.21$.

Nous allons présenter sur la figure V.6, la photo du guide HMSIW réalisé au niveau du laboratoire LAPLACE à l'ENSEEIH.

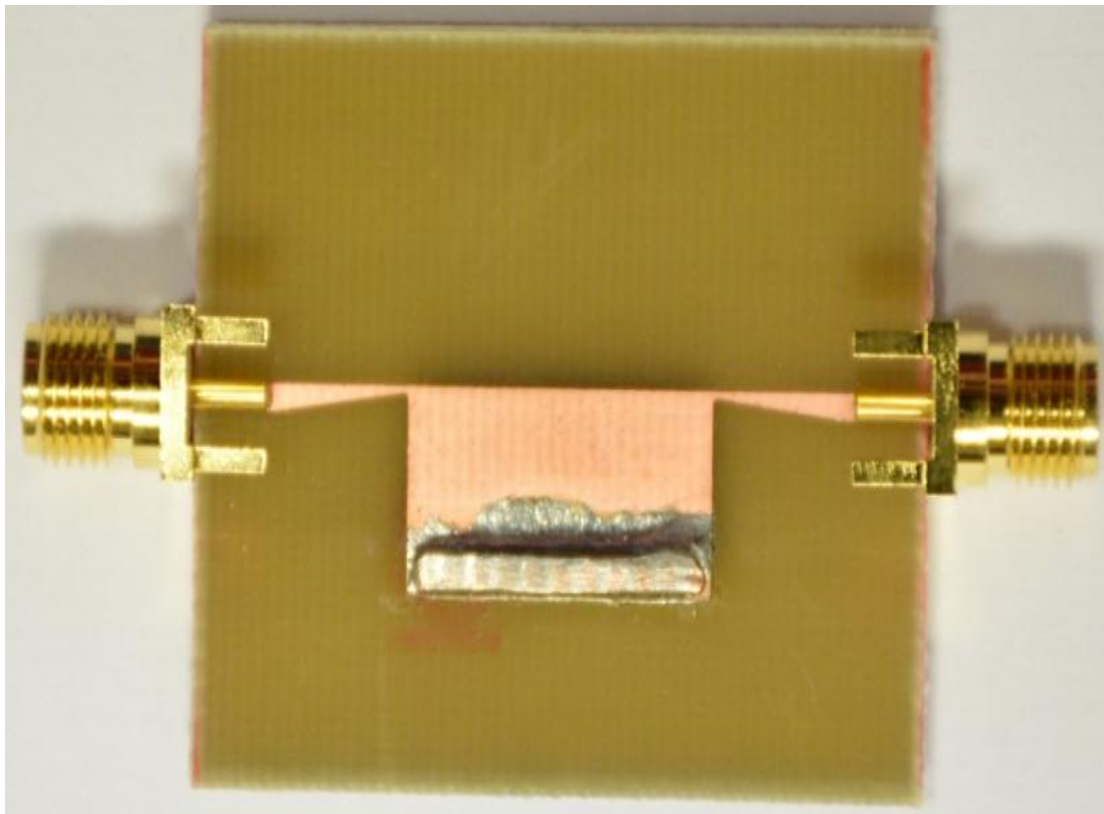


Figure V. 6. La photo du guide demi-mode HMSIW réalisé au niveau du laboratoire LAPLACE à l'ENSEEIH.

Sur la figure V.7 et V.8 nous présentons successivement les résultats expérimentaux pris à partir de l'écran de l'analyseur de réseau ainsi qu'une comparaison entre les coefficients de réflexion et transmission entre mesures et simulations sous CST Microwave Studio du guide demi-mode opérant en bande C.

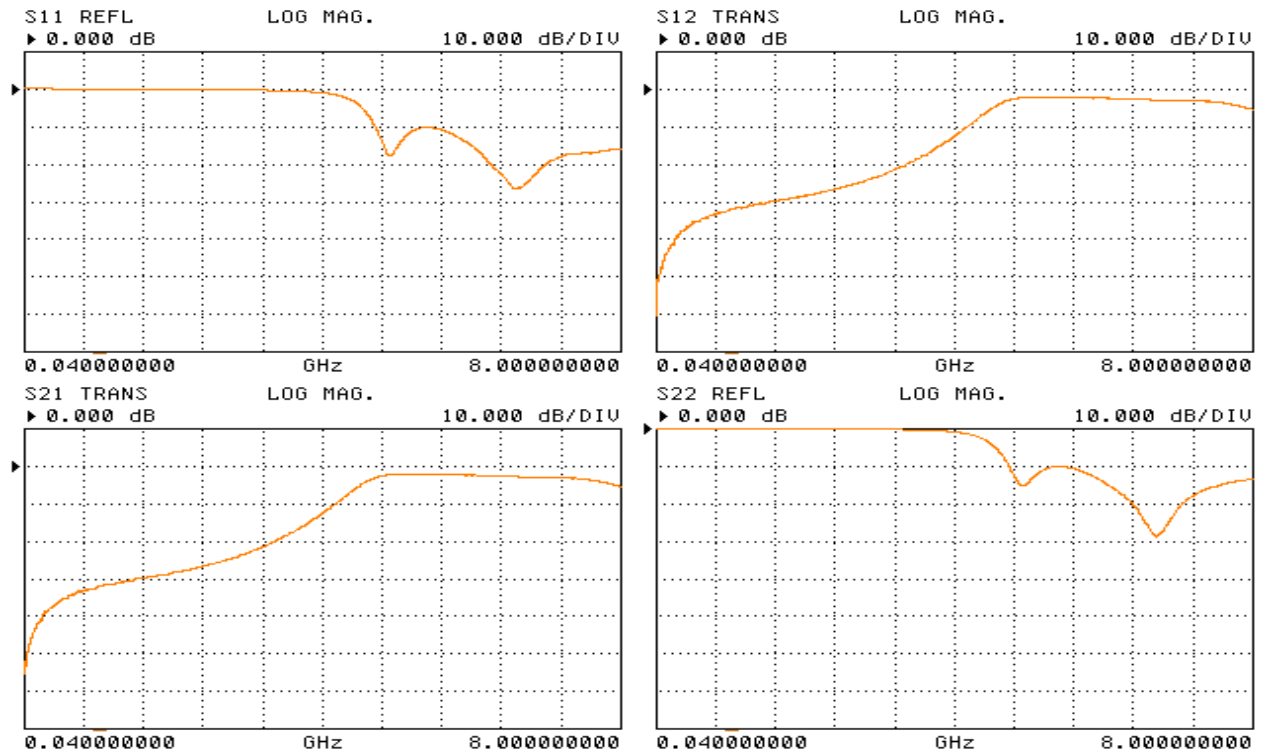


Figure V. 7. Mesure prise directement à partir de l'écran de l'analyseur de réseau du guide demi-mode HMSIW opérant en bande C.

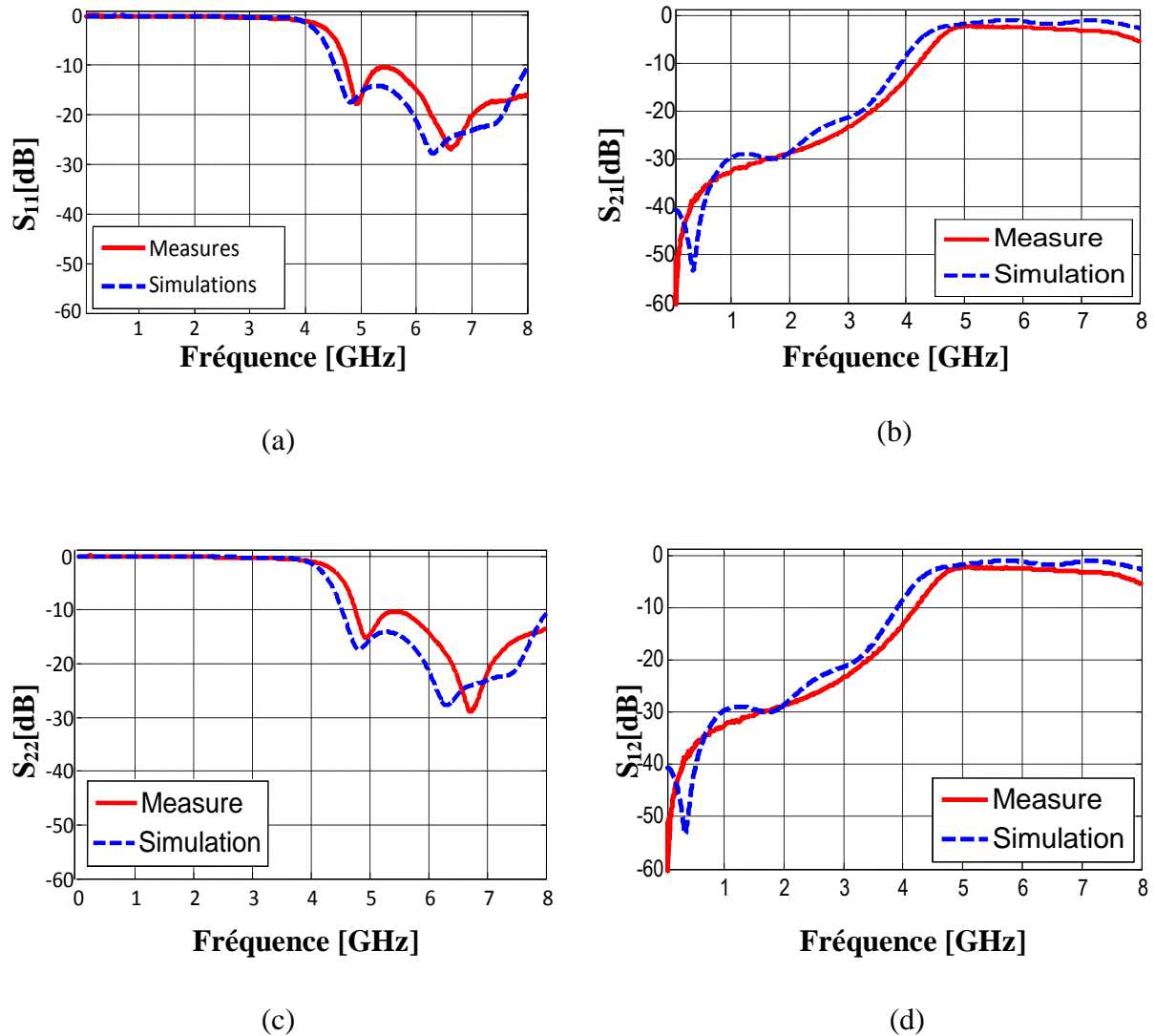


Figure V. 8. Comparaison entre les résultats de mesures et simulations sous CST Microwave du guide présenté dans la figure V.6. (a) coefficients S_{11} . (b) coefficients S_{21} . (c) coefficients S_{22} . (d) coefficients S_{12} .

La comparaison effectuée entre les résultats de simulations issues de CST Microwave Studio et les mesures nous permettaient d'observer l'excellente concordance dans toute la gamme de fréquences. Nous pouvons observer la transmission minimale présentée par les deux courbes entre 3 et 5.5 GHz pour le guide GIS et entre 3 et 4.5 GHz pour le guide demi-mode. Il est à noter également que la réflexion n'est minimal qu'au-delà des fréquences de coupure. Concernant l'adaptation, nous pouvons facilement observer les meilleures performances du guide demi-mode ou nous enregistrons un niveau de l'ordre de -2 dB.

V.3. Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet d'une présentation de quelques prototypes mesurés qui concerne le guide GIS et demi-mode. En premier lieu, une simulation par CST Microwave Studio a été effectuée à travers une optimisation afin de fonctionner les deux composants dans la bande C. Après la fabrication de deux structures, une mesure des paramètres [S] a été achevée pour une comparaison avec les résultats issus de CST Microwave Studio.

Nous avons constaté une excellente cohérence entre les courbes de simulation et ceux de mesures.

Les résultats obtenus sont prometteurs et ouvrent la voie en vue de l'exploitation de ces structures dans les domaines des télécommunications.

**CONCLUSION
GENERALE**

Conclusion générale

La technologie des circuits intégrés au substrat offre l'opportunité de développer des composants passifs et actifs puisque l'ingénierie moderne consiste à déployer des composants électriques et électroniques efficaces en matière de gain et d'utilité. Cette thèse a présenté une contribution originale pour l'analyse des structures à base de la technologie des guides d'ondes intégrées aux substrats en utilisant une méthode rigoureuse qui est la méthode des éléments finis bidimensionnels.

Cette thèse a été répartie en cinq chapitres. Le premier chapitre a été réservé à la présentation de la technologie des guides d'ondes intégrées aux substrats. Nous avons présenté par la suite la technologie des guides volumiques et celle des lignes de transmission. Les différentes équations permettant la synthèse de ces guides ont été exposées. L'adaptation de ces structures a été également présentée dans ce chapitre.

Le second chapitre a été dédié à la présentation de l'outil de simulation qui n'est rien d'autre que la méthode des éléments finis bidimensionnelle. Bien sûr, nous avons présenté les différentes méthodes numériques disponibles au niveau de la littérature. Rappelons que la méthode MEF-2D a été exposée en détail ainsi que les diverses équations et le maillage adopté.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation selon notre approche par l'application de la méthode des éléments finis bidimensionnels et ceci pour les différentes bandes de fréquences à savoir les bandes S, C, X, Ku et Ka par un maillage selon la procédure de Delaunay sous environnement Matlab®. Les différents résultats présentés au cours de ce chapitre ont été confrontés à ceux fournis par le simulateur CST Microwave Studio. Une excellente concordance a été observée pour tous les résultats présentés dans ce chapitre.

L'industrie moderne exige une miniaturisation en matière de fabrication, pour cela, dans le quatrième chapitre nous avons proposé une approche pour simuler des guides GIS demi-modes par l'utilisation des murs du type électriques et magnétiques parfaits. Cette analyse nous a permis de montrer l'efficacité de cette approche pour l'analyse des composants

à base de la technologie GIS selon les résultats obtenus des guides demi-modes opérant en bande S et C.

La réalisation pratique d'un guide GIS et GIS demi-mode fonctionnant dans la bande C a fait l'objet de cinquième chapitre. Les résultats obtenus nous ont montré une excellente cohérence entre mesures et simulations.

Malgré leur difficulté d'implémentation par rapport aux d'autres méthodes; l'exploitation de la MEF pour l'analyse des guides d'ondes GIS était efficace à cause de leur flexibilité pour l'étude des guides d'ondes classique qui sont déjà analysées par cette méthode. Le prototype réalisé peut servir pour les applications de télécommunications.

L'implémentation de la méthode des éléments finis bidimensionnels pour l'analyse des guides GIS provoque d'autres principales perspectives pour ce travail comme l'analyse des filtres, des coupleurs,...etc.

Annexe

Annexe A

Présentation de logiciel CST MWS

A.1 Introduction

Avec le développement des programmes informatiques, les logiciels de simulation sont très largement utilisés aujourd'hui dans différents domaines.

L'art de simuler est fondé principalement sur les possibilités de modéliser correctement la structure à étudier sous certaines conditions. Les bons modèles permettant des analyses efficaces, précises et les concepteurs peuvent ainsi atteindre leur but avec quelques modifications.

Dans le domaine électromagnétique plusieurs logiciels de simulation sont disponibles utilisant différentes méthodes numériques comme CST, HFSS, Momentum. Le choix de logiciel de simulation dépend donc des critères de la conception par exemple la taille, le type et le matériau de la structure, la complexité de la géométrie.

Le logiciel CST Microwave Studio est un outil spécialisé pour la simulation électromagnétique tridimensionnelle de composants hautes fréquences. Il est dédié avant tout aux applications micro-ondes et radiofréquences telles que les communications sans fil, et permet aussi de simuler des mesures de compatibilité électromagnétique et d'interférence électromagnétique.

A.2 Description du logiciel CST

Fondé en 1992, le logiciel de simulation électromagnétique CST est l'aboutissement de nombreuses années de recherches et de développement dans les solutions les plus efficaces et précises de calcul pour la conception électromagnétique.

CST Microwave Studio est un logiciel complet pour l'analyse et la conception électromagnétique dans la gamme des hautes fréquences. Il simplifie la conception des structures en fournissant des solides 3D pour modéliser chaque élément.

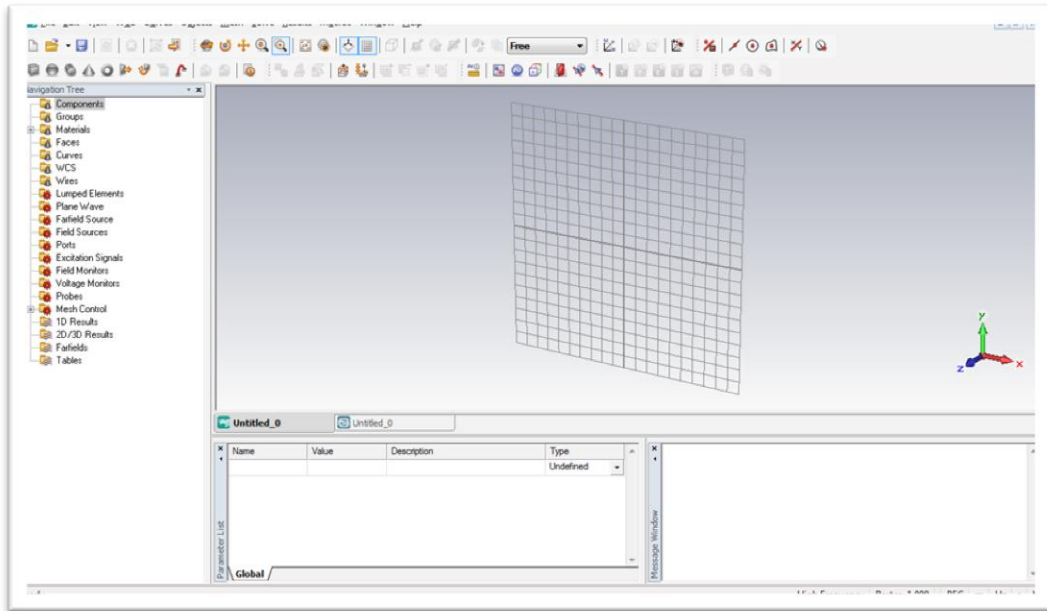


Figure A.1. L'interface principale de CST Microwave Studio.

A.3 Caractéristiques du logiciel CST Microwave Studio

Le logiciel CST Microwave studio a plusieurs caractéristiques parmi lesquelles on cite:

- ❖ La rapidité et la bonne mémoire technique.
- ❖ Très bonne performance en raison de rapprochement frontière Parfaite (PBA).
- ❖ La structure peut-être vue soit comme un modèle 3D ou un schéma.
- ❖ Caractéristique hybride à base de modélisation permet des changements structurels rapides.
 - ❖ Interface utilisateur graphique basée sur Windows XP, Windows Vista, Windows 7 et Linux.
 - ❖ Une bonne Base de données des matériaux.

A.4 Modules de CST

CST Microwave Studio fait partie de la suite CST Design studio, il offre un certain nombre de solveurs différents, applicables sur une multitude de domaines. Étant donné

qu'aucune des méthodes d'analyse ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'application.

a) Solveur transitoire 

Il s'agit d'un module 3D général qui permet d'obtenir des simulations en temps réel, ce qui peut être intéressant pour étudier la propagation du champ dans un composant électronique en fonction du temps

b) Solveur fréquentiel 

Comme le solveur transitoire, il est constitué d'un solveur général basé sur une méthode fréquentielle. Selon la structure étudiée, le maillage peut être cartésien ou en tétraèdre.

c) Solveur intégral 

Ce solveur est dédié aux plus grandes structures électriques. Il se fonde sur la méthode des moments avec une formulation intégrale des champs électriques et magnétiques. Afin de réduire la complexité numérique l'approche MLFMM (Multi level Fast Multi pole Method) est utilisée.

d) Solveur modal 

Ce solveur est dédié à des simulations de structures fermées résonantes. Les résultats qui peuvent être obtenus sont par exemple la distribution des modes ainsi que les fréquences de résonance de la structure.

L'outil le plus flexible est le solveur transitoire, qui peut obtenir le haut débit tout comportement en fréquence du dispositif simulé d'un seul terme de calcul. Ce solveur est efficace pour la plupart des types d'applications à haute fréquence telle que des connecteurs, lignes de transmission, filtres, antennes... etc.

A.5 Les modules d'exécution

Il existe plusieurs modules d'exécution sous le logiciel CST comme le montre la figure A.2 :

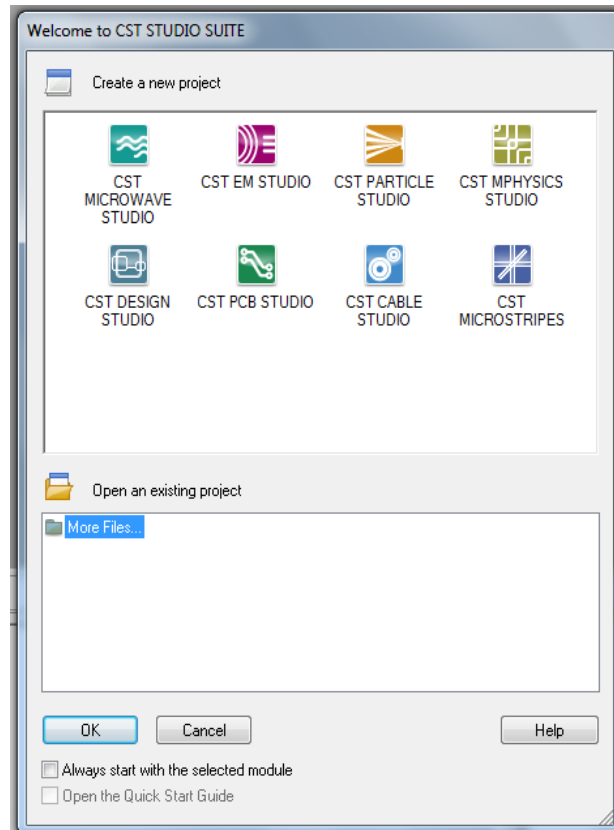



Figure A.2. Les modules d'exécution de logiciel CST.

Le tableau suivant résume les modules d'exécution de logiciel CST :

<p>-CST EM Studio</p> 	<ul style="list-style-type: none"> • CST EM STUDIO est un outil facile à utiliser pour l'analyse et la conception des structures statiques et basses fréquences. • Les applications incluent : les actionneurs, les freins, EMC, générateurs, moteurs, capteurs et le blindage.
--	--

<p>-CST particule studio</p> 	<ul style="list-style-type: none"> • PARTICULES CST STUDIO est un outil spécialisé pour la conception rapide et précise. Il inclut l'analyse des canons à électrons 3D, les tubes cathodiques.
<p>-CST Mphysics Studio</p> 	<ul style="list-style-type: none"> • CST MPHYSICS STUDIO est un outil d'analyse pour les contraintes thermique et structurale, et des problèmes de mécanique.
<p>-CST Design Studio</p> 	<ul style="list-style-type: none"> • CST DESIGN STUDIO est une plate-forme universelle pour gérer les processus de conception d'un système complexe. En construisant des sous-systèmes élémentaires, l'utilisateur peut analyser le comportement du système complet en petits segments.
<p>-CST PCB Studio</p> 	<ul style="list-style-type: none"> • CST PCB STUDIO est un outil pour l'étude des signaux et la simulation des effets EMC et EMI (Electromagnétique Compatibility/ Electromagnétique Interférence) sur cartes de circuits imprimés (PCB).
<p>-CST Câble Studio</p> 	<ul style="list-style-type: none"> • CST CABLE STUDIO est un outil pour l'analyse des effets dans les systèmes de câble, y compris les fils uniques, paires torsadées ainsi que des faisceaux de câbles complexes.
<p>-CST Micro Stripes</p> 	<ul style="list-style-type: none"> • CST Micro Stripes analyse les structures de rayonnement d'antennes complexes, et résout les problèmes EMC/EMI.


<p>-CST Microwave Studio</p> 	<ul style="list-style-type: none">• CST MWS est un outil de simulation 3D spécialisé pour le traitement rapide et précis des problèmes à haute fréquence avec un large champ d'application.
---	---

Tableau A.1. Les modules de CST Microwave Studio.

A.6 Les méthodes numériques utilisées par CST

Les méthodes d'analyse numériques les plus utilisées sont:

- ❖ méthode des différences finies (FEM).
- ❖ Méthode des moments (MoM).
- ❖ Méthode de domaine de temps de différence finie (FDTD).
- ❖ Méthode de la matrice des lignes de transmissions (TLM).

Ces méthodes ne souffrent d'aucune approximation, et s'avèrent être très rigoureuses, puisque aucune supposition initiale n'est considérée. En outre, ces méthodes permettent d'étudier des formes très variées, mais font appel à des formulations ou calculs plus complexes et des temps de calcul plus importants.

A.7 Analyse numérique avec CST Microwave Studio

Dans cette partie nous allons essayer d'expliquer la méthode d'utilisation de Microwave Studio.

L'utilisation de Microwave Studio pour la conception et l'analyse peut être divisée en trois parties :

Premièrement, la construction du modèle, ensuite la configuration de ce modèle et enfin la simulation.

A.7.1 Construction du modèle numérique

Après l'ouverture d'un nouveau projet on peut créer les composantes du model (la mise à la terre, le substrat, ligne d'alimentation,...etc), en choisissant le matériel de chaque composante et son positionnement dans la fenêtre d'édition (figure A.3).

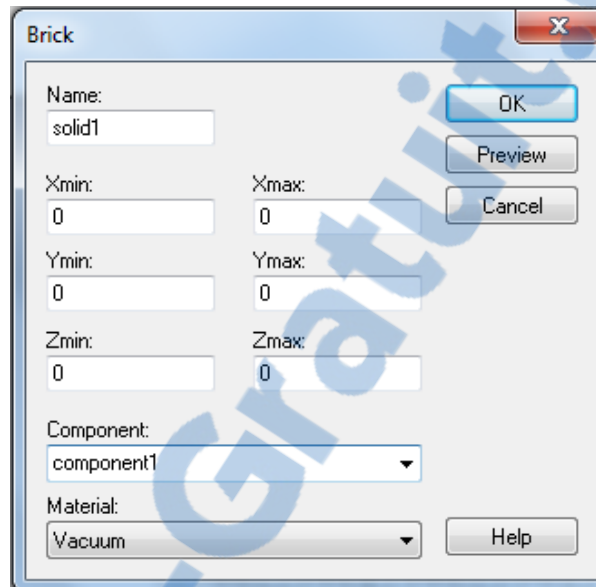


Figure A.3. Dialogue d'ajout d'une pièce.

Nous pouvons aussi utiliser des variables si nous voulons faire une étude paramétrique d'une composante de notre modèle pour avoir de meilleurs résultats.

A.7.2 Configuration du modèle

Dans cette étape nous définissons les unités utilisées, la plage de fréquences, les conditions aux bornes et le matériau d'arrière-plan. La figure A.4 montre le dialogue de configuration.

Nous spécifions les systèmes unitaires à partir du menu « SOLVE »

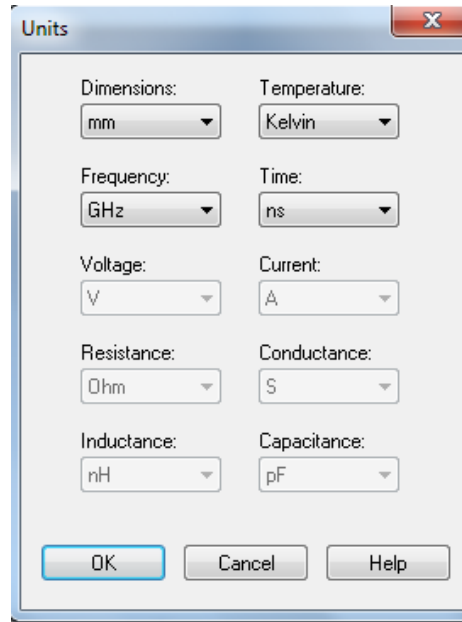


Figure A.4. Dialogue de configuration des unités de base.

Ensuite nous définissons la plage de fréquences à partir du même menu (figure A.5).

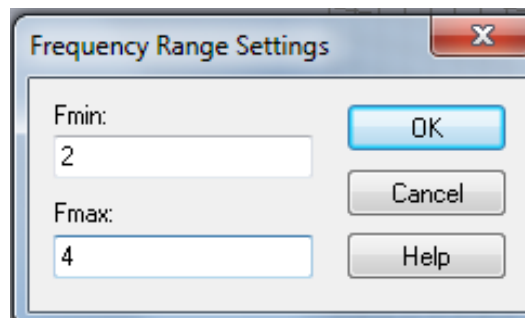


Figure A.5. Dialogue de configuration de la plage de fréquence.

Du même menu «SOLVE» on configure aussi les conditions aux bornes, ces conditions permettent de spécifier si le modèle est soumis à un champ électrique ou magnétique, à du vide ou à un mur conducteur. La figure A.6 montre le dialogue impliqué.

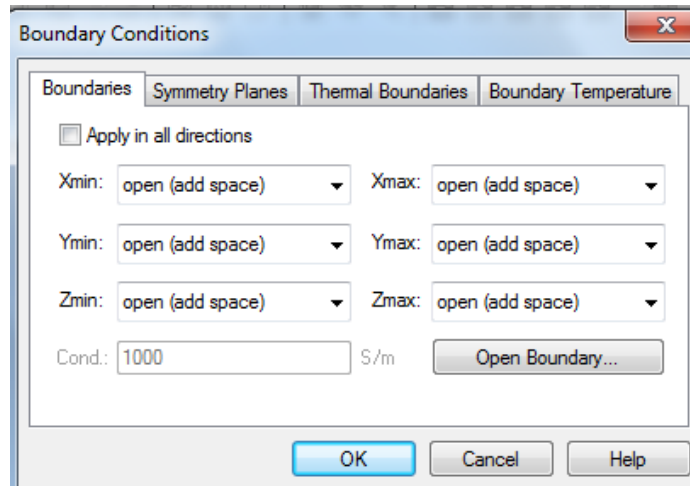


Figure A.6. Dialogue de configuration des conditions aux bornes.

Enfin il faut spécifier le matériau de l'arrière-plan, c'est-à-dire les conditions de l'entourage de notre modèle (figure A.7).

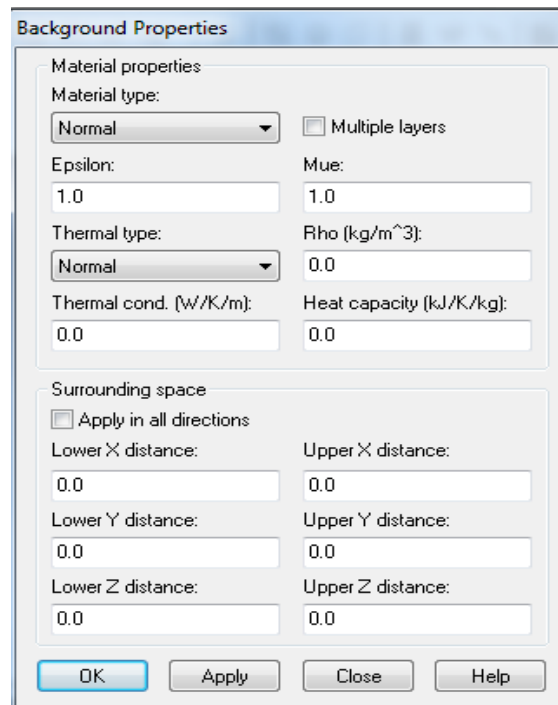


Figure A.7. Dialogue de configuration du matériau d'arrière-plan.

A.7.3 Simulation numérique et optimisation

La première étape consiste à désigner les ports afin de créer une connexion de signal avec le modèle. Le port doit être positionné à l'endroit où le signal devra être injecté en entrant les données dans le dialogue montré par la figure A.8.

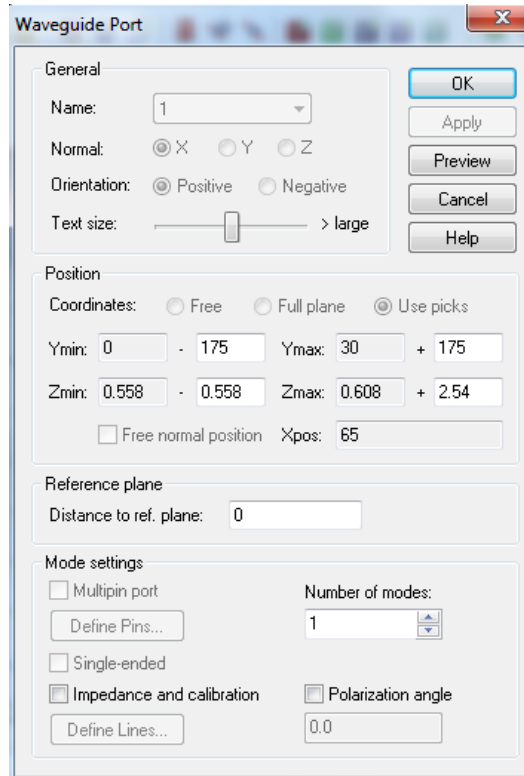


Figure A.8. Dialogue d'ajout d'un port d'entrée.

Ensuite, on peut lancer la simulation de notre modèle à partir du menu «SOLVE» ou à partir du module «Transient Solver» (figure A.9).

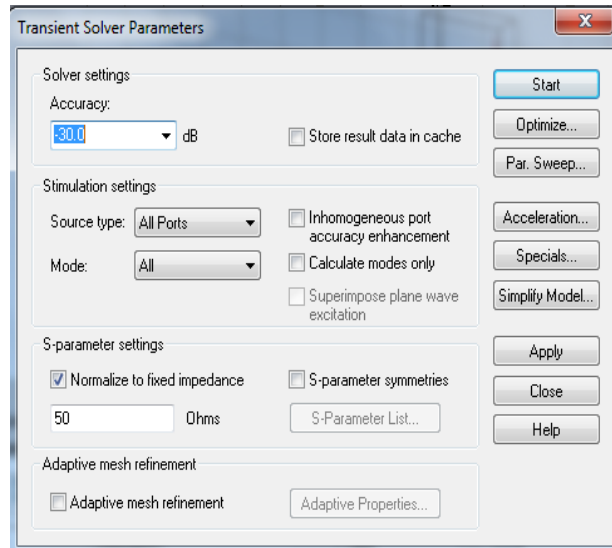


Figure A.9. Dialogue de simulation.

Après que la simulation soit effectuée, on observe les résultats à partir du répertoire de projet (figure A.10).

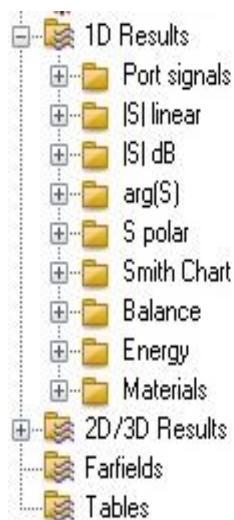


Figure A.10. arborisant des résultats.

Enfin, si les résultats ne sont pas ceux attendus, on peut optimiser le modèle à partir de la fenêtre de « Transient Solver » de la figure A.7. Pour ce faire, il faut sélectionner les variables à optimiser, leurs bornes et le nombre d'échantillons. Ensuite, il faut établir une ou des

fonctions cibles à atteindre, c'est-à-dire qu'il faut choisir un paramètre tel que l'amplitude du paramètre [S], qui quantifie le signal réfléchi.

De plus, Microwave studio offre la possibilité de simuler une matrice de notre patron de rayonnement. Cette particularité permet de trouver le nombre d'éléments de rayonnement requis afin de rencontrer la spécification.

Annexe B

Triangulation de Delaunay

B.1. Définition

La triangulation de Delaunay d'un ensemble P de points du plan est une triangulation $DT(P)$ telle qu'aucun point de P n'est à l'intérieur du cercle circonscrit d'un des triangles de $DT(P)$. Les triangulations de Delaunay maximisent le plus petit angle de l'ensemble des angles des triangles, évitant ainsi les triangles « allongés ». Cette triangulation a été inventée par le mathématicien russe Boris Delaunay (1890 - 1980) en 1934.

D'après la définition de Delaunay, le cercle circonscrit d'un triangle constitué de trois points de l'ensemble de départ est vide s'il ne contient pas d'autres sommets que les siens. Ainsi, les autres points sont autorisés sur le périmètre en lui-même mais pas à l'intérieur strict du cercle circonscrit.

La condition de Delaunay affirme qu'un réseau de triangles est une triangulation de Delaunay si tous les cercles circonscrits des triangles du réseau sont vides. Ceci constitue la définition originale en deux dimensions. En remplaçant les cercles par des sphères circonscrites, il est possible d'étendre la définition à la dimension trois.

Il n'existe pas de triangulation de Delaunay pour un ensemble de points alignés. De toute manière, la triangulation n'est dans ce cas pas définie.

Pour 4 points cocycliques, tels que les sommets d'un rectangle, la triangulation de Delaunay n'est pas unique. Trivialement, les triangulations utilisant chacune des deux diagonales satisfont la condition de Delaunay. Il est possible de généraliser cette notion pour des mesures non euclidiennes, sans garantie de l'existence ou de l'unicité de la triangulation.

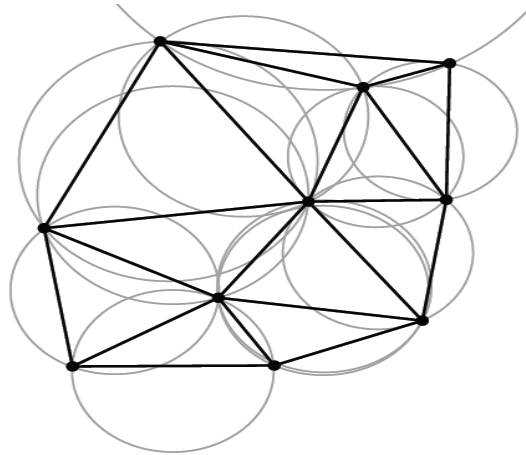


Figure B. 1. Une triangulation de Delaunay avec les cercles circonscrits en gris.

B.2.Relation avec les diagrammes de Voronoï

La triangulation de Delaunay d'un ensemble discret P de points est le graphe dual du diagramme de Voronoï associé à P .

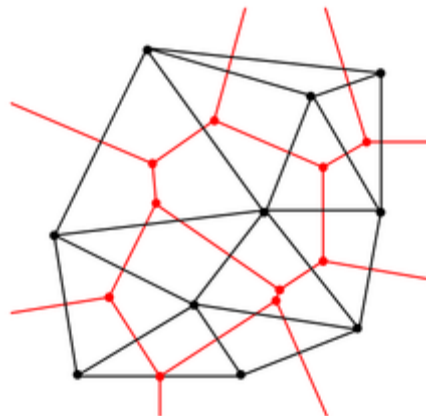


Figure B. 2. Superposition d'un diagramme de Voronoï (en rouge) et de sa triangulation de Delaunay (en noir).

B.2.1 Passage de la triangulation de Delaunay au diagramme de Voronoï

Les sommets du diagramme de Voronoï sont les centres des cercles circonscrits des triangles de la triangulation de Delaunay. Les arêtes du diagramme de Voronoï sont sur les médiatrices des arêtes de la triangulation de Delaunay.

B.2.2 Passage du diagramme de Voronoï à la triangulation de Delaunay

Chaque germe du diagramme de Voronoï constitue un sommet dans la triangulation de Delaunay. Ces sommets sont reliés entre eux par une arête si et seulement si les cellules sont adjacentes.

$$DEL(P) = \{(a, b) \in P^2 / V \text{ or } p(a) \cap V \text{ or } p(b) \neq \emptyset\}$$

B.3 En dimension quelconque

Pour un ensemble P de points dans l'espace Euclidien en n dimensions, une triangulation de Delaunay est une triangulation $DT(P)$ telle qu'aucun point de P ne se trouve dans l'hyper sphère circonscrite d'un simplexe de $DT(P)$. Une triangulation de Delaunay dans le plan est unique si les points sont dans une position générale, c'est-à-dire en deux dimension s'il n'y a pas trois points alignés ou quatre points cocycliques et, en dimension d , il suffit qu'il n'y ait pas $d + 1$ points dans le même hyperplan et $d + 2$ sur la même hyper sphère.

Le problème de la construction de la triangulation de Delaunay d'un ensemble de points en dimension n dans un espace Euclidien peut être ramené au problème de la construction de l'enveloppe convexe d'un ensemble de points en dimension $n + 1$. Pour ce faire, on attribue à chaque point p une coordonnée supplémentaire, que l'on fixe à $|P|^2$, on prend le fond de l'enveloppe convexe et on retourne en dimension n en supprimant la dernière coordonnée. Comme l'enveloppe convexe est unique, la triangulation l'est aussi tant que toutes les faces de l'enveloppe convexe sont des simplexes. Si une face n'est pas un simplexe, cela

signifie que $n + 2$ points se trouvent sur la même hypersphère et donc que les points ne sont pas en position générale.

B.4 Propriétés

Soient n le nombre de points et d le nombre de dimensions.

- L'union de tous les simplexes d'une triangulation constitue l'enveloppe convexe des points.
- La triangulation de Delaunay contient au plus $O(n^{\lfloor d/2 \rfloor})$ simplexes.
- Dans le plan, c'est-à-dire pour $d=2$, s'il y a b sommets dans l'enveloppe convexe, alors toute triangulation a au plus $2n - 2 - b$ triangles, plus un sur la face extérieure (voir la caractéristique d'Euler).
- Dans le plan, chaque sommet est en moyenne entouré de six triangles.
- Si un cercle passant par deux des points de l'ensemble n'en contient aucun autre dans son intérieur, alors le segment reliant les deux points est un segment de la triangulation de cet ensemble.
- La triangulation de Delaunay d'un ensemble de points dans un espace de dimension d est la projection de l'enveloppe convexe des projections des points sur un paraboloïde de dimension $d+1$.

B.5 Une définition visuelle : le basculement

D'après les propriétés précédentes, on peut remarquer qu'avec deux triangles ABD et BCD donnés (voir figure), la somme des angles α et γ est inférieure ou égale à 180° si et seulement si ces triangles respectent la condition de Delaunay.

C'est une propriété importante car elle permet de déterminer une technique de construction. Si deux triangles ne respectent pas la condition de Delaunay, remplacer l'arête commune BD par l'arête commune AC (ce qui constitue le basculement), générant ainsi deux triangles qui respectent la condition de Delaunay:

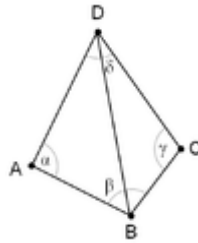


Figure B.3. Cette triangulation ne respecte pas la propriété précédente : la somme de α et γ vaut plus que 180° .

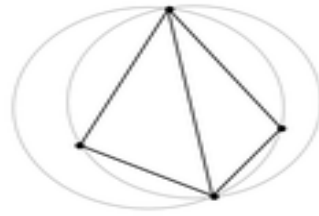


Figure B.4. La nouvelle triangulation ne vérifie pas la condition de Delaunay : les cercles circonscrits ne sont pas vides.



Figure B.5. Le basculement d'arête produit une triangulation de Delaunay.

B.6 Algorithmes

Tous les algorithmes pour construire une triangulation de Delaunay reposent sur des opérations rapides permettant de détecter lorsqu'un point est à l'intérieur d'un cercle circonscrit à un triangle et de structures de données efficaces pour conserver les triangles et les sommets. Dans le plan, une manière de détecter si un point D se trouve dans le cercle circonscrit de A , B et C est d'évaluer le déterminant de la matrice suivante:

$$\begin{vmatrix} A_x & A_y & A_x^2 + A_y^2 & 1 \\ B_x & B_y & B_x^2 + B_y^2 & 1 \\ C_x & C_y & C_x^2 + C_y^2 & 1 \\ D_x & D_y & D_x^2 + D_y^2 & 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A_x - D_x & A_y - D_y & (A_x^2 + D_x^2) + (A_y^2 + D_y^2) \\ B_x - D_x & B_y - D_y & (B_x^2 + D_x^2) + (B_y^2 + D_y^2) \\ C_x - D_x & C_y - D_y & (C_x^2 + D_x^2) + (C_y^2 + D_y^2) \end{vmatrix} > 0$$

En supposant que A , B et C sont placés dans le sens anti-horaire, ce nombre est positif si et seulement si D se trouve dans le cercle circonscrit.

B.6.1 Algorithmes de basculement

Comme mentionné ci-dessus, si un triangle n'est pas de Delaunay, il est possible de basculer l'un de ses côtés. On construit ainsi un algorithme direct: on génère d'abord une triangulation quelconque, puis on bascule les arêtes jusqu'à ce que tous les triangles soient de Delaunay. Cette méthode peut nécessiter $O(n^2)$ basculements d'arêtes et ne peut se généraliser en trois dimensions ou supérieures.

B.6.2 Incrémentation

La manière la plus directe de générer efficacement une triangulation de Delaunay est d'ajouter les sommets un par un en recalculant la triangulation des parties du graphe affectées par cet ajout. Lorsqu'un sommet s est ajouté, le triangle contenant s est séparé en trois puis on leur applique l'algorithme de basculement. Fait de manière naïve, cela se fera en temps $O(n)$: il faut chercher parmi tous les triangles pour trouver celui qui contient s et tous les triangles vont ensuite potentiellement basculer. Comme il faut faire cela pour chaque sommet, le temps total d'exécution est en $O(n^2)$.

Si les sommets sont insérés dans un ordre aléatoire, chaque insertion ne va faire basculer, en moyenne, que $O(1)$ triangles, même si parfois beaucoup plus vont basculer.

Pour améliorer la recherche de la position du point, il est possible de stocker l'historique des partitionnements et des basculements effectués : chaque triangle garde en mémoire un pointeur vers les deux ou trois triangles qui l'ont remplacé. Pour trouver le triangle qui contient s , commencer à un triangle racine, puis suivre les pointeurs jusqu'à arriver à un triangle qui n'a pas été remplacé. En moyenne, cela se fera en temps $O(\log n)$. Ainsi, pour rechercher le triangle conteneur de chaque sommet, cela se fera en temps $O(n \log n)$. La technique peut être généralisée à des espaces de dimension quelconque, comme l'ont prouvé Edelsbrunner et Shah, mais la complexité temporelle peut être exponentielle, y compris si la triangulation finale est petite.

L'algorithme de Bowyer-Watson (en) est une autre approche de construction incrémentale. Il donne une alternative au basculement en supprimant les triangles (ou

simplexes) dont les cercles (ou hyper sphère) circonscrits contiennent le nouveau point et en re-triangulant la cavité en étoile ainsi formé.

B.6.3 Diviser pour régner

Lee et Schachter ont mis au point un algorithme “diviser pour régner” appliqué à la triangulation en deux dimensions qui a ensuite été amélioré par Guibas et Stolfi puis par Dwyer.

Dans cet algorithme, une ligne est récursivement dessinée pour séparer les points en deux ensembles. La triangulation de Delaunay est calculée pour chacun des ensembles puis ils sont fusionnés. Avec quelques astuces, la fusion peut se faire en $O(n)$. Ainsi, le temps total de calcul est en $O(n \log n)$.

B.7 Applications

L'arbre Euclidien couvrant de poids minimum d'un ensemble de points est un sous-ensemble de la triangulation de Delaunay de ces mêmes points. Ce résultat permet de calculer efficacement cet arbre. Pour modéliser un terrain ou d'autres objets à partir d'un ensemble de points donnés, la triangulation de Delaunay fournit un bon ensemble de triangles qui pourront ensuite être utilisés comme polygones dans le modèle.

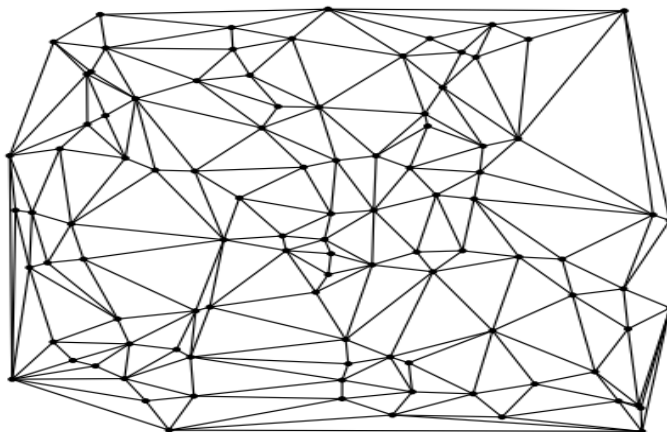


Figure B.6. La triangulation de Delaunay d'une centaine de points aléatoires du plan.

Les triangulations de Delaunay sont souvent utilisées pour construire les mailles de la méthode des éléments finis à cause de la garantie sur les angles et grâce à la vitesse des algorithmes. Typiquement, le domaine dont on veut construire les mailles est décrit comme un gros complexe simplicial. Pour que le maillage soit stable numériquement, il faut qu'il soit raffiné, par exemple en utilisant l'algorithme de Ruppert. Jonathan Shewchuk a publié une bibliothèque libre sur les triangles.

Travaux scientifiques

Travaux scientifiques

Publications international

Mohammed A. Rabah, Mehadji Abri, Jun Wu Tao, and Tan-Hoa Vuong **Substrate Integrated Waveguide Design Using the Two Dimensional Finite Element Method** *Progress In Electromagnetic Research M*, Vol.35,21-30, , 2014.
<http://www.jpier.org/PIERM/pierm35/03.14010702.pdf>

Les Communications Internationales

M. A. Rabah, M. ABRI and J. W. Tao, 'A numerically Study of a New SIW Waveguide Using the CST Microwave studio for C-Band Applications', The Third International Conference on Image and Signal Processing and their Applications, Mostaganem, Algeria. 2, 3 et 4 Décembre 2012.

<http://ispaconf.univ-mosta.dz/>

M. A. Rabah, M. ABRI and J. W. Tao, A, 'performance propagation Study's of a SIW Waveguide technology for Ka-Band Applications', International Conference on Systems and Processing Information, Guelma, Algeria, 12-14 Mai, 2013.

http://www.univ-guelma.dz/icsip13/index_files/Program%20ICSIP%2713_provisoire.pdf

M. A. Rabah, M. Abri, and J. W. Tao, ' Half Mode Waveguide Design Based on SIW Technology, International Congress on Telecommunication and Application', Bejaia, Algeria, 23-24 Avril 2014.

<http://univ-bejaia.dz/icta14/>

M. A. Rabah, M. Abri, and J. W. Tao, ' Analysis and Design of Substrate Integrated Waveguide for S-Band Applications', CONGRES MEDITERRANEEN DES TELECOMMUNICATIONS CMT'14, FST-MOHAMMEDIA-CASABLANCA MAROC, 22-24 Mai 2014.

M. A. Rabah, M. Abri, and J. W. Tao, 'Study and Miniaturization of The SIW Technology', International Conference on New Technology and Communication ICNTC'15, CHLEF , ALGERIA, 3-4 march 2015.

Les Communications nationales

M. A. Rabah, M. ABRI and J. W. Tao, 'SIW Waveguide Design for Ku Band Applications, La Première Conférence Nationale sur les Télécommunications « CNT'2012 », Guelma, Algérie 11- 12 Novembre 2012.

www.univ-quelma.dz/seminaires/cnt2012/index.htm

M. A. Rabah, M. Abri, J. W. Tao, 'A Half Mode SIW Substrate Integrated Waveguide Design for S-Band Applications', 8ième Conférence sur le Génie Electrique (CGE'08), 16 et 17 Avril 2013.

<http://www.emp.edu.dz/CGE08/CGE08.pdf>

M. A. Rabah, M. Abri and J. W. Tao , 'Etude et simulation de la technique half mode SIW, Premeier journer de Laboratoire de Telecommunication de Tlemcen, 1éres JLTT'14, TLEMCCEN ALGERIE, April 2014.

M. A. Rabah, M. Abri and J. W. Tao, 'Etude paramétrique d'un Guide d'Onde à base de la Technologie SIW fonctionant en bande S', 11eme congrès national de la physique et de ses applications CNPA'2014, 21, 22 et 23 Décembre 2014, Blida, Algérie.

<http://www.univ-blida1.dz>

Résumé : Le guide d'ondes intégré au substrat (GIS en anglais SIW) est une technique très prometteuse du fait qu'il permet d'utiliser des avantages des guides d'ondes et des lignes de transmission planaires. Cette technologie qui permet de réduire significativement les coûts de production. Le guide intégré au substrat (GIS) construit directement sur un substrat planaire confine le champ électromagnétique à l'aide de deux rangées de cylindres métalliques ou fentes métallisées. Le GIS permet de concevoir tous les composants passifs et d'assembler tous les composants actifs sur un même support. Le GIS présente l'avantage d'avoir un facteur de qualité élevé, les possibilités de grande puissance, de ne pas avoir des pertes par radiation avec des pertes de transmission réduites et en conséquence ne pas affecter le système environnant. Les travaux de recherche effectués dans le cadre de cette thèse porteront sur la conception des éléments micro-ondes compacts stratégiques dans les architectures de télécommunication à savoir les guides d'ondes utilisant la technologie du guide d'ondes intégré aux substrats (GIS), pour satisfaire les exigences du coût et du faible encombrement. Dans ce cadre des nouvelles approches pour la conception des guides GIS et GIS demi-modes ont été proposés en utilisant la méthode des éléments finis bidimensionnels sous environnement Matlab. De nombreuses applications concernant les bandes S, C, X, Ku et Ka ont été présentés. Deux prototypes des guides GIS et GIS demi-modes opérants en bande C ont été exposés.

Mots clés : Guides d'ondes intégrés aux substrats (GIS), GIS demi-modes, La méthode des éléments finis, les bandes S, C, X, Ku et Ka, mesures.

Abstract: The substrate integrated waveguide is a very promising technique in that it allows using the advantages of the waveguides, and planar transmission lines. This is a technology that can significantly reduce production costs. The substrate integrated waveguide constructed directly on a planar substrate confines the electromagnetic field with two rows of metallic cylinders. The SIW enables the design all passive components and assemble all active components on the same support. The SIW offers the advantage of having a high quality factor, opportunities for great power, not to have losses by radiation with reduced transmission losses and therefore does not affect the surrounding system. The research work carried out under of this thesis will focus on the design of the strategic compact microwave components in telecommunication architectures namely the waveguides using substrate integrated waveguide technology (SIW), to satisfy the requirements of cost. In this context of new approaches to the design of GIS guides and half GIS worlds have been proposed using the method of two-dimensional finite element under Matlab environment. Many applications on S band, C, X, Ku and Ka were presented. Two prototypes of GIS and GIS guides half operative modes C-band have been exposed.

Keywords: substrates integrated in wave guides (SIW) , half modes, finite element method, frequency bands C, S S, C, X Ku and Ka, measures.

ملخص: تكنولوجيا الدليل الموجي متكاملة في الركيزة (بالإنجليزية SIW) هي تقنية واعدة جدا لأنها تسمح باستخدام مزايا الدليل الموجي وخطوط نقل المستوى. هذا وهي تقنية يمكن أن تقلل كثيرا من تكاليف الإنتاج. دليل متكامل الركيزة (SIW) التي شيدت مباشرة على ركيزة مستوية يحصر المجال الكهرومغناطيسي مع صفين من الأسطوانات المعدنية أو فتحات المعدنة. كما يتيح SIW تصميم جميع العناصر السلبية وتجميع جميع مكونات نشطة على نفس الدعم. و SIW له ميزة وجود عامل ذات جودة عالية، . إمكانيات الطاقة الكبرى ، وليس لدينا خسائر بسبب الإشعاع مع خسائر انتقال منخفضة وبالتالي لا يؤثر على المنظومة المحيطة بها . فإن الأبحاث التي أجريت كجزء من هذه الرسالة تركز على تصميم العناصر الاستراتيجية الميكروويف المدمجة في هندسة الاتصالات السلكية واللاسلكية وهما الدليل الموجي باستخدام تقنية متكاملة ركائز الدليل الموجي (SIW)، لتلبية متطلبات التكلفة وحجم صغير. في هذا السياق نهج جديدة لتصميم أدلة SIW ونصف أوضاع SIW تم اقتراحها باستخدام طريقة العناصر المحدودة ثنائية الأبعاد على البرنامج الإلكتروني MATLAB. وقدمت العديد من التطبيقات على نطاقات التردد S, C, X, Ku و Ka وتم عرض نموذجين من SIW وأوضاع النصف SIW في النطاق الترددي C.

الكلمات الأساسية : أدلة الموجات متكاملة في ركائز SIW , وأوضاع النصف SIW , , نطاقات التردد S, C, X, Ku و Ka , قياسات , طريقة العناصر المحدودة