

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



**UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF 1**

**FACULTÉ DE TECHNOLOGIE**

**THESE**

**Présentée au Département d' Electronique**

**Pour l'obtention du diplôme de**

**DOCTORAT EN SCIENCES**

**Option: Communication**

**Par**

**Guellil Nassir**

**THÈME**

**Conception d'un réseau d'antennes multifaisceaux en technologie  
guide intégré au substrat(GIS)**

**Soutenue le : 12 / 05 / 2025 devant le Jury:**

<b>FERHATHAMIDA Abdelhak</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. Ferhat Abbas Sétif 1</b>	<b>Président</b>
<b>ZEBIRI Chemseddine</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. Ferhat Abbas Sétif 1</b>	<b>Directeur de thèse</b>
<b>TIGHILT Yamina</b>	<b>M.C.A.</b>	<b>Univ. Ferhat Abbas Sétif 1</b>	<b>Examinatrice</b>
<b>HOUCINI Abdesslam</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. M'sila</b>	<b>Examineur</b>
<b>KHEDROUCHE Djamel</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. M'sila</b>	<b>Examineur</b>
<b>SAYAD Djamel</b>	<b>MCA</b>	<b>Univ. Skikda</b>	<b>Examineur</b>
<b>DJAHLI Farid</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. Ferhat Abbas Sétif 1</b>	<b>Invité</b>

## *Dédicaces*

Je dédie ce travail

À mes parents, pour leur amour inébranlable et leur soutien indéfectible, qui ont toujours eu foi en moi.

À mes frères et sœurs

À ma femme et mes enfants

À mes professeurs, pour leurs conseils inestimables et leur inspiration.

À mes amis et collègues, pour leurs encouragements constants.

## *Remerciements*

Tout d'abord, Louange à Allah, le Tout-Puissant, pour la force et la puissance qu'Il m'a accordées pour accomplir ce travail

Je remercie chaleureusement mes directeurs de thèse, Professeur ZEBIRI Chemseddine et Professeur DJAHLI Farid, pour leur encadrement, leurs conseils précieux et leur soutien constant tout au long de ce parcours. Leur expertise et leur passion pour la recherche ont été une source d'inspiration inestimable.

Je tiens également à dire merci à monsieur FERHATHAMIDA Abdelhak , professeur à l'université de Sétif qui m'a honoré par être le président de jury.

Je tiens pareillement à remercier madame TIGHILT Yamina maitre de conférence à l'université de Sétif qui m'a honoré d'accepter de juger ce travail.

Je remercie bien évidemment monsieur HOUCINI Abdesslam professeur à l'université de Msila pour accepter de participer à ce jury.

Je remercie également monsieur KHEDROUCHE Djamel professeur à l'université de Msila pour l'honneur qu'il m'a accordé en acceptant de participer à ce jury.

Je remercie pareillement monsieur SAYAD Djamel maitre de conférence à l'université de Skikda pour avoir accepté de faire partie du jury.

Mes remerciements vont également à ma grande famille, dont le soutien moral et affectif a été fondamental. À mes parents, pour leur confiance inébranlable et leurs encouragements.

À ma petite famille, en particulier à mon épouse, pour son soutien, son encouragement et l'appui qu'elle m'a apportés tout au long de mes études

Enfin, je dédie une pensée particulière à tous ceux qui aspirent à la connaissance, en espérant que ce travail leur soit bénéfique.

Liste des figures	I
Introduction Générale	1

### **Chapitre I : Guide d'onde Intégré au Substrat**

I. 1. Introduction	4
I. 2. Guide d'onde intégré au substrat	4
I. 3. Considération de la conception du guide intégré	6
I. 3. 1. Les pertes dans le GIS	6
I. 3. 2. Directive de la conception	9
I. 4. Largeur du guide d'onde intégré au substrat	12
I. 4. 1. La première formule	13
I. 4. 2. La deuxième formule	16
I. 4. 3. La troisième formule	17
I. 4. 4. La quatrième formule	19
I. 5. Conclusion	22
I. 6. Référence	24

### **Chapitre II : Méthode des différences finies dans le domaine fréquentiel (FDFD)**

II. 1. Introduction	26
II. 2. Contribution au dimensionnement	26
II. 2. 1. Finite Diffrence Frequency Domain	26
II. 2. 2. Modélisation du guide intégré au substrat en FDFD :	29
II. 2. 3. Exemple d'application	34
II. 3. Nouvelle Formule pour la Largeur des Guides d'Onde Intégrés	37
II. 4. Conclusion	44
II. 5. Référence	45

### **Chapitre III : La Transition Microstrip Guide Intégré**

III. 1. Introduction	46
----------------------	----

---

III. 2. Philosophie	46
III. 3. Transition microstrip- guide intégré au substrat	48
III. 3. 1. La transition microruban en trapèze	48
II.3.1.1. La stratégie de conception	53
III. 3. 2. Transition Coplanaire (CBCWP)	55
II.3.2.1. Transition ultra-large bande à faible perte	55
II.3.2.2. Conception du CBCPW	56
II.3.2.3. Conception de la transition	56
III. 3. 3. Transition intégré CPW-GIS	59
III. 3. 4. Transition à base des éléments localisés	60
III. 3. 5. Transition par probe	63
III. 4. Transitions à base de discontinuité symétrique et asymétrique	64
III. 4. 1. Discontinuité symétrique	65
III. 4. 2. Discontinuité asymétrique :	70
III. 5. Conclusion	71
III. 6. Référence	72

## **Chapitre IV : Composants en Technologie GIS**

IV. 1 Introduction	74
IV. 2 Composants Micro-onde en technologie GIS	74
IV. 3 Filter	75
IV. 3. 1. Discontinuité dans le GIS	75
IV. 3. 2. Conception d'un filtre	78
IV. 4 Le coupleur directionnel	82
IV. 4. 1. Coupleur directionnel à base de deux guides en parallèle	83
IV. 5 Le coupleur Directionnel cruciforme	86
IV. 6 Coupleur Directionnel cruciforme Quasi-Optique	88

IV. 6. 1. Coupleur directionnel, CSRR	94
IV. 7 Conception d'un réseau Beamforming en technologie GIS	102
IV. 7. 1. L'antenne	102
IV. 7. 2. Le réseau d'antenne	104
IV. 7. 3. Le répartiteur de faisceau ; La matrice de Bulter	108
IV. 8 Conclusion	112
IV. 9 Référence	113
Conclusion Générale	114
Résumé	

# Liste des Figures

## Chapitre I : Guide d'onde Intégré au Substrat

<b>Figure. I. 1.</b> Vue éclatée et paramètres géométriques d'un guide intégré au substrat.	5
<b>Figure. I. 2.</b> Représentation de la distribution du courant surfacique sur le guide intégré.	5
<b>Figure. I. 3.</b> Comparaison des constantes de propagation du mode TE <sub>10</sub>	7
<b>Figure. I. 4.</b> Onde électromagnétique incident sur les trous métalliques.	8
<b>Figure. I. 5.</b> Constante d'atténuation du mode TE <sub>10</sub> .	8
<b>Figure. I. 6.</b> Variation des pertes en fonction du diamètre et l'espacement normalisés [2].	10
<b>Figure. I. 7.</b> La région des ondes guidées, région interdite et la région des ondes fuyantes.	11
<b>Figure. I. 8.</b> Région d'intérêt pour un GIS dans un plan $d/\lambda_c, p/\lambda_c$ .	12
<b>Figure. I. 9.</b> Fréquences de coupure des modes TE <sub>10</sub> et TE <sub>20</sub> en fonction de W et d [7].	14
<b>Figure. I. 10.</b> Comparaison des constantes de propagation du GIS avec le guide rectangulaire.	15
<b>Figure. I. 11.</b> Comparaison des constantes de propagation.	16
<b>Figure. I. 12.</b> La segmentation de la surface.	17
<b>Figure. I. 13.</b> Constante de propagation mesurée comparée aux constantes de propagation d'un guide intégré et d'un guide rectangulaire équivalent.	19
<b>Figure. I. 14.</b> Structure guide rectangulaire- guide intégré au substrat.	20
<b>Figure. I. 15.</b> La largeur optimale en fonction du rapport d / p.	21
<b>Figure. I. 16.</b> Constante de propagation d'un guide intégré comparée avec la constante de propagation mesurée.	21
<b>Figure. I. 17.</b> Investigation du coefficient de réflexion d'une structure guide intégré avec guide rectangulaire ; $\epsilon_r=2.94, W_{\text{equi}} = 5.828 \text{ mm}, d = 0.55 \text{ mm}$ et $p = 1 \text{ mm}$ .	22

## Chapitre II : Méthode des différences finies dans le domaine fréquentiel (FDFD)

<b>Figure. II. 1.</b> Schéma général d'un algorithme FDFD.	27
<b>Figure. II. 2.</b> La grille de Yee en 3D, la représentation spatiale des composants des champs dans une cellule unitaire.	28
<b>Figure. II. 3.</b> Mécanisme de production des champs.	31

<b>Figure. II. 4.</b>	Guide intégré au substrat avec 20 trous espacés de 1,5 mm et diamètre de 0,5 mm.	34
<b>Figure. II. 5.</b>	Cellule unitaire du guide avec les conditions aux limites.	35
<b>Figure. II. 6.</b>	Comparaison des constantes d'atténuation résultant de la FDFD et HFSS	35
<b>Figure. II. 7.</b>	Comparaison des constantes de propagation résultant de la FDFD et HFSS.	36
<b>Figure. II. 8.</b>	Distribution du champ électrique dans le guide intégré	36
<b>Figure. II. 9.</b>	Organigramme illustrant la synthèse de l'approche	37
<b>Figure. II. 10.</b>	Rapports optimaux donnant la fréquence de coupure la plus proche pour $f_c=6,653$ GHz et $\epsilon_r = 2,33$	38
<b>Figure. II. 11.</b>	Erreur relative des différentes présentées dans [10]- [13]	39
<b>Figure. II. 12.</b>	Coefficient de réflexion d'un SIW obtenu par HFSS pour :	42
(a)	$\epsilon_r = 2,33$ , $W_{eq} = 14,97$ mm, $p = 1$ mm, $d = 0,65$ mm, $h = 0,508$ mm.	42
(b)	$\epsilon_r = 3,5$ , $W_{eq} = 6,86$ mm, $p = 1$ mm, $d = 0,8$ mm, $h = 0,508$ mm.	42
(c)	$\epsilon_r = 5,7$ , $W_{eq} = 2,50$ mm, $p = 1$ mm, $d = 0,8$ mm, $h = 0,508$ mm.	42
<b>Figure. II. 13.</b>	Constante de propagation du mode fondamental TE <sub>10</sub> en fonction de la fréquence pour : (a) $\epsilon_r = 2,2$ , $d = 0,8$ mm, $p = 1,5$ mm, $W_{eq} = 4,8$ mm. (b) $\epsilon_r = 9,9$ , $d = 0,635$ mm, $p = 1,016$ mm, $W_{eq} = 3,97$ mm.	43

### Chapitre III : La Transition Microstrip Guide Intégré

<b>Figure. III. 1.</b>	Distribution du champ électrique sur la transition.	47
<b>Figure. III. 2.</b>	Schématisation de la transition et le guide intégré	48
<b>Figure. III. 3.</b>	Configuration de la transition microruban au guide intégré au substrat.	48
<b>Figure. III. 4.</b>	Modélisation de la transition, ligne discontinue ligne solide.	49
<b>Figure. III. 5.</b>	Les dimensions optimales de la transition en fonction du rapport de la permittivité effective et relative.	49
<b>Figure. III. 6.</b>	Résultats de simulation et de mesure du guide intégré ; (a) le coefficient S <sub>11</sub> , (b) le coefficient S <sub>12</sub> .	51
<b>Figure. III. 7.</b>	La variation de l'impédance en fonction de la longueur L.	52
<b>Figure. III. 8.</b>	Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	53
<b>Figure. III. 9.</b>	Simulation du coefficient de réflexion de la transition.	54
<b>Figure. III. 10.</b>	Coefficients de réflexions simulés et mesurés pour les transitions en cosinus et triangulaire.	55
<b>Figure. III. 11.</b>	La transition CBCPW-GIS proposée et son circuit équivalent.	56

<b>Figure. III. 12.</b>	Impédance généralisée dépendant de la fréquence pour différente longueur l avec l'angle 45°.	57
<b>Figure. III. 13.</b>	Résultats de mesure et de simulation de la transition étudiée.	58
<b>Figure. III. 14.</b>	Transition CBCPW GIS avec trous inductifs	58
<b>Figure. III. 15.</b>	Comparaison entre résultats mesuré et simulé [11].	59
<b>Figure. III. 16.</b>	Vue schématique de la transition proposée de la ligne couplanaire au guide intégré.	59
<b>Figure. III. 17.</b>	Résultats de simulation et de mesure d'une transition avec guide intégré.	60
<b>Figure. III. 18.</b>	Transition microstrip au guide intégré : (a) L en série C en parallèle, (b) C en série L en parallèle.	61
<b>Figure. III. 19.</b>	Implémentation de l'impédance sur l'abaque de Smith.	61
<b>Figure. III. 20.</b>	Les paramètres S simulé et mesuré de la transition proposée ; (a) C en parallèle et L en parallèle (b) C en série et L en parallèle.	63
<b>Figure. III. 21.</b>	La configuration de la transition câble coaxial-guide intégré au substrat.	63
<b>Figure. III. 22.</b>	Paramètre S simulé et mesuré de la transition présentée.	64
<b>Figure. III. 23.</b>	Discontinuité du type "Step " et son schéma électrique équivalent.	65
<b>Figure. III. 24.</b>	Schématisme de l'ensemble transition-guide intégré.	65
<b>Figure. III. 25.</b>	Les dimensions géométriques de la transition symétrique.	65
<b>Figure. III. 26.</b>	Représentation en impédance de la transition proposée.	66
<b>Figure. III. 27.</b>	Réduction de la longueur pour maintenir l'impédance correcte.	67
<b>Figure. III. 28.</b>	Variation des paramètres S par rapport à la fréquence pour la transition symétrique dans trois bandes fréquentielles : (a) bande X, (b) bande Ku, (c) bande K.	70
<b>Figure. III. 29.</b>	Structure de la transition asymétrique.	70
<b>Figure. III. 30.</b>	Variation des paramètres S en fonction de la fréquence.	71

### **Chapitre IV : Composants en Technologie GIS**

<b>Figure. IV. 1.</b>	Discontinuité géométrique dans les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW) : (a) Vias décentrés, (b) Fenêtre formée par deux obstacles, (c) Iris asymétrique, (d) Iris symétrique.	76
<b>Figure. IV. 2.</b>	Circuit équivalent de la discontinuité.	76

<b>Figure. IV. 3.</b> Représentation de l'impédance de la discontinuité ; (a) Vias décentrés, (b) Fenêtre formée par deux obstacles, (c) Iris asymétrique, (d) Iris symétrique.	78
<b>Figure. IV. 4.</b> Schématisation des iris inductifs dans un guide d'onde.	79
<b>Figure. IV. 5.</b> Filtre à Guide d'Onde Intégré au Substrat.	81
<b>Figure. IV. 6.</b> Représentation des Paramètres S du Filtre.	81
<b>Figure. IV. 1.</b> Schématisation du coupleur directionnel 3 dB, 90°.	82
<b>Figure. IV. 7.</b> Coupleur directionnel	84
<b>Figure. IV. 8.</b> Les paramètres S du coupleur.	85
<b>Figure. IV. 9.</b> Différence de phase entre les deux ports de sorties S13 et S14.	85
<b>Figure. IV. 10.</b> Géométrie du coupleur directionnel cruciforme	86
<b>Figure. IV. 11.</b> Représentation du Coupleur Directionnel Cruciforme.	87
<b>Figure. IV. 12.</b> Les paramètres S du coupleur.	88
<b>Figure. IV. 13.</b> Le déphasage entre les ports de sortie du coupleur	88
<b>Figure. IV. 14.</b> Schématisation d'un coupleur directionnel quasi optique.	89
<b>Figure. IV. 15.</b> Coefficient de couplage en fonction du rapport des permittivités et de l'angle d'incidence.	90
<b>Figure. IV. 16.</b> Représentation des paramètres S d'un coupleur directionnel quasi optique.	91
<b>Figure. IV. 17.</b> Déphasage entre les ports de sortie d'un coupleur directionnel quasi optique.	92
<b>Figure. IV. 18.</b> Franges perpendiculaires à la surface du réseau de transmission.	92
<b>Figure. IV. 19.</b> Permittivité relative en fonction de la hauteur des franges	93
<b>Figure. IV. 20.</b> Simulation des paramètres S du coupleur quasi-optique	93
<b>Figure. IV. 21.</b> Simulation du déphasage entre les ports de sortie du coupleur quasi-optique	94
<b>Figure. IV. 22.</b> Le résonateur à anneaux fendus complémentaires.	95
<b>Figure. IV. 23.</b> Les paramètres S de la cellule CSRR.	96
<b>Figure. IV. 24.</b> Les paramètres de la cellule CSRR ; (a) permittivité relative, (b) perméabilité relative, (c) indice de réfraction.	98

<b>Figure. IV. 25.</b>	Coupleur directionnel et les cellules CSRR placés sur la diagonale de la jonction.	99
<b>Figure. IV. 26.</b>	Paramètres S du coupleur à base de CSRR.	100
<b>Figure. IV. 27.</b>	Configuration du coupleur avec deux vias	101
<b>Figure. IV. 28.</b>	Paramètres S du coupleur directionnel	101
<b>Figure. IV. 29.</b>	Antenne à fente en technologie de guide d'onde intégré au substrat.	102
<b>Figure. IV. 30.</b>	Structure de l'antenne à fente en quart de cercle.	103
<b>Figure. IV. 31.</b>	Paramètre S de l'antenne en quart de cercle	104
<b>Figure. IV. 32.</b>	Gain de l'antenne à fente étudiée	104
<b>Figure. IV. 33.</b>	Réseau d'antenne circulaire en technologie GIS	105
<b>Figure. IV. 34.</b>	La topologie de la matrice de Bulter utilisée dans cette étude.	106
<b>Figure. IV. 35.</b>	Paramètre S du réseau d'antenne.	106
<b>Figure. IV. 36.</b>	Gain total du réseau d'antenne.	108
<b>Figure. IV. 37.</b>	Schématisation d'une matrice de Butler.	109
<b>Figure. IV. 38.</b>	Conception de la matrice de Butler en HFSS	110
<b>Figure. IV. 39.</b>	Paramètres S du répartiteur de faisceau ; (a)-isolation, (b)-couplage.	111
<b>Figure. IV. 40.</b>	Le système Beamforming en technologie de guide d'onde intégré au substrat.	111

# *Introduction Général*

## **Introduction générale**

Les systèmes de communication modernes connaissent une évolution rapide, dictée par des exigences croissantes en matière de vitesse, de fiabilité et de sécurité. L'émergence de technologies comme la 5G accentue la nécessité de développer des infrastructures capables de traiter des volumes massifs de données en temps réel. Cependant, cette complexité croissante entraîne de nombreux défis, notamment en ce qui concerne les antennes et les systèmes de transmission. L'augmentation de la densité des utilisateurs, particulièrement dans les zones urbaines, nécessite le déploiement d'antennes plus performantes et adaptables. Il devient donc essentiel de concevoir des antennes capables de gérer des fréquences plus élevées tout en minimisant les pertes de signal et d'information. Par ailleurs, la miniaturisation des dispositifs représente un enjeu majeur, nécessitant le développement d'antennes plus compactes et aisément intégrables dans des circuits micro-ondes.

Pour relever le défi de la miniaturisation des composants micro-ondes destinés aux systèmes de communication modernes, la technologie des guides d'onde intégrés au substrat se présente comme une solution prometteuse. Cette approche permet de concevoir des structures compactes tout en préservant les avantages des technologies traditionnelles, notamment la réduction de la radiation indésirable et la facilité d'intégration de structures planaires. L'intégration des guides d'onde directement dans le substrat réduit l'encombrement tout en améliorant la connectivité et la fiabilité des dispositifs. Cette solution ouvre la voie à des conceptions plus flexibles et adaptables, répondant aux exigences de compacité et de miniaturisation des antennes et d'autres composants essentiels, tels que les coupleurs, les déphaseurs et les croisements.

Dans cette thèse, nous exploiterons les avantages de la technologie des guides d'onde intégrés au substrat pour concevoir un répartiteur de faisceau, tout en abordant également la conception de composants essentiels tels que le coupleur directionnel, le croisement et le déphaseur. Grâce au logiciel HFSS, nous modéliserons et simulerons ces composants pour évaluer leurs performances et optimiser leur conception.

La structure de cette thèse se compose de quatre chapitres, chacun abordant des aspects clés de la technologie des guides d'onde intégrés au substrat. Le premier chapitre explore en détail la technologie des guides d'onde intégrés au substrat, en mettant l'accent sur les directives fondamentales de conception garantissant des performances optimales. Nous aborderons les critères de performance, notamment la capacité de transmission, la perte de

signal et la bande passante du guide, ainsi que les contraintes géométriques essentielles à la réalisation de structures efficaces. En nous focalisant sur la largeur du guide, nous soulignerons son rôle clé dans l'optimisation des signaux transmis.

L'analyse des guides d'ondes intégrés au substrat constitue une étape essentielle pour caractériser la distribution du champ électromagnétique au sein de la structure. Diverses méthodes numériques ont été exploitées à cet effet, telles que la méthode Mode Matching Technique (MMT), la méthode BI-RME et la méthode des Moments (MoM). Dans le deuxième chapitre, la méthode des différences finies dans le domaine fréquentiel (FDFD) est employée, en raison de sa capacité à transformer les équations de Maxwell en un système matriciel simple à résoudre. Nous proposerons également une nouvelle formule pour calculer la largeur du guide, développée à partir d'une analyse basée sur la méthode FDFD. Enfin, une comparaison des résultats de simulation avec des données expérimentales permettra de valider l'efficacité de cette approche.

Dans le troisième chapitre, nous examinerons en profondeur les défis liés à l'excitation des guides d'onde intégrés au substrat et à l'alimentation des circuits. En particulier, nous mettrons l'accent sur les transitions hyperfréquence, essentielles pour assurer une interface efficace entre les lignes de transmission et les guides intégrés. Ce chapitre détaillera les principes de fonctionnement de ces transitions, en expliquant les méthodes de conception qui garantissent une intégration optimale. Nous présenterons également des simulations de diverses structures de transition, en les comparant à des résultats expérimentaux pour valider leur efficacité. Enfin, trois structures de transition que nous avons conçues au cours de cette étude seront décrites, illustrant notre approche et l'application pratique des concepts discutés.

Dans le quatrième chapitre, nous aborderons les applications pratiques de la technologie des guides d'onde intégrés au substrat, en nous concentrant sur le développement de dispositifs tels que les filtres, les coupleurs et les antennes. Nous explorerons également la conception du répartiteur de faisceaux basé sur la matrice de Butler, qui représente une solution pour la gestion des signaux dans les systèmes de communication modernes. Ce chapitre présentera les simulations réalisées mettant en évidence l'efficacité et la flexibilité de cette technologie. En intégrant ces dispositifs dans des systèmes plus complexes, nous démontrerons comment la technologie des guides d'onde intégrés au substrat peut répondre aux défis actuels de miniaturisation et d'intégration, avec des performances supérieures.

En conclusion, cette thèse s'inscrit dans une démarche visant à exploiter pleinement le potentiel des guides d'onde intégrés au substrat pour répondre aux exigences croissantes des systèmes de communication modernes. À travers l'exploration de concepts novateurs, la conception de dispositifs clés et la validation par des simulations et des expériences, nous espérons que l'ensemble des informations regroupées dans cette thèse sera d'une grande utilité pour la communauté scientifique, les ingénieurs et les praticiens du secteur des télécommunications. Nous souhaitons contribuer à l'avancement des connaissances dans le domaine des guides d'onde intégrés au substrat.

# *Chapitre I :*

## *Guide d'onde Intégré au Substrat*

## I. 1. Introduction

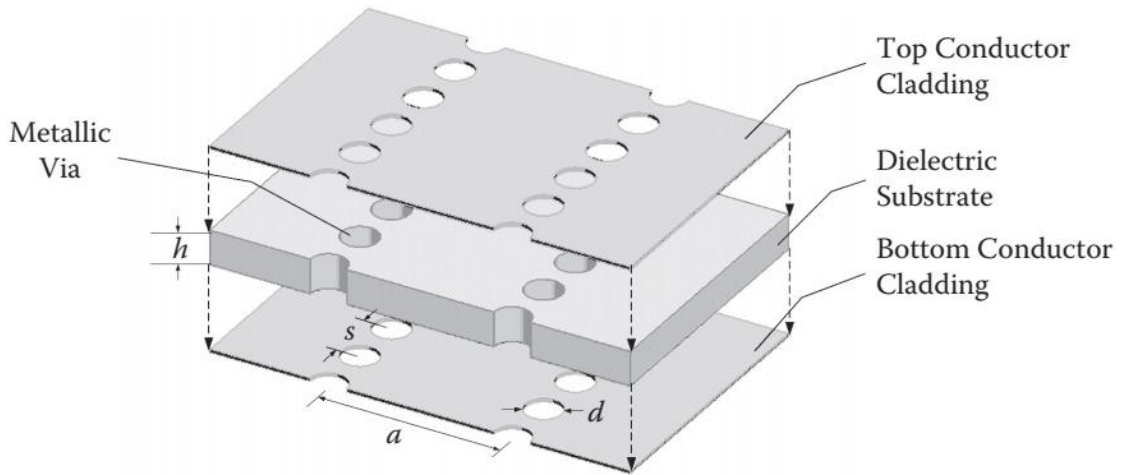
La technologie des guides d'onde intégrés au substrat apporte des avancées significatives au domaine des systèmes de télécommunication, offrant des solutions compactes et efficaces. Ces nouvelles structures répondent aux exigences croissantes de miniaturisation des équipements de télécommunication modernes, en permettant la transmission de signaux à travers des guides intégrés directement dans le substrat, tout en réduisant l'encombrement et améliorant l'efficacité des systèmes. Ce chapitre fournit une présentation de cette technologie, en mettant en lumière les aspects clés de la conception d'un guide.

Nous commencerons par une présentation des directives de conception des guides intégrés, établissant les principes fondamentaux qui guident le développement de ces structures. Ces directives incluent les critères de performance, les contraintes géométriques et les considérations matérielles essentielles pour garantir une transmission efficace des signaux dans les systèmes de télécommunication.

Le critère de la largeur du guide sera ensuite examiné en détail. Car il s'agit d'un paramètre critique influençant non seulement la capacité de transmission mais aussi les pertes du signal. Nous montrons comment cette dimension doit être optimisée en fonction des paramètres géométriques et de la fréquence de fonctionnement, et aborderons également les formules utilisées pour le calcul de la largeur du guide.

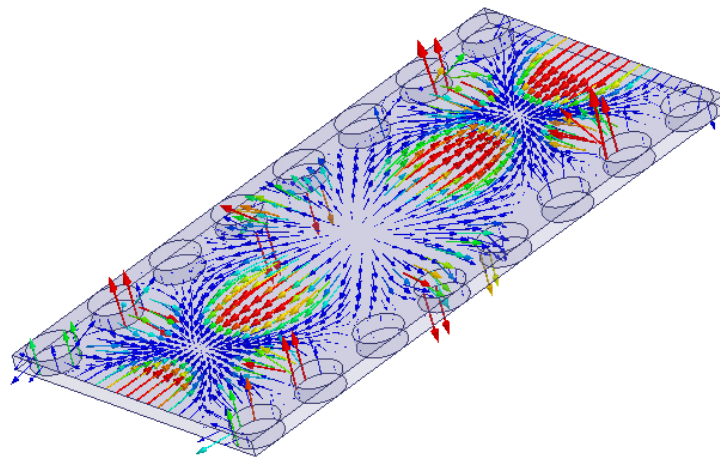
## I. 2. Guide d'onde intégré au substrat

Le guide d'ondes intégré au substrat (GIS) est une nouvelle forme de ligne de transmission qui a été popularisée ces dernières années par certains chercheurs [1]. Une vue éclatée d'un GIS est montrée dans la figure ci-dessous, un guide intégré est caractérisé par des paramètres géométriques à savoir ; le diamètre des vias métallisés  $d$ , l'espacement entre les trous  $s$  et la largeur effective du guide  $a$ . Un guide d'onde intégré au substrat est un guide d'onde rectangulaire créé sur un substrat, généralement souple et mince, en ajoutant un métal supérieur qui forme le guide et un plan inférieur comme plan de masse, en mettant la structure en cage avec deux rangées de vias de même diamètre sur chaque côté [1].



**Figure. I. 1.** Vue éclatée et paramètres géométriques d'un guide intégré au substrat.

A savoir que les parois latérales ne permettent pas le flux de courant longitudinal, la structure du GIS ne supporte que la propagation des modes électriques quasi transversaux ( $TE_{m0}$ ). La distribution du courant surfacique est représentée dans la figure I. 2, où l'on peut constater que seuls les courants dirigés verticalement peuvent circuler sur les parois des trous métalliques. Par conséquent, cette structure ne peut guider que les modes avec des composantes verticales du champ électrique. Ainsi, la structure possède les mêmes propriétés que le guide d'onde rectangulaire classique. En effet, si on ignore les pertes par rayonnement dues à l'espacement judicieux entre les trous métalliques, les modes de propagation dans le GIS coïncident exactement avec ceux d'un guide d'ondes rectangulaire, plus précisément les modes transverses électriques (TE) et pas les modes transverses magnétiques (TM) [1].



**Figure. I. 2.** Représentation de la distribution du courant surfacique sur le guide intégré.

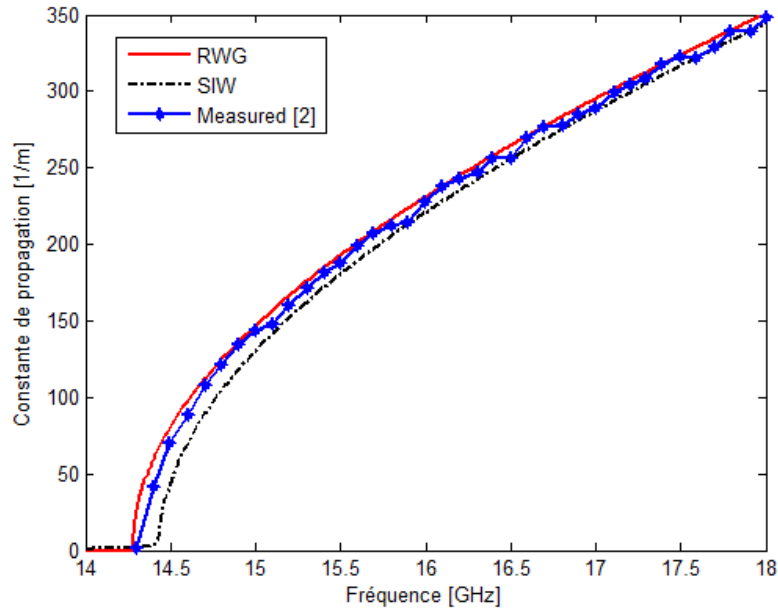
Le guide d'onde intégré au substrat combine les avantages de la technologie planaire et celle de la technologie des guides rectangulaires classiques, notamment : faibles pertes par rayonnement, isolation contre les parasites externes, coût de fabrication réduit (surtout pour la production en masse), et une taille réduite, adéquate pour les applications compactées. Les guides intégrés ont attiré beaucoup d'attentions récemment grâce à leurs caractéristiques favorables à la conception des circuits et systèmes à haute fréquence.

### **I. 3. Considération de la conception du guide intégré**

#### **I. 3. 1. Les pertes dans le GIS**

Les caractéristiques de pertes du guide intégré sont discutées en détail dans [2]. Dans la conception des composants à base de la technologie GIS, il faut s'assurer que le GIS fonctionne dans la bande de fréquence d'intérêt où il n'y a pas d'effet de la bande interdite et les pertes sont négligeable sur toute cette bande. Ces pertes sont un critère gênant dans la conception des structures en GIS et la minimisation de celles-ci est un point essentiel surtout pour les composants fonctionnant dans la bande centimétrique et moins. En général, trois mécanismes de perte existent dans un circuit à base de la technologie GIS : les pertes par conduction dues à l'effet de Joule dans le métal conducteur, les pertes dans le diélectrique à cause de l'échauffement du substrat diélectrique et les pertes par rayonnement dues à l'espacement entre les trous métalliques.

L'étude présentée dans [3] est basée sur une nouvelle procédure de calcul numérique dans laquelle la calibration multimode [4] est employée pour évaluer les caractéristiques de dispersion d'un guide intégré. Ce guide rectangulaire fonctionne dans la bande K (18-26.5 GHz) avec une fréquence de coupure de 14.5 GHz. Il est conçu sur un substrat de permittivité  $\epsilon_r = 2.33$ , épaisseur  $h = 0.508$  mm, diamètre des trous  $d = 0.8$  mm, la distance entre les trous  $s = 2$  mm et la largeur du guide  $w = 7.2$  mm. La figure I.3 illustre les constantes de propagation du mode  $TE_{10}$  pour un guide d'onde rectangulaire et celles simulées et mesurées de son guide équivalent en technologie GIS. Les résultats obtenus par simulation avec HFSS sont comparés aux résultats de mesurés dans [3]. Un excellent accord entre les résultats mesurés et les résultats de simulation est obtenu. Ces résultats montrent que le guide intégré possède les mêmes caractéristiques de dispersion que le guide rectangulaire classique.



**Figure. I. 3.** Comparaison des constantes de propagation du mode  $TE_{10}$

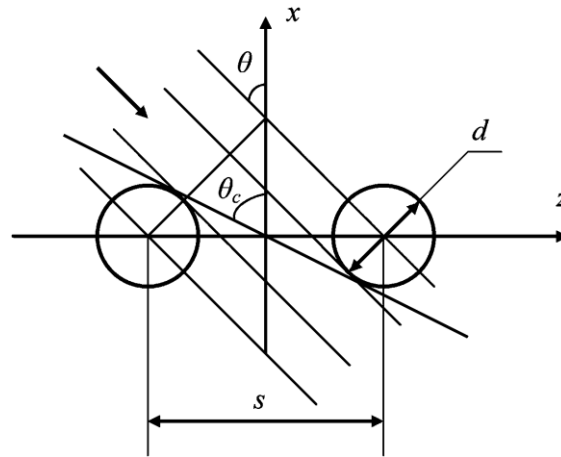
La cause principale des pertes, dans un guide intégré au substrat, est la structure périodique. En effet, le processus de propagation d'un mode  $TE_{m0}$  dans un guide rectangulaire se fait par réflexions successives sur les parois intérieures. La distance entre les deux parois réfléchissantes doit vérifier la condition suivante [5];

$$w = \frac{m\lambda}{2 \cos \theta} \quad (\text{I.1})$$

où ;  $\lambda$  est la longueur d'onde,  $w$  la largeur du guide et  $m$  l'ordre du mode. A partir de l'équation (I.1) on peut constater que l'angle d'incidence augmente lorsque la fréquence augmente, et lorsque l'ordre du mode augmente l'angle d'incidence diminue. Le rapport de fuite de l'énergie à travers les discontinuités entre les trous métalliques peut être exprimer approximativement par [5]:

$$R_{leak} = 1 - \frac{d}{s \cos \theta} \quad (\text{I.2})$$

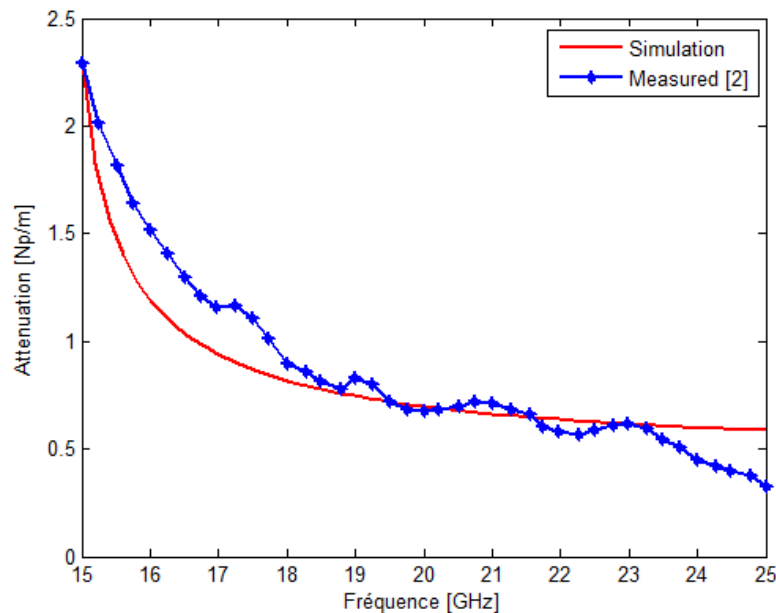
L'angle d'incidence  $\theta$  est inférieur à l'angle de l'onde d'incidence critique ( $\theta < \theta_c$ ). Pour le mode de propagation  $TE_{10}$ ,  $\cos \theta = 1$  à la fréquence de coupure ( $w = \lambda_c/2$ ) où l'onde est perpendiculaire au plan de propagation. Il est évident que lorsque  $s = d$ , il n'y a pas de rayonnement, car qu'il n'y a pas d'espaces entre les trous métalliques.



**Figure. I. 4.** Onde électromagnétique incident sur les trous métalliques.

On peut conclure donc que lorsque la fréquence augmente, l'angle d'incidence augmente ce qui conduit à la croissance de la constante d'atténuation. Cette dernière est considérablement diminuée lorsque l'angle d'incidence est dans la plage de 15 à 50°. L'impact de l'angle d'incidence sur la constante d'atténuation est plus important que celui de la fréquence, en particulier sur la bande de fréquences basses. Pour les modes de propagation relativement élevés, la constante d'atténuation croît significativement [3].

La constante d'atténuation du guide intégré est comparée aux mesures expérimentales. On peut constater un bon accord agrément entre ces résultats.



**Figure. I. 5.** Constante d'atténuation du mode TE<sub>10</sub>.

Cette étude nous a permis de conclure que le comportement des pertes dans un guide intégré est semblable à celui des pertes dans un guide rectangulaire rempli d'un diélectrique. Les pertes dans le conducteur sont liées à la résistance surfacique, à la conductivité du conducteur et à l'épaisseur du substrat. En fait, l'épaisseur du substrat diélectrique joue un rôle important dans la réduction des pertes. Un substrat épais entraîne une réduction significative en termes des pertes dans le conducteur et vice versa. Une simple explication physique de ce phénomène est donnée comme suit ; les pertes dans le conducteur dépendent de l'intégral de la densité du courant surfacique  $\mathbf{J}^2$  sur la surface du conducteur supérieur, le plan de masse et la surface des vias métallisés. Si l'épaisseur  $h$  augmente,  $\mathbf{J}$  augmente proportionnellement à  $\sqrt{h}$  par conséquent la perte dans le conducteur est proportionnel à  $1/h$  [6]. Ces pertes peuvent être réduites par l'utilisation d'un substrat épais ou d'un conducteur possédant une conductivité relativement élevée, comme le cuivre. Les pertes dans le diélectrique dépendent uniquement de la nature du substrat utilisé ; il est à noter que ces pertes sont proportionnelles à la fréquence. Un bon substrat est recommandé pour les applications dans les bandes centimétriques et millimétriques. Les pertes par rayonnement dépendent du rapport  $s/d$  (espacement/diamètre des trous) [5]. En effet, les pertes par rayonnement sont proportionnelles à ce rapport ; un choix judicieux de ce rapport est donc nécessaire lors de la conception.

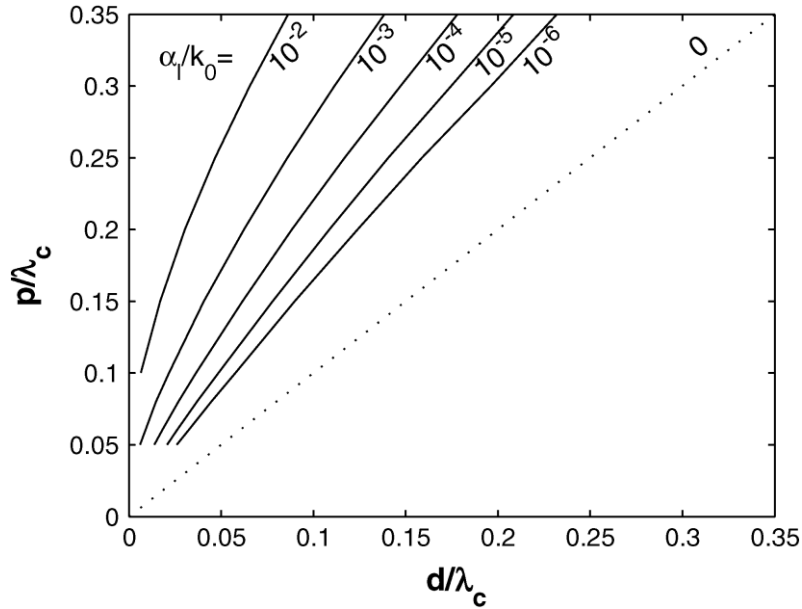
### I. 3. 2. Directive de la conception

Dans le paragraphe précédent nous avons vu le mécanisme des pertes dans un guide intégré au substrat. Pour concevoir un guide intégré qui répond à la fois aux exigences de propagation (fréquence de coupure) et aux obligations de réduction des pertes, les auteurs de la publication [2] ont développé une nouvelle méthode permettant un calcul rapide de la constante de propagation complexe. La méthode proposée est appliquée pour extraire des règles outils pour l'implantation d'un guide intégré. Par la suite nous allons donner un résumé du travail présenté dans [2]

La largeur équivalente du guide intégré est une fonction des paramètres géométrique du guide intégré et est donnée par l'expression suivante :

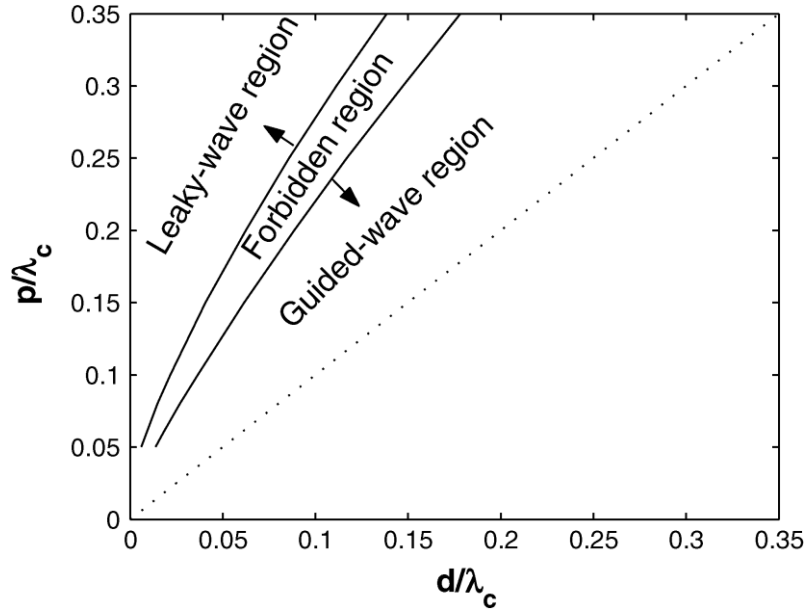
$$a_e = ka_r \tag{I.3}$$

Où  $a_r$  est la distance entre les deux lignes de trous métalliques,  $k$  est une constante. La variation de la constante  $k$  est représenté dans un plan  $(d/\lambda_c, p/\lambda_c)$ . Une perte entre  $10^{-6}$  et  $10^{-2}$  Np/rad est enregistrée, la figure I. 6 illustre la variation des pertes en fonction des paramètres géométriques du guide intégré.



**Figure. I. 6.** Variation des pertes en fonction du diamètre et l'espace normalisés [2].

Grace à la similitude ente le guide d'onde rectangulaire classique et le guide d'onde intégré au substrat, les équations de calcul des pertes dans le diélectrique et dans le conducteur peuvent être utilisées. Les guides intégrés sont utilisés dans la plage de fréquence de 10 à 300 GHz sur des substrats avec une permittivité relative généralement entre 2 et 13. Les pertes par conduction et dans le diélectrique sont estimées entre  $10^{-4}$  et  $10^{-3}$  Np/rad.  $d/\lambda_c$  et  $p/\lambda_c$  doivent être choisis afin de garder les pertes inférieures à  $10^{-4}$  Np/rad.



**Figure. I. 7.** La région des ondes guidées, région interdite et la région des ondes fuyantes.

La structure périodique du guide intégré est soumise au phénomène de la bande interdite. Pour éviter la présence de ces bandes l'espacement entre les trous doit vérifier la condition donnée par l'équation (I.4).

$$\frac{p}{\lambda_c} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \quad (\text{I.4})$$

Pour empêcher la présence complète des bandes interdites, une condition plus stricte est aussi présentée, il s'agit de la condition  $p/\lambda_c = 0.25$ .

Cette étude permet de limiter une région dans le plan  $(d/\lambda_c, p/\lambda_c)$  où le guide intégré est équivalent au guide rectangulaire conventionnel qui possédant les propriétés des pertes négligeables et n'autorisant pas l'apparition des bandes interdites sur la bande de fonctionnement. Cette région est définie par les conditions suivantes :

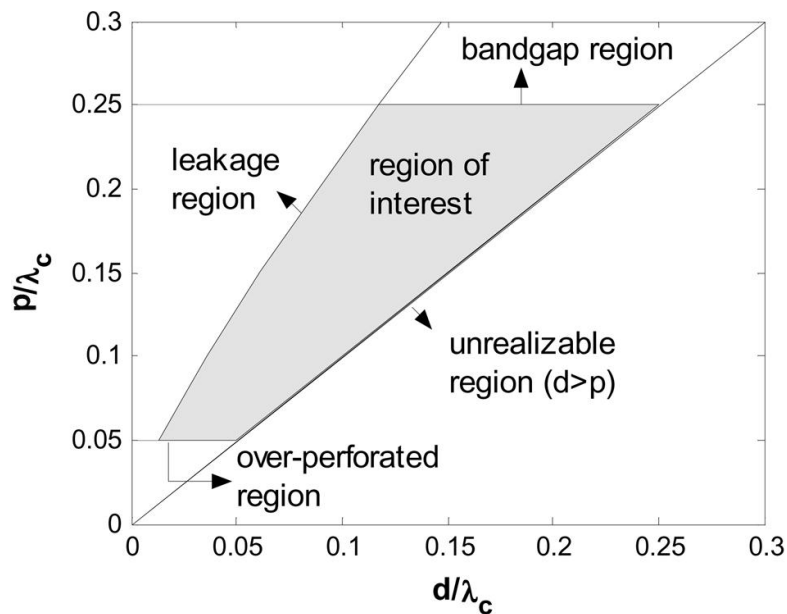
$$p > d \quad (\text{I.5})$$

$$p/\lambda_c < 0.25 \quad (\text{I.6})$$

$$\alpha_l/k_0 < 1 \times 10^{-4} \quad (\text{I.7})$$

$$p/\lambda_c > 0.05 \quad (\text{I.8})$$

Avec :  $\alpha_1$  est la perte totale,  $k_0$  est la constante d'onde dans le vide. La condition (I.5) stipule que la période doit être supérieure au plus large que le diamètre des cylindres. La condition (I.6) est nécessaire pour éviter les bandes interdites sur la bande de fonctionnement. Pour que les pertes soient négligeables, elles doivent satisfaire la condition (I.7). Enfin, une condition non essentielle mais souhaitable surtout pour le processus de fabrication dont a pour but est de limiter le nombre de cylindres. Ce dernier ne doit pas dépasser 20 cylindres par longueur d'onde, comme mentionné par la condition (I.8). La figure I.8 est une représentation graphique des règles générales à respecter lors de la conception d'un guide d'onde intégré au substrat.



**Figure. I. 8.** Région d'intérêt pour un GIS dans un plan  $d/\lambda_c, p/\lambda_c$ .

#### I. 4. Largeur du guide d'onde intégré au substrat

Dans la conception des guides d'ondes intégrés au substrat, la largeur du guide d'onde est un paramètre important qui influant directement les caractéristiques de propagation dans la structure. Cette largeur doit être soigneusement déterminée pour optimiser la propagation des ondes et minimiser les pertes. Plusieurs formules existent pour calculer cette largeur, chacune reposant sur des approches numériques spécifiques afin de s'approcher de la valeur idéale. L'utilisation des outils de simulations jouent un rôle essentiel dans l'affinage de ces résultats.

La première formule, présentée dans [7], est l'une des premières formules développées pour estimer la largeur des guides d'ondes intégrés. Elle repose sur une analyse théorique des caractéristiques de propagation spécifiques à la structure du guide. La deuxième formule [8],

quant à elle, a été élaborée à partir de méthodes empiriques, intégrant des données expérimentales pour évaluer la largeur du guide. Cette approche est particulièrement compliquée. La troisième formule [9] utilise une approche comparative en établissant une équivalence entre le guide intégré et un guide d'onde conventionnel. Tandis qu'à la dernière formule, détaillée dans [10], elle se distingue par son utilisation de techniques de minimisation des coefficients de réflexion pour affiner le calcul de la largeur du guide. Par la suite, nous présenterons ces quatre formules les plus répandues dans la littérature pour le calcul de la largeur du guide d'onde.

### I. 4. 1. La première formule

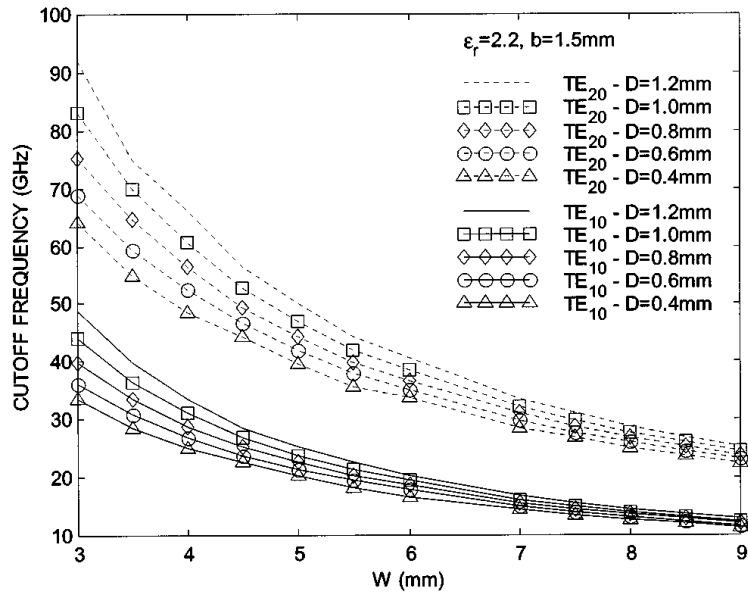
Une formule de calcul de la largeur du guide intégré est présentée dans [7]. La matrice d'admittance (*Y-Matrix*) d'une cellule périodique du guide intégré est estimée en utilisant la méthode BI-RME (*Boundary Integral-Resonant Mode Expansion*) [11]. Cette méthode est combinée avec la théorie de Floquet pour les structures périodiques afin d'obtenir un système de valeurs propres. Les valeurs propres résultantes donnent la constante de propagation du mode se propageant dans la structure. Cette méthode permet une analyse électromagnétique rapide de la structure dans un laps du temps négligeable. La figure ci-dessous regroupe les fréquences de coupure du mode TE<sub>10</sub> et TE<sub>20</sub> en fonction de la largeur du guide **w** et le diamètre des trous **d**.

Une formule permettant de calculer la fréquence de coupure est obtenue. En effet, par la méthode des moindres carrés (least square approach), les courbes illustrées dans la figure I.9 peuvent être approximées par les équations (I.9) et (I.10) :

$$F_{c(TE_{10})} = \frac{C_0}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_e}} \left( W - \frac{d^2}{0.95 \cdot s} \right)^{-1} \quad (\text{I.9})$$

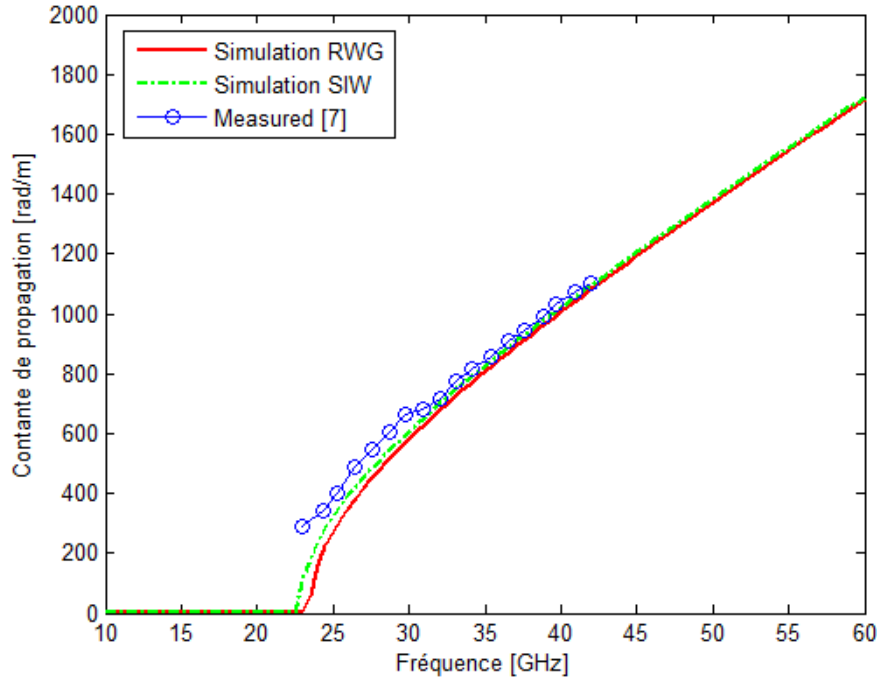
$$F_{c(TE_{20})} = \frac{C_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \left( W - \frac{d^2}{1.1 \cdot s} - \frac{d^3}{6.6 \cdot s^2} \right)^{-1} \quad (\text{I.10})$$

Où **C<sub>0</sub>** est la vitesse de la lumière dans le vide. La précision de la formule (I.9) est de l'ordre de ± 5%. Pour la formule (I.10) elle est entre +4% et 9%. La précision des formules présentées est pour  $s < \frac{\lambda_0 \sqrt{\epsilon_r}}{2}$  et  $s < 4d$ .



**Figure. I. 9.** Fréquences de coupure des modes TE<sub>10</sub> et TE<sub>20</sub> en fonction de W et d [7].

Pour vérifier la précision de cette méthode plusieurs guides intégrés au substrat sont conçus. La constante de propagation est extraite par la mesure de la différence de phase entre deux guides de différentes longueurs. Il est intéressant de comparer la courbe de dispersion issue de la simulation d'un guide intégré avec celle d'un guide rectangulaire rempli du même diélectrique ainsi qu'avec les résultats de mesure. La figure I.10 montre les résultats de simulation et de mesure de la constante de propagation pour le mode TE<sub>10</sub>. Ils montrent que les deux guides possèdent pratiquement les mêmes caractéristiques de dispersion.



**Figure. I. 10.** Comparaison des constantes de propagation du GIS avec le guide rectangulaire.

En conséquence, le guide intégré au substrat peut être considéré comme un guide rectangulaire classique dont la largeur effective du guide rectangulaire  $W_{eff}$  est reliée avec la largeur du guide intégré  $W$  par la relation (I.11).

$$W_{eff} = W - \frac{d^2}{0.95 \cdot s} \quad (\text{I.11})$$

Cette équation est la plus répandue pour le dimensionnement du guide d'onde intégré au substrat. Cependant, elle n'introduit pas l'effet de  $d/w$ , ce qui peut engendrer des erreurs notamment lorsque  $d$  augmente. Une équation empirique plus précise est donnée par (I.12). Pour  $s/d < 3$  et  $d/w < 1/5$  cette formule présente une haute précision par rapport à la formule (I.11) [5].

$$W_{eff} = W - 1.08 \cdot \frac{d^2}{s} + 0.1 \cdot \frac{d^2}{w} \quad (\text{I.12})$$

### I. 4. 2. La deuxième formule

Une nouvelle formule empirique est présentée dans [8]. Cette formule donne la largeur normalisée du guide intégré (équation (I.13)). L'erreur relative de cette formule est inférieure à 1%.

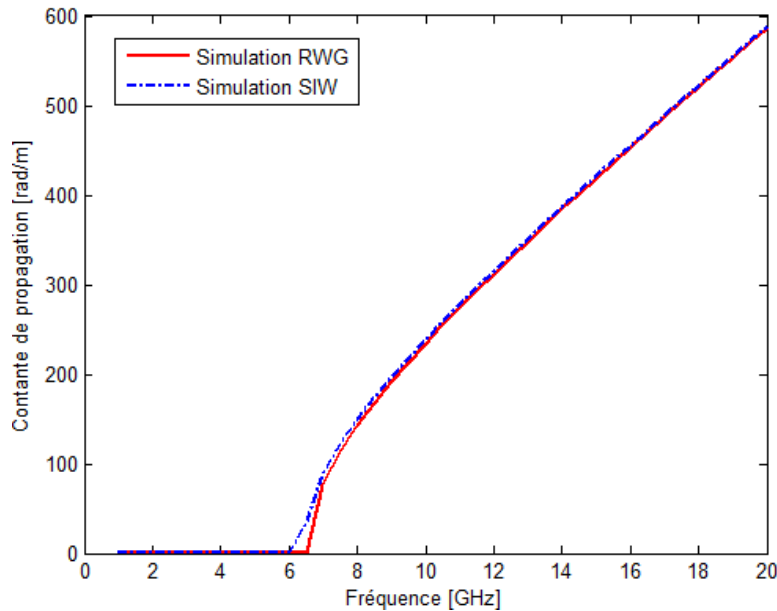
$$W_{siw} = W_{eq} \left( x_1 + \frac{x_2}{\frac{s}{d} \frac{x_1 + x_2 - x_3}{x_3 - x_1}} \right) \quad (\text{I.13})$$

Avec :

$$x_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{W_{eq}}{s} - 1.0684}, \quad x_2 = -0.1183 + \frac{1.2729}{\frac{W_{eq}}{s} - 1.2010}$$

$$x_3 = 1.0082 + \frac{0.9163}{\frac{W_{eq}}{s} - 0.2152}$$

Pour valider cette formule, on a conçu un guide d'onde intégré dont sa largeur est calculée en utilisant la formule (I.13). La permittivité du substrat est  $\epsilon_r=2.2$ ,  $s=1.6\text{mm}$ ,  $d=0.8\text{mm}$   $w=16.62\text{mm}$ . Sur la figure I. 11 on constate que la constante de propagation du guide intégré coïncide avec celle d'un guide d'onde rectangulaire classique.

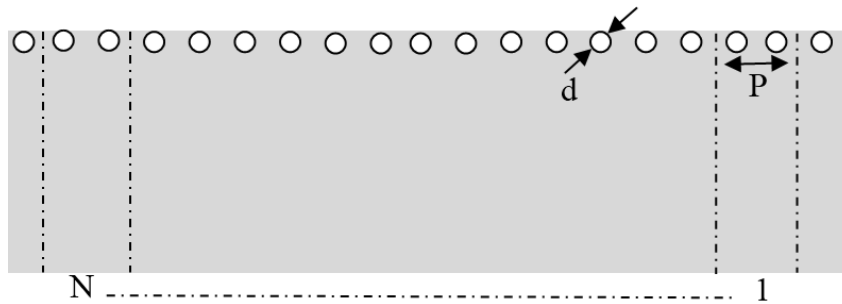


**Figure. I. 11.** Comparaison des constantes de propagation.

### I. 4. 3. La troisième formule

Une équivalence analytique entre le guide d'onde rectangulaire et le guide d'onde intégré au substrat est déduite. Les auteurs de l'article [9] ont comparé l'impédance surfacique du parois intérieur discontinu formé par les trous métalliques avec celle d'un paroi solide du guide rectangulaire. Une approche fondé sur la méthode des moments (MoM) [12], appelée MoM analytique, est appliquée pour formaliser la problématique.

Pour calculer l'impédance surfacique de la paroi intérieure, la surface est segmentée en  $N$  parties élémentaires ( $N \rightarrow \infty$ ) de largeur  $p$ . la largeur  $p$  est convertie en  $d$ , diamètre des cylindres métallique en prenant  $d=p/4$ . Cette conversion est en effet, très précise avec une erreur relative de 2 % [9]. La figure I.12 montre la segmentation de la surface.



**Figure. I. 12.** La segmentation de la surface.

En résumé, à l'aide de la méthode des moments (MoM) les champs électriques incidents réfléchies et surfaciques sont exprimés en fonction de l'angle d'incidence, le diamètre et l'espacement entre les cylindres métalliques.

Le champ électrique surfacique est donné par l'équation (I.14), avec  $\eta_{s0}$  est l'impédance surfacique et  $\mathbf{J}_s$  est la densité de courant surfacique.

$$E_s = J_s \eta_{s0} \quad (\text{I.14})$$

L'impédance surfacique est donnée par la formule

$$\eta_{s0} = \frac{j\omega\mu_0 p}{4} \log\left(\frac{p}{4 \cdot d}\right) \quad (\text{I.15})$$

Cette formule implique que, dans le cas quasi-statique, et pour  $d=p/4$ , l'impédance surfacique du mur des cylindres est égale à zéro correspondant au cas de la paroi solide du guide

d'onde rectangulaire conventionnel. Quand  $d < p/4$  ( $> p/4$ ), l'impédance surfacique est inductive (capacitive).

L'impédance longitudinal parallèle au parois d'un guide conventionnel est donnée par, avec  $w_{eq}$  est la largeur équivalente du guide rectangulaire :

$$\eta_s = \frac{E_y}{H_z} = \frac{j\omega\mu_0}{\pi/W_{eq}} \cot\left(\frac{\pi}{a}x\right) \quad (I.16)$$

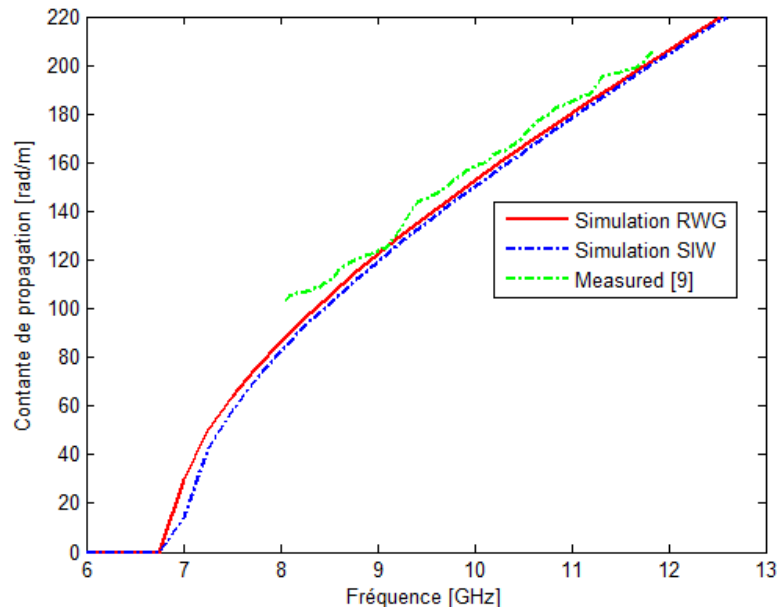
L'impédance surfacique de la paroi intérieure du guide intégré donnée par (I.16) dépend de l'angle d'incidence de l'onde se propageant dans le guide. De même, pour le guide d'onde rectangulaire l'impédance surfacique de la paroi (équation I.17) dépend de l'angle d'incidence. On peut donc égaler les deux expressions. Par identification des équations (I.17) et (I.18), on obtient :

$$\frac{j\omega\mu_0 p}{4} \log\left(\frac{p}{4 \cdot d}\right) = \frac{j\omega\mu_0}{\pi/W_{eq}} \cot\left(\frac{\pi}{a}\left(\frac{W_{SIW}}{2}\right)\right) \quad (I.17)$$

Dans ce cas la formule pour calculer la largeur du guide intégré peut s'écrire comme suit :

$$W_{SIW} = \frac{2 \cdot W_{eq}}{\pi} \cot^{-1}\left(\frac{\pi p}{4W_{eq}} \cdot \log\left(\frac{p}{2d}\right)\right) \quad (I.18)$$

Cette formule implique que, quand le diamètre des trous est inférieur à un quart de l'espacement, la largeur du guide rectangulaire est supérieure à la largeur du guide intégré et vice versa. Cette équivalence signifie une constante de propagation et une fréquence de coupure presque identiques [8].

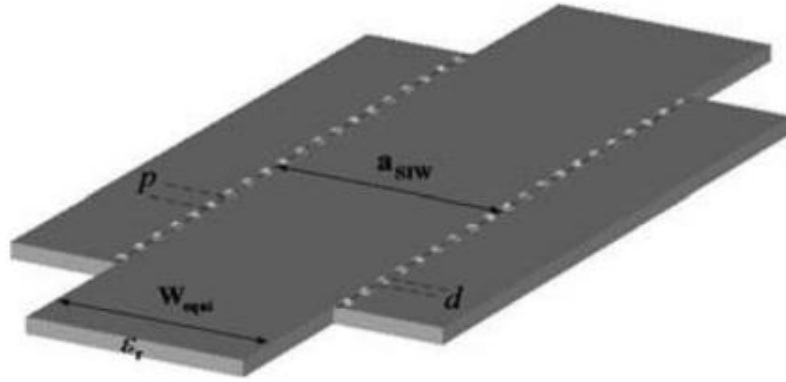


**Figure. I. 13.** Constante de propagation mesurée comparée aux constantes de propagation d'un guide intégré et d'un guide rectangulaire équivalent.

Les résultats de la figure I.13 montrent un bon accord compromis entre les résultats théoriques et le résultat expérimentaux. Il est à noter que la formule de la largeur est précise avec une erreur relative maximale de 4 % ou moins [9].

#### I. 4. 4. La quatrième formule

Une formule de calcul de la largeur effective est présentée dans [8]. L'élaboration de cette formule est basé sur la minimisation du coefficient de réflexion d'une structure composée d'un guide d'onde rectangulaire classique fusionné avec un guide intégré (voir la figure I.14). Le coefficient de réflexion de la structure est minimal si les pertes dans la jonction entre les deux guides sont négligeables, ce qui signifie que la largeur du guide intégré est optimale. Cette structure est analysée par la méthode MMT (*mode matching technique*) [13], qui applique une conversion circulaire au carré, où les trous cylindriques sont remplacés par des trous parallélépipédiques [14].

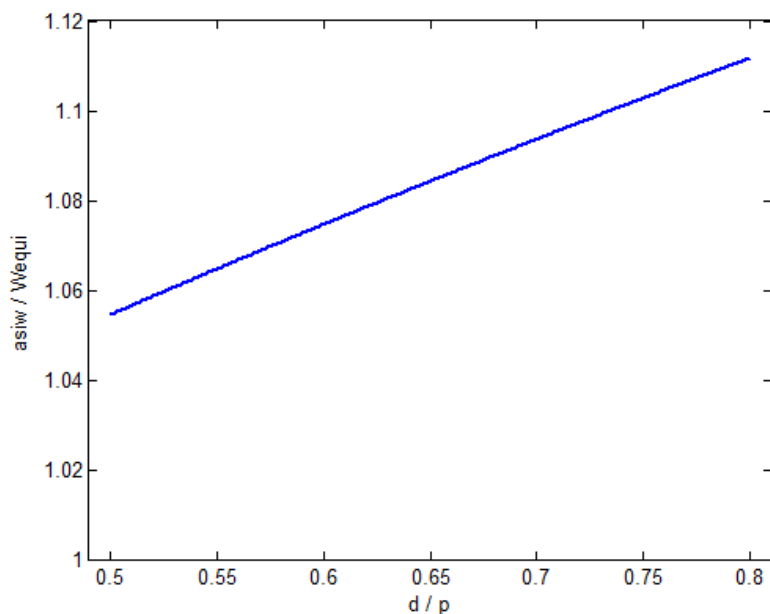


**Figure. I. 14.** Structure guide rectangulaire- guide intégré au substrat.

Afin d'obtenir les valeurs optimales de  $a_{siw}$ , le coefficient de réflexion de la structure a été minimisé en faisant varier la largeur minimisée par varier la largeur  $a_{siw}$ , cela pour  $W_{equi}$   $d$  et  $p$  constants. Ces étapes sont répétées pour l'ensemble de l'intervalle du rapport  $d/p$  qui est compris entre 0.5 et 0.8. En fait, le choix de cet intervalle a pour but d'éviter les pertes dans le guide intégré et de rendre la structure réalisable. Lors de la procédure d'optimisation le nombre de trous métalliques a varié pour garder la longueur de la structure du guide intégré de l'ordre d'un quart d'onde pour s'assurer que le coefficient de réflexion n'est pas affecté par les deux discontinuités (entrée et sortie) [13].

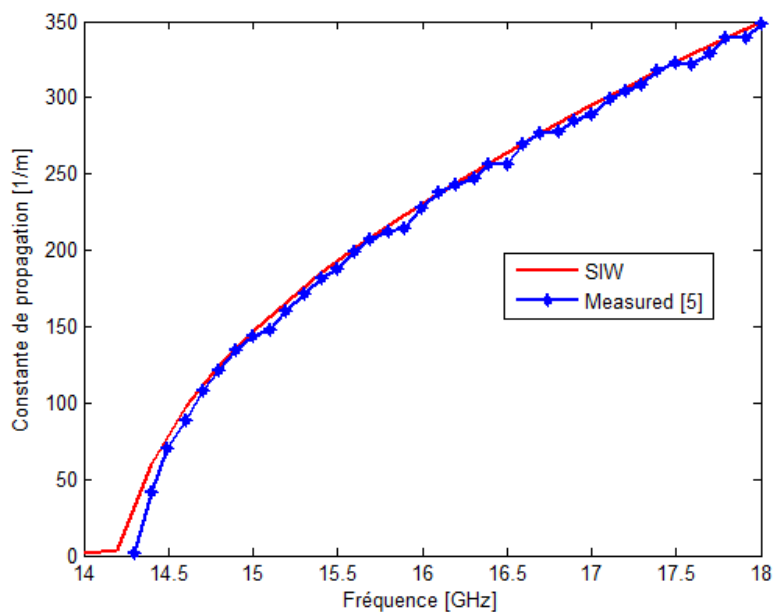
La figure I.15 montre les résultats obtenus pour un guide rectangulaire de largeur  $W_{equi}=5.828$  mm,  $p=1$  mm et  $\epsilon_r=2.94$ . La technique des moindres carrés non linéaire est utilisée pour obtenir la formule (I.19) finale de calcul de la largeur effective

$$a_{siw} = W_{equi} + p \cdot (0.766 \cdot e^{0.4482 d/p} - 1.176 \cdot e^{-1.214 d/p}) \quad (I.19)$$



**Figure. I. 15.** La largeur optimale en fonction du rapport  $d / p$ .

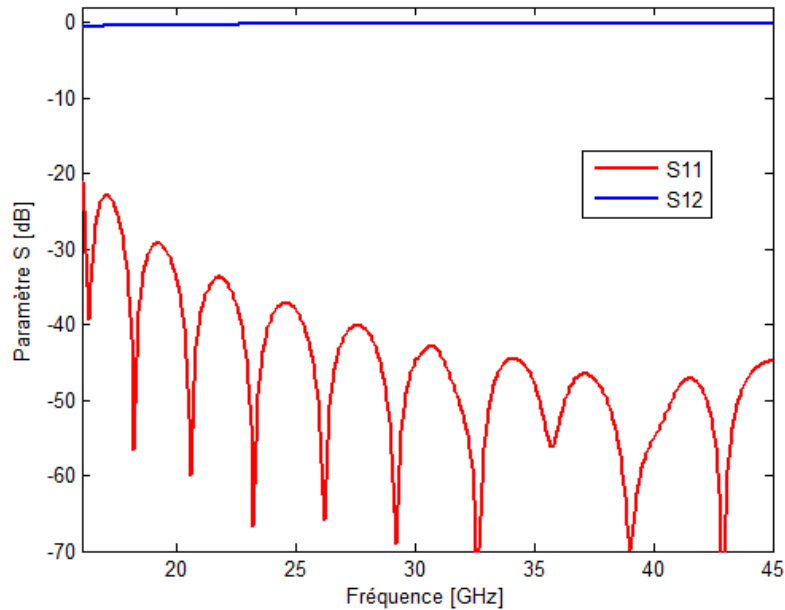
On a investi la robustesse de cette formule. La figure I.16 illustre la constante de propagation d'un guide d'onde intégré fonctionnant sur la bande K avec  $\epsilon_r=2.33$ ,  $d=0.8$  mm,  $p=2$  mm. on remarque le bon accord entre les résultats de simulation et ceux de mesure [5].



**Figure. I. 16.** Constante de propagation d'un guide intégré comparée avec la constante de propagation mesurée.

Une structure est conçue sur un substrat RT/Duroïd 6002 avec  $\epsilon_r=2.94$ , une épaisseur  $h=0.508$  mm et une fréquence de coupure  $f_c = 15$  GHz. Les coefficients de réflexion et de

transmission sont présentés sur la figure I. 17. Il est à noter que la largeur calculée par la formule (16) permet d'avoir le coefficient de réflexion le plus faible.



**Figure. I. 17.** Investigation du coefficient de réflexion d'une structure guide intégrée avec guide rectangulaire ;  $\epsilon_r=2.94$ ,  $W_{\text{equi}} = 5.828$  mm,  $d = 0.55$  mm et  $p = 1$  mm.

## I. 5. Conclusion

Ce chapitre a offert une vue sur la technologie des guides d'onde intégrés au substrat. En examinant les directives de conception essentielles, nous avons établi les principes fondamentaux qui sous-tendent le développement de ces structures compactes et efficaces. L'accent mis les contraintes géométriques et les considérations matérielles a souligné l'importance de chaque élément dans la création de guides intégrés capables de garantir une transmission de signaux optimale.

Nous avons également exploré l'importance de la largeur du guide, un paramètre déterminant pour la capacité de transmission et les pertes de signal. La largeur du guide est optimisée en fonction des paramètres géométriques et de la fréquence de fonctionnement dont des formules de calcul traditionnelles ont été discutées, fournissant une base solide pour la compréhension et l'application pratique de ces concepts.

Ce chapitre a posé les bases pour une compréhension approfondie et une application efficace des guides d'onde intégrés au substrat dans les systèmes de télécommunication. Cette

compréhension fournira une base solide pour le reste de la thèse. Le chapitre suivant présentera la méthode FDFD en tant qu'outil de calcul pour les guides intégrés au substrat. Il détaillera aussi la manière dont cette méthode est exploitée pour développer une nouvelle formule permettant d'estimer la largeur du guide.

## I. 6. Référence

- [1] M. BOZZI, L. PERREGRINI, K. WU et P. ARCIONI, «Current and Future Research Trends in Substrate Integrated Waveguide Technology,» *Radioengineering*, vol. 18, n° %12, pp. 201-209, June 2009.
- [2] D. Deslandes et K. Wu, «Accurate modeling, wave mechanisms and design considerations of a substrate integrated waveguide,» *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 54, n° %16, pp. 2516-2526, June 2005.
- [3] F. Xu et K. Wu, «Numerical multimode calibration technique for extraction of complex propagation constants of substrate integrated waveguide,» chez *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Fort Worth, USA, 2004.
- [4] L. Li, K. Wu et L. Zhu, «Numerical TRL calibration technique for parameter extraction of planar intergated discontinuities in a deterministic MoM algorithm,» *IEEE Microwave and Wireless Componenu Letters*, vol. 12, n° %112, pp. 485-487, 2002.
- [5] F. Xu et K. Wu, «Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide,» *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 53, n° %11, pp. 66-73, December 2005.
- [6] D. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed, Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [7] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu et G. Conciauro, «Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguide,» *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, vol. 12, n° %19, pp. 333-335, September 2002.
- [8] Y. L, H. W, H. G, C. J, W. K et K. Wu, «Simulation and experiment on SIW slot array antennas,» *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, vol. 14, n° %19, pp. 446-448, September 2004.

- [9] K. Che, D. Deng, D. Wang et Y. L. Chow, «Analytical equivalence between substrate-integrated waveguide and rectangular waveguide,» *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 2, n° 11, pp. 35-41, 2008.
- [10] K. Zamzam et B. Jens, «Designing the Width of Substrate Integrated Waveguide Structures,» *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, vol. 23, n° 110, pp. 518-520, September 2013.
- [11] G. Conciauro, M. Guglielmi et R. Sorrentino, «The BI-RME Method,» chez *Advance Modal Analysis, CAD Techniques for Waveguide Components and Filters*, New York, Wiley, 1999, pp. ch.5-ch.6.
- [12] R. Harrington, *Field computation by moment methods*, New York: IEEE Press, 1993, pp. 41-50.
- [13] J. Bornemann, F. Taringou et Z. Kordiboroujeni, «A mode-matching approach for the analysis and design of substrate-integrated waveguide components,» *Freq.—J. RF/Microw. Engr. Photon., Commun.*, vol. 65, pp. 287-292, Septembre 2011.
- [14] Z. Kordiboroujeni, J. Bornemann et T. Sieverding, «Mode-matching design of substrate-integrated waveguide couplers,» *Proc. Asia-Pacific Int. Symp. Electromag. Compat*, pp. 701-704, May 2012.

## *Chapitre II :*

# *Méthode des différences finies dans le domaine fréquentiel (FDFD)*

## II. 1. Introduction

L'analyse des guides d'ondes intégrés au substrat représente une étape importante dont l'objectif est de déterminer avec précision la distribution du champ électromagnétique se propageant à l'intérieur de la structure. Plusieurs méthodes numériques ont été utilisées afin de modéliser avec précision les guides intégrés. Parmi les quelles, la méthode *Mode Matching Technique* (MMT) [1], la méthode BI-RME (Boundary Integral - Resonant Mode Expansion) [2], la méthode des Moment (MoM) [3].

Dans cette étude, la méthode des différences finies dans le domaine fréquentiel (FDFD) est appliquée. Elle est basée sur la discrétisation des équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel, cette approche permet de transformer les équations différentielles en un système matriciel facile à résoudre. L'objectif de ce chapitre est d'exploiter la méthode FDFD pour analyser un guide d'onde intégré au substrat. À partir de cette analyse, une nouvelle formulation dédiée au calcul de la largeur équivalente du guide est proposée. Cette formule se distingue par une précision remarquable par rapport aux formules existantes.

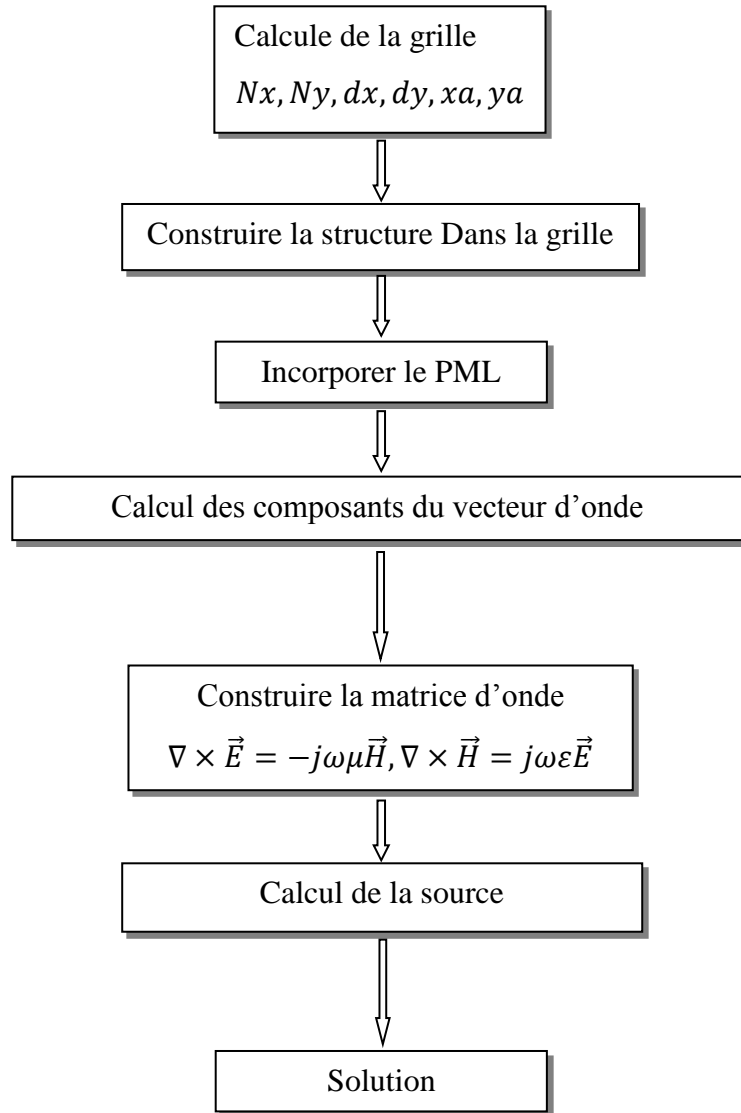
## II. 2. Contribution au dimensionnement

Lors de cette étude nous avons contribué par développer une nouvelle formule de calcul de la largeur effective optimale d'un guide d'onde intégré au substrat. Nous avons appliqué la méthode FDFD pour analyser la structure d'un guide intégré dont les paramètres géométriques de la structure sont variés itérativement afin de minimiser l'écart entre la fréquence de coupure d'un guide intégré et celle d'un guide d'onde rectangulaire classique. Les paramètres géométriques adéquats ont été exploités pour extraire une formule mathématique permettant de déterminer, avec une précision remarquable, la largeur effective du guide intégré.

### II. 2. 1. Finite Difference Frequency Domain

La méthode FDFD est l'acronyme de l'expression anglaise *Finite Difference Frequency Domain* [4]. C'est une méthode basée sur une solution numérique par différences finies des opérateurs dérivés dans le domaine fréquentiel, qui permet de résoudre des équations différentielles dépendantes de la fréquence. Cette méthode partage plusieurs similarités avec la méthode FDTD (*Finite-Difference Time-Domain*) [5]. Ainsi, les concepts appliqués à cette dernière son directement applicable pour la FDFD.

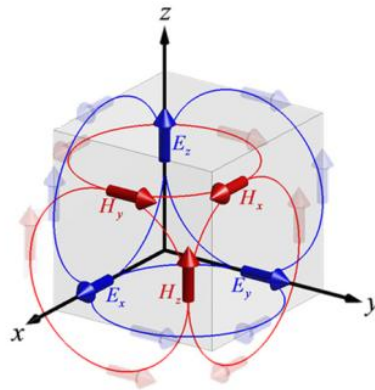
La méthode FDFD se fonde sur la résolution, à une fréquence constante, des équations de Maxwell dans la structure étudiée. L'implémentation d'un algorithme FDFD permet de transformer le problème en un système d'équations linéaires de forme  $Ax=b$ . Où  $A$  est dérivée de l'opérateur de l'équation d'onde, le vecteur colonne  $x$  contient les composants du champ et le vecteur  $b$  décrit la source [4] [5]. Le schéma général d'un algorithme de la méthode FDFD peut être organisé sous forme d'un organigramme comme il est présenté dans la figure II. 1.



**Figure. II. 1.** Schéma général d'un algorithme FDFD.

La mise en œuvre d'un algorithme de la FDFD se compose des étapes décrites ci-dessus, chacune comprenant des sous-étapes. Par la suite, nous allons détailler chaque étape.

**Calcul de la grille :** cette opération consiste à discrétiser la structure dans un plan spatial. Yee [17] a proposé de diviser le volume contenant la structure en décalant d'une demi-cellule, les coordonnées aux points où les champs sont calculés, par conséquent, chaque composante du champ est entourée par les composantes de l'autre champ qui forment des boucles. Sur la figure II. 2, par exemple ; la composante du champ électrique  $E_z$  est entourée par les composantes  $H_y$  et  $H_x$  (la boucle en rouge) et la composante du champ magnétique  $H_z$  est entourée par les composantes  $E_x$  et  $E_y$  (la boucle en bleu). Le maillage spatio-temporel de Yee [6] est adapté, selon la littérature [4], pour analyser les structures en FDFD. Pour une structure 2D de longueur  $x_a$  et largeur  $y_a$ , les dimensions de chaque cellule sont respectivement  $dx$  et  $dy$  le nombre total de cellules est  $N_x N_y$ .



**Figure. II. 2.** La grille de Yee en 3D, la représentation spatiale des composants des champs dans une cellule unitaire.

**Construire la structure dans la grille :** la grille, élaborée lors de la première étape, doit être remplie avec les valeurs de permittivité, de perméabilité et de conductivité. Il est important d'éviter tout entrelacement indésirable entre les matériaux à ce stade

**Incorporer le PML :** pour éliminer les ondes réfléchies à l'intérieur du domaine de calcul, on rajoute une couche au-delà du bord artificiel dans laquelle l'onde est absorbée grâce à l'introduction d'un terme de dissipation. Les conditions aux limites PML (*Perfectly Matched Layers*) sont ajoutées pour tronquer le domaine de calcul, notamment pour simuler la propagation d'onde dans une région infinie.

**Calcul des composants du vecteur d'onde :** ce calcul permet de décrire la source, le sens de l'onde incidente et la direction de propagation.

**Construire la matrice d'onde :** la méthode FDFD se base sur la résolution directe des équations rotationnelles de Maxwell dans la structure étudiée dont les dérivées spatiales et temporelles des équations différentielles sont traitées numériquement dans un milieu homogène, isotrope et non dispersif. L'approximation des dérivées aux différents points du domaine discrétisé (la grille de Yee) est réalisée par différentiation des valeurs de nœuds adjacents.

**Calcul de la source et solution :** les informations obtenues à partir d'une structure donnée dépendent de la manière dont la structure est excitée. Plusieurs sources sont utilisées telles que : une source de la forme gaussienne, qui permet de couvrir une large bande de fréquence ; une source sinusoïdale possède une fréquence fixe ; une source sinusoïdale modulée par une gaussienne résultante de la multiplication d'une source gaussienne avec source sinusoïdale. La source gaussienne est la plus adaptée à la méthode FDFD en raison de ses bonnes caractéristiques fréquentielles et de l'absence de variations abruptes [4]. Elle est exprimée par l'équation ci-dessous ;

$$f_{src}(x, y) = 1. e^{j(k_x, inc + k_y, inc)} \quad (II.1)$$

Les étapes présentées ci-dessus permettent de structurer le problème sous une forme matricielle dont les composantes du champ électromagnétique (**F**) sont exprimées en fonction des éléments du vecteur source (**b**) et les éléments de la matrice d'onde (**A**). L'équation (II.2) résume le problème.

$$A.F = b \quad (II.2)$$

## II. 2. 2. Modélisation du guide intégré au substrat en FDFD :

Le guide d'onde intégré au substrat est composé de plusieurs cellules identiques arrangées dans un agencement périodique. Cette caractéristique de périodicité est avantageuse pour les méthodes d'analyse numérique où le domaine computationnel est restreint à sur une seule période.

Un algorithme fondé sur une combinaison entre la méthode FDFD et la théorie de Floquet [7] [8] permet d'extraire les caractéristiques de propagation du guide intégré. En effet, une cellule unitaire du guide intégré est modélisée et analysée en FDFD alors que la théorie de Floquet permet de généraliser les résultats d'analyse à la structure complète.

Selon la théorie de Floquet pour les arrangements périodiques, les champs électrique et magnétique de l'onde guidée peuvent être exprimés comme suit :

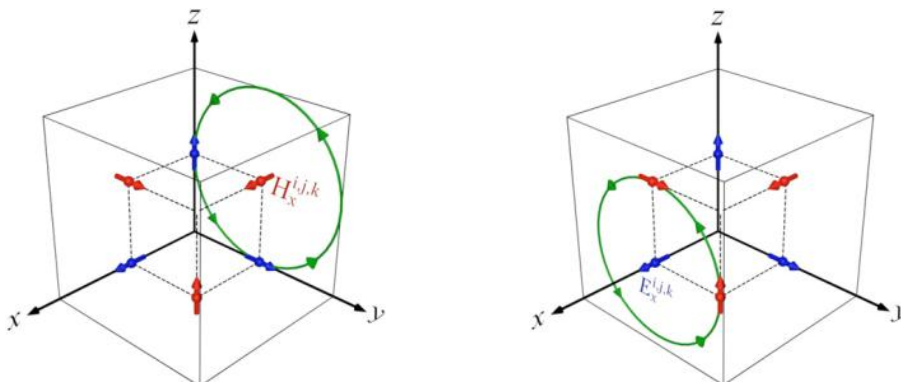
$$G(x, y, z) = g(x, y, z)e^{(-\gamma z)} \quad (\text{II.3})$$

Avec  $\gamma$  représente la constante de propagation ( $\gamma = \alpha + j\beta$ ),  $g(x, y, z)$  est une fonction périodique du champ électrique  $e(x, y, z)$  ou du champ magnétique  $h(x, y, z)$ ,  $G(x, y, z)$  représente le champs électrique  $E(x, y, z)$  ou le champ magnétique  $H(x, y, z)$ .

Les équations rotationales de Maxwell dans un milieu avec permittivité et permeabilité constante s'écrivent de la façon suivante ;

$$\begin{cases} \vec{\nabla} \times \vec{E} = -\mu_0 \mu_r \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \times \vec{H} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Dans un plan en coordonnées cartésiennes, chaque composante du champ magnétique (électrique) peut être décrite en fonction des composantes des champs magnétiques (électriques) appartenant au même plan, cela par le biais de la fonction rotationnel. La figure II. 3 représente le mécanisme de production du champ. Le système d'équation donnée par (II.5) s'écrit donc sous la forme de six équations. Puisque l'excitation provient d'une source sinusoïdale, la dérivée par rapport au temps  $\partial/\partial t$  peut être remplacée par  $j\omega$ .



**Figure. II. 3.** Mécanisme de production des champs.

$$\begin{cases} \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = j\omega\mu_{xx}H_x \\ \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = j\omega\mu_{yy}H_y \\ \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = j\omega\mu_{zz}H_z \\ \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = j\omega\varepsilon_{xx}E_x \\ \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = j\omega\varepsilon_{yy}E_y \\ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\varepsilon_{zz}E_z \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Un mode de propagation possède la forme mathématique générale [9].

$$\begin{cases} \vec{E}(x, y, z) = \vec{A}(x, y)e^{\gamma z} \\ \vec{H}(x, y, z) = \vec{B}(x, y)e^{\gamma z} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Avec  $\vec{A}(x, y)$  et  $\vec{B}(x, y)$  représentant sont les amplitudes complexes du mode,  $\gamma$  étant la constante de propagation selon  $\mathbf{z}$ . La solution du problème dans un espace 3D se résume à l'analyse de la section transversale du guide d'onde dans un le plan  $x$ - $y$ , plan 2D.

Dans ce qui suit le système des équation donné dans (II.5) est normalisé, par rapport au nombre d'onde  $k_0$  où :  $k_0 = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$ ,  $\hat{x} = k_0x$ ,  $\hat{y} = k_0y$  et  $\hat{z} = k_0z$ . Les composantes du champ magnétique sont aussi normalisées par rapport à l'impédance d'onde où :  $\tilde{H} = j\eta_0H$ .

On peut écrire les composantes du champ électrique et magnétique comme suit :

$$\begin{cases} E_x = A_x e^{\gamma z \frac{\hat{z}}{k_0}} \\ E_y = A_y e^{\gamma z \frac{\hat{z}}{k_0}} \\ E_z = A_z e^{\gamma z \frac{\hat{z}}{k_0}} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

$$\begin{cases} \tilde{H}_x = B_x e^{\gamma z \frac{\hat{z}}{k_0}} \\ \tilde{H}_y = B_y e^{\gamma z \frac{\hat{z}}{k_0}} \\ \tilde{H}_z = B_z e^{\gamma z \frac{\hat{z}}{k_0}} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Nous remplaçons les formules des champs données par (II.7) et (II.8) dans le système des équations (II.5). Pour la première équation nous avons ;

$$\frac{\partial \left( A_z e^{\gamma \frac{z'}{k_0}} \right)}{\partial y'} - \frac{\partial \left( A_y e^{\gamma \frac{z'}{k_0}} \right)}{\partial z'} = \mu_{xx} B_x e^{\gamma \frac{z'}{k_0}}$$

$$\frac{\partial A_z}{\partial y'} e^{\gamma \frac{z'}{k_0}} - \frac{\gamma}{k_0} A_y e^{\gamma \frac{z'}{k_0}} = \mu_{xx} B_x e^{\gamma \frac{z'}{k_0}}$$

$$\frac{\partial A_z}{\partial y'} - \frac{\gamma}{k_0} A_y = \mu_{xx} B_x$$

Enfin le système des équations (II.5) peut s'écrire comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial A_z}{\partial y'} - \frac{\gamma}{k_0} A_y = \mu_{xx} B_x \\ \frac{\gamma}{k_0} A_x - \frac{\partial A_z}{\partial x'} = \mu_{yy} B_y \\ \frac{\partial A_y}{\partial x'} - \frac{\partial A_x}{\partial y'} = \mu_{zz} B_z \\ \frac{\partial B_z}{\partial y'} - \frac{\gamma}{k_0} B_y = \varepsilon_{xx} A_x \\ \frac{\gamma}{k_0} B_x - \frac{\partial B_z}{\partial x'} = \varepsilon_{yy} A_y \\ \frac{\partial B_y}{\partial x'} - \frac{\partial B_x}{\partial y'} = \varepsilon_{zz} A_z \end{array} \right. \quad (II.9)$$

On peut le réécrire sous la forme matricielle suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} D_{y'}^e a_z - \tilde{\gamma} a_y = \mu_{xx} b_x \\ \tilde{\gamma} a_x - D_{x'}^e a_z = \mu_{yy} b_y \\ D_{x'}^e a_y - D_{y'}^e a_x = \mu_{zz} b_z \\ D_{y'}^h b_z - \tilde{\gamma} b_y = \varepsilon_{xx} a_x \\ \tilde{\gamma} b_x - D_{x'}^h b_z = \varepsilon_{yy} a_y \\ D_{x'}^h b_y - D_{y'}^h b_x = \varepsilon_{zz} a_z \end{array} \right. \quad (II.10)$$

Où la forme matricielle des opérateurs dérivatifs appliqués aux champs électrique et magnétique est donnée par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} D_{y'}^e E = \frac{E(i, j+1, k) - E(i, j, k)}{\Delta y'} \\ D_{x'}^e E = \frac{E(i+1, j, k) - E(i, j, k)}{\Delta x'} \\ D_{y'}^h H = \frac{H(i, j, k) - E(i, j-1, k)}{\Delta y'} \\ D_{x'}^h H = \frac{H(i, j, k) - E(i-1, j, k)}{\Delta y'} \end{cases}$$

Nous résolvons la troisième et sixième équation du système (II.10) par rapport aux composantes longitudinales  $a_z$  et  $b_z$ . En substituant les expressions de  $a_z$  et  $b_z$  dans les équations restantes, nous obtenons finalement le système des équations (II.11).

$$\begin{cases} D_{x'}^e \varepsilon_{zz}^{-1} D_{y'}^h b_x - (D_{x'}^e \varepsilon_{zz}^{-1} D_{x'}^h + \mu_{yy}) b_y = -\tilde{\gamma} a_x \\ (D_{y'}^e \varepsilon_{zz}^{-1} D_{y'}^h + \mu_{xx}) b_x - D_{y'}^e \varepsilon_{zz}^{-1} D_{x'}^h b_y = -\tilde{\gamma} a_y \\ D_{x'}^h \mu_{zz}^{-1} D_{y'}^e a_x - (D_{x'}^h \mu_{zz}^{-1} D_{x'}^e + \varepsilon_{yy}) a_y = -\tilde{\gamma} b_x \\ (D_{y'}^h \mu_{zz}^{-1} D_{y'}^e + \mu_{xx}) a_x - D_{y'}^h \mu_{zz}^{-1} D_{x'}^e a_y = -\tilde{\gamma} b_y \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Rétabli sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} D_{x'}^e \varepsilon_{zz}^{-1} D_{y'}^h & -(D_{x'}^e \varepsilon_{zz}^{-1} D_{x'}^h + \mu_{yy}) \\ (D_{y'}^e \varepsilon_{zz}^{-1} D_{y'}^h + \mu_{xx}) & D_{y'}^e \varepsilon_{zz}^{-1} D_{x'}^h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_x \\ b_y \end{bmatrix} = -\tilde{\gamma} \begin{bmatrix} a_x \\ a_y \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} D_{x'}^h \mu_{zz}^{-1} D_{y'}^e & -(D_{x'}^h \mu_{zz}^{-1} D_{x'}^e + \varepsilon_{yy}) \\ (D_{y'}^h \mu_{zz}^{-1} D_{y'}^e + \mu_{xx}) & -D_{y'}^h \mu_{zz}^{-1} D_{x'}^e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_x \\ a_y \end{bmatrix} = -\tilde{\gamma} \begin{bmatrix} b_x \\ b_y \end{bmatrix}$$

En substituant de l'expression du vecteur  $[\mathbf{b}_x \ \mathbf{b}_y]$  dans l'expression  $[\mathbf{a}_x \ \mathbf{a}_y]$ , on obtient :

$$\Omega^2 \begin{bmatrix} a_x \\ a_y \end{bmatrix} = \tilde{\gamma}^2 \begin{bmatrix} a_x \\ a_y \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Avec ;

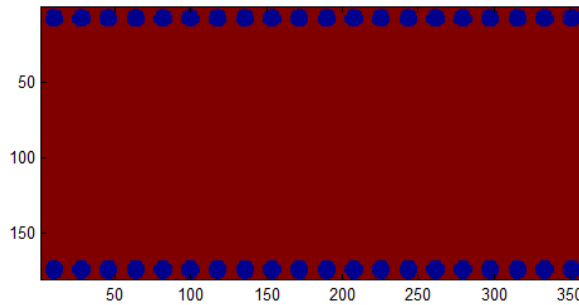
$$\Omega^2 = PQ$$

$$P = \begin{bmatrix} D_{x'}^e \varepsilon_{zz}^{-1} D_{y'}^h & -(D_{x'}^e \varepsilon_{zz}^{-1} D_{x'}^h + \mu_{yy}) \\ (D_{y'}^e \varepsilon_{zz}^{-1} D_{y'}^h + \mu_{xx}) & D_{y'}^e \varepsilon_{zz}^{-1} D_{x'}^h \end{bmatrix}$$

$$Q = \begin{bmatrix} D_{x'}^h \mu_{zz}^{-1} D_{y'}^e & -(D_{x'}^h \mu_{zz}^{-1} D_{x'}^e + \varepsilon_{yy}) \\ (D_{y'}^h \mu_{zz}^{-1} D_{y'}^e + \mu_{xx}) & -D_{y'}^h \mu_{zz}^{-1} D_{x'}^e \end{bmatrix}$$

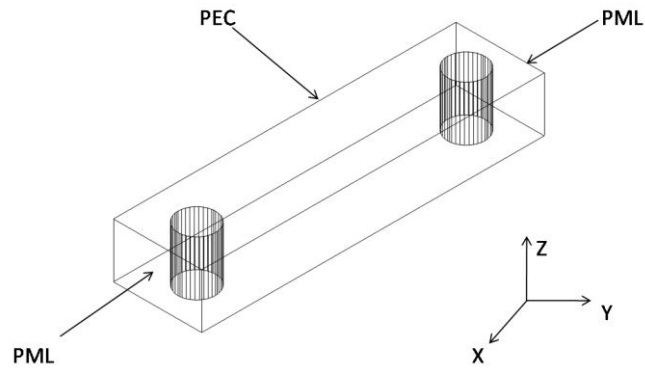
### II. 2. 3. Exemple d'application

Par la suite, nous démontrons l'applicabilité de la FDFD à travers un exemple concret, à savoir l'analyse comparative de deux guides : un guide d'onde intégré analysé en FDFD et un guide intégré analysé en HFSS, en utilisant la méthode des différences finies en domaine fréquentiel, et en examinant leur comportement en termes de propagation et d'atténuation. La structure étudiée est illustrée dans la figure ci-dessous. Il s'agit d'un guide intégré au substrat, constitué de 20 trous uniformément espacés de 1.5 mm les uns des autres. Chaque trou a un diamètre d'environ 0.5 mm.



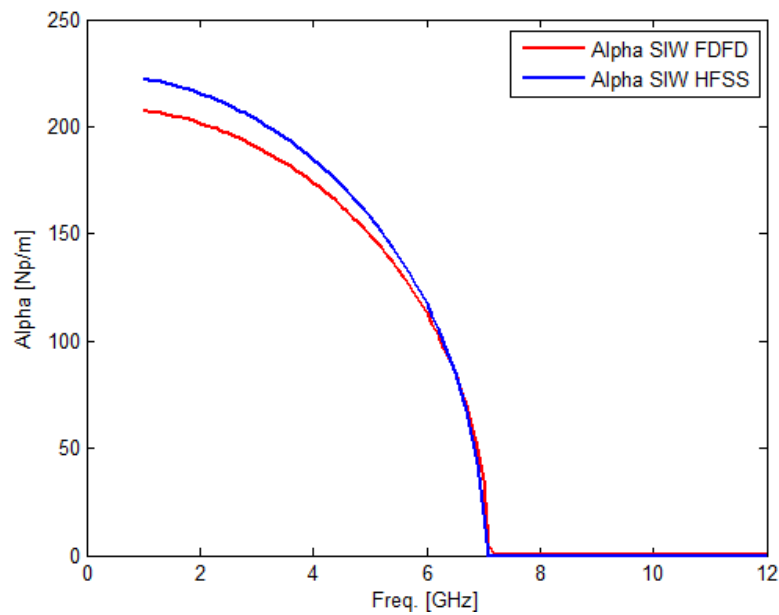
**Figure. II. 4.** Guide intégré au substrat avec 20 trous espacés de 1,5 mm et diamètre de 0,5 mm.

La structure considérée est une structure périodique, comme illustré sur la figure II. 4 donc une seule cellule élémentaire est étudiée. Des conditions aux limites sont introduites sur une cellule unitaire ; PML ABC (Perfectly Matched Layer Absorbing Boundary Conditions) est appliqué sur les plans latéraux avec 20 cellule formant la couche PML, alors que le PEC (*Perfect Electric Conductor*) est appliqué sur les plans supérieur et inférieur (voir la figure II. 5).

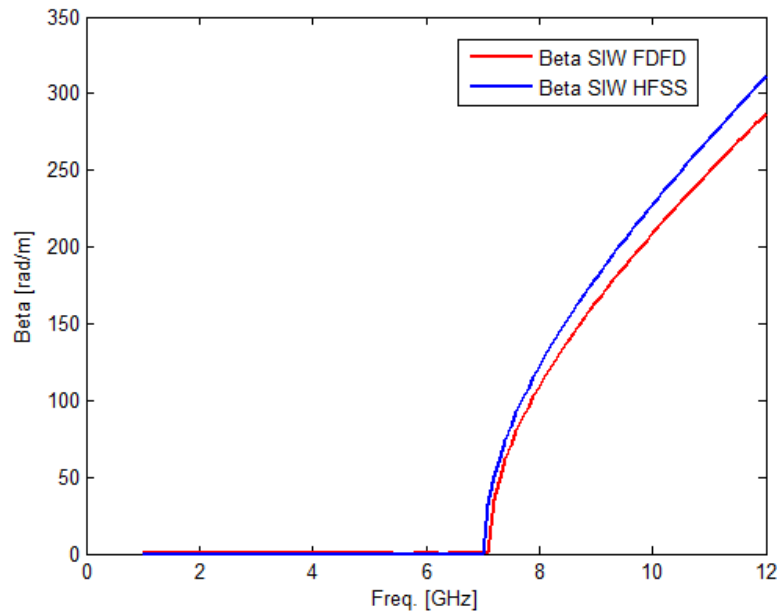


**Figure. II. 5.** Cellule unitaire du guide avec les conditions aux limites.

Nous avons observé que les constantes de propagation et d'atténuation du guide intégré, calculées par la méthode FDFD, se ressemblent de celles obtenues avec HFSS avec certaines variations notables. Ces écarts s'expliquent principalement par les différences entre les deux méthodes de calcul, notamment en ce qui concerne le maillage et les conditions aux limites. Nous avons ajouté 20 cellules présentant une conductivité de 1 afin de représenter les conditions PML dans le guide intégré, ce qui peut également contribuer aux différences observées.



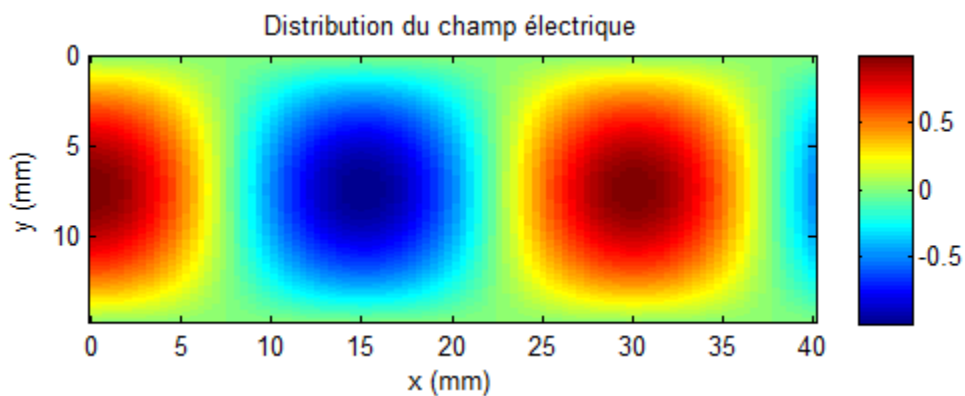
**Figure. II. 6.** Comparaison des constantes d'atténuation résultant de la FDFD et HFSS



**Figure. II. 7.** Comparaison des constantes de propagation résultant de la FDFD et HFSS.

La méthode de la FDFD s'avère être une approche particulièrement robuste pour l'analyse des guides d'ondes, offrant des solutions précises et fiables pour résoudre les problèmes de propagation.

La distribution du champ électrique est représentée sur la figure ci-dessous. On constate qu'elle est semblable à celle observée dans un guide d'onde classique

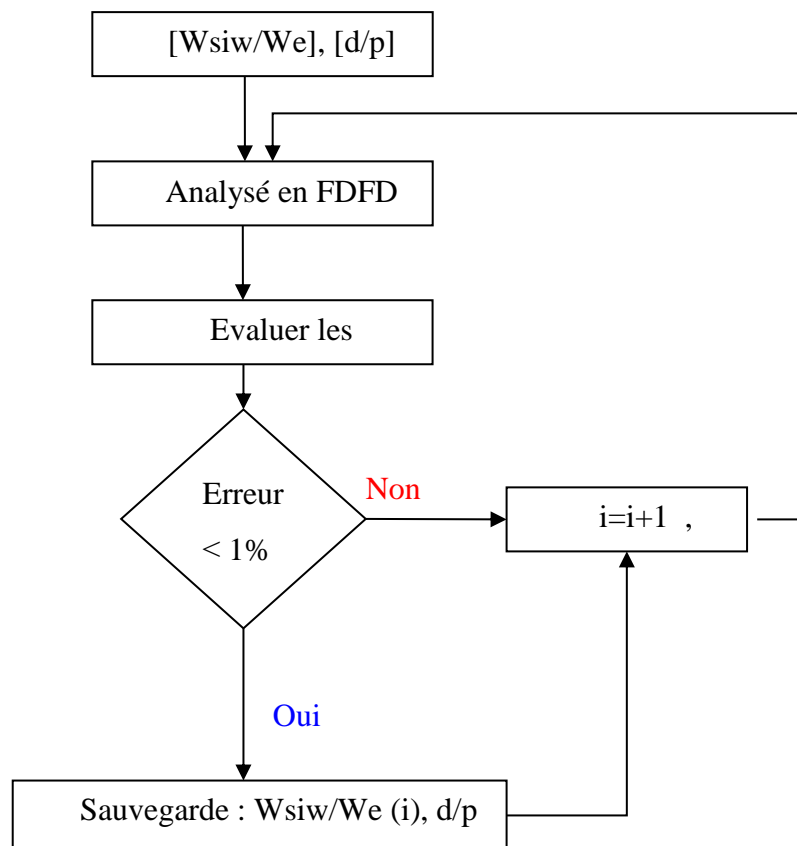


**Figure. II. 8.** Distribution du champ électrique dans le guide intégré

### II. 3. Nouvelle Formule pour la Largeur des Guides d'Onde Intégrés

Nous présentons par la suite une nouvelle formule destinée à déterminer avec précision la largeur des guides d'onde intégrés au substrat. Cette formule améliore considérablement l'exactitude des calculs en minimisant les erreurs relatives dans la largeur des guides.

La méthode proposée repose sur l'exécution itérative d'un algorithme spécifique afin d'identifier les valeurs optimales nécessaires à la formulation d'une équation mathématique précise. L'objectif principal de cette méthode est de déterminer les paramètres les plus appropriés qui permettront d'atteindre la précision souhaitée dans le modèle mathématique. L'organigramme présenté sur la figure II. 8 résume cette approche.



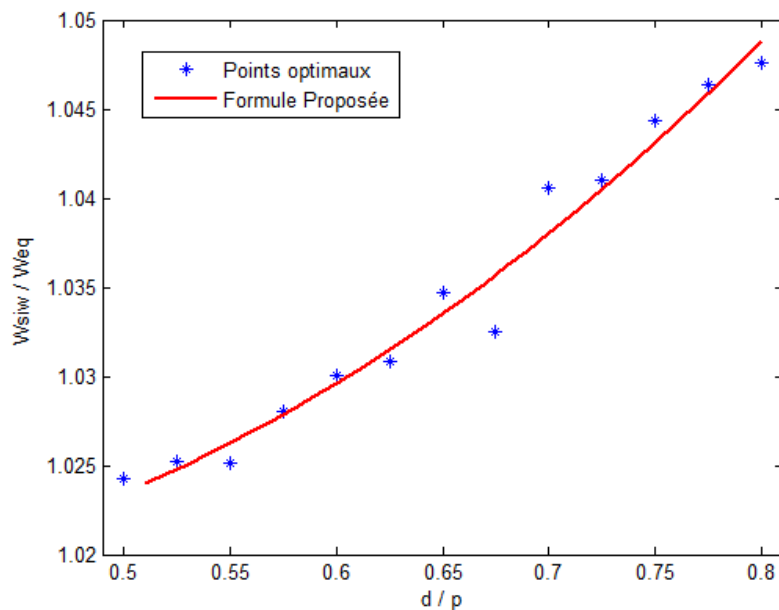
**Figure. II. 9.** Organigramme illustrant la synthèse de l'approche

Nous considérons une structure opérant dans la bande X, avec une fréquence de coupure  $f_c = 6,653$  GHz et une permittivité relative  $\epsilon_r = 2,33$ , équipée de 10 paires de trous via (environ une demi-longueur d'onde). On note que  $W_{siw}$  représente la largeur prédictive du guide,  $W_{eq}$

est la largeur équivalente,  $\mathbf{d}$  désigne le diamètre du via, et  $\mathbf{p}$  l'espacement entre deux vias adjacents.

Cette approche repose sur la variation du rapport  $W_{siw}/W_{eq}$  en fonction du rapport  $d/p$ , pour lequel la fréquence de coupure et l'erreur relative sont calculées pour chaque combinaison. Afin de garantir une précision optimale, seules les combinaisons avec une erreur relative inférieure à 1 % sont retenues. Il est également important de noter que le rapport entre le diamètre et l'espacement des vias doit être compris entre 0,5 et 0,8 pour maintenir l'atténuation due à la perte par radiation en dessous de 1 dB/m [14].

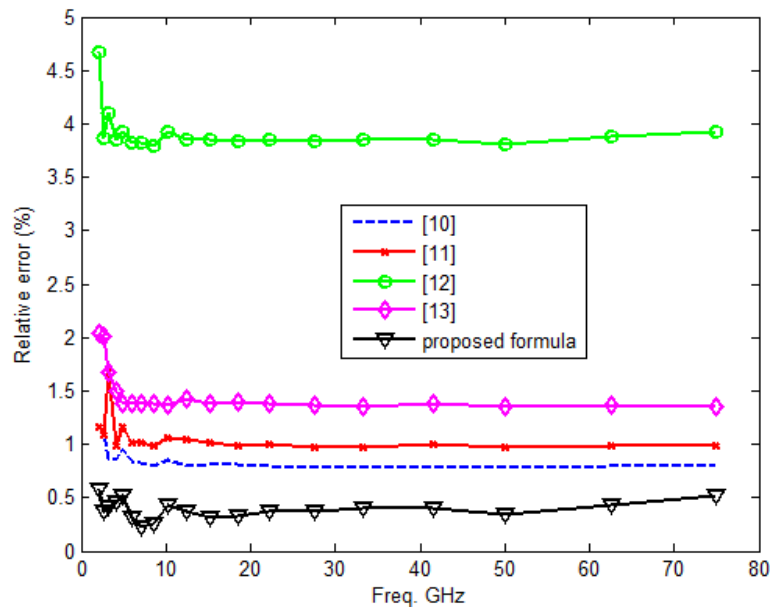
Les points optimaux sont regroupés dans la figure II. 10 ci-dessous. La méthode des moindres carrés est appliquée pour ajuster une courbe à ces points. Cette technique permet de déterminer l'équation qui modélise au mieux les données, comme spécifié par l'équation II.13. En réduisant l'erreur globale, elle fournit l'ajustement le plus précis possible pour les points donnés.



**Figure. II. 10.** Rapports optimaux donnant la fréquence de coupure la plus proche pour  $f_c=6,653$  GHz et  $\epsilon_r = 2,33$

$$W_{SIW} = W_{eq} \times \left( 0.1172 \left( \frac{d}{p} \right)^2 - 0.068 \left( \frac{d}{p} \right) + 1.0282 \right) \quad (\text{II.13})$$

Pour tester l'exactitude de cette formule, un guide d'ondes intégré au substrat contenant 20 paires de trous a été conçu et analysé à l'aide du logiciel HFSS. La largeur du guide est calculée à l'aide de notre formule et celles rapportées dans [10] [11] [12] [13]. Le rapport  $d/p$  optimal, qui minimise l'erreur relative, est choisi pour que la fréquence de coupure calculée soit la plus proche possible de la fréquence de coupure pratique d'un guide d'ondes rectangulaire. Afin de couvrir une large bande, cette procédure est répétée pour de nombreuses fréquences (de la bande R à la bande E). La figure II. 11 montre les erreurs relatives obtenues. On observe que l'exactitude de notre formule est comparable à celles présentées dans [10]- [13], et qu'elle affiche la plus faible erreur relative. Cependant, la formule donnée par [13] est moins précise que les autres formules.



**Figure. II. 11.** Erreur relative des différentes présentées dans [10]- [13]

Les caractéristiques de dispersion de la structure SIW sont examinées dans cette section pour différents substrats, différentes valeurs de bande de fréquence et différents rapports  $d/p$ . Le coefficient de réflexion de chaque guide est obtenu avec le logiciel de simulation HFSS. Le premier exemple concerne un SIW fonctionnant dans la bande X à 10 GHz. Nous avons utilisé un substrat diélectrique RT/Duroid 5870 avec  $\epsilon_r = 2,33$  et  $\text{tg}\delta = 0,0012$ . Les dimensions du SIW sont :  $W_{eq} = 14,97$  mm,  $p = 1$  mm,  $d = 0,65$  mm et  $h = 0,508$  mm. Une autre structure SIW, fonctionnant dans bande K (15 à 22 GHz), a également été analysée dans le deuxième exemple en utilisant un substrat diélectrique Neltec NH9350 avec  $\epsilon_r = 3,5$ . Les dimensions du SIW sont

:  $W_{eq} = 6,86$  mm,  $p = 1$  mm,  $d = 0,8$  mm et  $h = 0,508$  mm. Le dernier test concerne un guide d'ondes fonctionnant dans la bande 22 à 33 GHz avec un substrat en mica,  $\epsilon_r = 5,7$ . La largeur optimale est  $W_{eq} = 2,50$  mm pour  $p = 1$  mm,  $d = 0,8$  mm et  $h = 0,508$  mm.

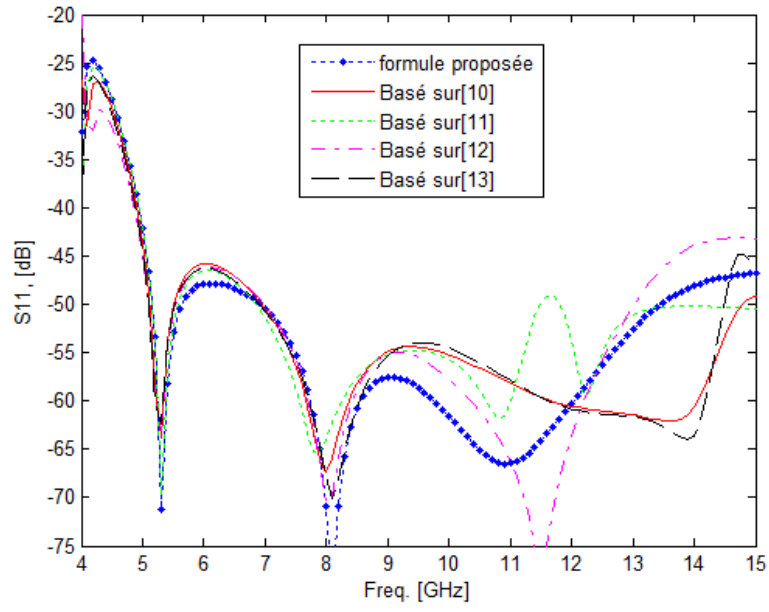
Les caractéristiques de dispersion de la structure SIW sont analysées dans cette section pour différents substrats, bandes de fréquence et rapports  $d/p$ . Le coefficient de réflexion de chaque guide est obtenu à l'aide du logiciel de simulation HFSS.

Le premier exemple porte sur un SIW fonctionnant en bande X à 10 GHz. Nous avons utilisé un substrat diélectrique RT/Duroid 5870 avec  $\epsilon_r = 2,33$  et  $tg\delta = 0,0012$ . Les dimensions du SIW sont :  $W_{eq} = 14,97$  mm,  $p = 1$  mm,  $d = 0,65$  mm et  $h = 0,508$  mm.

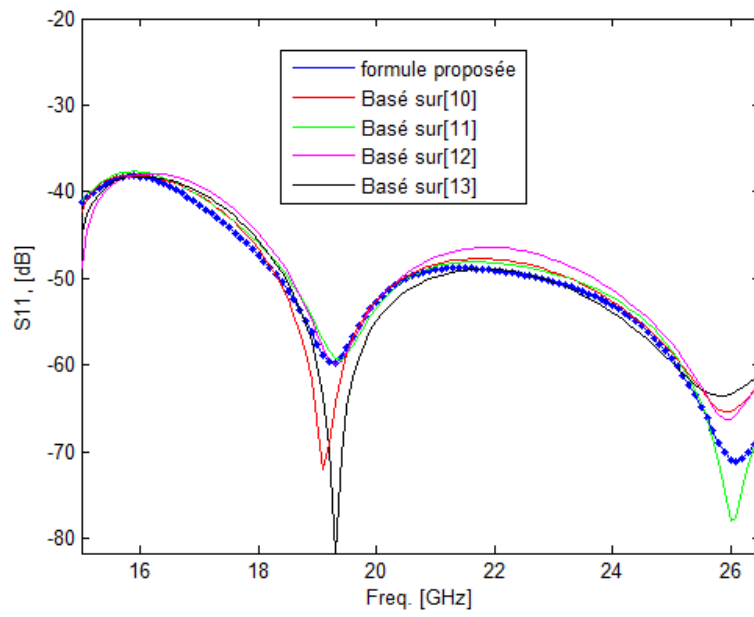
Un second exemple analyse une autre structure SIW, opérant dans bande K (15 à 22 GHz), utilisant un substrat diélectrique Neltec NH9350 avec  $\epsilon_r = 3,5$ . Les dimensions du SIW sont alors :  $W_{eq} = 6,86$  mm,  $p = 1$  mm,  $d = 0,8$  mm et  $h = 0,508$  mm.

Le dernier test concerne un guide d'ondes fonctionnant dans la bande 22 à 33 GHz avec un substrat en mica,  $\epsilon_r = 5,7$ . La largeur optimale est  $W_{eq} = 2,50$  mm pour  $p = 1$  mm,  $d = 0,8$  mm et  $h = 0,508$  mm.

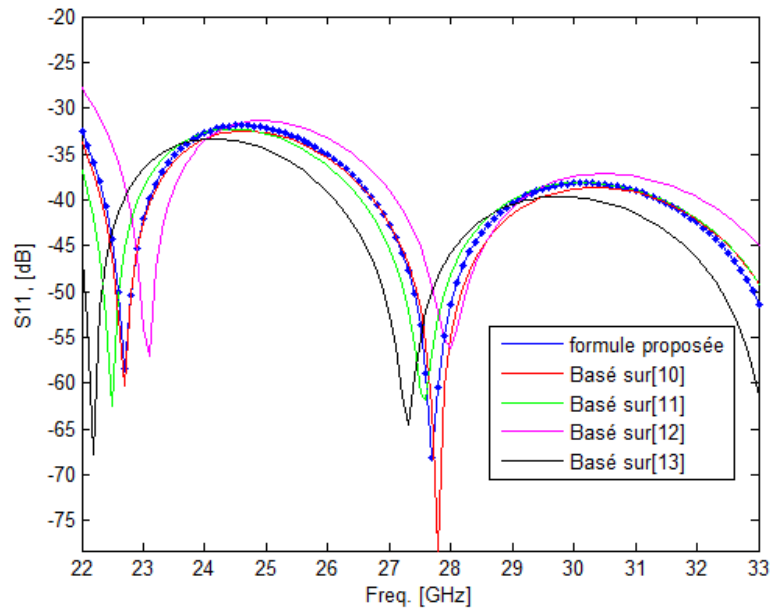
La Figure II. 12 illustre le coefficient de réflexion de la structure pour différentes largeurs, calculées selon diverses formules. On observe que le coefficient de réflexion est inférieur à -20 dB sur toute la bande de fréquence, avec des résultats très proches les uns des autres. Cependant, les pics de perte de retour sont décalés en fréquence d'un guide à l'autre en raison des différences de largeur entre les guides. Pour la figure II. 12. (a) en particulier à des fréquences relativement élevées, l'impact de ces différences de largeur est significatif : une légère erreur peut considérablement affecter le coefficient de réflexion. En termes de précision du coefficient de réflexion, la formule proposée présente une précision comparable à celle des autres formules.



(a)



(b)

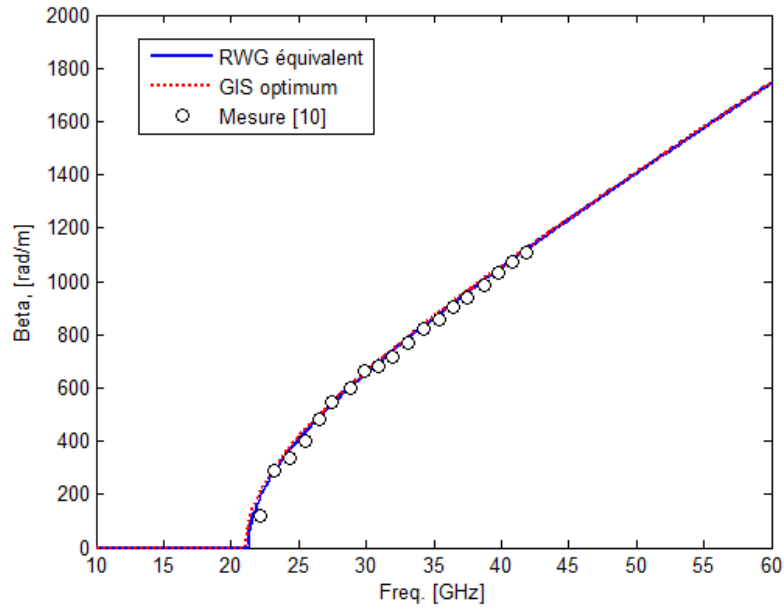


(c)

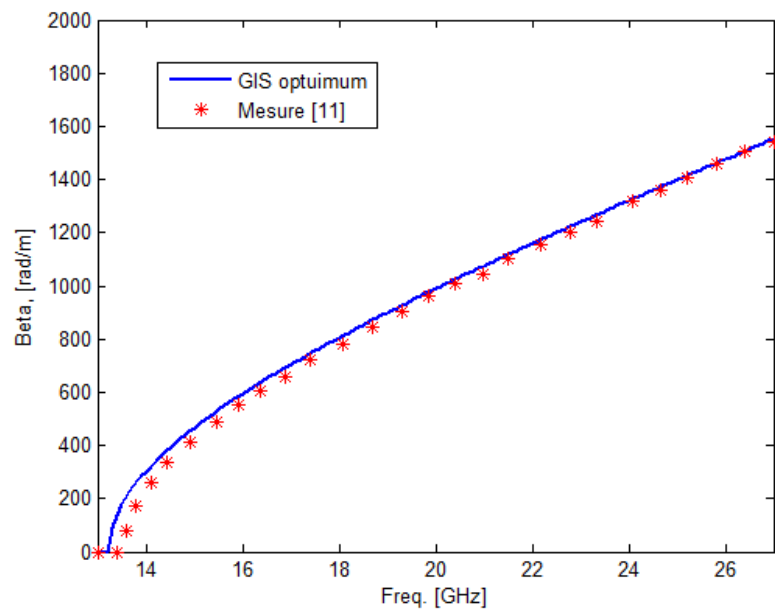
**Figure. II. 12.** Coefficient de réflexion d'un SIW obtenu par HFSS pour :

- (a)  $\epsilon_r = 2,33$ ,  $W_{eq} = 14,97$  mm,  $p = 1$  mm,  $d = 0,65$  mm,  $h = 0,508$  mm.
- (b)  $\epsilon_r = 3,5$ ,  $W_{eq} = 6,86$  mm,  $p = 1$  mm,  $d = 0,8$  mm,  $h = 0,508$  mm.
- (c)  $\epsilon_r = 5,7$ ,  $W_{eq} = 2,50$  mm,  $p = 1$  mm,  $d = 0,8$  mm,  $h = 0,508$  mm.

La figure II. 13 présente la constante de propagation simulée pour le premier mode TE<sub>10</sub>, en comparaison avec les valeurs mesurées de la constante de propagation rapportées dans les références [10] et [11]. En examinant ces figures, il est évident que la structure SIW conçue en utilisant la formule proposée reproduit fidèlement les caractéristiques de propagation d'un guide d'ondes pratique. Les résultats montrent une excellente concordance entre les constantes de propagation simulées et mesurées, ce qui confirme que la formule proposée est précise et fiable et permet de prédire avec précision le comportement des structures SIW dans des conditions pratiques.



(a)



(b)

**Figure. II. 13.** Constante de propagation du mode fondamental TE<sub>10</sub> en fonction de la fréquence pour : **(a)**  $\epsilon_r = 2,2$ ,  $d = 0,8$  mm,  $p = 1,5$  mm,  $W_{eq} = 4,8$  mm. **(b)**  $\epsilon_r = 9,9$ ,  $d = 0,635$  mm,  $p = 1,016$  mm,  $W_{eq} = 3,97$  mm.

La nouvelle formule proposée pour le calcul direct de la largeur des guides d'onde intégrés au substrat présente une précision significative. Cela sans faire recourir à la résolution de polynômes d'ordre supérieur ou l'application de méthodes itératives complexes. Les résultats

pratiques obtenus par le biais de cette formule démontrent sa robustesse, validant ainsi l'efficacité de la formule dans des conditions réelles d'application.

#### **II. 4. Conclusion**

L'analyse des guides d'ondes intégrés au substrat a été abordée à travers l'application de la méthode des différences finies dans le domaine fréquentiel (FDFD). L'exploitation de cette méthode a permis de modéliser avec précision le comportement électromagnétique du guide étudié.

Nous avons présenté une nouvelle formule de calcul de la largeur du guide, développée à partir de l'analyse d'un guide intégré. Cette formule répond aux défis des conditions réelles des guides intégrés et représente une avancée par rapport aux méthodes existantes. La comparaison entre les résultats de simulation et les données pratiques a permis de valider l'efficacité de cette nouvelle formule.

Ce chapitre a posé les bases pour une compréhension approfondie et une application efficace des guides d'onde intégrés au substrat dans les systèmes de télécommunication. Cette compréhension fournira une base solide pour le reste de la thèse. Le chapitre suivant se penchera sur les transitions vers le guide intégré au substrat, explorant les mécanismes de raccordement entre le guide intégré et la structure micro-ruban.

## II. 5. Référence

- [1] J. Bornemann, F. Taringou et Z. Kordiboroujeni, «A mode-matching approach for the analysis and design of substrate-integrated waveguide components,» *Freq.—J. RF/Microw. Engr. Photon., Commun.*, vol. 65, pp. 287-292, Septembre 2011.
- [2] G. Conciauro, M. Guglielmi et R. Sorrentino, The BI-RME Method, in *Advance Modal Analysis, CAD Techniques for Waveguide Components and Filters.*, New York: Wiley, 1999.
- [3] R. Harrington, *Field computation by moment methods*, New York: IEEE Press, 1993.
- [4] F. Xu, Y. Zhang, W. Hong, K. Wu et T. J. Cui, «Finite-Difference Frequency-Domain Algorithm for Modeling Guided-Wave Properties of Substrate Integrated Waveguide,» *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 51, n° 111, pp. 2221-2227, NOVEMBER 2003.
- [5] S. S. Karimabadi et A. R. Attari, «Circuit analysis and optimisation of SIW branch line coupler with improved modelling of small metallic post in FDTD,» *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 11, n° 15, pp. 617-624, 2017.
- [6] K. S. Yee, «Numerical solution of initial boundary-value problems using the time dependent Maxwell's equations, in isotropic media,» *IEEE Trans. Antennas. propagate*, vol. 14, n° 13, pp. 32-37, May 1966.
- [7] A. C. Cangellaris, M. Gribbons et G. Sohos, «A hybrid spectral /FDTD method for the electromagnetic analysis of guided waves in periodic structures,» *IEEE Microwave Theory and Techniques Society*, vol. 3, n° 110, pp. 375-377, 1993.
- [8] C. L. Da, S. S. Sobrinho et P. P. Silvester, «Analysis of a infinite array of rectangular anistropic dielectric waveguide using finit-diffrence method,» *IEEE Trans. Microwave Theory*, vol. 40, n° 15, pp. 1021-1025, 1992.
- [9] D. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed, Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2012.

- [10] Y. Cassivi, L. Perregriani, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu et G. Conciauro, «Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguide,» *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, vol. 12, n° 19, pp. 333-335, September 2002.
- [11] D. Deslandes et K. Wu, «Accurate modeling, wave mechanisms and design considerations of a substrate integrated waveguide,» *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 54, n° 16, pp. 2516-2526, June 2005.
- [12] L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen et K. Wu, «Simulation and experiment on SIW slot array antennas,» *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett*, vol. 14, n° 19, pp. 446-448, September 2004.
- [13] K. Che, D. Deng, D. Wang et Y. L. Chow, «Analytical equivalence between substrate-integrated waveguide and rectangular waveguide,» *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 2, n° 11, pp. 35-41, 2008.
- [14] Z. Kordiboroujeni, J. Bornemann et T. Sieverding, «Mode-matching design of substrate-integrated waveguide couplers,» *Proc. Asia-Pacific Int. Symp. Electromag. Compat*, pp. 701-704, May 2012.

*Chapitre III :*  
*La Transition Microstrip*  
*Guide Intégré*

### III. 1. Introduction

La technologie de guide d'ondes intégré au substrat (GIS, *Substrate Integrated Waveguide, SIW*) représente une solution très prometteuse pour le développement de circuits et composants destinés aux applications dans la bande millimétrique. Grâce à la similitude entre cette technologie et la technologie de guide d'onde classique, la majorité des composants passifs classique comme ; coupleur directionnel, diviseur, antenne ont été reproduits avec un équivalent à base de la technologie GIS [1]. Cette technologie permet la réalisation des composants passifs à très faible coût avec un grand potentiel d'intégration avec des composants actifs (diode et transistor) [2].

L'excitation et l'alimentation des circuits en technologie des guides intégrés à constituent un vrai défi pour les concepteurs, en effet la problématique fait appel à des solutions qui permettent de transférer la puissance portée sur une ligne de transmission à un composant passif avec une minimale perte d'insertion. Ces solutions sont communément appelées transitions hyperfréquences ; il s'agit d'une structure microonde jouant le rôle d'une interface entre la ligne de transmission et le guide intégré.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux transitions hyperfréquences ; structure, principe de fonctionnement et la méthode de conception où plusieurs transitions dans la littérature seront resimulées et comparées à d'autres résultats expérimentaux. A la fin de ce chapitre nous allons donner trois structures de transition que nous avons conçues lors de cette étude, ces structures ont été simulées via le logiciel de simulation HFSS.

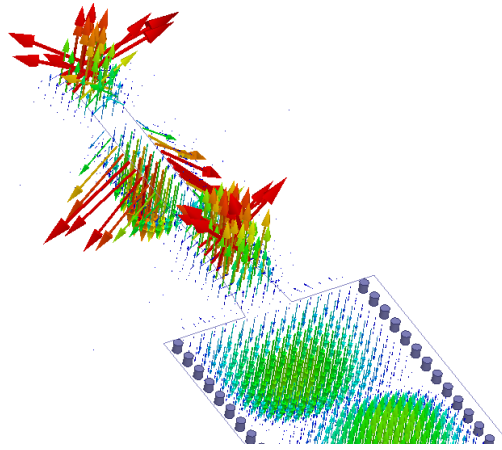
### III. 2. Philosophie

La transition entre guide d'onde intégré au substrat et une ligne d'alimentation planaire ou coaxial doit vérifier certaines conditions, parmi lesquelles nous citons :

- Faibles pertes d'insertion et de réflexion sur toute la bande de fonctionnement.
- Structure simple à réaliser pour la fabrication en chaîne.

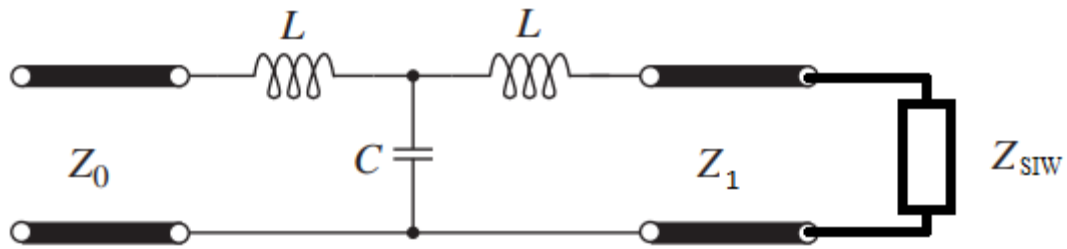
Pour réaliser une transition avec les caractéristiques souhaitées, la géométrie de la transition est conçue pour maintenir une distribution quasi-constante du champ électromagnétique entre les deux milieux. La figure III.1 représente la distribution du champ électromagnétique. Sur la ligne microstrip le mode dominant est le mode quasi-TEM, alors

que la transition en trapèze conditionne graduellement le champ électromagnétique pour obtenir le mode transverse électrique ( $TE_{10}$ ) qui se propage dans le guide intégré. La transition fournit donc une interface pour passer du mode quasi-TEM se propageant sur la ligne microstrip au mode dominant  $TE_{10}$  se propageant dans le guide d'onde intégré.



**Figure. III. 1.** Distribution du champ électrique sur la transition.

La transition joue le rôle d'un circuit adaptateur d'impédance où les dimensions géométriques de la transition sont convenablement choisies pour adapter l'impédance de la ligne microstrip (généralement  $50 \Omega$ ) à l'impédance d'entrée du guide intégré. Cette adaptation minimise les pertes d'interface sur la bande de fonctionnement. En fait, la transition est une discontinuité dans la ligne microstrip, cette discontinuité est modélisée généralement par un réseau bobine-condensateur (LC Network) où les valeurs de l'inductance et la capacité sont liées à la forme et aux dimensions de la discontinuité ainsi qu'aux paramètres du substrat. Notons que ces discontinuités ne donnent lieu qu'à des faibles capacités et inductances (souvent inférieures à  $0,1 \text{ pF}$  et  $0,1 \text{ nH}$  respectivement) les réactances de celles-ci deviennent particulièrement significatives aux fréquences élevées, c'est pour ça certaines transitions ne sont pas adéquates pour les structures fonctionnant sur des bandes élevées. La structure microstrip-transition-guide intégré peut être symbolisée par le schéma ci-dessous, voir la Figure III.2. Le dimensionnement de la transition a pour but de compenser de la réactance afin d'obtenir une adaptation entre l'impédance de la ligne microstrip et celle du guide intégré.

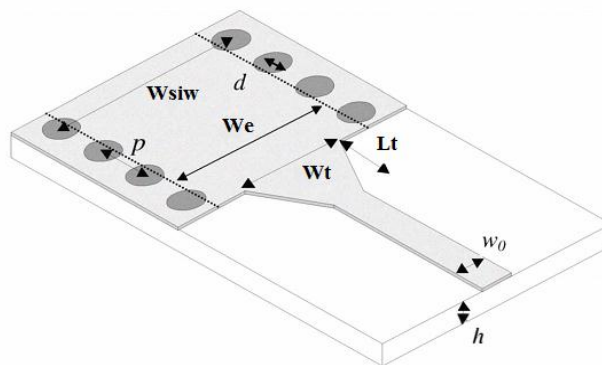


**Figure. III. 2.** Schématisation de la transition et le guide intégré

### III. 3. Transition microstrip- guide intégré au substrat

#### III. 3. 1. La transition microruban en trapèze

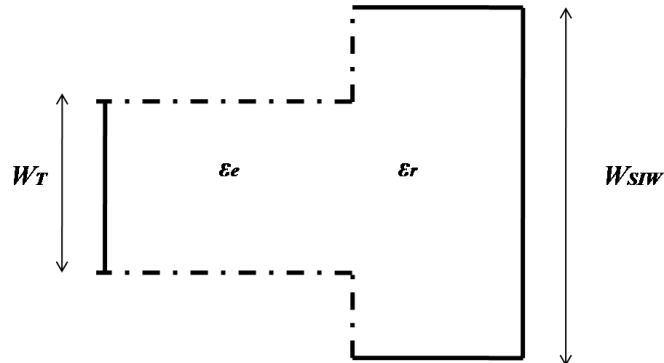
La transition microruban en trapèze est un tronçon conducteur en trapèze isocèle dont la petite base est unie à l'extrémité de la ligne microstrip et la grande base unie avec l'accès du guide d'onde. L'ensemble composé de la ligne, de la transition et du guide intégré est placé sur le même substrat, l'autre face du substrat est complètement métallisée, servant du plan de masse (Figure III.3) [3].



**Figure. III. 3.** Configuration de la transition microruban au guide intégré au substrat.

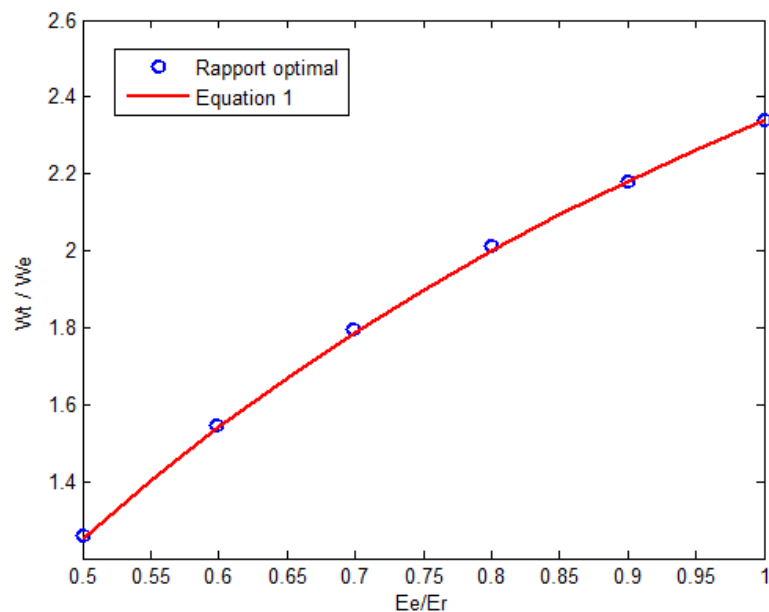
La transition est utilisée pour transformer sans pertes le mode quasi-TEM de la ligne microruban en mode  $TE_{10}$  dans le guide d'onde. En effet, la ligne microruban de  $50 \Omega$  est bien adaptée pour exciter le guide intégré car les lignes du champ électrique des deux structures sont approximativement orientées dans la même direction et partagent le même conducteur [4]. La longueur et la largeur de la transition doivent être optimisées et modélisées pour avoir un coefficient de réflexion minimum sur toute la bande désirée. Plusieurs méthodes ont été présentées dans la littérature pour résoudre ce problème de dimensionnement [5]-[7]. Les

auteurs de l'article [5] ont présenté des équations de conception pour la transition tapèze. La structure composée du guide d'onde intégré et de la ligne microruban est modélisée comme il est illustré dans la Figure III.4.



**Figure. III. 4.** Modélisation de la transition, ligne discontinue ligne solide.

Cette modélisation permet de prédire les amplitudes des paramètres de dispersion. Ces derniers ne dépendent que des paramètres géométriques  $W_t$ ,  $W_{siw}$ ,  $\epsilon_r$  et  $\epsilon_e$ , et sont donc indépendants de l'épaisseur de la structure. Pour des substrats avec des permittivités entre 1 et 20, plusieurs transitions ont été conçues avec une largeur est optimisée pour minimiser le coefficient de réflexion. La figure III.5 présente les résultats optimaux. Une méthode d'analyse numérique est utilisée pour trouver la formule analytique équivalente donnée par l'équation (III.1).

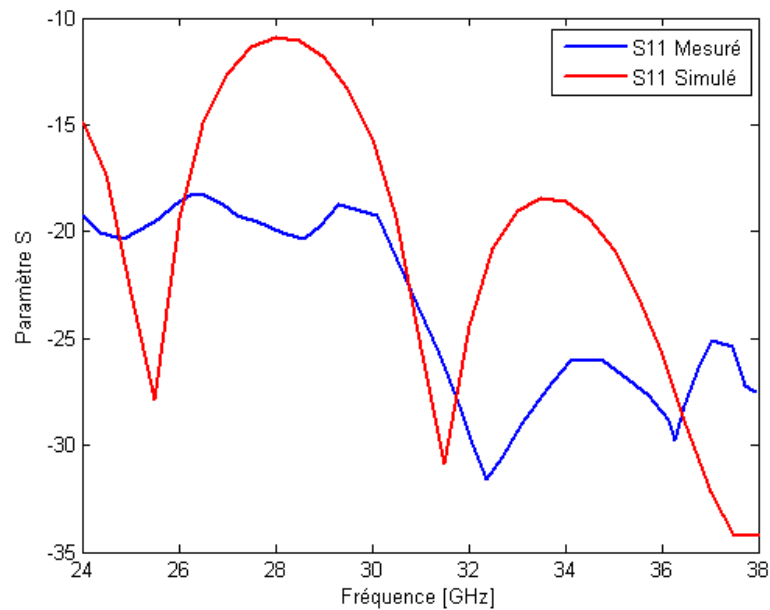


**Figure. III. 5.** Les dimensions optimales de la transition en fonction du rapport de la permittivité effective et relative.

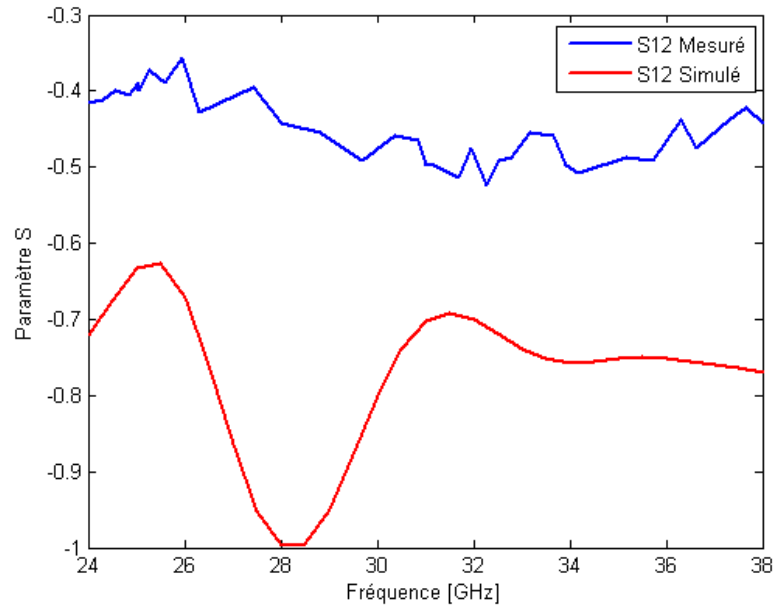
$$\frac{W_T}{W_e} = 4.38 e^{-0.627 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_e}} \quad (\text{III.1})$$

Où :  $W_e$  est la largeur effective du guide,  $\epsilon_e$  la permittivité effective

Un guide d'onde intégré au substrat fonctionne sur la bande de fréquence de 24 à 38 GHz, le substrat est le Duroïd 5880 ( $\epsilon_r= 2.2$ ,  $h= 0.508$  mm). Les dimensions du GIS sont ;  $d= 0.77$  mm,  $p = 1.52$  mm et  $W_{siw}= 5.57$  mm. La largeur équivalente est  $W_e = 5.08$  mm, la largeur de la ligne microruban  $50 \Omega$  est  $w_o = 0.76$  mm, la largeur et la longueur de la transition sont  $W_t=1.55$  mm et  $L_t=1.57$  mm, respectivement. Sur la figure ci-dessous les paramètres de dispersion sont regroupés.



(a)



(b)

**Figure. III. 6.** Résultats de simulation et de mesure du guide intégré ; (a) le coefficient  $S_{11}$ , (b) le coefficient  $S_{12}$ .

Une stratégie de conception de ce type de transition est présentée dans la référence [6]. Cette méthode se focalise sur l'obtention des valeurs initiales de la largeur et la longueur de la transition, puis, à l'aide d'un logiciel de simulation, la structure est optimisée pour obtenir un coefficient de réflexion minimum. Le bon choix des valeurs initiales permet une convergence rapide, réduisant ainsi le temps de calcul.

Parce que le mode qui règne dans la ligne microruban et la transition est le mode quasi-TEM, l'approximation des petites réflexions est applicable. La complexité du problème se réduit à un problème classique d'adaptation d'impédance entre deux lignes microruban ; une d'impédance  $Z_0 = 50 \Omega$  et l'autre d'impédance  $Z_1$ . Le coefficient de réflexion peut s'écrire alors comme suit (équation (III.2)) [7] ;

$$\Gamma(\theta) = \frac{1}{2} \int_0^L e^{-2j\beta z} \frac{d}{dz} \ln\left(\frac{Z_1}{Z_0}\right) dz \quad (\text{III.2})$$

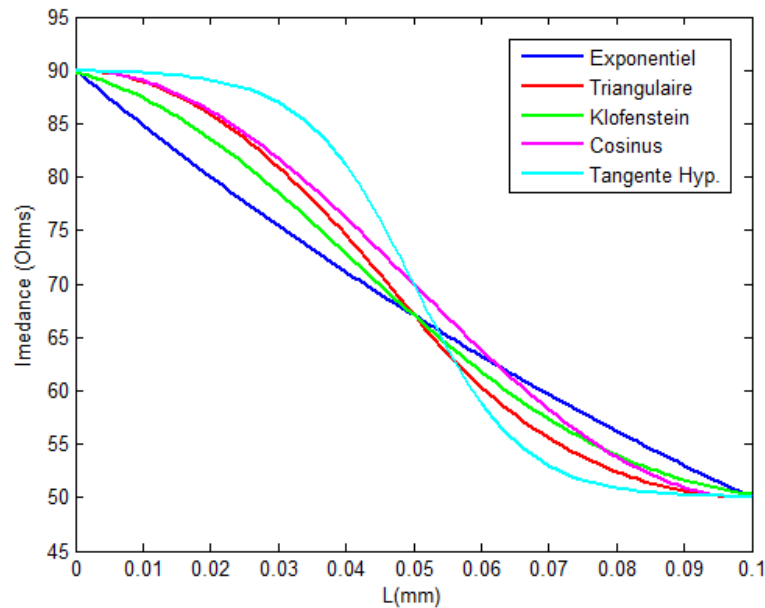
Où  $\beta$  est la constante de phase.

Sur le tableau 1 nous récapitulons les expressions théoriques qui donnent la variation d'impédance entre  $Z_0$  et  $Z_1$  [7].

Variation	Formule
Exponentiel	$Z_0 e^{\alpha z}$
Triangulaire	$\begin{cases} Z_0 e^{2(z/L)^2 \ln(Z_0/Z_1)} & \text{si } 0 \leq z \leq L/2 \\ Z_0 e^{(4z/L - 2(z/L)^2 - 1) \ln(Z_0/Z_1)} & \text{si } L/2 \leq z \leq L \end{cases}$
Klopfenstein	$\frac{1}{2} \ln(Z_0 Z_1) + \frac{\Gamma_0}{\cosh(A)} A \phi\left(\frac{2z}{L} - 1, A\right)$
Cosinus	$Z_0 + \frac{Z_1 - Z_0}{2} + \frac{Z_1 - Z_0}{2} \cos\left(\frac{2\pi z}{L}\right)$
Tangente Hyperbolique	$\frac{1}{2} (Z_0 - Z_1) \tanh\left(\frac{2\pi z}{L} - \pi\right) + \frac{Z_1 + Z_0}{2}$

**Tableau. III. 1.** Expression de la variation d'impédance.

La figure III.7 illustre la variation de l'impédance de la transition. L'impédance d'entrée de la transition vue du côté du guide intégré est  $Z_1=50 \Omega$ . L'impédance de sortie est  $Z_0=50 \Omega$  (l'impédance caractéristique de la ligne), et la longueur de la ligne est  $L = 10 \text{ mm}$ .

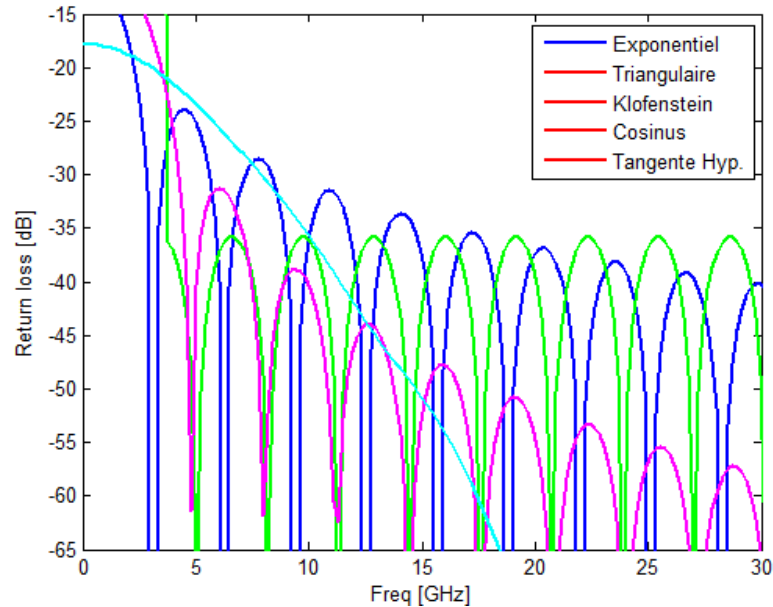


**Figure. III. 7.** La variation de l'impédance en fonction de la longueur L.

En utilisant l'équation 2, les coefficients de réflexions sont calculés pour une longueur L fixe et sur la bande de fréquence de 1 à 30 GHz.

Selon la figure III.8, les coefficients de réflexions pour chaque transition sont présentés. Nous pouvons constater que chaque transition possède un coefficient de réflexion propre et

différent des autres, et chaque transition présente des avantages et des inconvénients. Le coefficient de réflexion pour la transition exponentielle présente le premier minimum et les maximums les plus élevés. La transition en tangente hyperbolique présente le coefficient de réflexion le plus faible, mais avec une longueur de transition plus importante par rapport aux autres.



**Figure. III. 8.** Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

### II.3.1.1. La stratégie de conception

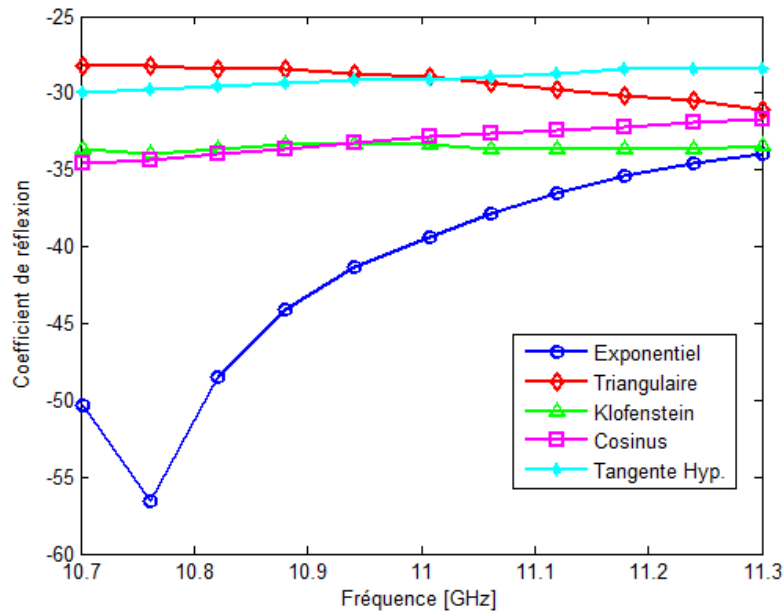
La stratégie de conception consiste des phases suivantes :

1. L'équation (III.1) est utilisée pour calculer la valeur initiale de la largeur  $W$ . L'impédance caractéristique est calculée à l'aide de la formule suivante :

$$Z_1 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} \left( \left( \frac{W_1}{h} \right) + 1.393 + 0.667 \cdot \ln \left( \frac{W_1}{h} + 1.444 \right) \right)} \quad (\text{III.3})$$

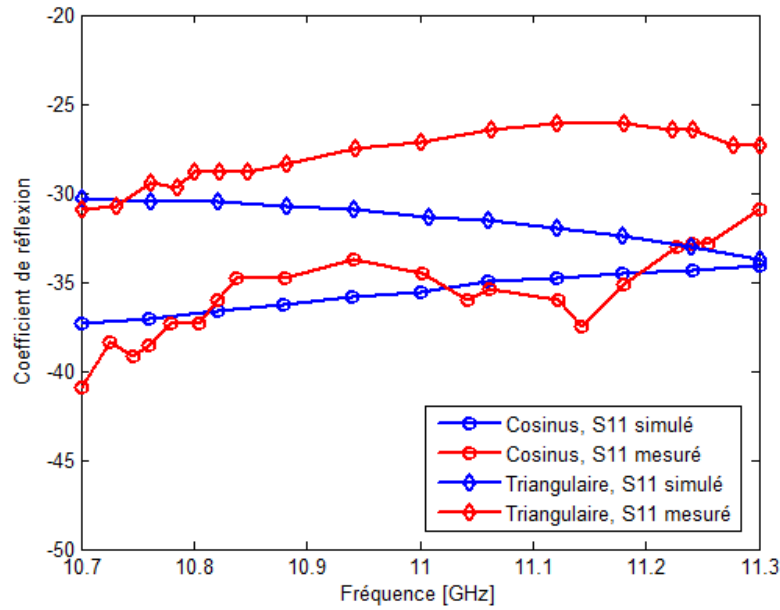
2. Pour une fréquence centrale fixe, l'équation 2 est utilisée pour évaluer la tendance du coefficient de réflexion. Le type de transition et la longueur  $L$  sont choisis pour obtenir un coefficient de réflexion minimum avec la transition la plus courte.
3. Les dimensions calculées ci-dessus sont des valeurs initiales. Une optimisation avec un simulateur (HFSS ou CST) est nécessaire afin d'analyser la structure complète.

Cette méthode est utilisée afin de concevoir une transition pour un guide fonctionnant dans la fréquence 11 GHz, sur un substrat RO4003 (tm), la largeur de la ligne microstrip pour  $Z_0 = 50 \Omega$  est  $W_0 = 3.64$  mm. La largeur optimale de la transition est  $W = 5$  mm, correspondant à une impédance  $Z_1 = 40.7 \Omega$ . Une fois la largeur est fixée, nous pouvons utiliser les graphes sur la figure III.9 pour déterminer le type de la transition et la longueur adéquate. Finalement la longueur optimale  $L = 4.2879$  mm.



**Figure. III. 9.** Simulation du coefficient de réflexion de la transition.

Pour tester la fidélité de la méthode deux transition sont conçues de formes cosinus et triangulaire. Pour la transition en cosinus les dimensions sont ;  $W = 5.012$  mm et  $L = 4.2879$  mm et pour la transition triangulaire les dimensions optimum sont  $W = 5.0023$  mm et  $L = 4.4349$  mm. Sur la figure III.10, une bonne concordance est observée entre les résultats de simulation et de mesure. Cette méthode de conception permet de donner des dimensions initiales qui permettent de réduire le nombre d'étapes et le temps de simulation.

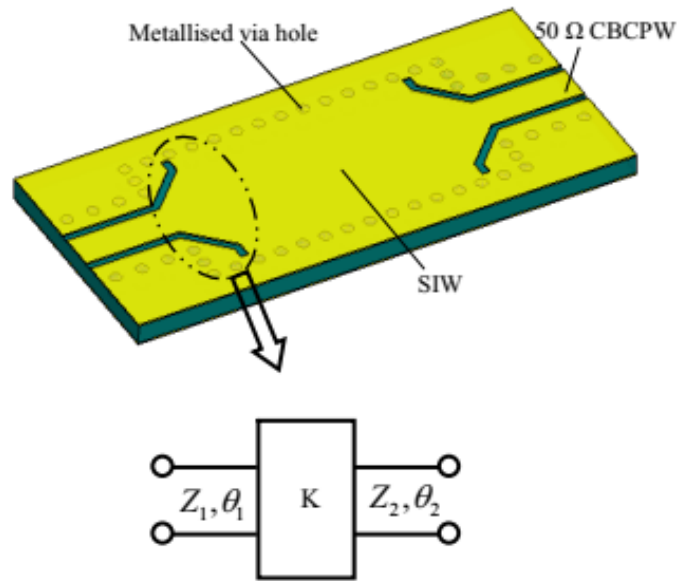


**Figure. III. 10.** Coefficients de réflexions simulés et mesurés pour les transitions en cosinus et triangulaire.

### III. 3. 2. Transition Coplanaire (CBCWP)

#### II.3.2.1. Transition ultra-large bande à faible perte

Une nouvelle transition à faible perte formée d'un guide coplanaire avec un plan de masse s'est présentée dans [8]. Cette transition est montrée dans la figure III.11, le conducteur central avec une terminaison en trapèze isocèle permet le passage de l'énergie vers le guide intégré. En effet, le champ électrique existant dans le guide s'étend graduellement dans le guide intégré grâce à l'élargissement linéaire du conducteur central, ainsi le guide intégré et le CBCPW ont le même champ électrique vertical du mode dominant surtout quand le substrat est mince. L'adaptation d'impédance entre les deux structures peut être réglée en ajustant la longueur et l'angle de la transition.



**Figure. III. 11.** La transition CBCPW-GIS proposée et son circuit équivalent.

### II.3.2.2. Conception du CBCPW

La présence de modes indésirables lors de la conception du CBCPW (*Conductor-Backed Coplanar Waveguide*) constitue un problème sérieux, en effet, une grande perte de d'énergie transmise peut se manifester sous forme de mode résonant (*resonant patch mode*), de mode parallèle (*parallel plate waveguide mode*) ou de mode couplé (*coupled slot line modes*) [9]. Une technique commune consiste à court-circuiter les plans de masse latéraux avec le plan de masse du conducteur (sur la face opposée) afin d'éliminer les modes indésirables. Deux rangées des trous métallisés sont stratégiquement placées, en généralement espacées entre eux avec la même distance comme les trous du guide intégré et à une distance supérieure à la largeur du substrat [8].

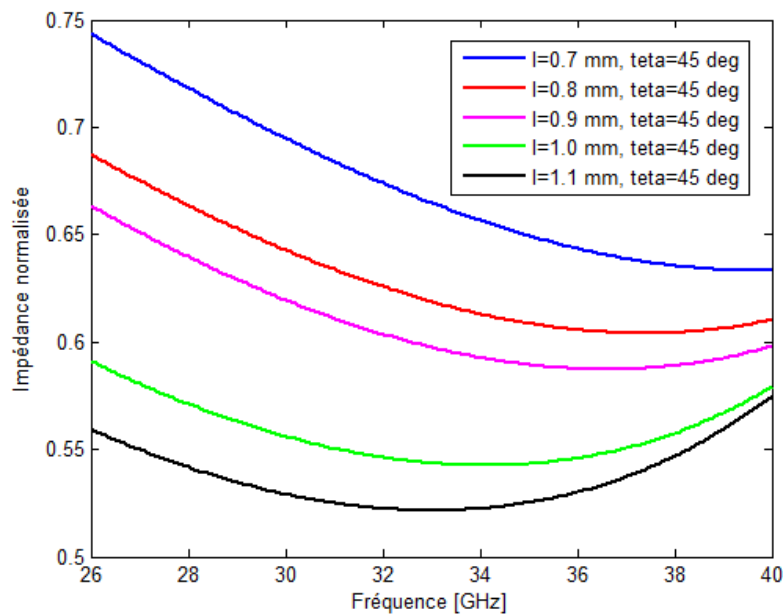
### II.3.2.3. Conception de la transition

Basé sur le fait qu'un réseau réciproque à deux ports faible perte peut être converti en un inverseur d'impédance [10], la transition proposée peut être schématisée par un inverseur d'impédance équivalent, dont l'impédance générale normalisée doit être égale à l'unité, pour assurer une bonne adaptation d'impédance. L'impédance générale normalisée de la transition est donnée par l'équation (III.4).

$$\bar{K} = \frac{K}{\sqrt{Z_1 Z_2}} = \frac{1}{\sqrt{ROS}} \quad (\text{III.4})$$

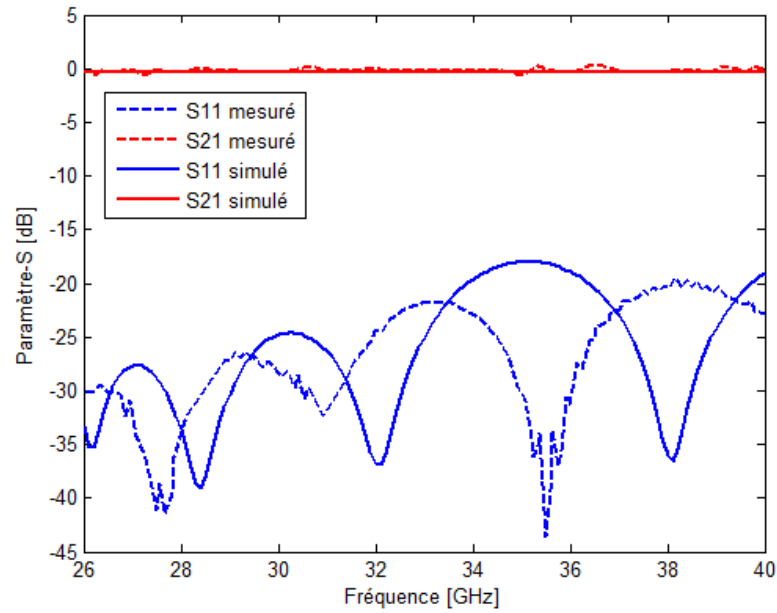
Où  $ROS$  est le rapport d'onde stationnaire (VSWR) vu sur un port de l'inverseur de l'impédance quand le deuxième port est fermé sur une impédance égale à son impédance caractéristique [7].

Cette procédure est appliquée pour concevoir une transition pour un guide intégré couvrant la bande Ka. Le substrat utilisé est le RT/Duroid 6002 avec une épaisseur de 0.508 mm et une largeur du guide de 4.3 mm. La figure III. 12 regroupe les variations de l'impédance généralisée normalisée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur  $l$  et pour un angle de la transition de  $45^\circ$ . Une large impédance normalisée peut atteindre pour un angle de 45 degré et une longueur  $L=1.05$  mm.



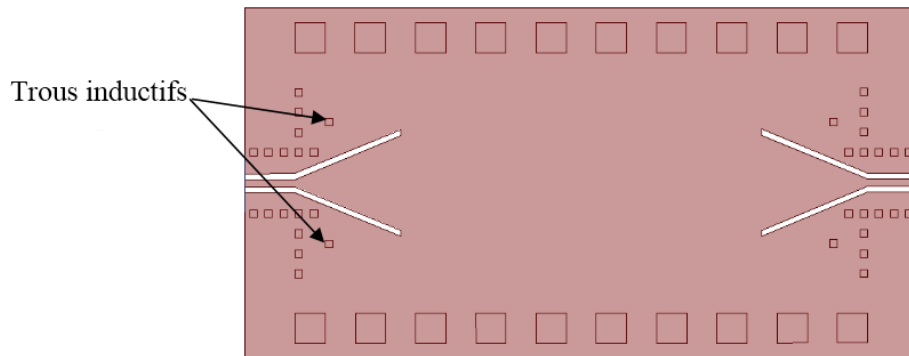
**Figure. III. 12.** Impédance généralisée dépendant de la fréquence pour différente longueur  $l$  avec l'angle  $45^\circ$ .

Les paramètres  $S$  simulés et mesurés du guide intégré sont récapitulés sur la figure III. 13. Le minimum du coefficient de transmission mesuré est de 0.4 dB, et le coefficient de transmission mesuré est inférieur à -20 dB sur toute la bande Ka.



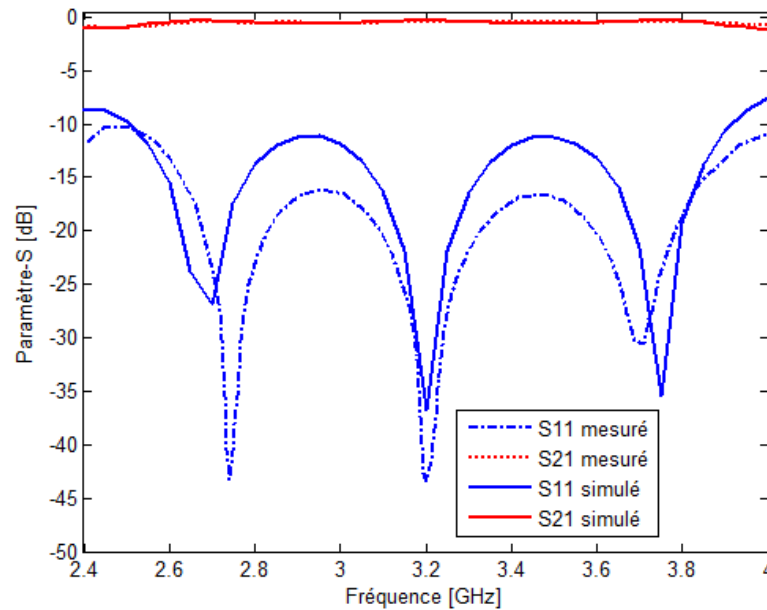
**Figure. III. 13.** Résultats de mesure et de simulation de la transition étudiée.

Les auteurs de la référence [11] ont employé cette transition pour une application d'amplification d'énergie. La transition est utilisée pour intégrer un transistor avec un guide intégré. Des trous inductifs (trous métallisés) symétriques sont ajoutés pour assurer l'adaptation d'impédance (Figure III.14) [11].



**Figure. III. 14.** Transition CBCPW GIS avec trous inductifs

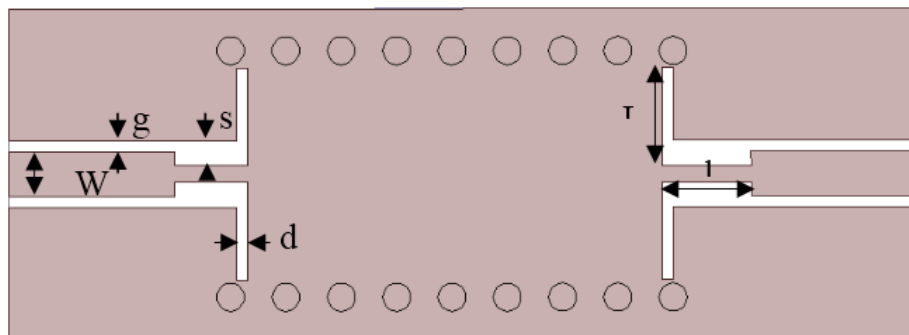
Les paramètres S simulés et mesurés sont représentés sur la figure III.15. Le substrat est en Rogers RO3010 ( $\epsilon_r=10.2$ ) et les dimensions optimums de la transition sont  $L = 10.5$  mm et,  $\theta=40^\circ$ . A la fréquence de fonctionnement  $f = 3.2$  GHz,  $S_{11}$  est inférieur à  $-35$  dB et  $S_{21}$  supérieur à  $-0.4$  dB.



**Figure. III. 15.** Comparaison entre résultats mesuré et simulé [11].

### III. 3. 3. Transition intégré CPW-GIS

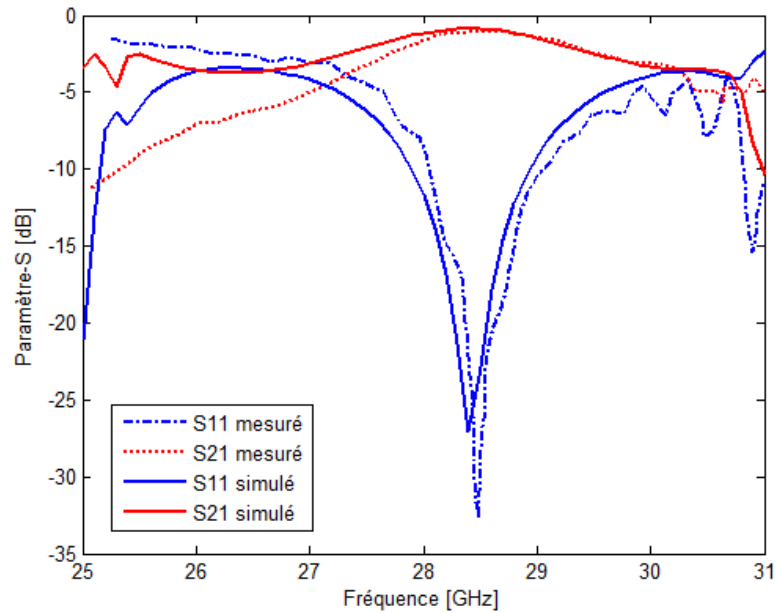
La figure III.16 représente une transition d'une ligne de transmission coplanaire vers un guide d'onde intégré au substrat [12]. En effet, sur la bande des ondes millimétriques, la ligne coplanaire présente des caractéristiques très prometteuses surtout en matière de facteur de qualité. Une discontinuité de type "step" est placée sur le guide coplanaire afin d'assurer l'adaptation d'impédance entre la ligne coplanaire et le guide intégré.



**Figure. III. 16.** Vue schématique de la transition proposée de la ligne coplanaire au guide intégré.

Cette transition est conçue et réalisée pour alimenter un guide intégré. Le substrat est le duroid RT5870 avec  $\epsilon_r=2.33$  et un épaisseur  $h=0.254$ mm. Le diamètre des trous métallisés est de 0.76mm, l'espacement entre deux trous successifs est de  $p=0.76$  mm et la largeur du guide est  $w_g=4.42$  mm. Les paramètres géométriques de la transition sont ;  $w=0.762$  mm,  $g=0.254$

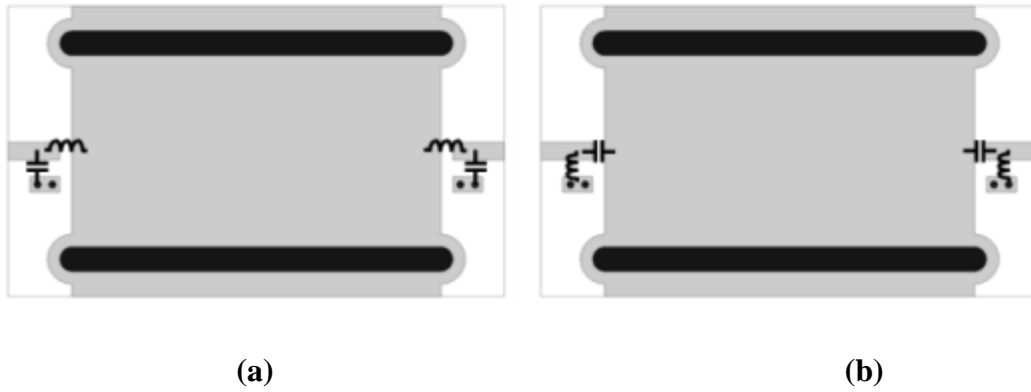
mm,  $l=1.092\text{mm}$ ,  $s=0.279\text{mm}$   $L=2.413\text{mm}$  et  $d=0.191\text{mm}$ . Les paramètres S de la structure sont reportés dans la Figure III. 17. Une bonne similitude est observée entre les paramètres mesurés et simulés.



**Figure. III. 17.** Résultats de simulation et de mesure d'une transition avec guide intégré.

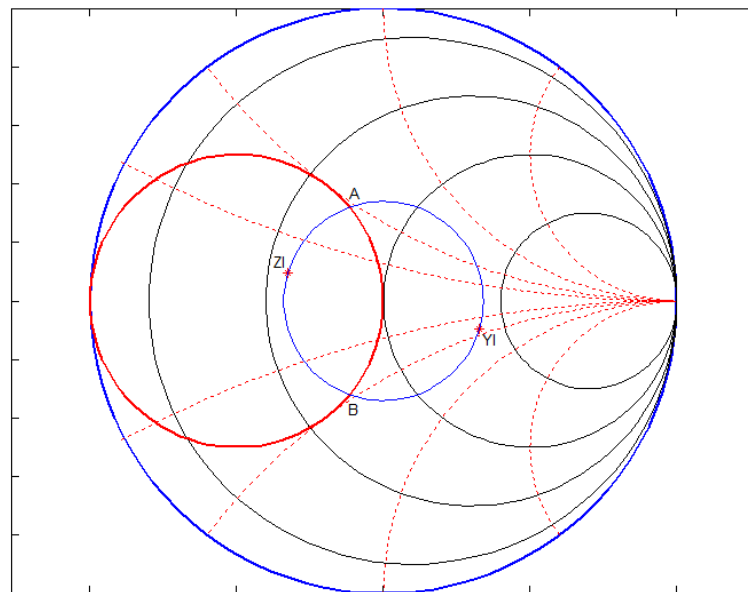
### III. 3. 4. Transition à base des éléments localisés

Une nouvelle transition entre le guide intégré et la ligne microstrip est proposée par les auteurs de [13]. L'idée consiste à insérer un réseau d'adaptation d'impédance (circuit LC) entre les deux structures. La clé de cette approche réside dans les éléments localisés (*lumped element*), généralement réalisés en technologie de montage en surface (*Surface Mount Technology, SMT*). Le concept de base de la transition est représenté dans la figure III. 13. La ligne microstrip est connectée au guide intégré par le biais d'une capacité en parallèle et une inductance en série ; il s'agit d'une adaptation passe-bas qui joue un rôle dans le déphasage positif (Figure III.18-(a)). Lorsque la capacité est en série et l'inductance en parallèle, l'adaptation est passe-haut (Figure III.18-(b)) et le déphasage est négatif. Les deux types de circuit LC permettent l'adaptation du mode entre la ligne et le guide.



**Figure. III. 18.** Transition microstrip au guide intégré : (a) L en série C en parallèle, (b) C en série L en parallèle.

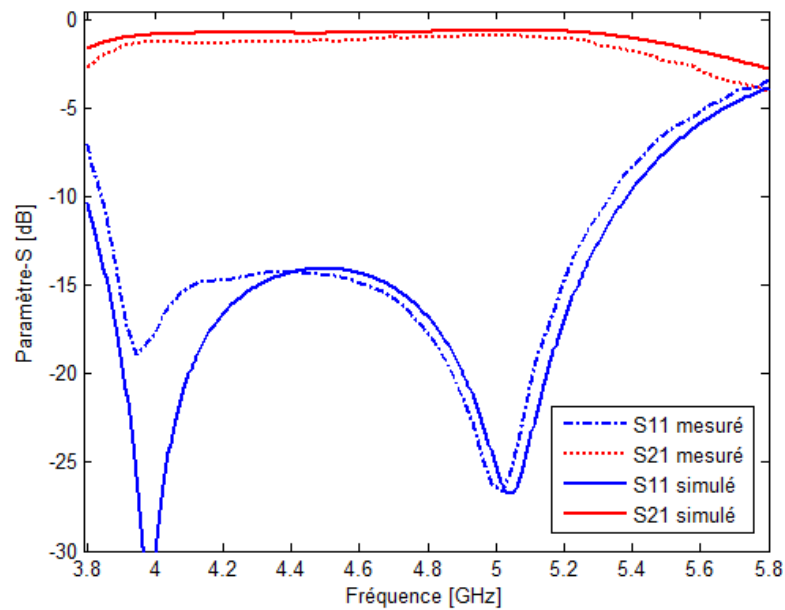
La transition proposée est conçue sur un substrat en Tatonic TLX-8 ( $\epsilon_r=2.55$ ,  $h=0.508$  mm), la fréquence de fonctionnement est  $f=5.14$  GHz. L'impédance équivalente du guide intégré au substrat est  $Z_L = 17 + j6.39 \Omega$  [13]. L'abaque de Smith est une solution pratique et rapide pour résoudre ce problème d'adaptation d'impédance. L'impédance normalisée est  $z_l = 0.34 + j0.1278 \Omega$  (le point  $z_1$  sur la figure III.19).



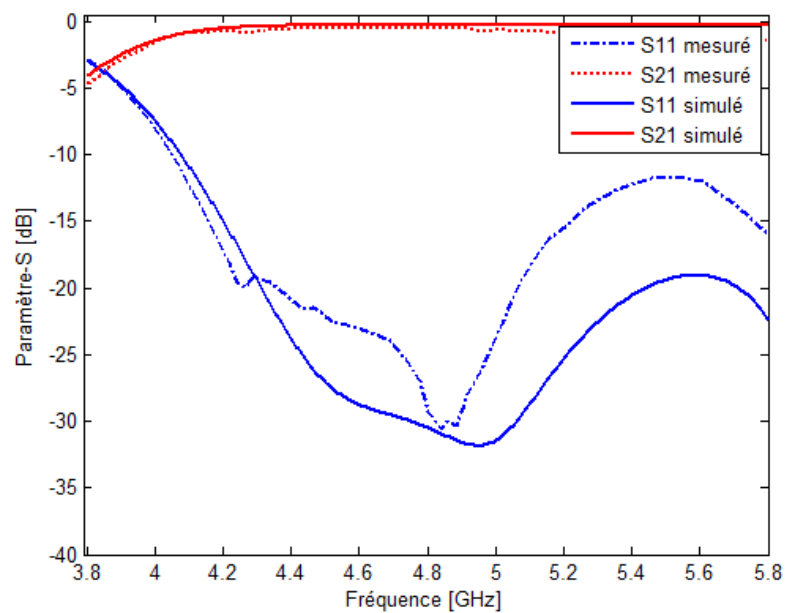
**Figure. III. 19.** Implémentation de l'impédance sur l'abaque de Smith.

L'inductance en série de  $0.7$  nH déplace l'impédance de la charge à  $Z_L = 17 + j23.3 \Omega$  (point A dans la figure III. 19), alors que la capacité en parallèle de  $0.5$  pF la ramène à  $50 \Omega$ . Le coefficient de transmission  $S_{21}$  mesuré est  $-0.8 \pm 0.5$  dB sur une bande de fréquence de  $4.04$  GHz à  $5.67$  GHz et le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inférieur à  $-10$  dB sur la bande de  $4$  à  $5.8$

GHz. Les paramètres S mesurés et simulés démontrent l'efficacité de cette transition (figure III.20-(a)). Il est intéressant de considérer la deuxième solution (le point B), dans ce cas-là l'adaptation d'impédance par circuit LC passe-haut, avec une capacité de 0.7 pF en série et une inductance 1.3 nH sont placées afin de ramener l'impédance du guide à  $50 \Omega$ . Les mesures des paramètres S sont récapitulées sur la figure 20-(b), le coefficient de transmission  $S_{21}$  est  $-0.8 \pm 0.5$  dB sur la bande 3.9 à 5.12 GHz et le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB sur la bande de 3.84 à 5.18 GHz. La bande passante du modèle passe-haut est plus étroite que celle du modèle passe-bas.



(a)



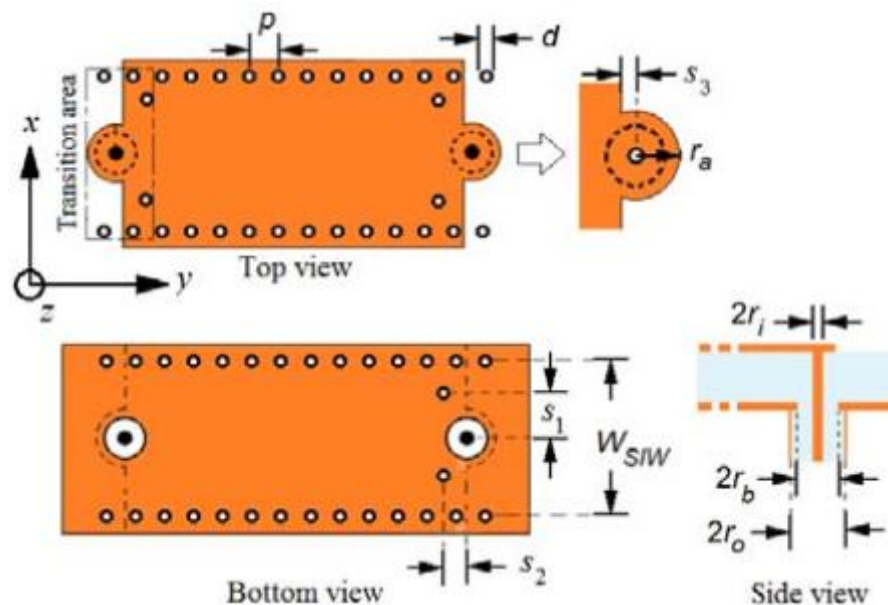
(b)

**Figure. III. 20.** Les paramètres S simulé et mesuré de la transition proposée ; (a) C en parallèle et L en parallèle (b) C en série et L en parallèle.

Ce type de transition offre la possibilité d'une conception facile et possède une taille miniaturisée mais couteuse parfois surtout pour une production à grande échelle.

### III. 3. 5. Transition par probe

Une transition par probe est illustrée dans la figure III.21. La zone de transition est composée d'un demi-cercle intégré au guide, un câble coaxial est utilisé pour assurer l'excitation du guide intégré. Des vias inductifs sont placés à proximité des extrémités pour minimiser le rayonnement de ce fait [14]. Les dimensions géométriques de la transition et la position de l'excitation doivent être optimisées afin d'obtenir des bons paramètres S. Les paramètres S mesurés montrent que la bande passante du guide couvre la bande X. avec un coefficient de réflexion S11 est inférieur à -10 dB sur la bande de 8 GHz à 13 GHz et un coefficient de transmission supérieur à -1dB sur la même bande. Les paramètres S mesurés et simulés confirment l'efficacité de cette transition.



**Figure. III. 21.** La configuration de la transition câble coaxial-guide intégré au substrat.

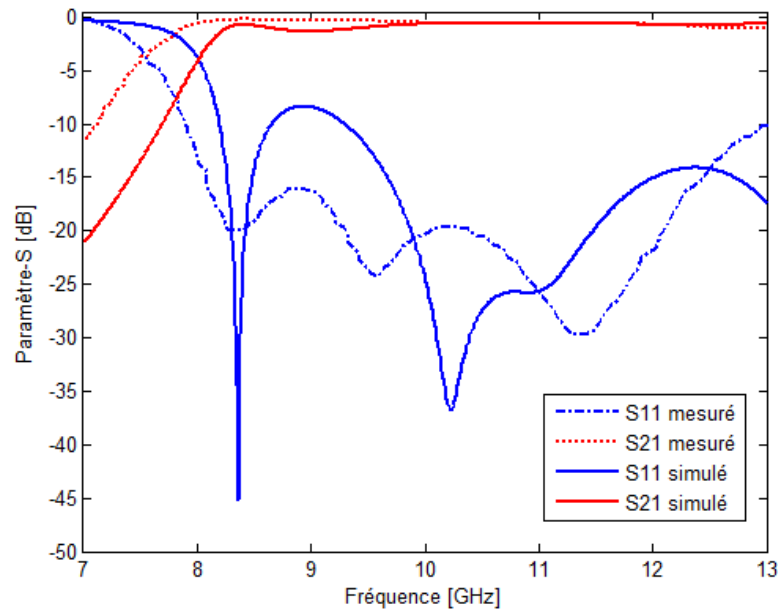
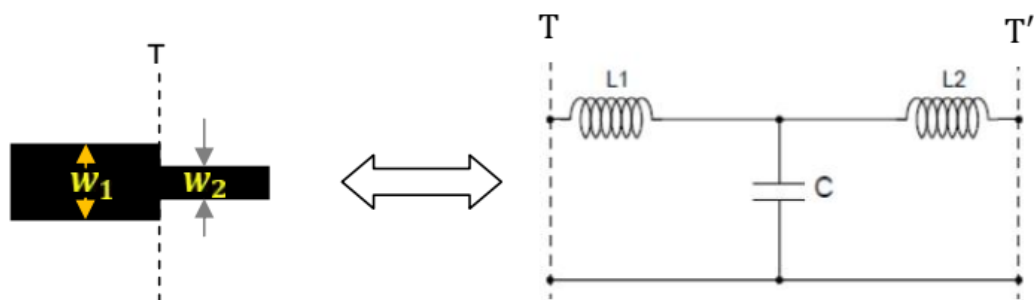


Figure. III. 22. Paramètre S simulé et mesuré de la transition présentée.

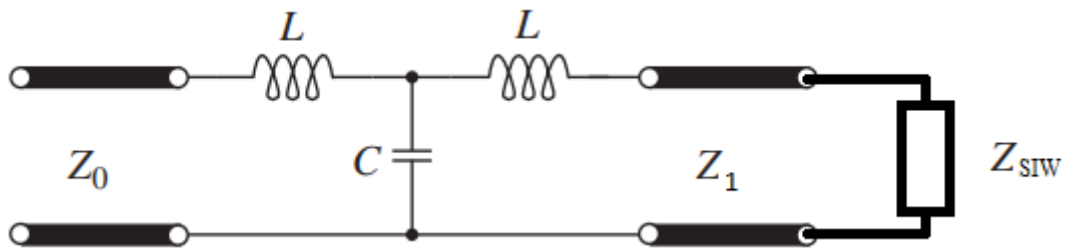
### III. 4. Transitions à base de discontinuité symétrique et asymétrique

Dans ce paragraphe, nous allons présenter une approche fondée sur les lois des micro-ondes pour concevoir deux types de transitions : l'une symétrique et l'autre asymétrique. Ces transitions se forment à partir de discontinuités de type "step", qu'elles soient symétriques ou asymétriques, et elles assurent l'adaptation d'impédance entre la ligne microstrip et le guide intégré. En effet, une discontinuité engendre généralement des effets capacitifs et inductifs, particulièrement importants aux fréquences élevées. En réalité, le flux du courant d'une ligne à une autre diffère de celui d'une ligne uniforme, cet effet est modulé par une inductance en série  $L$ . Le champ électrique est déformé, en particulier aux coins, où un champ électrique frangeant apparaît à partir du bord de la transition. Ce phénomène est modélisé par une capacité  $C$ . Le phénomène sera modélisé par la capacité  $C$ . Le circuit équivalent de la transition est représenté sur la figure III. 23, où l'inductance est divisée en deux [15].



**Figure. III. 23.** Discontinuité du type "Step" et son schéma électrique équivalent.

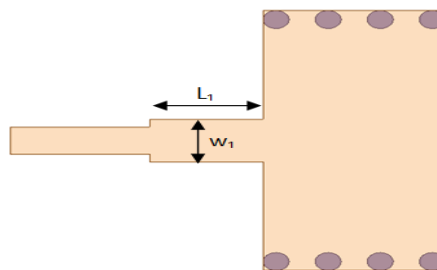
On peut donc schématiser l'ensemble transition-guide intégré par le circuit équivalent présenté dans la figure III. 24. Le problème d'adaptation donc se résume donc à déterminer les valeurs adéquates de  $L$  et  $C$  c'est-à-dire évaluer la largeur appropriée.



**Figure. III. 24.** Schématisation de l'ensemble transition-guide intégré.

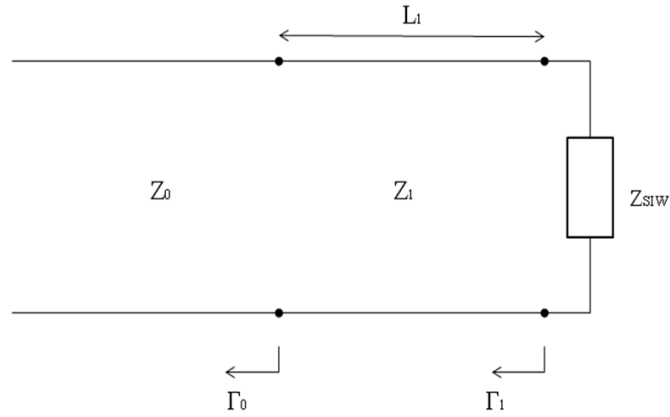
### III. 4. 1. Discontinuité symétrique

La transition est formée d'une variation brusque dans la largeur de la ligne micro-ruban (figure III. 25). Cette variation communément appelée discontinuité symétrique, constituée de deux lignes microruban ayant des impédances caractéristiques différentes,  $Z_0 = 50 \Omega$  et  $Z_1$ . Au niveau du plan d'interconnexion des lignes, la distribution uniforme du courant n'est plus maintenue. Cet effet est modélisé par un réseau LC, dont les valeurs des composants  $L$  et  $C$  dépend des dimensions géométriques de la transition, autrement dire de l'impédance caractéristique  $Z_1$ . Pour analyser cette transition nous allons utiliser la théorie des petites réflexions, afin de déterminer l'impédance  $Z_1$  et la longueur  $L_1$  qui permettent l'adaptation d'impédance entre la ligne  $50 \Omega$  et le guide intégré au substrat.



**Figure. III. 25.** Les dimensions géométriques de la transition symétrique.

La représentation en impédance est représentée sur la figure ci-dessous



**Figure. III. 26.** Représentation en impédance de la transition proposée.

En utilisant l'approximation des petites réflexions (*theory of small reflexion*) [7], nous pouvons calculer le coefficient de réflexion total qui est donné par l'équation (III.5), où  $\Gamma_0$  et  $\Gamma_1$  sont les coefficients de réflexion aux plans d'interconnexion entre  $Z_0$ ,  $Z_1$  et  $Z_1$ ,  $Z_{SIW}$ . Pour plus de détails sur cette méthode, il est recommandé de se référer à la référence [7].

$$\Gamma = \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-2j\theta} \quad (\text{III.5})$$

$$\text{Où : } \Gamma_0 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}, \Gamma_1 = \frac{Z_{SIW} - Z_1}{Z_{SIW} + Z_1}, \theta = \frac{2\pi}{\lambda_g} L_1$$

Dans la région de fréquence d'intérêt, le guide intégré peut être assimilé à un guide d'ondes rectangulaire classique rempli d'un diélectrique, Ainsi, l'impédance de la section transversale, pour le mode  $TE_{10}$ , exprimée par l'équation suivante :

$$Z_{SIW} = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \quad (\text{III.6})$$

$$\text{Avec, } Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \log \frac{8h}{W_{SIW}} + \frac{W_{SIW}}{4h}, \epsilon_{r,eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{W_{SIW}}{2h}}} \right)$$

Où :  $h$  : épaisseur du substrat,  $W_{SIW}$  : largeur du guide intégré,  $Z_0$  : impédance du vide  $120\pi$ .

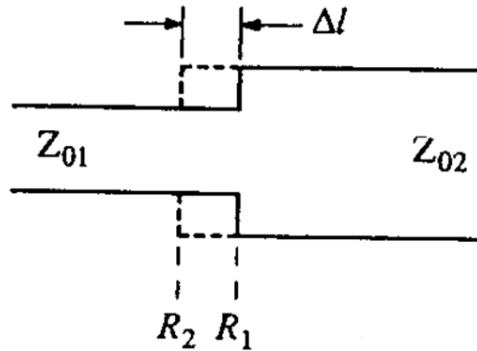
Nous savons que lorsqu'il y a un passage maximal de l'énergie (adaptation d'impédance) entre le port et le guide intégré, le coefficient de réflexion est au minimum. La condition suivante est vérifiée :

$$\frac{\partial^2 \Gamma(Z_1, L_1)}{\partial Z_1 \partial L_1} = 0 \quad (\text{III.7})$$

Les solutions de l'équation (III.7) sont présentées dans l'ensemble des équations (III.8). Il en ressort que, pour garantir une adaptation optimale d'impédance, la longueur de la transition doit correspondre à un multiple du quart de longueur d'onde.

$$\begin{cases} L_{10} = (k + 1) \frac{\lambda_g}{4} \\ Z_1 = \sqrt{Z_{siw} Z_o} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Cette transition présente un inconvénient, à savoir l'effet frangeant, car le changement brusque de la distribution du courant entraîne une augmentation des pertes par radiation. Hammerstad et Bakkadal [16] ont proposé une méthode visant à réduire la longueur de la transition en retranchant une longueur de compensation  $\Delta L$  (équation (III.9)). En effet, pour que l'impédance théorique au plan R1 soit proche de l'impédance pratique au plan R2, il est nécessaire d'augmenter la longueur de  $\Delta L$  afin de compenser l'effet de la capacitance [16]. Il est évident que cette méthode nécessite une optimisation avec HFSS, les dimensions géométriques calculées étant considérées comme des points de départ pour ce processus d'optimisation.



**Figure. III. 27.** Réduction de la longueur pour maintenir l'impédance correcte.

$$\Delta L = 0.412h \frac{e_{eff} + 0.3}{e_{eff} - 0.258} \frac{w_1 + 0.264h}{w_2 + 0.813h} \quad (\text{III.9})$$

Ainsi, les dimensions de la transition sont données par l'équation (III.10), où  $W_{10}$  représente la largeur de la ligne microruban correspondant à l'impédance caractéristique  $Z_1$  et  $L_{10}$  est calculée par la présente méthode :

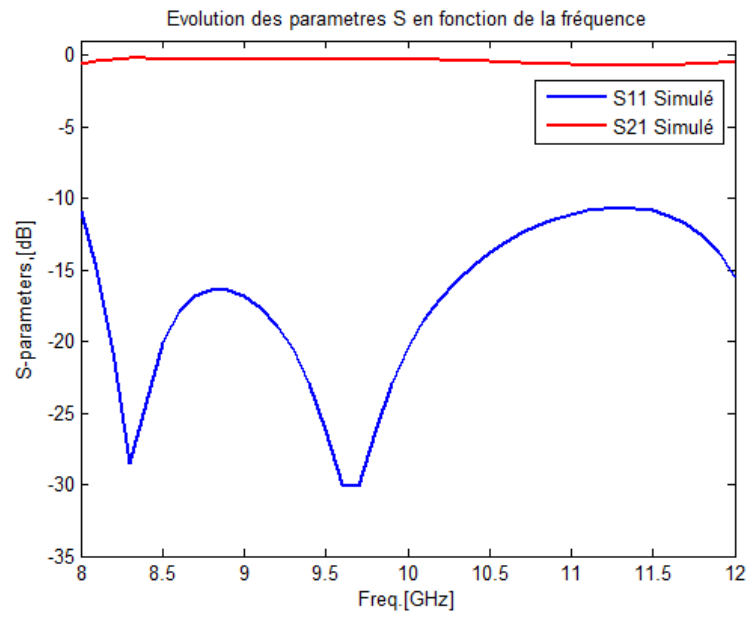
$$L_1 = L_{10} - \Delta L \quad (\text{III.10})$$

Pour confirmer la robustesse de cette procédure plusieurs transitions ont été conçues. Ainsi, une première transition a été conçue pour la bande X, une deuxième pour la bande Ku, et une troisième pour la bande K. Le tableau ci-dessous récapitule les paramètres importants de ces trois conceptions. Les dimensions de la transition sont calculées mathématiquement selon la méthode présentée et, en parallèle, optimisées en utilisant le logiciel HFSS. Les dimensions obtenues sont très proches, confirmant l'efficacité de cette méthode.

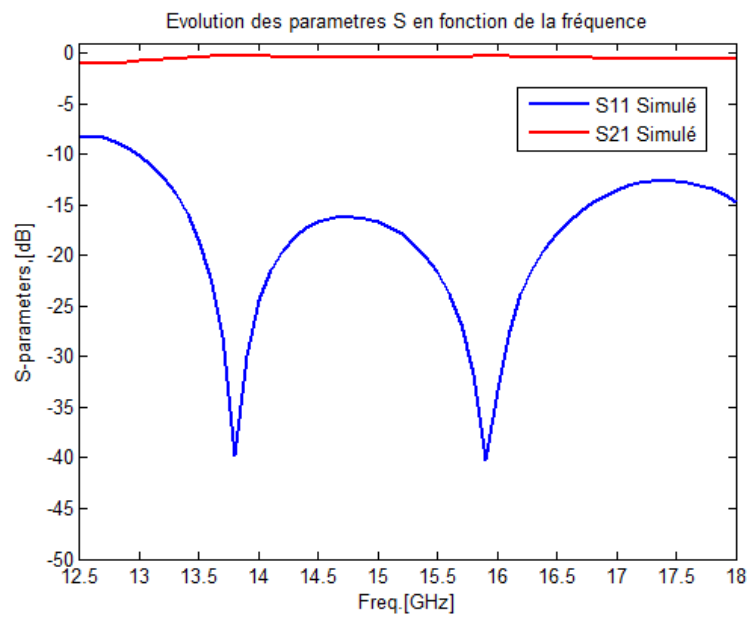
Paramètres	Calculés		Optimisés	
	W1	L1	W1	L1
fo =10 GHz, $\epsilon_r = 2.33$ , h=0.508 mm	2.32 mm	5.38 mm	2.39 mm	5.32 mm
fo=15.2 GHz, $\epsilon_r = 2.33$ , h=0.508 mm	2.24 mm	3.6 mm	2.0 mm	3.56 mm
fo=22 GHz, $\epsilon_r=2.33$ , h=0.254 mm	2.46 mm	1.16 mm	2.07 mm	1.03 mm

**Tableau. III. 2.** Données Géométriques des Trois Transitions : Valeurs Calculées et Optimisées.

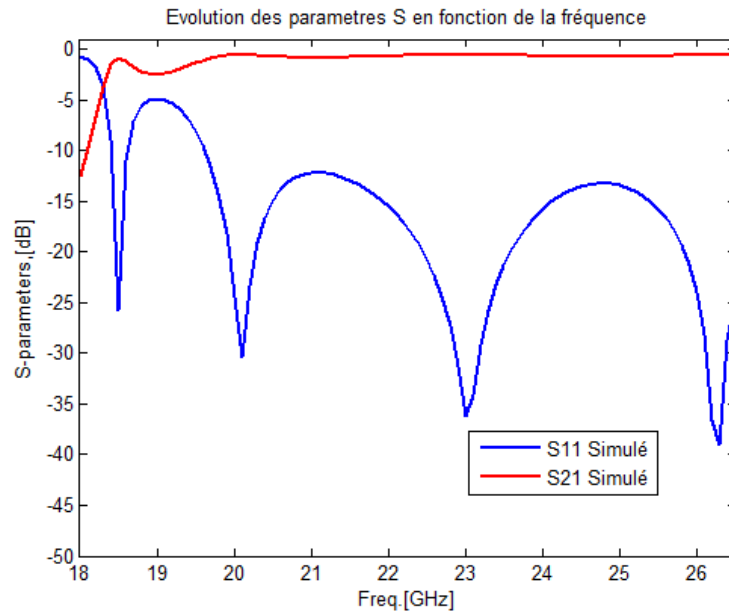
Les paramètres S des trois transitions sont illustrés dans la figure III. 28. Nous constatons que les transitions montrent des bandes passantes importantes, démontrant leur capacité à transmettre efficacement une large gamme de fréquences et confirmant aussi l'efficacité de l'approche présentée.



(a)



(b)

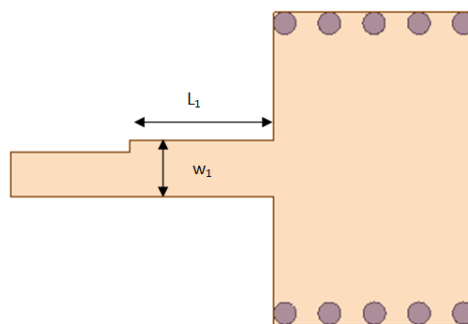


(c)

**Figure. III. 28.** Variation des paramètres S par rapport à la fréquence pour la transition symétrique dans trois bandes fréquentielles : (a) bande X, (b) bande Ku, (c) bande K.

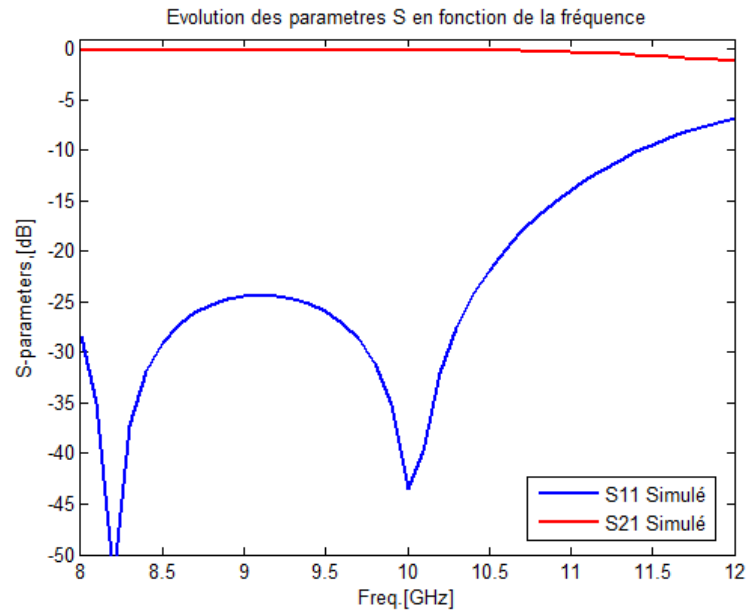
### III. 4. 2. Discontinuité asymétrique :

Une géométrie appelée discontinuité asymétrique, peut également fonctionner comme une transition. Cette géométrie est illustrée dans la figure III. 29. Le dimensionnement de cette transition suit une approche similaire à celle de la transition symétrique.



**Figure. III. 29.** Structure de la transition asymétrique.

La figure III. 30 montre les paramètres S d'un guide intégré au substrat fonctionnant sur la bande X,  $f_0 = 10$  GHz, excité par une transition asymétrique. Le substrat est le RT/Duroïd avec  $\epsilon_r = 2.33$  et  $h = 0.508$  mm. Les paramètres géométriques optimaux de la transition sont  $l_1 = 4.72$  mm et  $w_1 = 2.43$  mm.



**Figure. III. 30.** Variation des paramètres S en fonction de la fréquence.

Les discontinuités symétriques et asymétriques peuvent jouer le rôle de transition entre la ligne microstrip et le guide intégré. La conception de ces transitions repose sur le principe de l'adaptation d'impédance, visant à minimiser les pertes dues aux réflexions.

### III. 5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les transitions entre une ligne microstrip et un guide d'onde intégré au substrat (SIW). Nous avons exploré les transitions les plus couramment utilisées, en fournissant un résumé sur chaque transition. La géométrie et les dimensions de la transition représentent les éléments clé pour assurer une adaptation d'impédance efficace entre la ligne microstrip et le guide intégré. Cependant, il est essentiel de souligner qu'il n'existe pas de formule de dimensionnement précise, ce qui rend l'utilisation de logiciels de simulation, tels que HFSS, indispensable. Nous avons conclu ce chapitre en présentant deux transitions pour lesquelles nous avons développé une approche de dimensionnement basée sur les règles de l'adaptation d'impédance. Ces méthodes offrent des points de départ fiables pour déterminer, en court temps, les paramètres géométriques optimaux, facilitant ainsi la conception d'une transition.

Dans le chapitre suivant, la transition taper sera utilisée. En effet, grâce à sa simplicité, cette transition sera utilisée pour alimenter plusieurs composants passifs en technologie guide intégré au substrat.

### III. 6. Référence

- [1] K. Wu, "Integration and interconnect techniques of planar and nonplanar structures for microwave and millimeter-wave circuits current status and future trend," *Asia Pacific Microwave Conf.*, pp. 411-415, Dec 2001.
- [2] M. BOZZI, L. PERREGRINI, K. WU and P. ARCIONI, "Current and Future Research Trends in Substrate Integrated Waveguide Technology," *RADIOENGINEERING*, vol. 18, no. 02, pp. 201-209, June 2009.
- [3] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave Wireless Compon.*, vol. 11, no. 2, pp. 704-707, February 2001.
- [4] J. Hirokawa and M. Ando, "Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates," *IEEE Trns. Microwave Theor & Tech.*, vol. 46, no. 5, pp. 625-630, May 1998.
- [5] D. Deslandes, "Design Equations for Tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide Transitions," in *Microwave, MTT-S International Symposium*, Boston, Massachusetts, 2010.
- [6] E. Miralles, H. Esteban, C. Bachiller and A. Belenguer, "Improvement for the Design Equations for Tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide Transitions," in *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Torino, 2011.
- [7] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed., Hoboken: John Wiley & Sons, Inc, 2012.
- [8] X.-P. Chen and K. Wu, "Low-Loss Ultra-Wideband Transition between Conductor-Backed Coplanar Waveguide and Substrate Integrated Waveguide," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Boston, 2009.
- [9] C.-C. Tien, C. Ching-Kuang, S. .. T. Peng and . C.-C. Chang, "Transmission Characteristics of Finite-Width Conductor-Backed Coplanar Waveguide," *IEEE*

*Transactions Microwave Theory and Technique*, vol. 41, no. 9, pp. 1616-1624, September 1993.

- [10] R. Levy, "A generalized Design Technique for Practical Distributed Reciprocal Ladder Networks," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 21, no. 8, pp. 519-526, 1973.
- [11] Z. Wang, S. Adhikari, D. Dousset, C.-W. Park and K. Wu, "Substrate Integrated Waveguide (SIW) Power Amplifier Using CBCPW-to-SIW Transition for Matching Network," in *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Québec, 2012.
- [12] R. Y. Fang, C. F. Liu and C. L. Wang, "Compact and Broadband CB-CPW-to-SIW Transition Using Stepped-Impedance Resonator With 90°-Bent Slot," *IEEE Transactions On Components, Packaging And Manufacturing Technology*, vol. 3, no. 2, pp. 247-252, 2013.
- [13] D. S. Eom and H. Y. Lee, "Substrate Integrated Waveguide Transitions to Planar Transmission Lines Using Lumped Elements and Their Applications," *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques* , vol. 64, no. 12, pp. 4352-4361, 2016.
- [14] A. A. Khan and M. K. Mandal, "A Compact Broadband Direct Coaxial Line to SIW Transition," *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 11, pp. 894-896, 2016.
- [15] E. H. Fooks and R. A. Zakarevicius, *Microwave Engineering using microstrip circuits*, Upper Saddle River: Prentice Hall, 1990.
- [16] E. O. Hammersstad and F. Bekkadal, "Microstrip Handbook," University Of Trondheim, Norway, 1975.

# *Chapitre IV*

## *Composants en Technologie*

### *GIS*

## **IV. 1 Introduction**

La technologie des guides d'onde intégrés au substrat présente des avantages significatifs, notamment la facilité d'intégration dans des systèmes complexes et un faible coût de production, la rendant idéale pour la création de composants micro-ondes. Sa capacité à miniaturiser les dispositifs tout en conservant les caractéristiques optimales répondent aux exigences croissantes des applications modernes, comme les télécommunications, les systèmes de communication sans fil et les radar.

Ce chapitre met en évidence la réinvention des composants micro-ondes, traditionnellement réalisés en technologie de guide d'onde conventionnelle, en guide d'onde intégré au substrat, qui conserve les avantages des conceptions classiques, comme la minimisation de la radiation indésirable et la grande portée du signal, tout en bénéficiant de la facilité de l'intégration dans des systèmes complexes. Ces atouts permettent de concevoir des solutions plus performantes et compactes.

Ce chapitre se concentre particulièrement sur la présentation des filtres, des coupleurs et des antennes, avec pour objectif la réalisation d'un répartiteur de faisceaux basé sur la matrice de Butler.

## **IV. 2 Composants Micro-onde en technologie GIS**

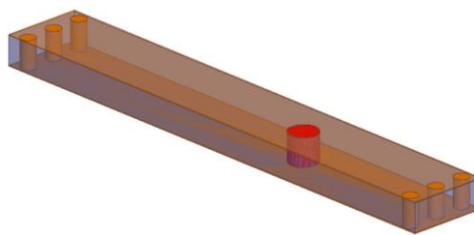
Cette section présente les différents composants micro-ondes fabriqués en technologie GIS, en mettant en avant leurs caractéristiques et applications. Nous examinerons notamment les filtres, qui jouent un rôle important dans la sélection des fréquences, ainsi que les coupleurs, qui assurent une gestion efficace des signaux. Par ailleurs, nous explorerons les antennes intégrées, indispensables pour garantir une transmission optimale. Nous mettrons particulièrement l'accent sur les coupleurs, composants clés pour la conception de répartiteurs de faisceaux, grâce à leur capacité à diriger efficacement l'énergie entre plusieurs voies de signal.

## IV. 3 Filter

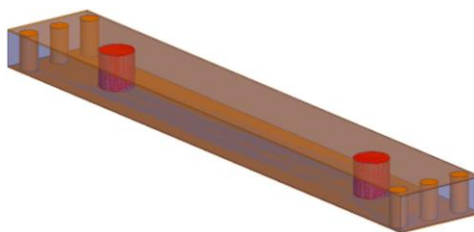
### IV. 3. 1. Discontinuité dans le GIS

Les discontinuités dans un guide d'onde intégré au substrat modifient les caractéristiques du champ électromagnétique qui se propage à travers le guide. Ces discontinuités, souvent sous forme d'obstacles métalliques placés le long du guide, provoquent des perturbations dans la distribution du champ, en particulier pour le mode TE<sub>10</sub>. Selon leur conception, elles peuvent induire des réflexions et des déformations du champ électromagnétique, tout en offrant la possibilité de créer des mécanismes de filtrage et de couplage.

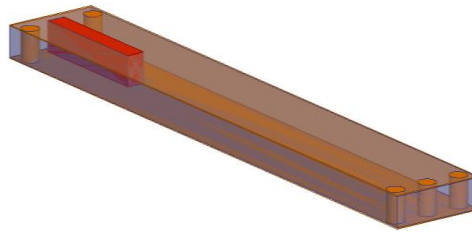
Dans un guide d'onde intégré au substrat, plusieurs types de discontinuités peuvent être utilisés pour influencer la propagation du champ électromagnétique, notamment les vias décentrés, les fenêtres et les iris. Les vias décentrés introduisent des perturbations localisées en déplaçant les vias de leur position centrale, ce qui modifie la distribution du champ. Une fenêtre, formée par deux obstacles, crée une ouverture dans le guide d'onde, permettant de contrôler le passage du signal et de provoquer des réflexions spécifiques. Une iris asymétrique, où l'ouverture dans le guide présente une forme irrégulière, constitue une discontinuité, générant des modes de propagation non uniformes et des effets de diffraction variés. Enfin, une iris symétrique, doté d'une ouverture régulière, est souvent utilisé pour des applications comme les filtres et les coupleurs. La figure ci-dessous illustre ces différents types de discontinuités, montrant leurs configurations respectives et leur impact sur la performance du guide d'onde [1].



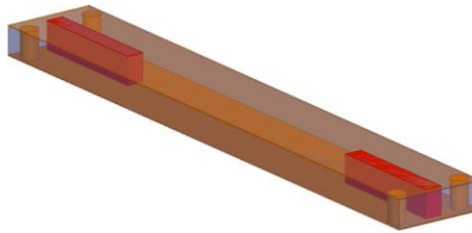
(a)



(b)



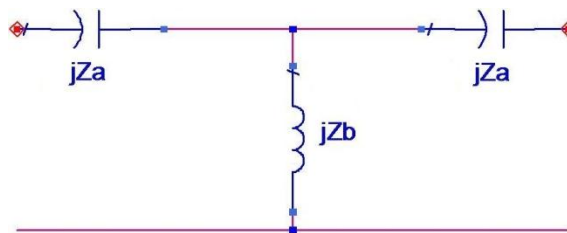
(c)



(d)

**Figure. IV. 1.** Discontinuité géométrique dans les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW) : (a) Vias décentrés, (b) Fenêtre formée par deux obstacles, (c) Iris asymétrique, (d) Iris symétrique.

Dans un guide d'onde intégré au substrat, une discontinuité est souvent représentée par un circuit équivalent sous la forme d'un réseau "T". Les paramètres de ce réseau "T" sont constitués de trois impédances : les impédances en série et en parallèle, qui dépendent directement de l'emplacement et des dimensions géométriques de la discontinuité. En fonction de la taille, de la forme et de la position de la discontinuité, ces impédances peuvent varier, affectant ainsi le comportement du champ électromagnétique [2].



**Figure. IV. 2.** Circuit équivalent de la discontinuité.

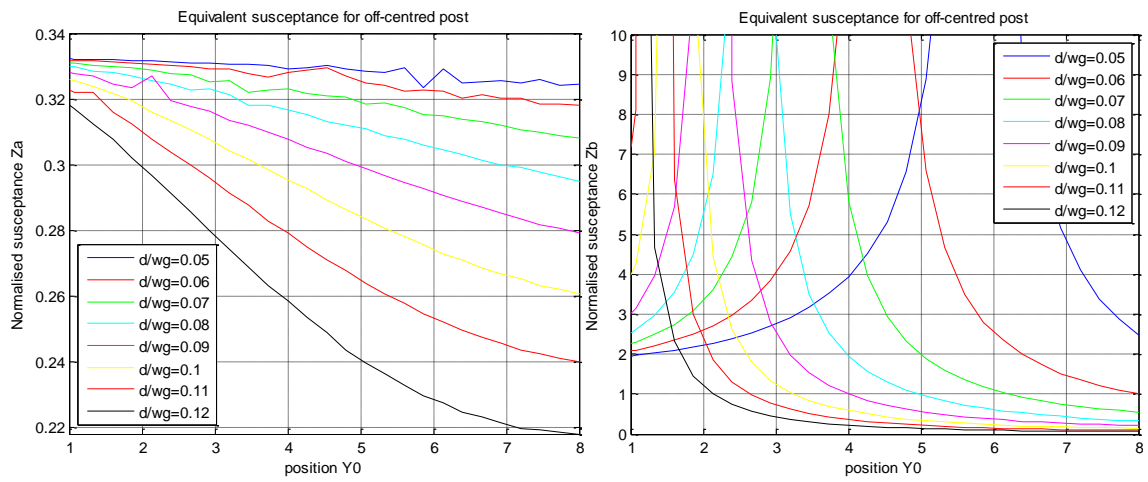
Une discontinuité est souvent modélisée par un circuit équivalent sous la forme d'un réseau "T", ce qui permet d'analyser son impact sur la propagation. Ce modèle simplifié utilise une matrice d'impédance (matrice en  $Z$ ) pour représenter les effets de la discontinuité. La matrice d'impédance du circuit "T" est donnée par les équations ci-dessous. La matrice d'impédance présente la caractéristique de réciprocité où  $Z_{12} = Z_{21}$ .

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \tag{IV. 1}$$

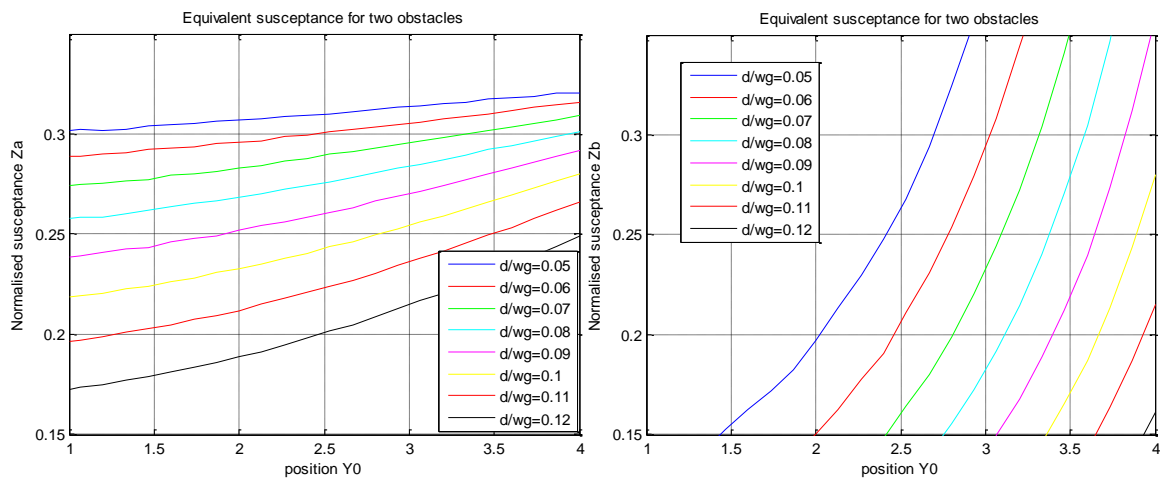
$$Z_a = Z_{11} - Z_{12} \tag{IV. 2}$$

$$Z_b = Z_{12} \tag{IV. 3}$$

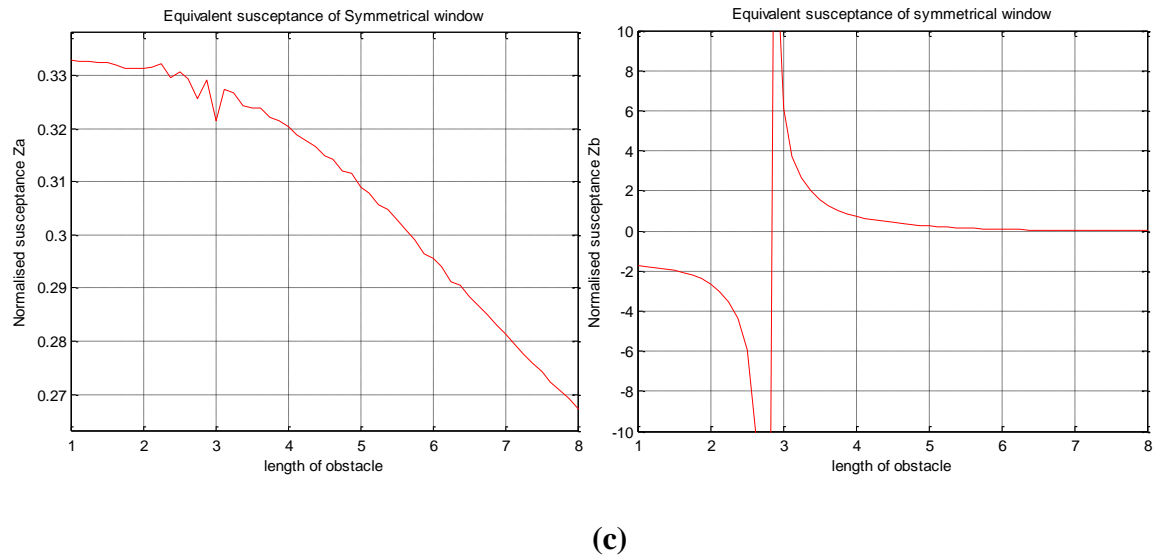
Le logiciel HFSS permet de concevoir et calculer la matrice d'impédance pour chaque dimension physique des structures présentées ci-dessous, puis les éléments calculés de cette matrice servent à évaluer  $Z_a$  et  $Z_b$  selon les équations (5) et (6). Les figures ci-dessous montrent les variations de l'impédance en fonction des dimensions géométriques pour les discontinuités présentées ci-dessus.



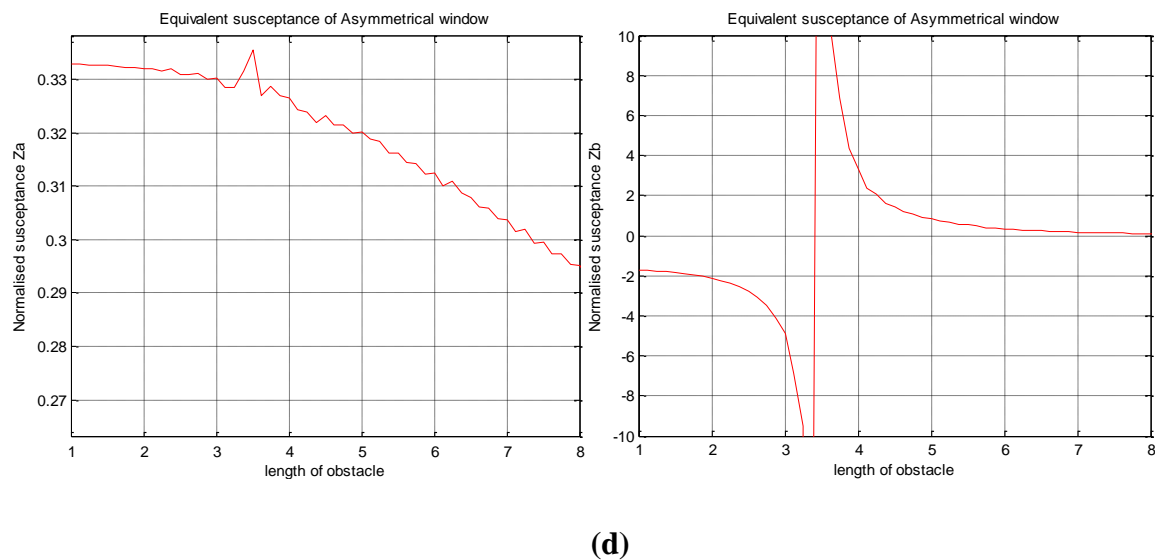
(a)



(b)



(c)



(d)

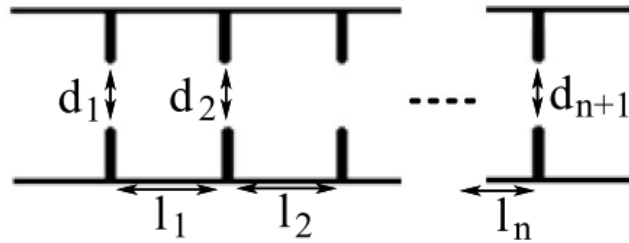
**Figure. IV. 3.** Représentation de l'impédance de la discontinuité ; (a) Vias décentrés, (b) Fenêtre formée par deux obstacles, (c) Iris asymétrique, (d) Iris symétrique.

### IV. 3. 2. Conception d'un filtre

Les filtres micro-ondes comptent parmi les dispositifs les plus étudiés en technologie des guides intégrés au substrat. Ainsi, de nombreuses topologies adaptées à cette technologie ont été proposées, analysées et fabriquées [3]. Ce paragraphe se focalise sur les filtres passe-bande, en particulier sur un filtre conçu pour fonctionner dans la bande-X à la fréquence centrale de 10 GHz.

Les discontinuités présentées précédemment sont essentielles pour la conception de ce filtre. Elles permettent de créer des iris inductives qui modulent les caractéristiques de propagation en générant une série de cavités résonnantes. La bande passante du filtre est déterminée par la résonance de chaque cavité. Les deux paramètres clés à calculer et à optimiser sont la largeur de

la fenêtre de l'iris, qui correspond à la séparation entre les deux murs de l'iris dans la direction transversale (représentée par  $d_i$  sur la figure IV.4), et la distance entre les iris le long de la direction longitudinale du guide d'onde, indiquée par  $l_i$  [2].



**Figure. IV. 4.** Schématisation des iris inductifs dans un guide d'onde.

Par la suite, nous présenterons un filtre passe-bande de Chebyshev [4]. Ce filtre est optimisé pour fonctionner à une fréquence centrale de 10 GHz, avec une bande passante de 500 MHz. Les spécifications du filtre incluent une permittivité relative du substrat de 2,33 et une épaisseur de 0,787 mm, l'amplitude de l'ondulation dans la bande passante  $L_{ar}$  est de l'ordre de 0.1 dB et l'atténuation dans la bande passante  $L_{as}$  est inférieure à -35 dB. La première étape consiste à déterminer l'ordre du filtre, donné par :

$$N \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{as}-1}}{10^{0.1L_{ar}-1}}}}{\cosh^{-1} \Omega_s} \tag{IV. 4}$$

Dans un second temps, les valeurs des éléments  $g$  sont déterminé. Pour un filtre d'ordre  $N$ , les valeurs des éléments  $g$  sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} g_0 = 1 \\ g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right) \\ g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2N}\right) \sin\left(\frac{(2i-3)\pi}{2N}\right)}{\gamma^2 + \sin^2\left(\frac{(i-1)\pi}{N}\right)} \\ g_{N+1} = \begin{cases} 1 & \text{pour } N \text{ impair} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{pour } N \text{ pair} \end{cases} \end{array} \right. \tag{IV. 5}$$

Avec :

$$\begin{cases} \beta = \log \left[ \coth \left( \frac{L_{Ar}}{17.37} \right) \right] \\ \gamma = \sinh \left( \frac{\beta}{2N} \right) \end{cases}$$

Ces équations sont utilisées pour concevoir le filtre. Nous avons un filtre d'ordre  $N=6$ , avec les valeurs des éléments  $g$  définies comme suit :  $g_0 = 1$ ,  $g_1 = 1.681$ ,  $g_2 = 1.4039$ ,  $g_3 = 2.0562$ ,  $g_4 = 1.5170$ ,  $g_5 = 1.902$ ,  $g_6 = 0.8618$ ,  $g_7=1.3553$ .

Par analogie avec les circuits LC, les valeurs des inductances et des capacitances sont exprimées en fonction des paramètres  $g$ , la fréquence de coupure et l'impédance caractéristique  $Z_0$  par les formules ci-dessous [5] :

$$L_i = \frac{Z_0 g_i}{\omega_c} \quad (\text{IV. 6})$$

$$C_i = \frac{g_i}{Z_0 \omega_c} \quad (\text{IV. 7})$$

Le tableau suivant présente les valeurs de  $L_i$  et  $C_i$  de ce filtre détaillé dans [4]

**Tableau III.1.** Valeurs de  $L_i$  et  $C_i$  dans le filtre détaillé dans [4]

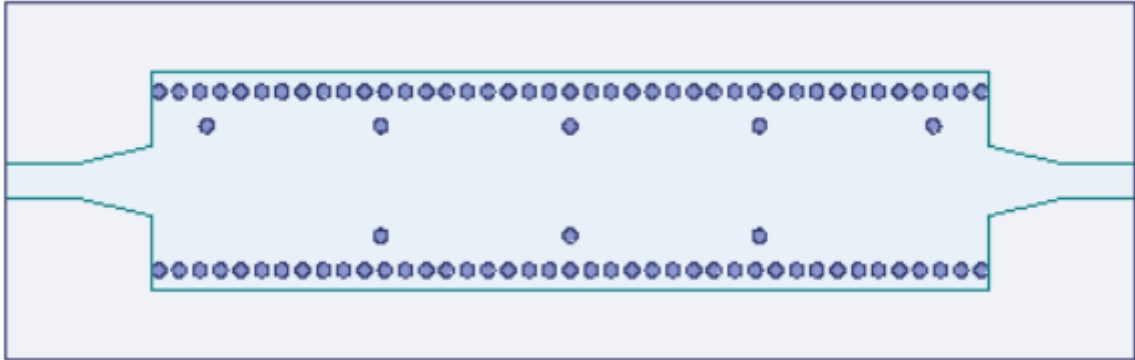
i	0	1	2	3	4	5	6	7
$L_i$ (nH)	0.7957	0.9295	1.117	1.6362	1.2072	1.5142	0.6858	1.0785
$C_i$ (pF)	0.3183	0.3718	0.4468	0.6545	0.4829	0.6057	0.2743	0.4314

Une fois les valeurs de  $g$  sont déterminées, la méthode présentée dans [6] est appliquée pour déterminer  $li$  et  $di$ . Les valeurs calculées pour l'ouverture de l'iris et l'espacement entre les iris servent de dimensions de départ pour le logiciel HFSS. Les dimensions optimales sont présentées dans le tableau ci-dessous ;

**Tableau. III. 2.** Dimensions Optimales de l'Iris et Espacement.

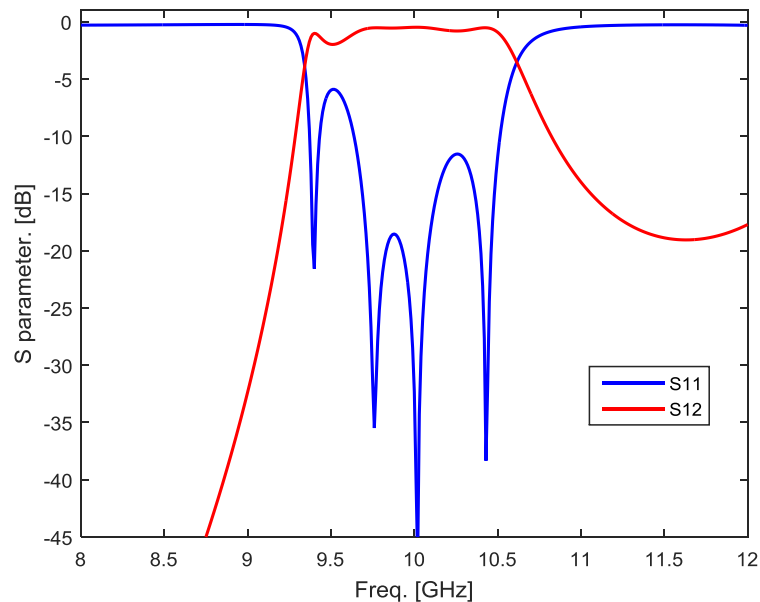
Paramètres	1	2	3	4	5
$d_{\text{optimal}}$	4.0	4.102	3.92	4	4
$l_{\text{optimal}}$	4	16.7	30.5	44.3	57

Le filtre étudié est présenté dans la figure ci-dessous. Dans cette conception, un via décentré est inséré dans la première cavité, tandis que les cavités suivantes sont formées par l'utilisation de deux vias. Cette configuration favorise la propagation optimale dans la bande passante.



**Figure. IV. 5.** Filtre à Guide d'Onde Intégré au Substrat.

Les paramètres S du filtre, tels que présentés sur la figure IV. 6, illustrent ses caractéristiques. La bande passante du filtre, d'environ 500 MHz, le rend particulièrement adapté aux applications à bande étroite.



**Figure. IV. 6.** Représentation des Paramètres S du Filtre.

Les filtres micro-ondes à base de la technologie intégrée GIS offrent des caractéristiques comparables à celles des filtres basés sur des guides d'onde conventionnels, surtout en terme de la bande passante et de facilité de conception. Leur conception compacte et leur intégration aisée dans des systèmes complexes en font une solution efficace et fiable.

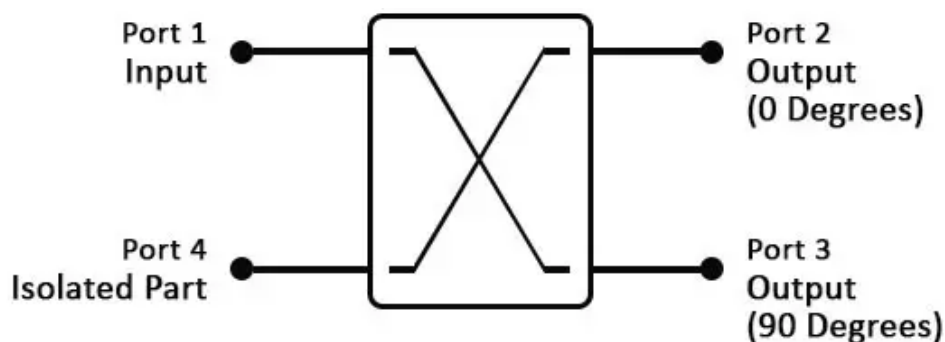
## IV. 4 Le coupleur directionnel

Un coupleur directionnel en technologie de guide d'onde intégré au substrat est un dispositif passif qui permet de diviser ou de combiner des signaux. Il est conçu pour transmettre une fraction de l'énergie du signal d'entrée vers une sortie spécifique. Il est utilisé pour le couplage et la distribution des signaux dans les circuits micro-ondes [7], assurant une isolation optimale entre les différentes voies de transmission.

Le coupleur directionnel 3 dB, 90° est un dispositif passif à quatre ports, conçu pour répartir de manière égale la puissance d'entrée entre les ports de sorties avec un déphasage de 90° entre elles. Chaque port peut ainsi servir d'entrée, les sorties se situant sur les ports opposés. La matrice de dispersion du coupleur 3 dB à 90° est exprimée par l'équation III.5.

$$S = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 8})$$

La Figure. IV. 7 représente la configuration de base d'un coupleur directionnel à quatre ports. Dans ce type de coupleur, le signal incident est introduit dans le port excité (port 1). La puissance se divise entre les deux ports (2) et (3) en quadrature de phase. Enfin, le port isolé, représenté par le port (4), ne reçoit aucune fuite de la source dans un cas idéal, mais en pratique, une fuite subsiste toujours [7] [8].



**Figure. IV. 1.** Schématisation du coupleur directionnel 3 dB, 90°.

Nous allons présenter ci-après quelques notions théoriques et définitions couramment utilisées dans les coupleurs directionnels en général

**Le couplage :** Le couplage est caractérisé par le rapport entre la puissance transmise et la puissance incidente, et est donné par :

$$C_{(dB)} = 20 \log(|S_{31}|) \quad (IV. 9)$$

Où  $S_{31}$  est le coefficient de transmission.

- 1- La perte d'insertion :** La perte d'insertion correspond au rapport entre l'onde réfléchie et l'onde incidente. Elle est donnée par :

$$A_{(dB)} = 20 \log(|S_{11}|) \quad (IV. 10)$$

Où  $S_{11}$  est le coefficient de réflexion.

- 2- L'isolation :** L'isolation dans un coupleur directionnel est caractérisée par le rapport entre la puissance présente sur ce port et la puissance incidente. Elle est exprimée par la formule suivante :

$$IS_{(dB)} = 20 \log(|S_{41}|) \quad (IV. 11)$$

Où  $S_{41}$  est le coefficient d'isolation.

- 3- Bande passante :** La bande passante définie comme la plage de fréquences de fonctionnement optimale du coupleur, est exprimée par l'équation suivante :

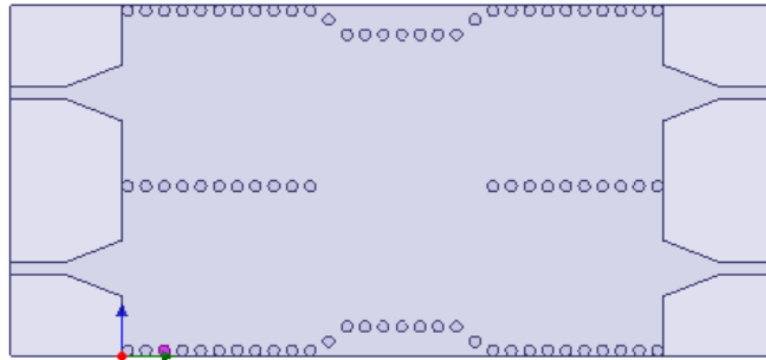
$$BW(\%) = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \times 100\% \quad (IV. 12)$$

Où  $f_0$ ,  $f_1$  et  $f_2$  sont respectivement les fréquences centrales, maximales et minimales de fonctionnement.

Par la suite, nous examinerons différents types de coupleurs directionnels recensés dans la littérature, ainsi que notre prototype de coupleur directionnel.

#### IV. 4. 1. Coupleur directionnel à base de deux guides en parallèle

Ce coupleur directionnel représente la configuration la plus simple. Il se compose de deux guides d'onde parallèles, une ouverture permettant de rediriger la moitié de l'énergie du signal d'entrée vers le deuxième guide d'onde tout en assurant une isolation entre les différentes voies de transmission. Les longueurs parcourues par les deux signaux après la division étant différentes, cela entraîne un déphasage pouvant atteindre les  $90^\circ$  souhaités. La figure ci-dessous illustre ce coupleur directionnel [9].



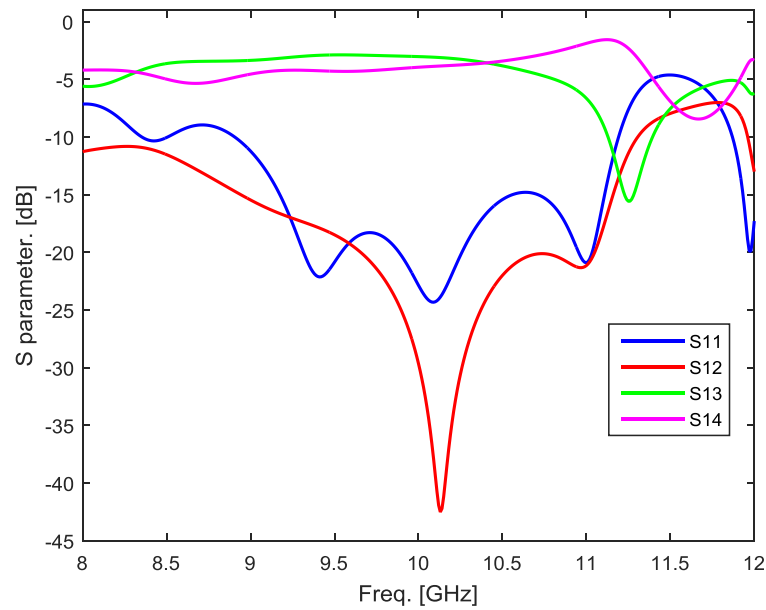
**Figure. IV. 7.** Coupleur directionnel

Nous avons analysé ce coupleur fonctionnant dans la bande X, à une fréquence opérationnelle de 10 GHz, conçu pour un substrat en bakelite avec une permittivité relative  $\epsilon_r = 4.8$  et une épaisseur  $h = 0.508$  mm. La largeur du guide d'onde est 12.5 mm, et la longueur de l'ouverture est 15 mm. . Les dimensions de la transition sont de 4 mm en longueur et 3.2 mm en largeur.

Les paramètres S du coupleur directionnel sont illustrés sur la figure III-9, justifiant ses performances en termes de division d'énergie et isolation.

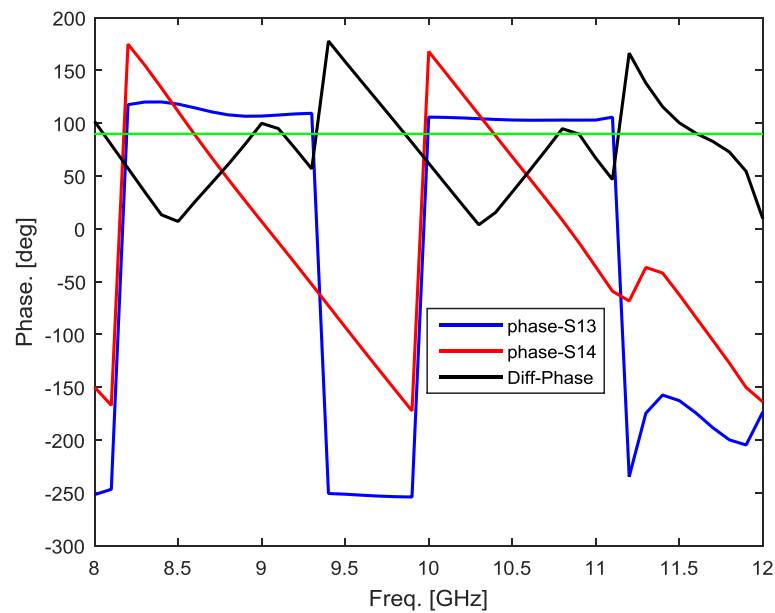
En effet, ce coupleur présente un partage d'énergie équilibré entre ses deux ports, avec des pertes variant de  $-3$  dB à  $-4$  dB sur une bande de fréquence de 1.9 GHz, entre 9.2 et 11.1 GHz, soit 47% de la bande X.

De plus, l'isolation du coupleur est remarquable, avec un coefficient de réflexion inférieur à  $-15$  dB sur cette même plage de fréquence (9.2-11.1 GHz). Cette large bande passante témoigne de l'efficacité du coupleur dans une gamme de fréquences étendue.



**Figure. IV. 8.** Les paramètres S du coupleur.

La différence de phase entre les deux signaux à la sortie est illustrée sur la figure IV.10. On peut observer que cette différence de phase atteint environ  $85^\circ$  à la fréquence de fonctionnement.

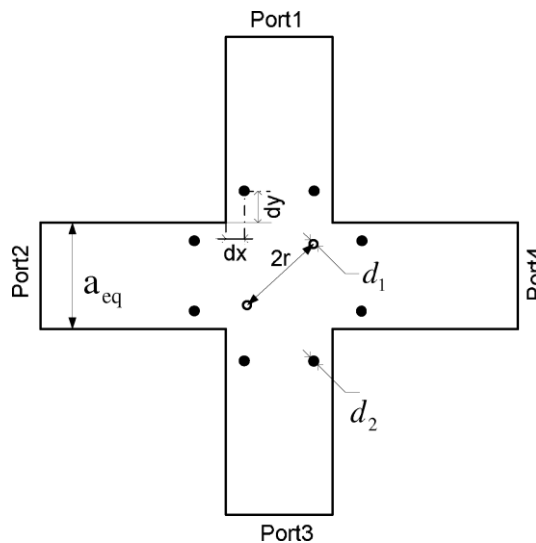


**Figure. IV. 9.** Différence de phase entre les deux ports de sorties S13 et S14.

Ce coupleur directionnel, constitué de deux guides d'onde parallèles, se distingue par sa robustesse et la simplicité de sa conception simple. Il présente une solution particulièrement adaptée aux applications compacte nécessitant des configurations réduites, telles que l'intégration dans des circuits de répartiteur de faisceau.

## IV. 5 Le coupleur Directionnel cruciforme

Ce coupleur est constitué d'un simple croisement de deux guides perpendiculaires, avec deux vias métalliques inductifs disposées symétriquement dans une jonction carrée, formant une croix [10]. Deux vias supplémentaires sont placés sur chaque port afin de réduire l'impact des ondes réfléchies par la modification de la section du guide. La topologie de ce coupleur est basée sur le coupleur en technologie du guide d'ondes rectangulaire classique, comme illustré dans la Figure IV. 11.



**Figure. IV. 10.** Géométrie du coupleur directionnel cruciforme

Le port 1 est le port d'entrée, le port 2 est le port de passage, le port 3 est le port de couplage et le port 4 est utilisé comme port d'isolation. Le diamètre et la position des vias inductifs influencent de manière significative le fonctionnement du coupleur. Deux vias supplémentaires sont ajoutés pour obtenir un couplage souhaité et un déphasage de  $90^\circ$  entre les port 2 et le port 3 [10]-[12]. Les paramètres géométriques du guide d'ondes et des vias sont optimisés à l'aide du logiciel HFSS afin d'obtenir le couplage et le déphasage requis.

Un coupleur directionnel cruciforme a été conçu pour fonctionner à une fréquence de 10 GHz, utilisant un substrat Rogers-Duroid 5870, avec une permittivité relative de 2,33 et une épaisseur de 0,787 mm. Les dimensions optimisées du coupleur sont présentées dans le tableau ci-dessous.

Tableau III. 3. Dimension géométrique du coupleur 3dB.

Paramètres	Dimensions (mm)
dx	1.98
dy	2.06
d <sub>1</sub>	0.4
d <sub>2</sub>	0.8
r	8.61
a <sub>eq</sub>	15.24

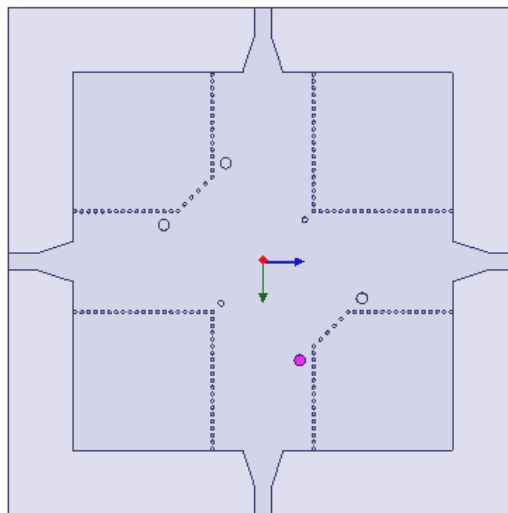
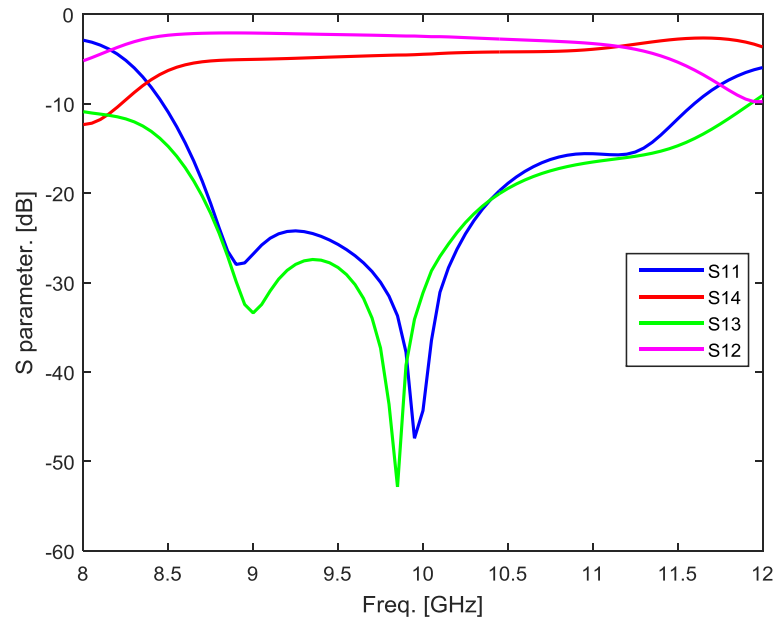


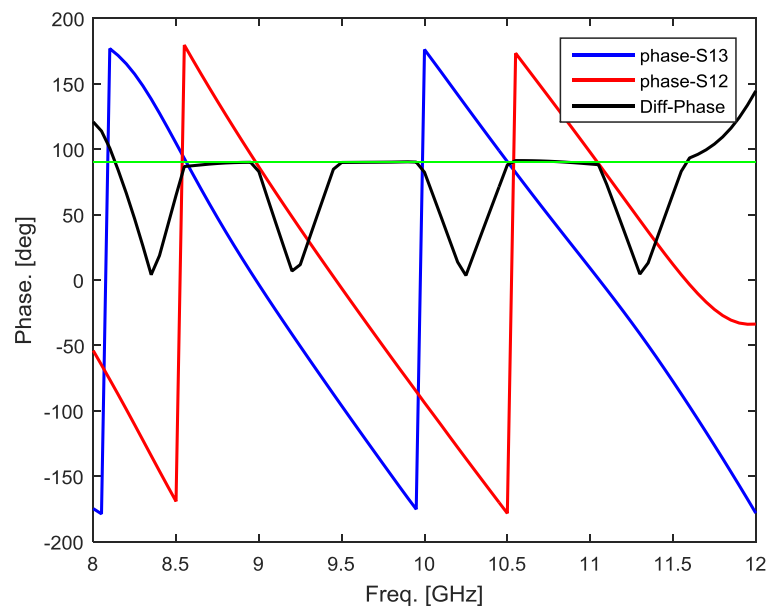
Figure. IV. 11. Représentation du Coupleur Directionnel Cruciforme.

Des résultats satisfaisants ont été obtenus, avec un coefficient de réflexion inférieur à -15 dB sur une bande passante de 2 GHz, représentant 50 % de la largeur totale de la bande. La valeur minimale du coefficient de réflexion atteint -50 dB à 9,8 GHz. De plus, le coefficient de couplage varie entre -2,44 dB et -3,45 dB sur cette même bande.



**Figure. IV. 12.** Les paramètres S du coupleur.

La figure IV.14 illustre la phase entre les deux ports de sortie, montrant un déphasage de  $90,6^\circ$  à la fréquence de fonctionnement.

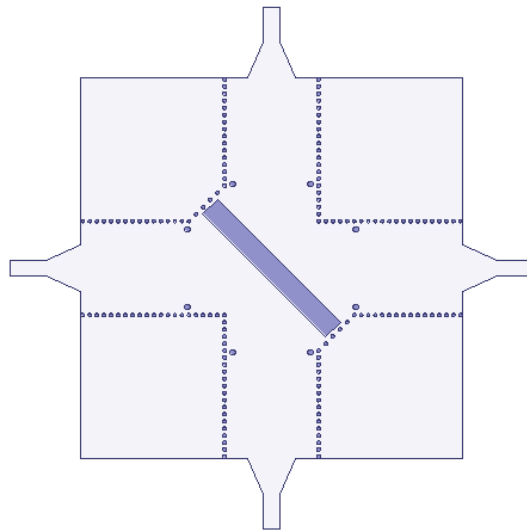


**Figure. IV. 13.** Le déphasage entre les ports de sortie du coupleur

### IV. 6 Coupleur Directionnel cruciforme Quasi-Optique

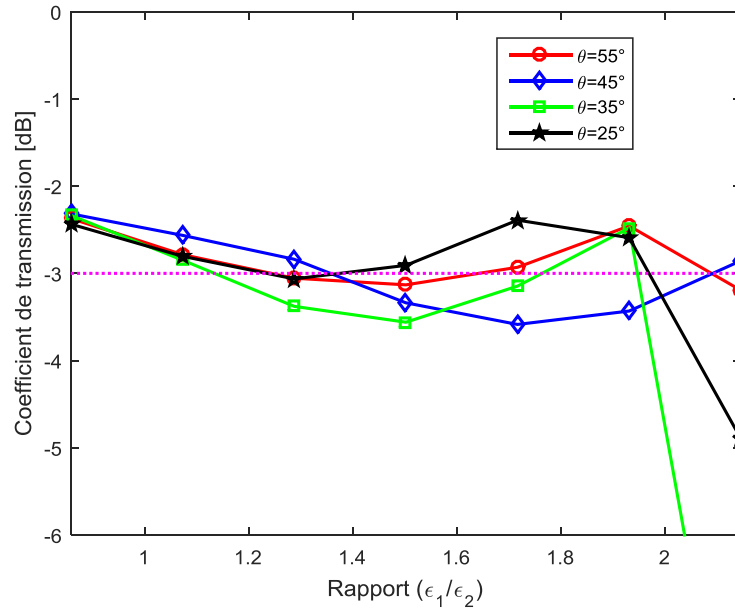
Le coupleur directionnel quasi-optique est un coupleur de type cruciforme [13], il contient un plan de réflexion constitué d'une plaque de matériau à permittivité relative différente, disposé

diagonalement dans la jonction, comme le montre la figure IV.15. À la fréquence de fonctionnement, l'onde incidente sur le port 01 arrive perpendiculairement sur ce plan réflecteur, qui agit alors comme un miroir où une partie de l'onde se transmet vers le port 03, tandis que l'onde réfléchie est dirigée vers le port 04, le port 02 est théoriquement isolé. Le couplage et l'isolation des ports dépendent de plusieurs paramètres, notamment l'angle d'incidence, la permittivité relative et la largeur du plan réflecteur. Des vias ont été ajoutés afin d'améliorer l'isolation en réduisant l'impact de l'onde réfléchie.



**Figure. IV. 14.** Schématisation d'un coupleur directionnel quasi optique.

Pour analyser le comportement de la jonction centrale, nous considérons une onde plane incidente sur le plan diélectrique avec un champ électrique perpendiculaire au plan d'incidence [14] [15]. Cette approximation est valable, car la jonction centrale constitue un guide d'onde surdimensionné [13]. En effet, le champ est plus largement distribué le long du guide d'onde plus large. La transmission du champ électrique dépend de l'angle d'incidence, de la constante diélectrique normalisée par la permittivité relative du guide d'ondes principal, et la largeur du plan réflecteur, qui est également fonction de la permittivité et de l'angle d'incidence [15]. La figure suivante présente les coefficients de réflexion et le coefficient de couplage en fonction de l'angle d'incidence, la largeur de la plaque et la permittivité relative définie comme le rapport de la permittivité de la plaque  $\epsilon_{r2}$  sur la permittivité relative  $\epsilon_{r1}$  du guide.



**Figure. IV. 15.** Coefficient de couplage en fonction du rapport des permittivités et de l'angle d'incidence.

La largeur du plan réflecteur correspond généralement à un quart de la longueur d'onde. En effet, les auteurs de [16] ont proposé une formule permettant de calculer la largeur de la plaque diélectrique, formulée comme suit :

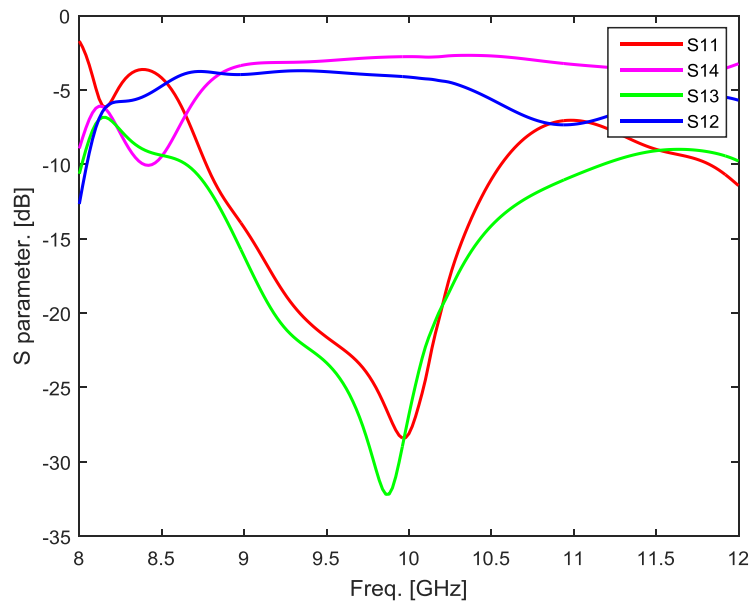
$$W_{slab} = \frac{\lambda_r}{4} \frac{1}{\sqrt{1 - 1/Z_r}} \tag{IV. 13}$$

Avec :

$$\begin{cases} Z_r = \frac{\cos \theta}{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}} \\ \lambda_r = \frac{c}{f_o \sqrt{\epsilon_r}} \end{cases}$$

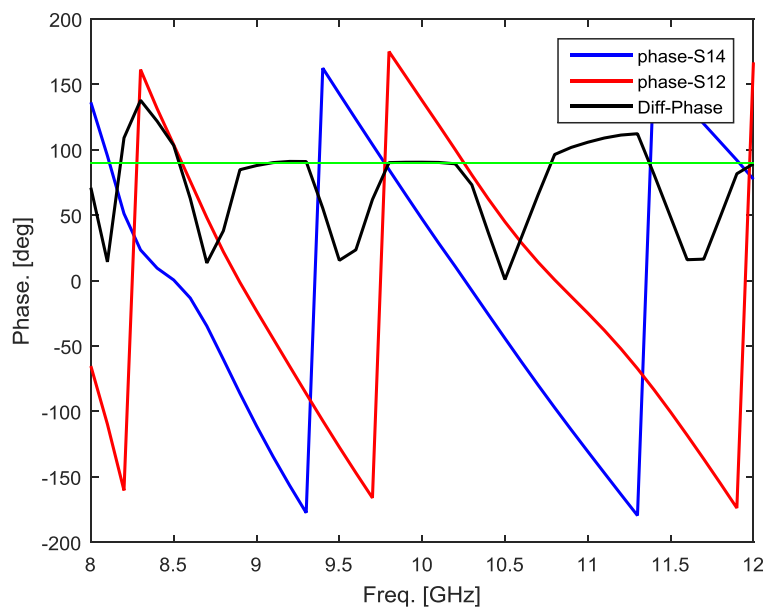
Cette courbe (figure IV.16) présente les caractéristiques de couplage du coupleur, ce qui permet de concevoir le coupleur souhaité. Nous souhaitons concevoir un coupleur directionnel avec un coefficient de couplage de 3 dB. En nous basant sur cette courbe, nous sélectionnerons un angle compris entre 45° et 55°, ainsi qu'un rapport des permittivités relatives variant entre 1,1 et 1,4. Le coupleur directionnel a été conçu, et les dimensions optimales sont les suivantes : l'angle est fixé à 45°, la permittivité relative du guide est choisie égale à  $\epsilon_{r1} = 2,33$ , tandis que la permittivité relative de la plaque est  $\epsilon_{r2} = 2.6$ , La largeur de la plaque est d'environ 3 mm. Comme le montre la figure IV.17, le coefficient de réflexion est inférieur à -15 dB dans la bande de 9 à

10.3 GHz, soit 32.5 % de la bande X. De plus, le coefficient de transmission varie entre -2.8 et -3, 3 dB sur cette même bande.



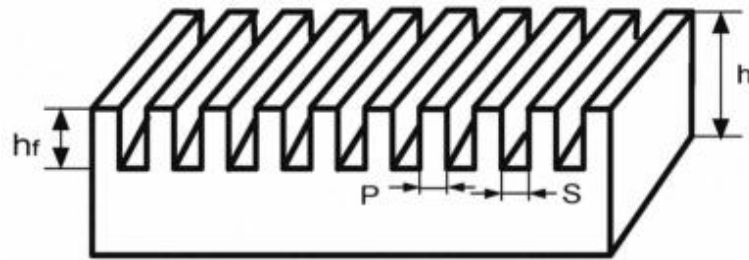
**Figure. IV. 16.** Représentation des paramètres S d'un coupleur directionnel quasi optique.

La figure IV.18 illustre le déphasage entre les ports (2) et (4). Ce déphasage varie entre  $90,24^\circ$  et  $88,42^\circ$  sur la bande de fréquences allant de 9,8 GHz à 10,3 GHz, ce qui représente 12,5 % de la bande passante.



**Figure. IV. 17.** Déphasage entre les ports de sortie d'un coupleur directionnel quasi optique.

Le deuxième coupleur directionnel [14] est similaire à celui présenté ci-dessus, à la différence près que sa topologie a été modifiée. Pour permettre le changement de la permittivité relative dans la jonction diagonale du coupleur, une structure de réseau des fentes est utilisée pour remplacer la plaque diélectrique. La figure IV.19 présente schématiquement la structure proposée ainsi que ses paramètres géométriques. Différents types de fentes ont été rapportés dans la littérature optique comme éléments de transmission ou de diffraction [17].

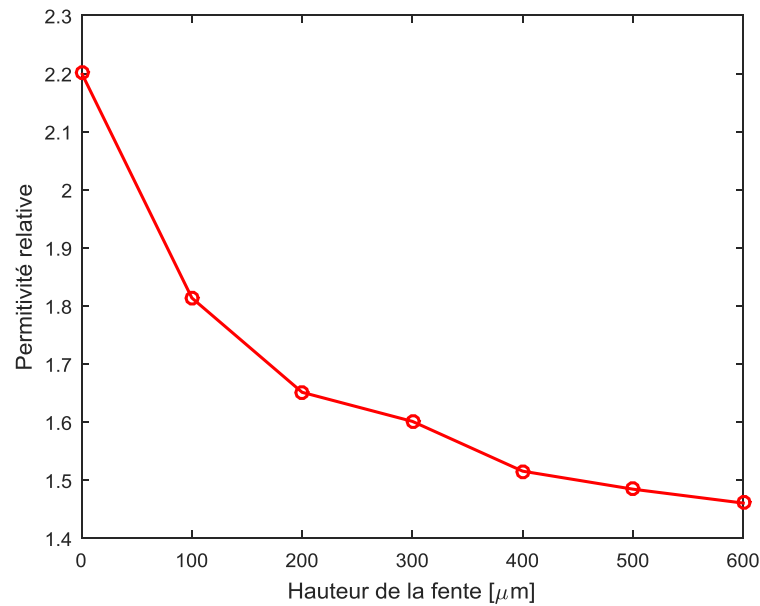


**Figure. IV. 18.** Franges perpendiculaires à la surface du réseau de transmission.

L'impédance caractéristique de la ligne microstrip est déterminée en fonction de la permittivité relative du substrat, de son épaisseur, ainsi que de la largeur de la ligne microstrip, comme indiqué par l'Équation III.7.

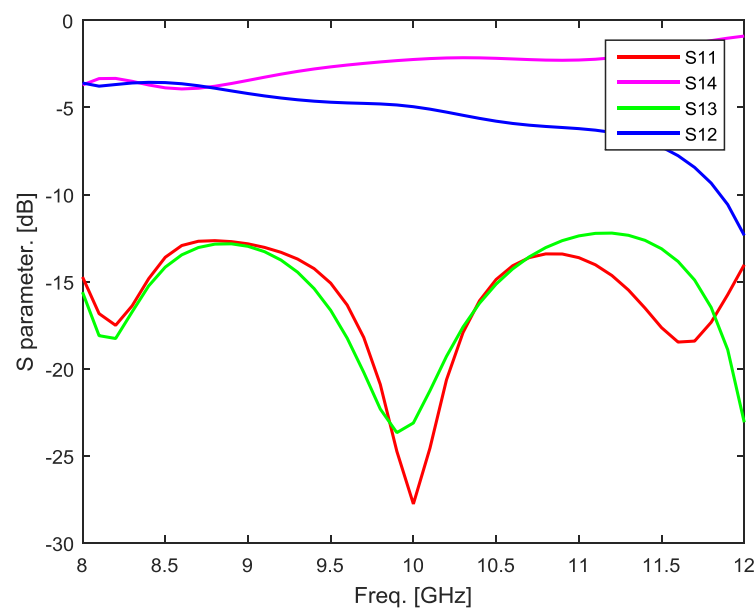
$$Z_0 = \frac{87}{(\epsilon_r + 1.41)^{0.5}} \log \left( \frac{5.98 h}{0.8w + t} \right) \quad (\text{IV. 14})$$

Pour estimer la permittivité relative équivalente, une ligne microstrip placée sur la structure de substrat montré sur la figure IV.19. La largeur de la ligne microstrip est fixée dont pour une hauteur  $hf=0$  nous avons une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ . À l'aide du logiciel HFSS, nous varierons ensuite cette hauteur. Le simulateur HFSS est utilisée pour estimer l'impédance caractéristique pour différentes hauteurs. La largeur du frange **P** est de 0,55 mm, et la distance entre deux franges adjacents est de 0,89 mm. La permittivité relative résultante est représentée sur la figure IV.20.



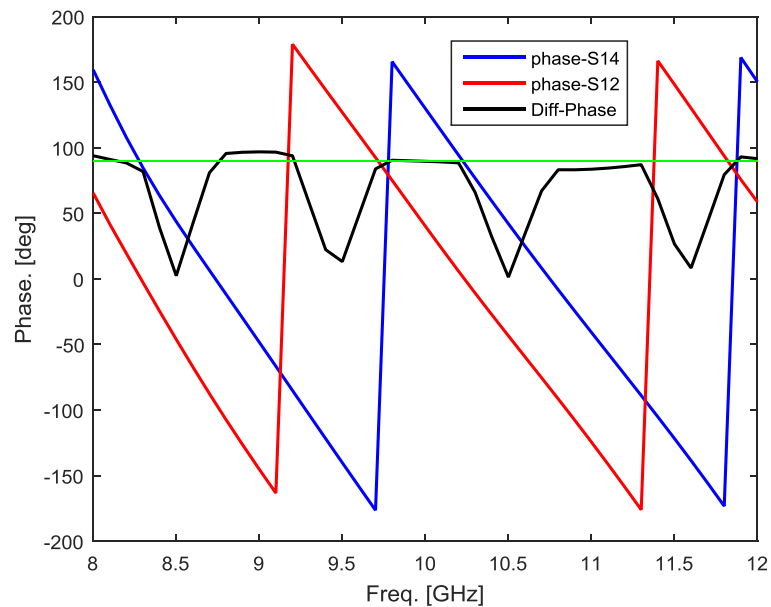
**Figure. IV. 19.** Permittivité relative en fonction de la hauteur des franges

En appliquant la méthode de conception du coupleur présentée précédemment, nous obtenons une permittivité relative de 1,65, ce qui correspond à une hauteur de substrat de 0,2 mm. Les paramètres S de ce coupleur sont illustrés dans la figure IV.21. Il ressort qu'une bonne adaptation est obtenue sur plus de 25 % de la bande passante, soit entre 9,5 GHz et 10,5 GHz. En revanche, en ce qui concerne le coefficient de transmission, il apparaît que ce coupleur ne présente pas le couplage attendu.



**Figure. IV. 20.** Simulation des paramètres S du coupleur quasi-optique

Le déphasage entre les deux portes de sortie est d'environ  $89,67^\circ$  sur la bande de fréquences allant de 9,75 GHz à 10,75 GHz. Il est donc approprié d'optimiser le coupleur pour qu'il fonctionne sur cette plage de fréquences.

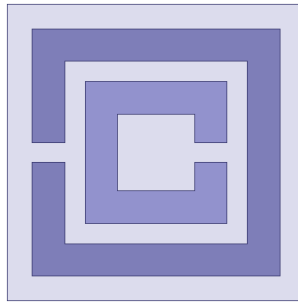


**Figure. IV. 21.** Simulation du déphasage entre les ports de sortie du coupleur quasi-optique

#### IV. 6. 1. Coupleur directionnel, CSRR

Le coupleur directionnel que nous allons présenter intègre un résonateur en anneaux fendus complémentaires (CSRR), conçu pour optimiser le couplage et la répartition de la puissance entre les ports. Dans cette conception, des cellules de CSRR ont été judicieusement placées à l'intersection de deux guides d'ondes intégrés au substrat. Cette configuration tire parti des propriétés résonnantes des CSRR pour générer un couplage efficace entre les guides [18].

Le résonateur en anneaux fendus complémentaires (CSRR, pour Complementary Split Ring Resonator) est un dispositif passif utilisé dans les applications de métamatériaux et de circuits RF/micro-ondes. Il consiste en une structure en forme d'anneau fendu, dont la conception, complémentaire par rapport aux résonateurs classiques, manipule les propriétés électromagnétiques, telles que la résonance et le couplage. Les CSRR peuvent créer des résonances à des fréquences spécifiques, permettant ainsi d'améliorer le contrôle du signal, de filtrer des fréquences indésirables ou d'augmenter la capacité de couplage [18].

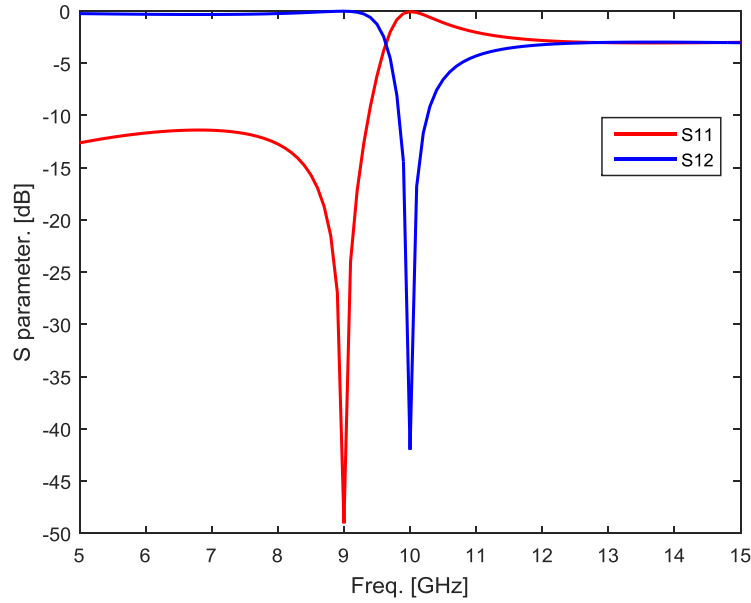


**Figure. IV. 22.** Le résonateur à anneaux fendus complémentaires.

Les dimensions de la cellule CSRR doivent être suffisamment petites (la plus grande dimension d'environ  $\lambda/8$ ) afin d'assurer un effet métamatériaux. Les paramètres géométriques de la cellule sont les suivants :

- Longueur et largeur du substrat : 2.9 mm
- Épaisseur du substrat : 0.256 mm
- Permittivité du substrat : 2.33
- Écart entre les deux anneaux : 0.2 mm
- Largeur de l'ouverture (fente) : 0.2 mm
- Largeur de la ligne microstrip : 0.4 mm

La figure IV.24 présente les paramètres S de la cellule. À la fréquence de fonctionnement, qui correspond également à la fréquence de résonance de la structure, le coefficient de transmission S12 diminue fortement, atteignant un minimum, indiquant ainsi que l'onde est totalement réfléchi. Par conséquent, le coefficient de réflexion S11 augmente, traduisant une réflexion significative du signal incident.



**Figure. IV. 23.** Les paramètre S de la cellule CSRR.

L'indice de réfraction de la cellule et l'impédance d'onde sont donnés par [19] , avec  $\mathbf{k}$  est la constante d'onde et  $\mathbf{d}$  la largeur de la cellule :

$$n = \frac{1}{kd} \cos^{-1} \left( \frac{1}{2S_{12}} (1 - S_{11}^2 - S_{12}^2) \right) \quad (\text{IV. 15})$$

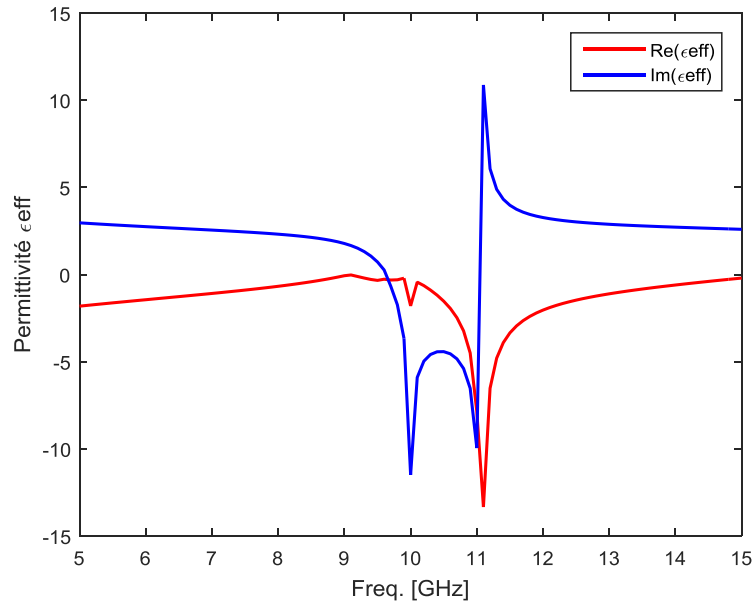
$$z = \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{12}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{12}^2}} \quad (\text{IV. 16})$$

L'indice de réfraction et l'impédance d'onde sont liés à la permittivité relative et à la perméabilité relative par les équations suivantes :

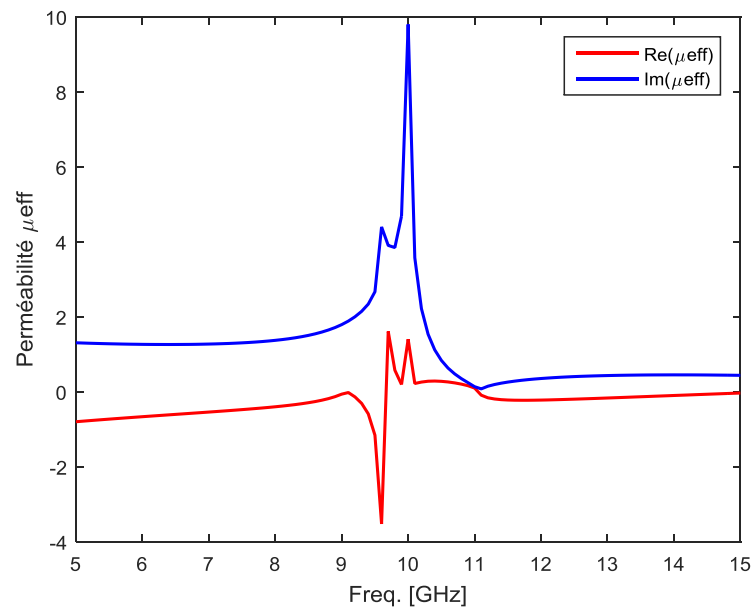
$$\varepsilon = \frac{n}{z} \quad (\text{IV. 17})$$

$$\mu = n * z \quad (\text{IV. 18})$$

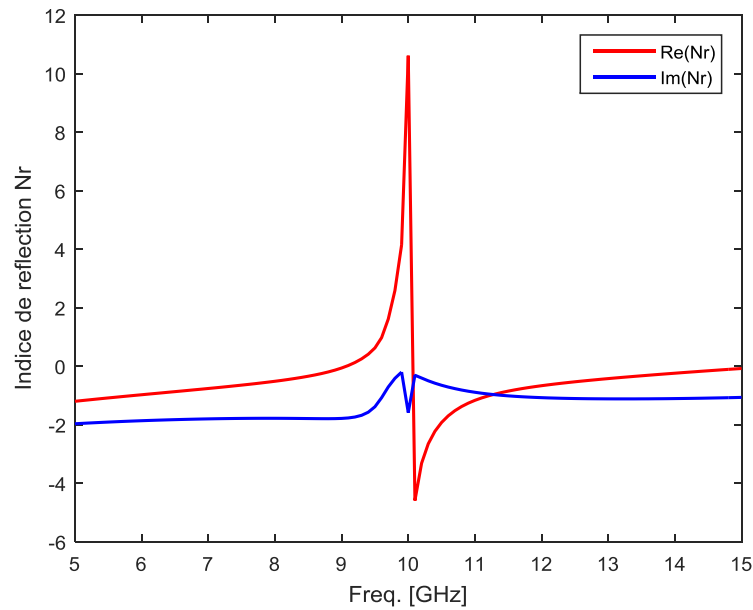
La figure (a) illustre la permittivité relative de la cellule. La partie réelle devient négative, ce qui signifie une forte réponse capacitive, tandis que la partie imaginaire prend des valeurs positives et élevées, indiquant une forte atténuation du signal. La figure (b) représente la perméabilité relative de la cellule. La partie réelle reste proche de zéro ou prend des faibles valeurs, ce qui interprète que le CSRR ne génère pas d'induction magnétique significative. Enfin, la figure (c) montre l'indice de réfraction, mettant en évidence le comportement métamatériaux de la cellule. En effet, la partie réelle de l'indice de réfraction devient négative autour de la fréquence de résonance, et revenant à des valeurs proches de zéro au-delà de cette fréquence.



(a)



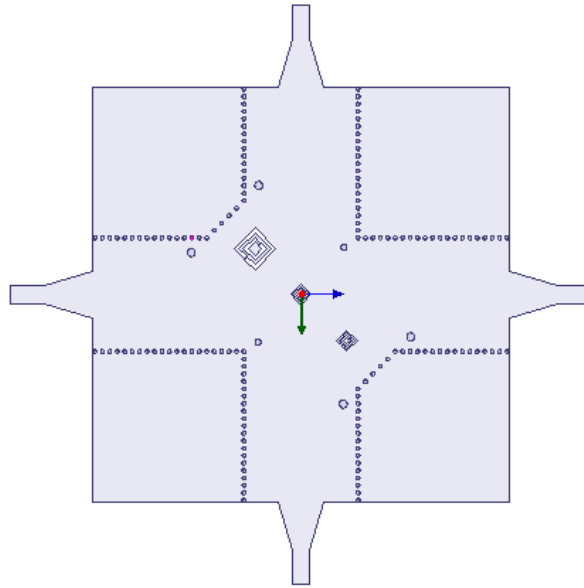
(b)



(c)

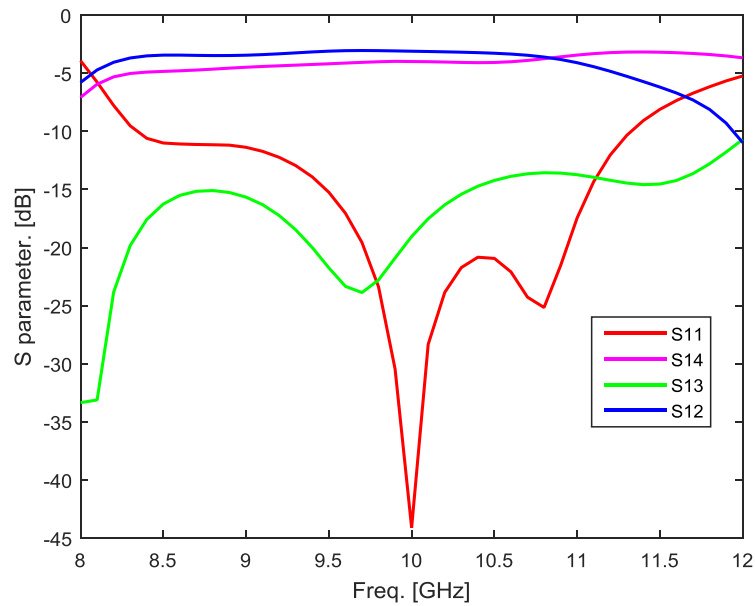
**Figure. IV. 24.** Les paramètres de la cellule CSRR ; (a) permittivité relative, (b) perméabilité relative, (c) indice de réfraction.

Le coupleur directionnel à base de la CSRR est conçu sous une configuration cruciforme, intégrant un plan d'incidence formé par des cellules CSRR disposées diagonalement sur la jonction des deux guides d'ondes. La configuration détaillée du coupleur est illustrée dans la figure IV. 26. Le plan de réflexion est formé de trois cellules CSRR de tailles différentes. Cette variation dimensionnelle permet de créer une large bande passante du coupleur, assurant ainsi le fonctionnement sur une bande plus large. L'intégration des CSRR dans la structure modifie localement la permittivité effective de la région concernée. Cela permet de créer un plan d'incidence qui permet de guider l'onde incidente selon la direction souhaitée. Afin d'atténuer les réflexions de l'onde incidente et afin d'améliorer la transmission, des vias inductifs sont placés aux niveaux de la jonction entre les deux guides.



**Figure. IV. 25.** Coupleur directionnel et les cellules CSRR placés sur la diagonale de la jonction.

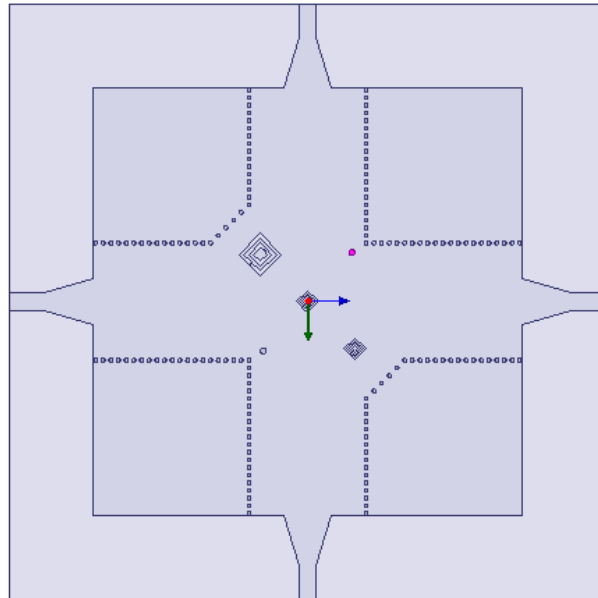
Afin d'obtenir un couplage de -3 dB, nous avons optimisé les dimensions des cellules CSRR en utilisant le logiciel HFSS. Les dimensions obtenues des trois cellules sont  $d1 = 1$  mm,  $d2 = 2$  mm et  $d3 = 3$  mm. Les résultats de simulation des paramètres S sont présentés dans la Figure 27. Le coupleur fonctionne efficacement sur une bande de fréquences allant de 9.5 GHz à 11 GHz, avec un coefficient de réflexion  $S_{11}$  inférieur à -15 dB sur toute cette plage. À 10 GHz, la réflexion atteint une atténuation maximale de -45 dB. Le port 3,  $S_{13}$  est isolé sur toute la bande de fonctionnement, avec une magnitude inférieure à -15 dB sur la bande X. Enfin, les coefficients de couplage  $S_{14}$  et  $S_{12}$  présentent une valeur moyenne de  $-3.2$  dB  $\pm 1$  dB, confirmant une répartition équilibrée de la puissance entre les ports.



**Figure. IV. 26.** Paramètres S du coupleur à base de CSRR.

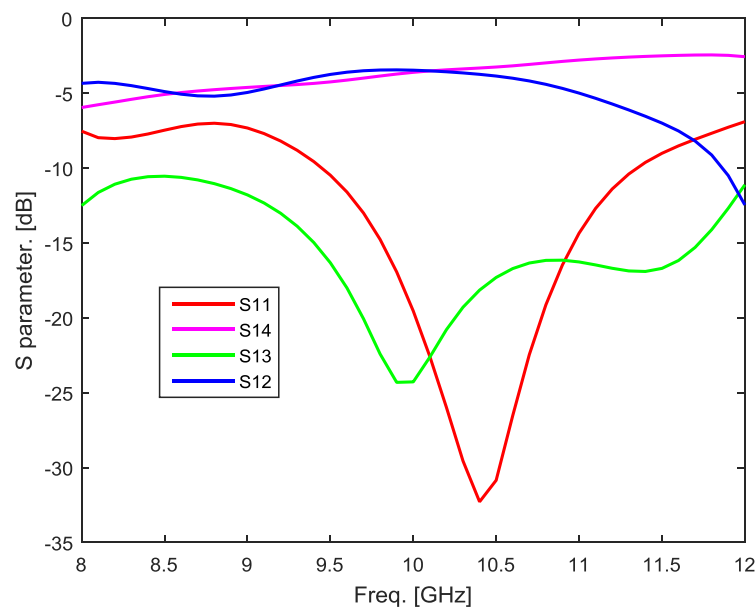
Le coupleur directionnel présenté est de topologie cruciforme, il est optimisé pour avoir une distribution égale de l'énergie entre les ports. Son fonctionnement repose sur la création d'un plan d'incidence, obtenu grâce à la modification locale de l'indice de réfraction, induite par l'insertion stratégique des cellules CSRR. Ces cellules permettent de diriger la propagation de l'onde incidente en ajustant la permittivité effective. Les paramètres S démontrent que le coupleur répond aux critères requis pour une application hyperfréquence pratique.

Par la suite, nous explorerons d'autres configurations afin d'optimiser le couplage entre les ports du coupleur. La première configuration consiste à introduire deux vias seulement comme il est illustré sur la figure IV. 28, en fait cela permet d'introduire des discontinuités dans la zone de jonction.



**Figure. IV. 27.** Configuration du coupleur avec deux vias

Les résultats de simulation de cette configuration montrent que le coefficient de réflexion atteint -19 dB à la fréquence de couplage et reste inférieur à -15 dB sur la plage de fréquences allant de 9,75 GHz à 11 GHz. Par ailleurs, le facteur de couplage est d'environ -3,5 dB à la fréquence de fonctionnement, voir la figure IV. 29.



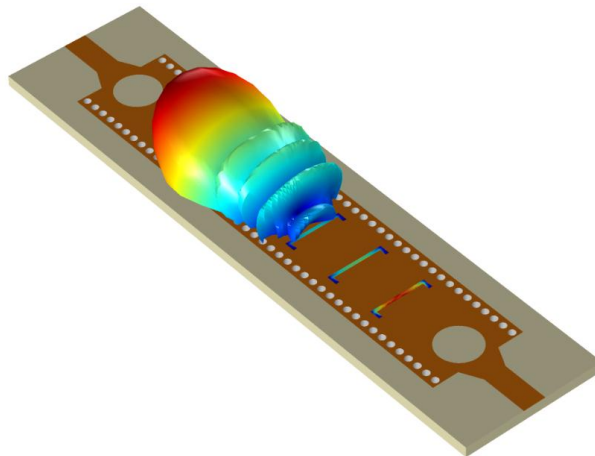
**Figure. IV. 28.** Paramètres S du coupleur directionnel

## IV. 7 Conception d'un réseau Beamforming en technologie GIS

### IV. 7. 1. L'antenne

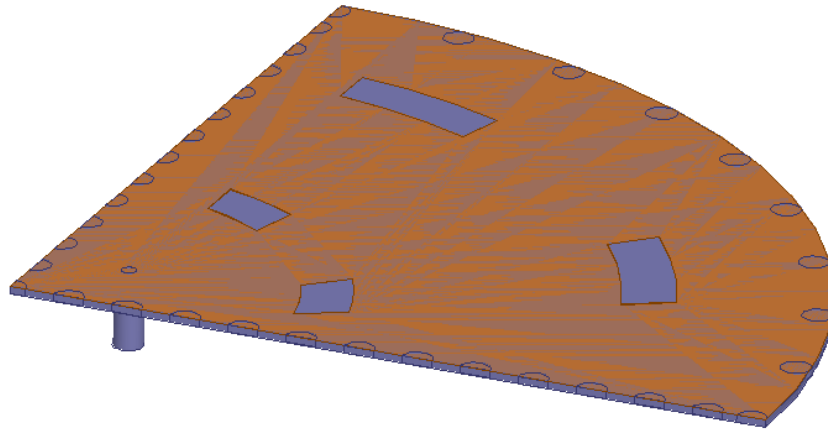
Les antennes en technologie des guides d'onde intégrés au substrat ont fait l'objet de nombreuses études dans la littérature [20] [21] [22]. Ces antennes miniaturisées offrent des avantages significatifs tels qu'une intégration facile dans les systèmes de communication modernes et de radar tout en maintenant de faibles pertes et des performances optimales.

Les antennes à fente (ou *slot antennas*) en technologie GIS sont des cavités résonantes contiennent des fentes ou des ouvertures sur le conducteur supérieur. Ces fentes, sont créés de manière calculée sur le conducteur supérieur pour permettre une radiation efficace. En effet, les dimensions, la forme et la disposition de ces fentes sont importante pour contrôler les caractéristiques de radiation de l'antenne. La figure suivante montre un exemple d'une antenne à fente.



**Figure. IV. 29.** Antenne à fente en technologie de guide d'onde intégré au substrat.

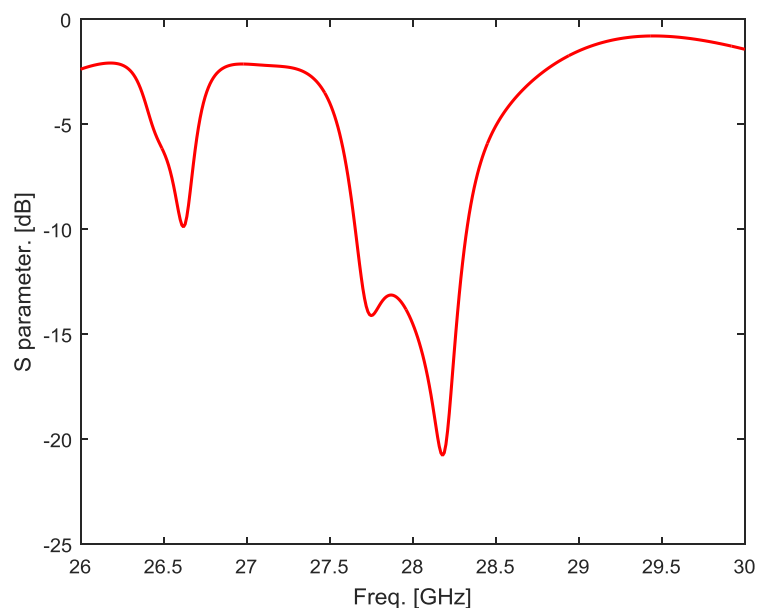
Par la suite nous allons présenter une antenne conçue en technologie GIS. Elle prend la forme d'un quart de cercle, entouré de trous métallisés et des fentes sur le conducteur supérieur. Cette antenne est excitée par un câble coaxial. Sur le conducteur supérieur, quatre fentes courbées en arc sont disposées stratégiquement pour améliorer l'efficacité en termes de radiation. Le câble coaxial excite la cavité, une fois la cavité atteint sa fréquence de résonance, l'onde commence à se propager à travers les fentes situées sur la structure. Ces fentes agissent comme des points de sortie pour l'énergie accumulée, permettant à l'onde de s'échapper et de se diffuser vers l'extérieur. La figure IV.31 présente l'antenne que nous avons conçue et développée dans le cadre de cette étude.



**Figure. IV. 30.** Structure de l'antenne à fente en quart de cercle.

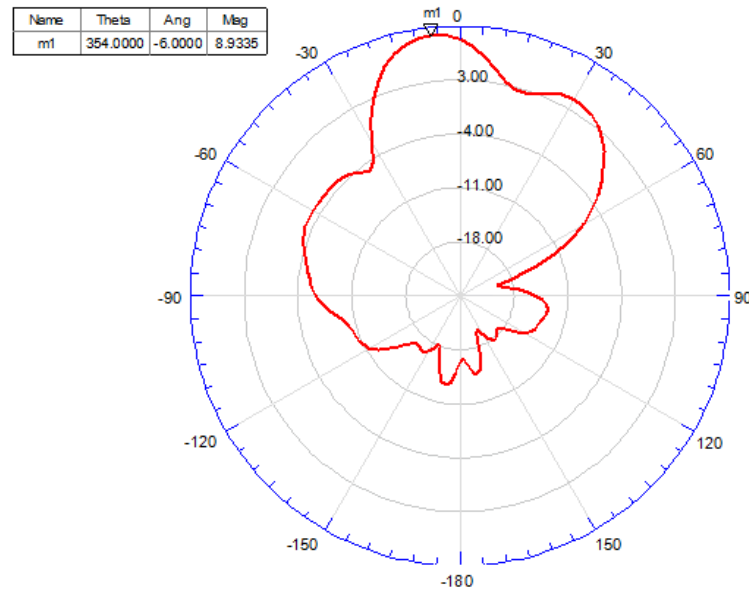
L'antenne conçue dans cette étude est réalisée sur un substrat de Duroid 5870 avec une permittivité relative de 2,33 et une épaisseur de 0,254 mm, l'antenne est dotée de quatre fentes sur le conducteur supérieur. Le rayon total de l'antenne est d'environ 26 mm, avec des dimensions spécifiques pour chaque fente : une largeur de 1,75 mm et une longueur de 2,97 mm. La distance entre les fentes est de 10,4 mm. Elle fonctionne sur la bande Ka de 26 GHz à 30 GHz.

Les paramètres S de cette antenne sont illustrés dans la figure ci-dessous. L'antenne affiche un excellent coefficient de réflexion à une fréquence de 28,2 GHz, atteignant une valeur de -22,5 dB, ce qui indique une très bonne efficacité de transmission. De plus, elle présente une large bande passante, s'étendant de 27,6 GHz à 28,4 GHz, soit une largeur de 800 MHz, avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB sur toute cette plage. Ces caractéristiques indiquent que l'antenne offre une caractéristique adéquate dans cette gamme de fréquences, avec une faible perte de signal.



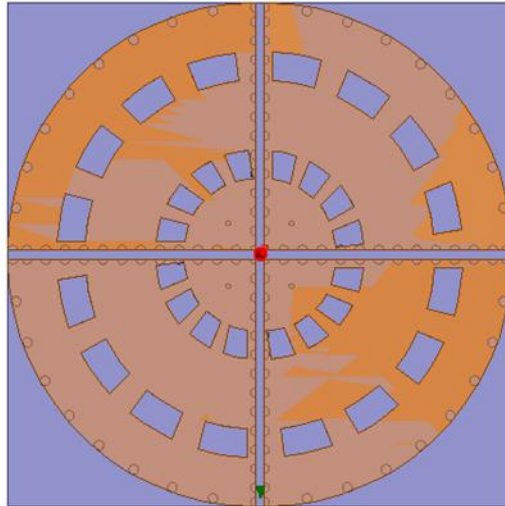
**Figure. IV. 31.** Paramètre S de l'antenne en quart de cercle

Le gain de cette antenne est illustré sur la figure IV.33. L'antenne rayonne dans l'hémisphère supérieur, vu que les fentes sont positionnées sur le côté supérieur et le plan de masse comporte comme un plan réflecteur. Le gain maximal atteint 8.93 dB.

**Figure. IV. 32.** Gain de l'antenne à fente étudiée

## IV. 7. 2. Le réseau d'antenne

Le réseau d'antennes circulaire est constitué de quatre antennes disposées en cercle, comme il est présenté sur la figure IV. 34. Ce réseau est excité par des sources déphasées. Afin de tester le rayonnement de l'antenne, nous étudierons le réseau d'antennes isolé (sans la matrice répartitrice de faisceau) pour analyser l'évolution de la direction du rayonnement.

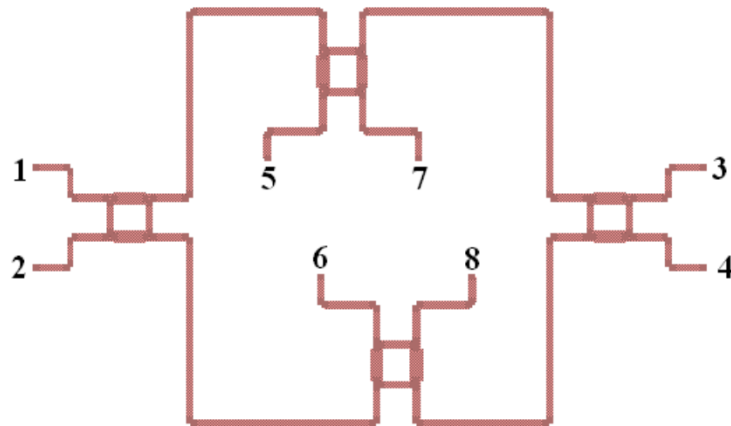


**Figure. IV. 33.** Réseau d'antenne circulaire en technologie GIS

En effet, les sources utilisées dans cette étude sont les sorties de la matrice de Butler, comme le montre la figure IV. 35. Cette matrice permet de répartir l'énergie existante sur chaque port d'entrée de manière à ce qu'elle arrive, à la sortie, avec un déphasage de  $90^\circ$  ou  $180^\circ$  et une amplitude égale à 0,5. Le tableau III.4 présente les déphasages entre les différentes sources.

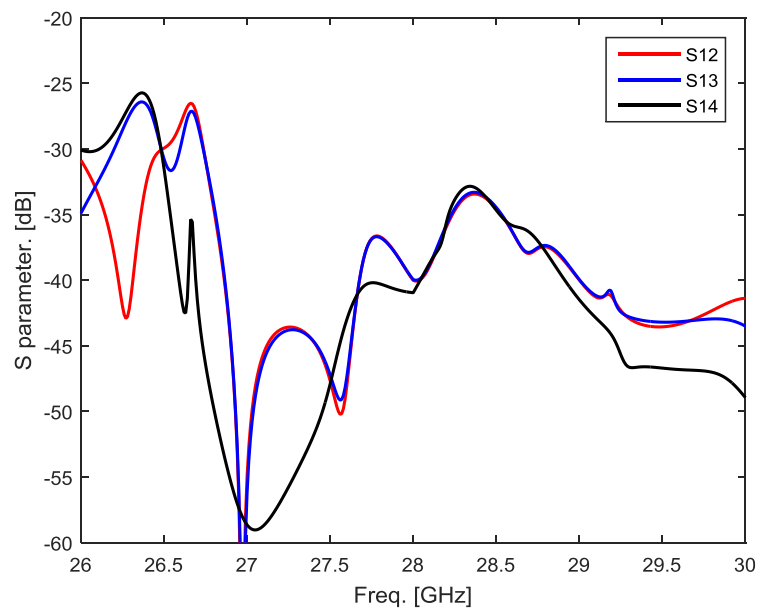
**Tableau III. 4.** Déphasage entre les ports de sortie en réponse à l'excitation de chaque port d'entrée.

Sortie entrées	5	6	7	8
1	$0^\circ$	$0^\circ$	$0^\circ$	$0^\circ$
2	$0^\circ$	$90^\circ$	$180^\circ$	$270^\circ$
3	$0^\circ$	$180^\circ$	$0^\circ$	$180^\circ$
4	$0^\circ$	$270^\circ$	$180^\circ$	$90^\circ$



**Figure. IV. 34.** La topologie de la matrice de Butler utilisée dans cette étude.

Les paramètres S sont exposés sur la figure IV. 36. Nous observons une bonne isolation sur toute la bande passante, avec des valeurs inférieures à -25 dB

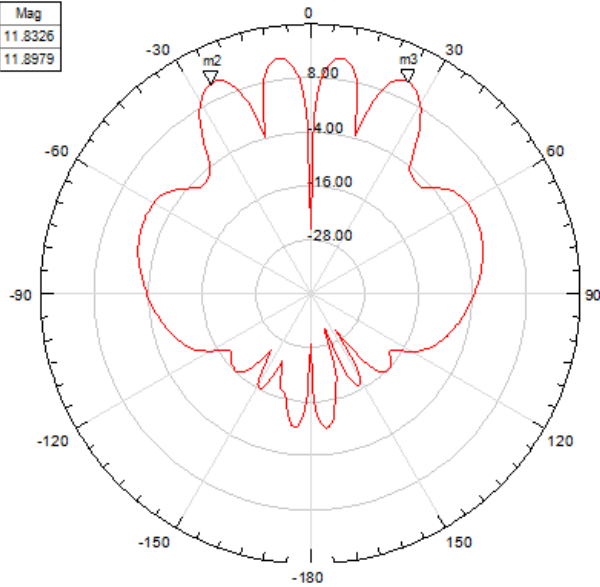


**Figure. IV. 35.** Paramètre S du réseau d'antenne.

Le gain total de ce réseau d'antennes est illustré sur la figure IV. 37. Il est remarquable que ce réseau offre une couverture sur un angle solide de  $30^\circ$  avec un gain entre 8 et 9 dB, en effet, le rayonnement change de direction en fonction du déphasage entre les ports, c'est-à-dire pour l'excitation de chaque port nous avons une direction de rayonnement. Ce mécanisme de gestion de direction de rayonnement permet une adaptation dynamique du faisceau, garantissant ainsi une couverture optimale et une direction de rayonnement contrôlée selon les besoins spécifiques du réseau.

Lors de l'excitation du port 1, deux lobes symétriques sont générés, orientés respectivement à  $+7^\circ$  et  $-7^\circ$ , offrant ainsi une couverture de  $14^\circ$  avec un gain de 9,4 dB. L'excitation des ports 2 ou 4 dirige le champ vers  $15^\circ$  ou  $-15^\circ$  avec un gain de 8.7 dB, tandis que l'excitation du port 3 produit un unique lobe orienté vers l'angle de 0 dont le gain est 9.5 dB.

Name	Theta	Ang	Mag
m2	335.0000	-25.0000	11.8326
m3	25.0000	25.0000	11.8979



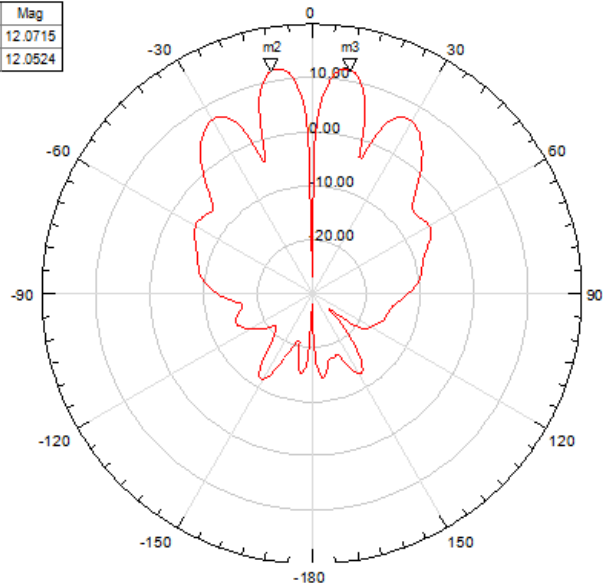
(a)

Name	Theta	Ang	Mag
m2	342.0000	-18.0000	11.8423
m3	18.0000	18.0000	11.8481



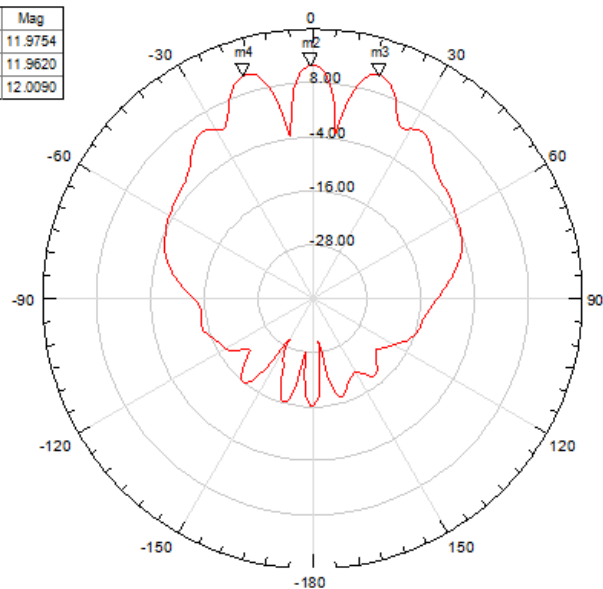
(b)

Name	Theta	Ang	Mag
m2	350.0000	-10.0000	12.0715
m3	10.0000	10.0000	12.0524



(c)

Name	Theta	Ang	Mag
m2	360.0000	-0.0000	11.9754
m3	17.0000	17.0000	11.9620
m4	343.0000	-17.0000	12.0090



(d)

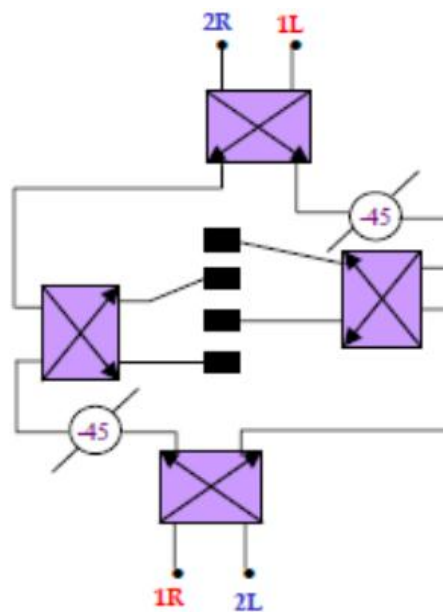
Figure. IV. 36. Gain total du réseau d'antenne.

### IV. 7. 3. Le répartiteur de faisceau ; La matrice de Butler

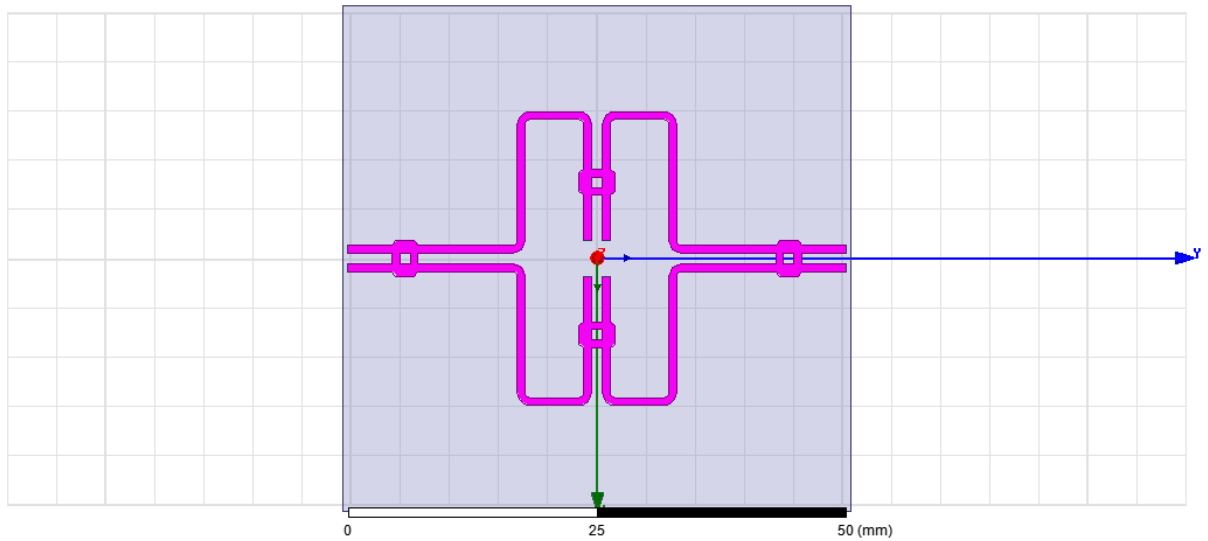
En 1961, J. Butler proposa une solution originale pour alimenter des réseaux d'antennes [23] . La matrice de Butler est aujourd'hui l'un des répartiteurs de faisceaux les plus employés dans un réseau qui a besoin d'émettre ou de recevoir des faisceaux multiples dans des directions préfixées. Il s'agit d'un circuit passif à  $N$  ports d'entrées et  $N$  ports de sorties

qui pilote  $N$  éléments rayonnants, produisant  $N$  faisceaux orthogonaux différents où chaque faisceau est associé à un port d'entrée, communément appelé port de faisceau.  $N$  doit être une puissance entière de 2 (c'est-à-dire  $2^n$ , où  $n$  est un entier positif).

La matrice de Butler vise à réaliser le pointage angulaire d'un ou plusieurs faisceaux. Le principe du pointage angulaire est le suivant : dans un plan horizontal, un ensemble de sources équiphases rayonne dans la direction normale à l'antenne. Pour modifier la direction de rayonnement, un gradient de phase constant est appliqué aux sources rayonnantes. La matrice de Butler impose ce gradient de phase. La matrice de Butler permet d'imposer ce gradient de phase. La matrice de Butler est donc caractérisée par une alimentation, en parallèle, des sorties, tous les chemins électriques entre entrées et sorties étant équivalents. Pour obtenir cette particularité, la matrice est constituée de plusieurs étages de division de puissance composés de coupleurs directionnels et de déphaseurs fixes. La figure IV. 38 schématise un exemple d'architecture de matrice de Butler 4x4.

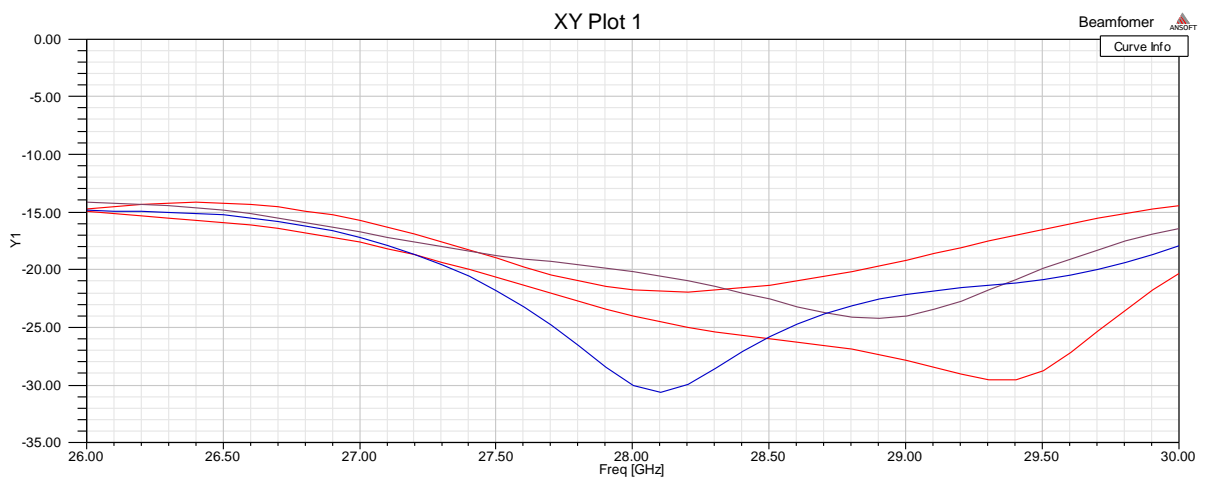


**Figure. IV. 37.** Schématisation d'une matrice de Butler.

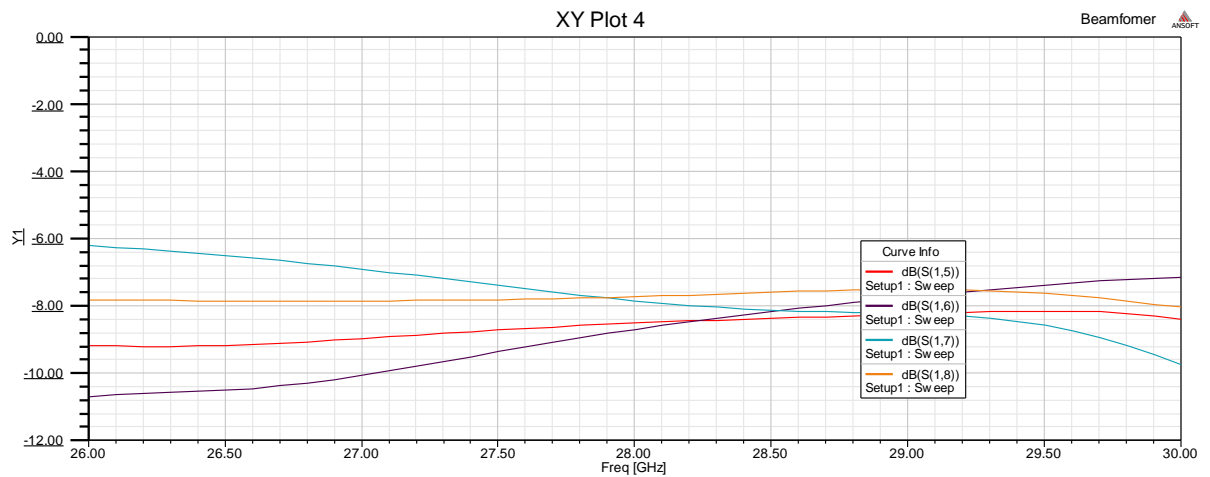


**Figure. IV. 38.** Conception de la matrice de Butler en HFSS

Les paramètres S du répartiteur de faisceau sont illustrés sur la figure IV.40, on peut constater une bonne isolation sur les ports d'entrée et une répartition de la puissance sur les ports de sortie.



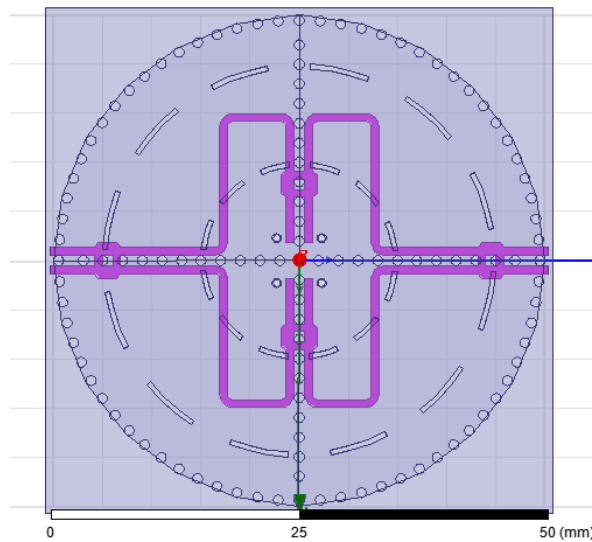
**(a)**



(b)

**Figure. IV. 39.** Paramètres S du répartiteur de faisceau ; (a)-isolation, (b)-couplage.

Le système de *beamforming* que nous avons étudié est illustré à la figure IV.41. Il est constitué d'un réseau d'antennes à quatre éléments de type circulaire, disposés sur une matrice de Butler, comme montré dans la même figure. Grâce à sa configuration particulière, la matrice de Butler permet de contrôler efficacement les directivités et les lobes de radiation des antennes.



**Figure. IV. 40.** Le système Beamforming en technologie de guide d'onde intégré au substrat.

L'antenne et le réseau d'antennes présentés dans cette étude représentent une conception prometteuse. Elle permet une adaptation dynamique du faisceau et une couverture ciblée. Bien qu'ils nécessitent encore des améliorations pour arriver à un gain et couverture exploitable pour les applications de télécommunication moderne. En particulier la directivité, la bande passante et

le gain, pourraient être affinées afin de maximiser leur efficacité dans des conditions d'exploitation réelles

## **IV. 8 Conclusion**

La technologie des guides d'onde intégrés au substrat représente une avancée dans le domaine des composants micro-ondes, alliant les points forts de l'ancienne technologie des guides d'onde conventionnels et les avantages de la technologie planaire.

Dans ce chapitre, nous avons présenté la conception de plusieurs composants micro-ondes tels que les filtres, les coupleurs directionnels, les antennes et les réseaux d'antennes. Nous avons d'abord présenté une méthode de conception des filtres, basée sur l'étude des discontinuités dans les guides d'ondes. Le filtre conçu répond aux exigences de la bande passante souhaitée.

L'intégration des CSRR dans un plan réflecteur a permis d'exploiter les capacités de cette technique pour le développement d'un coupleur directionnel. Ce dernier répond aux exigences d'intégration et de facilité de fabrication des circuits micro-ondes modernes.

Enfin, une antenne à fente sous forme de quart de cercle a été développée dans le cadre de cette étude. Cette antenne a été intégrée dans un réseau d'antennes circulaire, excité par une matrice de Butler. Les résultats de simulation ont démontré le potentiel de ce système beamforming. L'efficacité et la viabilité de cette technique en font un excellent choix pour les systèmes de communication moderne, où la performance et la compacité sont cruciales.

## IV. 9 Référence

- [1] J. Helszajn, *Ridge Waveguide and Passive Microwave Components*, London: IET Electromagnetic Waves Series 49, 1st ed., 2000.
- [2] F. Xu and K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory*, vol. 53, pp. 66-73, Jan. 2005.
- [3] X.-P. Chen and K. Wu, "Substrate integrated Waveguide filters," *IEEE microwave magazine*, Montreal, Quebec, Canada, 2014.
- [4] G. L. Matthaei, "Tables of chebyshev impedance transforming networks of low-pass filters form," *Proceedings of the IEEE*, vol. 52, no. 8, pp. 939 - 963, 1964.
- [5] R. Levy, R. V. Snyder and G. Matthaei, "Design of microwave filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, vol. 50, no. 3, pp. 783-793, March 2002.
- [6] Y. Zhai, Q. Wang, Z. Wang and X. xia, "The Design of an Iris Waveguide Filter at 35.75 GHz," in *IEEE, 2008 Global Symposium on Millimeter Waves*, Nanjing, China, 2008.
- [7] D. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed, Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [8] C. Wang, W. Che, C. Li and P. Russer, "Multi-way Microwave Power Dividing/Combining Network Based on Substrate Integrated Waveguide (SIW) Directional Couplers," in *IEEE. International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings*, Nanjing, China, 2008.
- [9] S. S. Sabri, B. H. Ahmad and A. R. Othman, "Design and fabrication of X-band Substrate Integrated Waveguide directional coupler," in *IEEE Symposium on Wireless Technology and Applications (ISWTA)*, Kuching, Malaysia, Sep. 2013.
- [10] T. Djerafi and K. Wu, "Super-Compact Substrate Integrated Waveguide Cruciform Directional Coupler," *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, vol. 17, no. 11, pp. 757-759, 2007.

- [11] K. Kishihara, K. Yamane and I. Ohta, "Design of Cruciform Directional Couplers in E-Plane Rectangular Waveguide," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, San Francisco, CA, USA, November 2006.
- [12] K. Murai, H. Ikeuchi, T. Kawai, M. Kishihara and I. Ohta, "Broadband Design Method of SIW Directional Couplers," in *China-Japan Joint Microwave Conference*, Hangzhou, China, 20-22 April 2011.
- [13] T. Djerafi, K. Wu and S. O. Tatu, "3 dB 90° Hybrid Quasi-Optical Coupler With Air Field Slab in SIW Technology," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 24, no. 04, pp. 221-223, 2014.
- [14] J. G. a. K. W. T. Djerafi, "Quasi-optical cruciform substrate integrated waveguide (SIW) coupler for millimeter-wave system," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Anaheim, CA, USA, 2010.
- [15] B. Wardrop, "A quasi-optical directional coupler," *Marconi Rev*, vol. 35, no. 185, pp. 159-168, 1972.
- [16] T. Djerafi and K. Wu, "Super-compact substrate integrated waveguide cruciform directional couple," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 11, pp. 757-759, 2007.
- [17] S. C. Barden, L. Ames and W. Colbur, "Volume-phase holographic gratings and their potential for astronomical applications," *Proc. SPIE*, vol. 3355, pp. 866-876, 1998.
- [18] F. Falcone, T. Lopetegi, J. D. Baena, R. Marques, F. Martin and M. Sorolla, "Effective negative- $\epsilon$  stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 06, pp. 280-282, Jun. 2004.
- [19] D. R. Smith, D. C. Vier, T. Koschny and C. M. Soukoulis, "Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials," *PHYSICAL REVIEW E* 71, 036617, pp. 1-11, 2005.

- [20] G.Luo, Z. Hu, L. Dong and L. Sun, "Planar Slot Antenna Backed by Substrate Integrated Waveguide Cavity," *IEEE Antenna And Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 236-239, 2008.
- [21] T.-. Zhang, W. Hong, Y. Zhang and K. Wu, "Design and Analysis of SIW Cavity Dual-Band Antenna With Dual Mode Triangular-Ring Slot," *IEEE Trans. on Antenna and Propagation*, vol. 62, no. 10, pp. 5007-5016, 2014.
- [22] L. Zhong, Y. Ban, J.W.Lian, Q. L. Yang, J. Guo and Z. F. Yu, "Miniaturized SIW Multibeam Antenna Array Fed by Dual-Layer  $8 \times 8$  Butler Matrix," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 3018-3021, 2017.
- [23] J. L. Allen, "A theoretical limitation on the formation of lossless multiple beams in linear arrays," *IRE Trans. on Antennas and propagation*, vol. 09, no. 04, pp. 350-352, 1961.

# *Conclusion Générale*

## Conclusion générale

L'évolution rapide des systèmes de communication modernes impose des exigences croissantes en matière de performances, de compacité et de facilité d'intégration. Dans ce contexte, la technologie des guides d'onde intégrés au substrat (SIW – *Substrate Integrated Waveguide*) s'est révélée être une solution prometteuse, offrant un compromis efficace entre miniaturisation et intégrabilité.

Tout au long de cette thèse, nous avons exploré le potentiel de cette technologie à travers la conception, la simulation et l'analyse de divers composants micro-ondes essentiels à la mise en œuvre de systèmes de communication modernes.

Le premier chapitre a permis de présenter les bases théoriques de la technologie des guides d'onde intégrés au substrat, avec un accent particulier sur les critères essentiels de conception ainsi que sur les contraintes géométriques de cette structure. Une attention particulière a été portée à la largeur du guide, paramètre clé dans la définition des caractéristiques de propagation.

Dans le deuxième chapitre, l'étude s'est concentrée sur l'analyse des guides d'ondes intégrés au substrat par la méthode des différences finies dans le domaine fréquentiel (FDFD). Cette approche a permis de proposer une nouvelle formulation pour le calcul de la largeur du guide, issue d'une analyse du guide intégré. Enfin, la confrontation des résultats de simulation avec des données expérimentales a confirmé la validité et la pertinence de la méthode adoptée, renforçant ainsi sa fiabilité pour l'analyse de ce type de structures.

Dans le troisième chapitre, nous avons étudié les transitions entre une ligne microstrip et un guide d'onde intégré au substrat. La transition est un élément indispensable pour assurer la continuité entre la technologie microstrip et le guide intégré. Nous avons présenté les principales configurations de transition couramment utilisées, en décrivant leurs principes de fonctionnement et leurs caractéristiques structurelles. La géométrie et les dimensions de ces transitions jouent un rôle central dans l'adaptation d'impédance entre les deux milieux de propagation. En l'absence de formules analytiques précises pour leur dimensionnement, il est nécessaire de recourir à des outils de simulation, tels que HFSS, pour affiner les paramètres géométriques et assurer un transfert optimal de l'énergie de l'entrée vers la sortie. Dans ce chapitre, deux transitions ont été développées, leur conception reposant sur une approche méthodique basée sur les principes de l'adaptation d'impédance. Cette approche fournit des points de départ pour le processus d'optimisation, permettant de réduire le temps de conception.

Dans le quatrième chapitre, nous avons abordé la conception de plusieurs composants micro-ondes, tels que les filtres, les coupleurs directionnels, les antennes et les réseaux d'antennes. Le chapitre commence par le développement d'une méthode de conception de filtres exploitant les discontinuités introduites dans la structure du guide. Cette approche s'appuie sur les caractéristiques des circuits LC équivalents pour déterminer directement les dimensions géométriques des discontinuités. Ensuite, un coupleur directionnel a été conçu en intégrant un résonateur en anneaux fendus complémentaires (CSRR) dans un plan réflecteur. Cette configuration repose sur les propriétés de réflexion du plan réflecteur pour garantir le fonctionnement du coupleur. Enfin, une antenne à fente en quart de cercle a été développée, puis intégrée dans un réseau d'antennes circulaire, alimenté par une matrice de Butler. La simulation de ce système a permis d'analyser le comportement du dispositif dans une configuration de formation de faisceaux (beamforming).

L'ensemble des travaux présentés contribue à démontrer que la technologie des guides d'onde intégrés au substrat constitue une alternative aux technologies conventionnelles, en particulier pour les systèmes exigeant des composants à la fois compacts, performants et facilement intégrables. Les résultats obtenus confirment la viabilité des solutions SIW pour une vaste gamme d'applications micro-ondes.

Pour conclure, cette thèse ouvre des perspectives intéressantes pour de futures recherches, notamment dans la conception et l'optimisation des structures SIW, l'extension vers des fréquences millimétriques, ainsi que l'intégration dans des systèmes plus complexes tels que les réseaux d'antennes intelligentes ou les architectures MIMO. Nous espérons que ces travaux serviront de base précieuse aux chercheurs, ingénieurs et concepteurs impliqués dans le développement de nouvelles générations de dispositifs pour les télécommunications.

## Résumé

Cette thèse explore la technologie des guides d'onde intégrés au substrat, mettant en avant son potentiel pour le développement de dispositifs micro-ondes destinés aux systèmes de communication modernes. À travers ce manuscrite, nous avons étudié les principes fondamentaux de conception, les défis liés à l'excitation et à l'alimentation des circuits, ainsi que les applications pratiques des dispositifs tels que les coupleurs, les filtres et les répartiteurs de faisceaux. En utilisant le logiciel HFSS pour modéliser et simuler nos conceptions, nous avons validé l'efficacité de nos approches et proposé de nouvelles solutions pour répondre aux exigences de miniaturisation et d'intégration.

**Mots clés : Guide d'onde intégré au substrat, coupleur directionnel, système beamforming, multifaisceaux**

## Abstract

This thesis explores the technology of substrate integrated waveguides, highlighting its potential for the development of microwave devices intended for modern communication systems. Throughout this manuscript, we studied the fundamental design principles, the challenges related to the excitation and powering of circuits, as well as the practical applications of devices such as couplers, filters, and beam splitters. By using HFSS software to model and simulate our designs, we validated the effectiveness of our approaches and proposed new solutions to meet the demands for miniaturization and integration.

**Keywords: Substrate Integrated Waveguide, directional coupler, beamforming system, multibeam**

## المخلص

تهدف هذه الأطروحة الى التعريف بتكنولوجيا ناقلات الامواج المتكاملة ، لقد سلطنا الضوء على إمكانياتها لتطوير أجهزة الميكروويف المخصصة للأنظمة الحديثة للاتصالات. من خلال هذه الدراسة، درسنا المبادئ الأساسية للتصميم، والتحديات المرتبطة بإثارة وتغذية الدوائر، بالإضافة إلى التطبيقات العملية للأجهزة مثل الموصلات، والفلاتر، وموزعات الشعاع. باستخدام برنامج HFSS لتشكيل نماذج ومحاكاة تصميماتنا، قمنا بالتحقق من فعالية أساليبنا واقترحنا حلولاً جديدة لتلبية متطلبات التصغير والاندماج.

**الكلمات المفتاحية: الموجات الموجهة المتكاملة في الركيزة، الموصل الاتجاهي، نظام تشكيل الشعاع، متعدد الأشعة**